

УДК 621.396

АНАЛИЗ ВОЗДЕЙСТВИЯ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ НА СХЕМУ КОСТАСА

Б.И. ШАХТАРИН, Ю.А. СИДОРКИНА, Т.Г. АСЛАНОВ

Проведен анализ плотности распределения вероятностей сигнала рассогласования для схемы Костаса при наличии помех, полученных методом математического моделирования и методом имитационного моделирования, получены графики среднего времени до срыва слежения для схемы Костаса при различных значениях отношения помеха сигнал. Проведен сравнительный анализ результатов расчета математического и имитационного моделирования

Ключевые слова: фазовая автоподстройка, схема Костаса, дифференциальное уравнение, отношения сигнал/шум..

1. Дифференциальное уравнение ФАП

Рассмотрим эффективность работы петли Костаса в условиях наличия прицельных помех, а также предположим, что воздействующий на систему шум является аддитивным белым гауссовым шумом.

Функциональный анализ и оптимизация петли Костаса в условиях отсутствия помех представлены в [1,2]. В [3] представлен анализ по методу возмущений, целью которого являлось получение аналитических данных о воздействии помех на эффективность петли Костаса второго порядка в условиях отсутствия шума. Рассмотрим модель схемы Костаса, представленную на рис. 1, на которую, кроме сигнала помех $u_n(t)$ и сигнала подавленной несущей $u_c(t)$ воздействует шумовой процесс $u_{ш}(t)$.

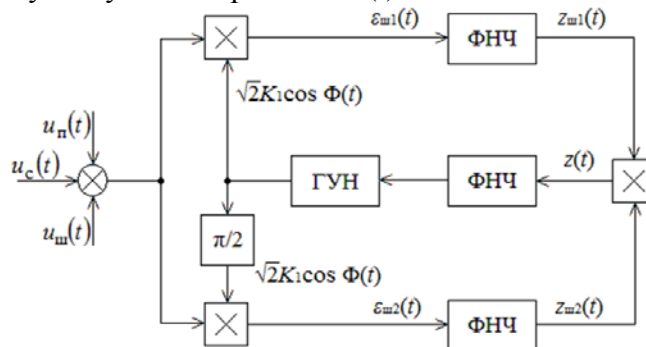


Рис. 1 Схема Костаса

Представим сигналы подавленной несущей, источника помех и шума в виде [4]

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \sqrt{2}A_c s(t) \sin \Phi(t), \quad u_n(t) = \sqrt{2}A_n \sin \Phi_i(t), \\ u_{ш}(t) &= \sqrt{2}u_{ш1}(t) \cos \Phi(t) - \sqrt{2}u_{ш2}(t) \sin \Phi(t). \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Phi(t) = \omega t + \theta$ – оцениваемая фаза несущей входного сигнала; $\theta(t)$ – фаза входного сигнала; $s(t)$ – модуляция данных; A_c – мощность сигнала.

Отметим, что несущая частота входного сигнала является постоянной как и фаза; частота генератора управляемого напряжением (ГУН) при нулевом управляющем напряжении ω ; аналогично, амплитуда сигнала помех постоянна и равна A_n , обладает постоянными частотой и фазой θ_n и ω_n . Спектры $u_{ш1}(t)$ и $u_{ш2}(t)$ из уравнения (1) аппроксимируются узкополосным эквивалентом спектра $u_{ш}(t)$ в предположении, что $\theta(t)$ – узкополосный процесс относительно ширины спектра входного шума. Аддитивный шум рассматривается как стационарный белый гауссовский процесс с нулевым средним и двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$ Вт/Гц. Таким образом, $u_{ш1}$ и $u_{ш2}$ являются статически независимыми процессами гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью мощности $N_0/2$. $G(p)$ и $F(p)$ являются передаточными функциями

синфазного и квадратурного фильтра низких частот (ФНЧ), где $p \triangleq d/dt$. Тогда, не принимая во внимание вторые гармоники, отсеянные фильтрами, квадратуры будут равны

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{ш1}}(t) &= K_s x(t) \sqrt{2} K_1 \cos \widehat{\Phi}(t) = \\ &= K_1 K_s [A_c s(t) - u_{\text{ш2}}(t)] \sin \varphi(t) + K_1 K_s u_{\text{ш1}}(t) \cos \varphi(t) + K_1 K_s A_n \sin \varphi_i(t); \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{ш2}}(t) &= K_s x(t) \sqrt{2} K_1 \sin \widehat{\Phi}(t) = \\ &= K_1 K_s [A_c s(t) - u_{\text{ш1}}(t)] \cos \varphi(t) + K_1 K_s u_{\text{ш2}}(t) \sin \varphi(t) + K_1 K_s A_n \cos \varphi_i(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\varphi(t) \triangleq \Phi(t) - \widehat{\Phi}(t)$ – сдвиг фаз между желаемым и локальным сигналами (ошибка фазы контура) и $\varphi_i(t) \triangleq \Phi_i(t) - \widehat{\Phi}(t)$ – сдвиг фаз между сигналами источника помех и локального ГУН. Отметим, что показатели (2) и (3) имеют силу только в случае присутствия источника помех. Эффект воздействия источника помех на синфазные и квадратурные компоненты описываются всего лишь добавлением третьей группы показателей.

Запишем фильтрованные ФНЧ синфазные и квадратурные сигналы ошибок в виде

$$\begin{aligned} z_{\text{ш1}}(t) &= K_1 K_s [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш2}}(t)] \sin \varphi(t) + K_1 K_s \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \cos \varphi(t) + K_1 K_s A_n \sin \varphi_i(t); \\ z_{\text{ш2}}(t) &= K_1 K_s [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш1}}(t)] \cos \varphi(t) + K_1 K_s \hat{u}_{\text{ш2}}(t) \sin \varphi(t) + K_1 K_s A_n \cos \varphi_i(t), \end{aligned}$$

где $\hat{s}(t)$, $\hat{u}_{\text{ш1}}(t)$, $\hat{u}_{\text{ш2}}(t)$ – фильтрованные $s(t)$, $u_{\text{ш1}}(t)$, $u_{\text{ш2}}(t)$ соответственно. Тогда запишем $z(t) = z_{\text{ш1}}(t) z_{\text{ш2}}(t)$ в виде

$$\begin{aligned} z(t) &= \frac{1}{2} K_1^2 K_s^2 \{ [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш2}}(t)]^2 - \hat{u}_{\text{ш1}}^2(t) \} \sin 2\varphi(t) + \\ &\quad + [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш2}}(t)] [K_1^2 K_s^2 \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \cos 2\varphi(t) + K_1^2 K_s^2 \sin \varphi(t) A_n \cos \varphi_i(t) + \\ &\quad + K_1^2 K_s^2 \cos \varphi(t) A_n \sin \varphi_i(t)] + \frac{1}{2} K_1^2 K_s^2 A_n^2 \sin 2\varphi_i(t) - \\ &\quad - K_1^2 K_s^2 A_n \sin \varphi_i(t) \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \sin \varphi(t) + K_1^2 K_s^2 A_n \cos \varphi_i(t) \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \cos \varphi(t), \\ z(t) &= \frac{1}{2} K_1^2 K_s^2 \{ [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш2}}(t)]^2 - \hat{u}_{\text{ш1}}^2(t) \} \sin 2\varphi(t) + K_1^2 K_s^2 \hat{u}_{\text{ш1}}(t) [A_c \hat{s}(t) - \\ &\quad \hat{u}_{\text{ш2}}(t)] \cos 2\varphi(t) + K_1^2 K_s^2 A_n [A_c \hat{s}(t) - \hat{u}_{\text{ш2}}(t)] \sin(2\varphi(t) + \Delta(t)) + \\ &\quad K_1^2 K_s^2 A_n \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \cos(2\varphi(t) + \Delta(t)) + \frac{1}{2} K_1^2 K_s^2 A_n^2 \sin(2\varphi(t) + 2\Delta(t)), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\Delta(t) \triangleq \varphi_i(t) - \varphi(t) = \Phi_i(t) - \Phi(t)$ – разность фаз между сигналом источника помех и подавленной несущей входящего сигнала. Первые два слагаемых (4) отражают динамические характеристики в отсутствие источника помех, в то время как дополнительные слагаемые – в условиях его наличия. Третий и четвертый слагаемые имеют силу только при условии наличия источника помех, подавленной несущей и шума. Их можно назвать показателями (помехи * (желаемая несущая + шум)) и (помехи * шум) соответственно. Последнее слагаемое, имеющее смысл только при взаимодействии элементов помех в синфазном и квадратурном участках петли Костаса, можно назвать показателем (помехи * помехи).

Действие управляемого генератора можно описать как $\frac{d\widehat{\Phi}(t)}{dt} = K_V F(p) z(t) + \omega_0$,

где K_V – крутизна ГУН, (1/с)/вольт.

Уравнение, описывающее поведение контура, записываем в виде

$$\begin{aligned} 2 \frac{d\varphi(t)}{dt} &= 2\omega - KF(p) [A_c^2 \hat{s}^2(t) \sin 2\varphi(t) + A_n^2 \sin(2\varphi(t) + 2\Delta(t)) + v_2(t, 2\varphi(t)) + \\ &\quad + v_3(t, 2\varphi(t))], \end{aligned} \quad (5)$$

где $K = K_1^2 K_s^2 K_V$ – коэффициент усиления разомкнутого контура, а $v_2(t, 2\varphi(t))$, $v_3(t, 2\varphi(t))$ представлены в виде

$$\begin{aligned} v_2(t, 2\varphi(t)) &= [-\hat{u}_{\text{ш1}}^2(t) + \hat{u}_{\text{ш2}}^2(t) - 2A_c \hat{s}(t) \hat{u}_{\text{ш2}}(t)] \sin 2\varphi(t) + \hat{u}_{\text{ш1}}(2A_c \hat{s}(t) - \\ &\quad - 2\hat{u}_{\text{ш2}}(t)) \cos 2\varphi(t); \\ v_3(t, 2\varphi(t)) &= 2A_n (2A_c \hat{s}(t) - 2\hat{u}_{\text{ш2}}(t)) \sin(2\varphi(t) + \Delta(t)) + 2A_n \hat{u}_{\text{ш1}}(t) \cos(2\varphi(t) + \Delta(t)). \end{aligned}$$

Отметим, что в формуле (5) слагаемые $A_n \sin(2\varphi(t) + 2\Delta(t))$ и $v_3(t, 2\varphi(t))$ имеют смысл только в случае наличия источника помех. Они отражают отклонения в связи со взаимодействием шума с самим собой и с сигналом подавленной несущей.

Рассчитаем статистические характеристики отклонений $v_2(t, 2\varphi(t))$ и $v_3(t, 2\varphi(t))$. Отклонение $v_2(t, 2\varphi(t))$ - это процесс с нулевой средней, и его автокорреляционная функция [10]

$$R_{v_2}(\tau) \triangleq E\{v_2(t, 2\varphi)v_2(t + \tau, 2\varphi)\} = 4[SR_s(\tau)R_{\hat{u}_{ш1}}(\tau) + R_{\hat{u}_{ш1}}^2(\tau)],$$

где $E\{\cdot\}$ - математическое ожидание. Автокорреляционные функции процессов $\hat{s}(t)$, $\hat{u}_{ш1}(t)$ определяются как

$$R_s(\tau) \triangleq \langle E\{\hat{s}(t)\hat{s}(t + \tau)\} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S_s(f)|G(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df;$$

$$R_{\hat{u}_{ш1}}(\tau) = R_{\hat{u}_{ш2}}(\tau) \triangleq [E\{\hat{u}_{ш1}(t)\hat{u}_{ш1}(t + \tau)\}] = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f\tau} df.$$

Введем обозначения: $\langle \cdot \rangle$ - оператор усреднения по времени, $S_s(f)$ - спектральная плотность мощности сигнала модуляции $s(t)$. Отметим, что $R_{v_2}(\tau)$ не зависит от φ , оно получено за счет определения периода модуляции сигнала $R_{v_2}(\tau)$.

Спектральная плотность мощности $v_2(t, 2\varphi(t))$

$S_{v_2}(f) = 4[SS_s(f) * S_{\hat{u}_{ш1}}(f) + S_{\hat{u}_{ш1}}(f) * S_{\hat{u}_{ш2}}(f)]$, где $*$ - операция свертки, а $S_{\hat{u}_{ш1}}(f)$, $S_s(f)$ - спектральные плотности мощности соответственно $\hat{u}_{ш1}(t)$, $\hat{s}(t)$, которые могут быть представлены в виде $S_{\hat{u}_{ш1}}(f) = \frac{N_0}{2} |G(j2\pi f)|^2$, $S_s(f) = S_s(f)|G(j2\pi f)|^2$.

В целом полоса пропускания петли Костаса много меньше полосы пропускания фильтров контура. Следовательно, полоса пропускания контура тесно связана с эквивалентной шумовой полосой $v_2(t, 2\varphi(t))$. Это означает, что можно аппроксимировать $v_2(t, 2\varphi(t))$ как дельта-коррелированный процесс с двухсторонней спектральной плотностью мощности $\frac{Nsq}{2} \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} R_{v_2}(\tau) d\tau$. ДУ ФАП имеет вид: $\frac{dx}{dt} = \frac{d\theta}{dt} - K_1 F(p)u_r$, где $x(t)$ - фазовая ошибка, K_1 - постоянная ГУН, и управляющее напряжение ГУН u_r имеет вид

$$u_r = \frac{1}{2}[A_c s(t) + u_{ш2}(t)]^2 \sin 2x + u_{ш1}(t)[A_c s(t) + u_{ш2}(t)]^2 - \frac{1}{2}u_{ш1}^2(t) \sin 2x. \quad (6)$$

Гармоническая помеху на входе контура будет рассматриваться в виде

$$u_{п}(t) = \sqrt{2}A_{п} \sin[(\omega t + \theta)t + \theta + \theta_{ш}] = \sqrt{2}u_{п1}(t) \cos(\omega t + \theta) + \sqrt{2}u_{п2}(t) \sin(\omega t + \theta), \quad (7)$$

где $\Delta\omega$ - рассогласование частот помехи и сигнала, $\theta_{ш}$ - фаза помехи относительно фазы сигнала. Синфазная и квадратурная составляющие помехи определяются в виде $u_{п1}(t) = A_{п} \sin(\Delta\omega t + \theta_{ш})$, $u_{п2}(t) = A_{п} \cos(\Delta\omega t + \theta_{ш})$, соответственно.

Следует отметить, что разложение помехи на квадратурные составляющие относительно мгновенной фазы сигнала $\theta(t)$ составляет трудность в определении $\theta_{ш}$, т.к. θ , относительная фаза сигнала. Из подобия (1) и (7) следует, что в ДУ контура (6) $u_{ш1}(t)$ и $u_{ш2}(t)$ при воздействии помехи могут быть легко заменены соответствующими составляющими помехи.

Поскольку помеха находится близко к центральной частоте сигнала, передаточные функции двух контурных фильтров представляются как $H(f) = A(f)\exp[j\psi(f)]$, где $A(f)$ - амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и $\psi(f)$ - фазо-частотная характеристика (ФЧХ) фильтра. Составляющие помехи на выходе детектора будут ослаблены и смещены по фазе исходя из передаточной функции. Из этих наблюдений следует, что управляющее напряжение ГУН, нормализованное по амплитуде при наличии помехи на входе контура будет иметь вид

$$u_{гн} = u_r/A^2 = \frac{1}{2}[s(t) + \varepsilon \cos(\Delta\omega t + \theta_{ш} + \psi(\Delta\omega)) + u_{ш2}(t)/A_c]^2 \sin 2x + [s(t) + \varepsilon \sin(\Delta\omega t + \theta_{ш} + \psi(\Delta\omega)) + u_{ш2}(t)/A_c] + [\varepsilon \sin(\Delta\omega t + \theta_{ш} + \psi(\Delta\omega)) + u_{ш1}(t)/A_c] \cos 2x - \frac{1}{2}[s(t) + \varepsilon \cos(\Delta\omega t + \theta_{ш} + \psi(\Delta\omega)) + u_{ш1}(t)/A_c]^2 \sin 2x, \quad (8)$$

где $\varepsilon = A_{п}A(\Delta\omega)/A_c$ - ОПС на выходе двух контурных фильтров.

В качестве контурного фильтра рассматривается вырожденный фильтр с передаточной функцией в виде

$$F(p) = 1 + q/p, \quad (9)$$

где q – константа.

Для удобства расчета будем использовать нормализованную переменную времени в дифференциальном уравнении (ДУ) контура

$$\tau = 2\xi\omega_0 t, \quad (10)$$

где ξ – коэффициент демпфирования, ω_0 – собственная частота линеаризованного контура. Через параметры контура и амплитуду сигнала, коэффициент демпфирования и собственная частота определяются в виде $\xi\omega_0 = k_1 A_c^2$ и $\omega_0^2 = k_1 q A_c^2$.

С учетом этих соотношений ДУ контура может быть записано как система уравнений

$$\dot{x} = y - u_{\text{гн}}, \dot{y} = -(2\xi)^{-2} u_{\text{гн}}, \quad (11)$$

где $u_{\text{гн}}$ определено в (8) с учетом (10).

2. Фазовая ошибка в схеме Костаса

Уравнения (11) для $u_{\text{гн}}$ нелинейные с переменными коэффициентами и не имеют решения в замкнутой форме. Однако, решение можно получить с применением метода возмущений. При $\varepsilon \ll 1$ уравнения (11) могут быть рассмотрены как возмущенная версия невозмущенной системы

$$\dot{x}_0 = y_0 - \frac{1}{2} \sin 2x_0, \dot{y}_0 = -(2\xi)^{-2} \frac{1}{2} \sin 2x_0, \quad (12)$$

Используя метод вариации параметров [5] получим решение в виде ряда в зависимости от значений ОПС ε . При малом значении $\varepsilon - x$ мало, и линеаризация по величине сигнала позволяет записать уравнение (9) в виде

$$\dot{x} = -H(P) \left[\varepsilon \sin(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega) + 2x) + \frac{1}{2} \varepsilon^2 \sin(2\beta\tau + 2\theta_{\text{ш}} + 2\psi(\Delta\omega) + 2x) \right],$$

где $H(p) = \frac{2\xi\omega_0 p + \omega_0^2}{p^2 + 2\xi\omega_0 p + \omega_0^2}$ - передаточная функция линеаризованного замкнутого контура. Решение в форме ряда можно получить вариационно-итерационным методом [5].

Аппроксимация нулевого порядка получается путем приравнивания $\dot{x} = 0$ в правой части (12) $x_0(\tau) = -|H(\Delta\omega)|\varepsilon \sin P(\Delta\omega) - |H(\Delta\omega)|\varepsilon \sin(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega) + P(\Delta\omega)) - \frac{1}{2}\varepsilon^2 |H(2\Delta\omega)| \sin(2(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega)) + P(2\Delta\omega))$. (13)

Аппроксимация 1-го порядка получается путем подстановки в (11) правую часть (10) при допущении $\cos 2x_0 = 1$ и $\sin 2x_0 = 2x_0$

$$x_1(\tau) = \varepsilon^2 |H(\Delta\omega)| \sin P(\Delta\omega) - \varepsilon |H(\Delta\omega)| \sin(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega) + P(\Delta\omega)) - \frac{1}{2}\varepsilon^2 |H(2\Delta\omega)| \sin(2(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega)) + P(2\Delta\omega)) + \varepsilon^2 |H(\Delta\omega)| |H(2\Delta\omega)| \sin(2(\beta\tau + \theta_{\text{ш}} + \psi(\Delta\omega)) + P(\Delta\omega) + P(2\Delta\omega)). \quad (14)$$

В (11) и (12) $|H(\Delta\omega)|$ - АЧХ, $P(\Delta\omega)$ – ФЧХ замкнутого фильтра.

На рис. 2 приведены графики сигнала рассогласования в схеме Костаса аппроксимацией 1-го порядка в MatLab при $\beta = 0,1$. На рис 2а кривая получена при ОПС равной 0,3, На рис 2б при ОПС равной 0,9.

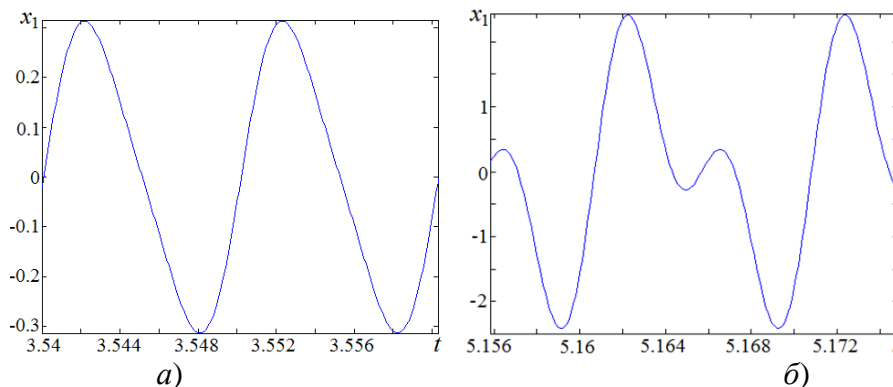


Рис. 2 Сигнал рассогласования

На рис. 3 приведены ПРВ сигнала рассогласования при $\beta = 0,1$ и ОПС равной 0,3. На рис. 3а приведено ПРВ полученное математическим моделированием в MatLab, на рис. 3б имитационным моделированием схемы Костаса в Simulink.

На рис. 4 приведены ПРВ сигнала рассогласования при $\beta = 0,1$ и ОПС равной 0,9. На рис. 4а приведено ПРВ полученное математическим моделированием в MatLab, на рис. 4б имитационным моделированием схемы Костаса в Simulink.

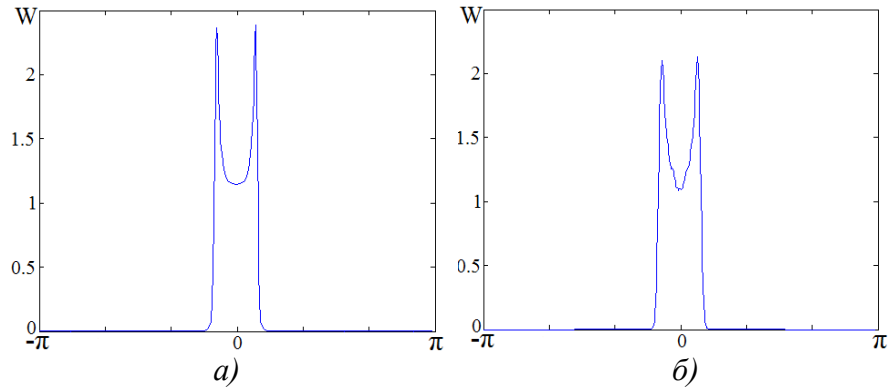


Рис. 3 ПРВ сигнала рассогласования

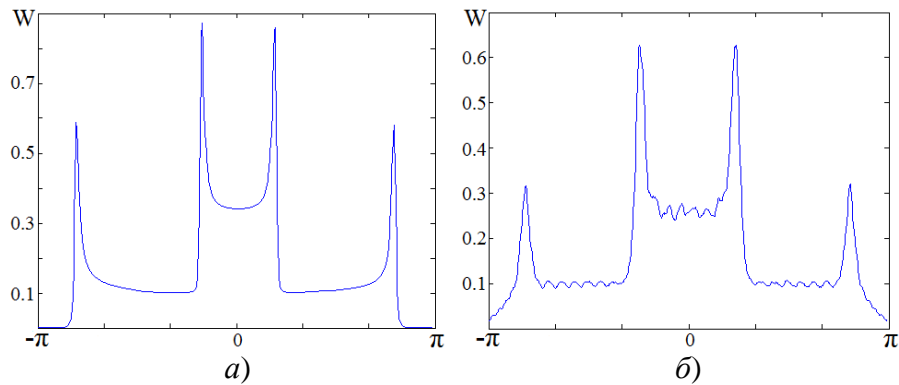


Рис. 4 ПРВ сигнала рассогласования

На рис. 5 приведены среднее время до срыва слежения (выход за интервал от $-\pi/2$ до $\pi/2$), полученное при имитационном моделировании в Simulink, время моделирования 5 сек. Шаг ОСШ при определении среднего времени 2 дБ. Кривая 1 соответствует ОПС равной 0,6; кривая 2 – 0,3; кривая 3 – 0.

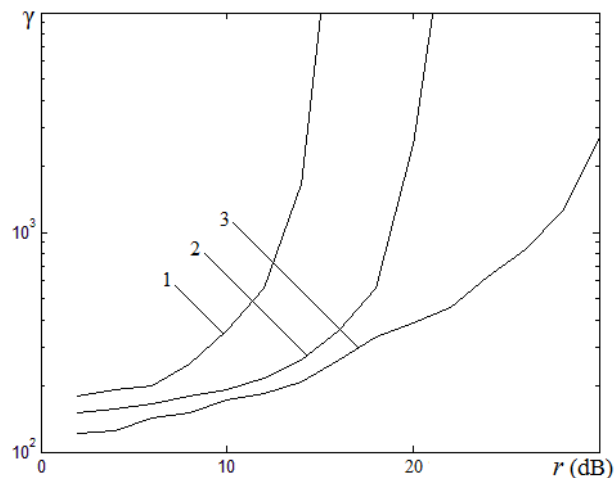


Рис. 5 Среднее время до срыва слежения схемы Костаса

Вывод

По рис. 3 можно сказать, что математическое моделирование схемы Костаса дает несущественные расхождения с имитационным моделированием (среднеквадратическое отклонение не превышает 7%), при возрастании ОПС – расхождение графиков более существенно, но следует отметить, что в первом случае расход машинного времени в расчете значительно ниже, чем во втором.

Результаты работы получены в рамках проекта №1543, выполняемого в МГТУ им. Н.Э. Баумана по государственному заданию на оказание услуг (выполнение работ) Минобрнауки России

ЛИТЕРАТУРА

1. Шахтарин Б.И. Анализ систем синхронизации при наличии помех. М.: ИПРЖР, 1996. – 252 с.
2. Yoon C.Y., Lindsey W.C. Phase-locked loop performance in presence of CW interference and additive noise // IEEE Trans. 1982. V. CON-30, №10. P. 2305-2311.
3. Hasan P. Cycle-slip statistics of a first-order phase-locked loop in the presence of additive noise and cochannel interference // European Trans. on Telecommunications. 1994. Vol. 5. №3. P. 85-89.
4. Karsi M.F., Lindsey W.C. Effect of CW interference on phase-locked loop performance // IEEE Trans. Commun. 2000. V. COM-48, № 5, P. 886-896.
5. Morse P.M., Feshback H. Methods of Theoretical Physics. New York: McGraw-Hill, 1953, p.1026 ff.

Analysis of the impact of harmonic interference circuit Costas

B.I. Shakhhtarin, Yu.A., Sidorkina, T.G. Aslanov

The analysis of influence of harmonic interference on the phase error in the Costas circuit is carried out. Differential equations of the circuit are obtained. Are obtained in the zero and first approximation the equations of the phase error for the Costas circuit. The simulation in MatLab environment of phase error introduced by the Costas circuit in the first approximation and the graphs of this error is carried out. On the basis of mathematical model, by the phase error counts were obtained graphs of probability density functions of the signal errors introduced by the model. A simulation model of the Costas circuit in the Simulink environment is given. In the simulation model, by the phase error counts in MatLab, were obtained graphs of probability density functions of the signal error due to the simulation model. The comparison of the obtained results of the Costas circuit analysis obtained by mathematical modeling of the phase error equation in the first approximation with simulation results in Simulink environment shows that the results of mathematical modeling rather accurately coincide with the simulation results. On the basis of simulation were obtained the graphs of the average time before mistracking for various values of the interference to signal ratio. **Keywords:** unknown parameters, likelihood ratio.

Keywords: phase-locked loop, differential equation, SNR.

REFERENCES

1. SHAhtarin B.I. Analiz sistem sinhronizacii pri nalichii pomekh. M.: IPRZHR, 1996. – 252 s.
2. Yoon C.Y., Lindsey W.C. Phase-locked loop performance in presence of CW interference and additive noise // IEEE Trans. 1982. V. CON-30, №10. P. 2305-2311.
3. Hasan P. Cycle-slip statistics of a first-order phase-locked loop in the presence of additive noise and cochannel interference // European Trans. on Telecommunications. 1994. Vol. 5. №3. P. 85-89.
4. Karsi M.F., Lindsey W.C. Effect of CW interference on phase-locked loop performance // IEEE Trans. Commun. 2000. V. COM-48, № 5, P. 886-896.
5. Morse P.M., Feshback H. Methods of Theoretical Physics. New York: McGraw-Hill, 1953, p.1026 ff.

Сведения об авторах

Шахтарин Борис Ильич, 1933 г.р., окончил ЛКВВИА (1958), ЛГУ (1968), д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им.

Н.Э. Баумана, автор более 250 научных работ в области радиотехники, статистического анализа, фазовой синхронизации, формирования и обнаружения сигналов.

Сидоркина Юлия Анатольевна, 1969 г.р., окончила МАИ (1991), к.т.н., доцент, доцент кафедры «Автономные информационные и управляющие системы» МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 30 публикаций, в области статистического анализа и синтеза цифровых систем.

Асланов Тагирбек Гайдарбекович, 1988 г.р., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана (2011), аспирант МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 20 научных работ, область научных интересов – системы синхронизации, сейсмологии, радиолокации.