

Переходные процессы в системе импульсно-фазовой автоподстройки с дробно-переменными делителями частоты и элементами коммутации

A. В. ЛЕНЬШИН,

д-р техн. наук
(ВУНЦ ВВС «ВВА»,
Воронеж),

В. Н. ТИХОМИРОВ,

Н. М. ТИХОМИРОВ,
д-р техн. наук
(Концерн «Созвездие»,

Воронеж),

Е. В. ШАТАЛОВ,

канд. техн. наук
(ВГЛТУ, Воронеж)

andrey-lenshin@yandex.ru

Предложена приближенная методика определения длительности переходных процессов в системах импульсно-фазовой автоподстройки частоты с режимами биений и коммутации параметров с целью повышения быстродействия при наличии помех коммутации. Найдены аналитические выражения для определения длительностей переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с элементами коммутации и с учетом режима биений. Приведено сравнение результатов расчетов по предложенной методике и результатов моделирования переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с использованием подсистемы Simulink Power System системы MATLAB.

Синтезатор частот, фазовая автоподстройка частоты, переходные процессы, элементы коммутации, режим ускорения

В настоящее время в современных системах связи широко используются цифровые методы модуляции и цифровой обработки сигналов [1, 2]. Разрабатываются подходы, направленные на решение задачи обеспечения надежной радиосвязи и передачи информации в условиях действия преднамеренных помех [3–5]. Наиболее актуальными являются методы помехоустойчивости, базирующиеся на применении режима с программной перестройкой рабочей частоты [6, 7].

Синтезаторы частот во многом определяют основные характеристики современных систем связи [8, 9]. В синтезаторах частот на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с «большими» диапазонами перестройки по частоте в начале переходных процессов возникает режим биений [10]. Характерной особенностью режима является то, что разность фаз сигналов на выходе импульсно-фазового детектора, используемого в импульсно-фазовой автоподстройке частоты, больше 2π .

Вследствие применения дробно-переменных делителей частоты в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты увеличивается длительность переходных процессов в режиме биений, и доля времени этого режима в общем времени переходных процессов зачастую недопустимо высока [11]. Для уменьшения общего времени переходных процессов в синтезаторах частот производителями интегральных микросхем для систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты предлагается ряд режимов, связанных с коммутацией некоторых элементов, входящих в эти микросхемы и находящихся вне их [12]. Для ускоренного режима настройки отметим следующее.

1. Увеличение выходного тока импульсно-фазового детектора, поступающего на вход фильтра низких частот; возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в обратной связи цепи импульсно-фазовой автоподстройки частоты; уменьшение постоянных времени фильтра низких частот (интегральных микросхем ADF4153, ADF4193, LMX2306/16/26, LMX2470, режим FastLock).

2. Использование увеличенного дополнительного выходного тока импульсно-фазового детектора в сочетании с увеличением основного тока (интегральных микросхем SA8016/8026/8028, режим Speedup).

3. Увеличение коэффициента деления дробно-переменных делителей частоты и увеличение выходного тока импульсно-фазового детектора (интегральных микросхем LMX2470, режим CSR (Cycle Slip Reduction)).

В работе [12] определены аналитические выражения для определения длительностей переходных процессов в линейной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с одновременной коммутацией каналов управления и трактов приведения частоты – аналогового (основного) и цифрового (вспомогательного) – с учетом режима биений при работе цифрового тракта приведения импульсно-фазовой автоподстройки частоты.

Целью настоящей работы является нахождение аналитических выражений для определения длительностей переходных процессов в нелинейной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с режимами ускорения, выявление преимуществ использования режимов ускорений.

Проанализируем систему импульсно-фазовой автоподстройки частоты третьего порядка. На структурной схеме исследуемой системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (рис. 1) приведены делитель частоты опорного сигнала (с фиксированным коэффициентом деления); управляемый генератор, моделирующийся сумматором и усилиительно-интегрирующими элементами $S_{УГ}$ и $2\pi/p$; усилители тока с выхода импульсного частотно-фазового детектора $K_1(t)$, $K_2(t)$; электронный ключ (для системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты третьего порядка – ключ, коммутируемый на время t_k , подключающий R_2 параллельно к R_1); таймер – устройство, которое задает интервал времени ускорения t_k .

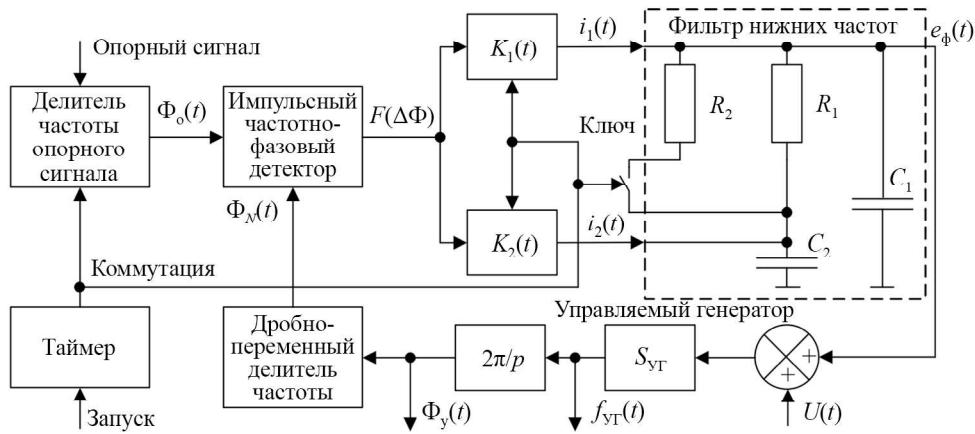


Рис. 1

На выходе таймера получают выходной сигнал «Коммутация», с помощью которого изменяют коэффициент деления частоты опорного сигнала и коэффициент деления частоты дробно-переменного делителя частоты сигнала управляемого генератора. На это же время увеличиваются значения токов с выхода $K_1(t)$, $K_2(t)$, а ключ параллельным соединением R_2 и R_1 увеличивает полосу пропускания фильтра низких частот. Таймер запускается сигналом «Запуск» по переднему фронту сигнала $U(t)$.

Также приведены следующие обозначения: $\Phi_o(t)$, $\Phi_N(t)$, $\Phi_y(t)$ – фазы сигналов с делителя частоты опорного сигнала, дробно-переменных делителей частоты и управляемого генератора; $f_{УГ}(t)$ – частота управляемого генератора; N – целое значение дробного коэффициента деления дробно-переменных делителей частоты; $F(\Delta\Phi) = F(\Phi_o(t) - \Phi_N(t))$ – нелинейная функция, характеризующая функционирование импульсного частотно-фазового детектора (рис. 2). Токи накачки фильтра низких частот $i_1(t)$, $i_2(t)$ в режиме ускорения, как правило, увеличенные.

Напряжение $U(t)$ в начале переходных процессов представляет собой единичную функцию с максимальной амплитудой U_{max} , задающей диапазон перестройки системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты $\Delta f_{УГ} = f_{УГ_в} - f_{УГ_н} = S_{УГ} U_{max}$ ($f_{УГ_в}$, $f_{УГ_н}$ – верхняя и нижняя частота настройки управляемого генератора; $S_{УГ}$ – крутизна характеристики управляемого генератора).

Приведенная на рис. 2 функция $F(\Delta\Phi)$ является неоднозначной функцией, т. е. если $\Delta\Phi(t)$ постоянно возрастающая величина, то $F(\Delta\Phi) > 0$. Если $\Delta\dot{\Phi}(t)$ меняет знак, то и $F(\Delta\Phi)$ может изменить знак и перейти из положительной области в отрицательную. Импульсный частотно-фазовый детектор с такой характеристикой характеризуется частотно-различительным свойством, что иллюстрируется рис. 3. Здесь: $\Delta\omega$ – разность частот между сигналами делителя частоты опорного сигнала и дробно-переменных

делителей частоты; $F_1(\Delta\omega)$ – релейная функция с размахом $-i_{\max}/2 \dots i_{\max}/2$; i_{\max} – максимальное значение амплитуды тока импульсного частотно-фазового детектора.

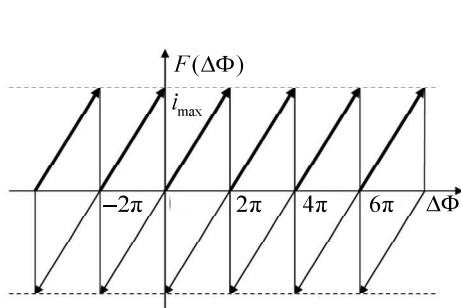


Рис. 2

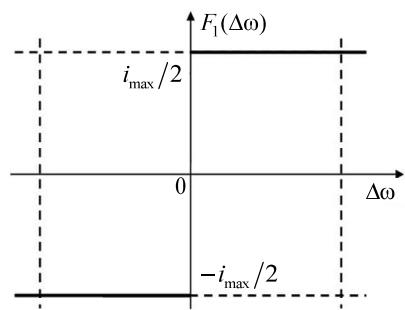


Рис. 3

На рис. 4 приведены результаты моделирования переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты третьего порядка (см. рис. 1) со следующими параметрами: $S_{y\Gamma} = 15$ МГц/В, $\Delta f_{y\Gamma} = 450$ МГц, $i_{\max} = 0,5$ мА на подынтервале времени $0 \dots t_k$, частота среза системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты $f_{cp} = 3200$ Гц, период опорного сигнала $T_0 = 1,25 \cdot 10^{-5} / 4$, $N = 27625/4$, $K_1(t) = 4$, $K_2(t) = 0$, $R_2 = R_1/3$, ключ замкнут.

На интервале времени $t_k \dots t_y$ подстройки t_{yf} по частоте и t_{yfi} по фазе, t_{yf} – длительность переходных процессов по частоте с точностью Δf_e , t_{yfi} – длительность переходных процессов по фазе с точностью Δf_{ie} : $f_{cp} = 800$ Гц, $T_0 = 1,25 \cdot 10^{-5}$ с, $N = 27625$, $K_1(t) = 1$, $K_2(t) = 0$, ключ разомкнут. В момент коммутации t_k в составе $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_p = 1000$ Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, приведены в работе [13]).

На рис. 4 линией 1 обозначено напряжение на выходе фильтра низких частот $e_\phi(t)$; линией 2 – отклонение частоты управляемого генератора от номинала в логарифмическом масштабе $\log|(U(t) - e_\phi(t))S_{y\Gamma}|$; линией 3 – сигнал, пропорциональный $F(\Delta\Phi(t))$, – $U_{\text{ИФД}}(t) = 2\pi F(\Delta\Phi(t))/i_{\max}$; линией 4 – $\log|\Phi_y(t)|$ для $\Phi_o(t) = 0$.

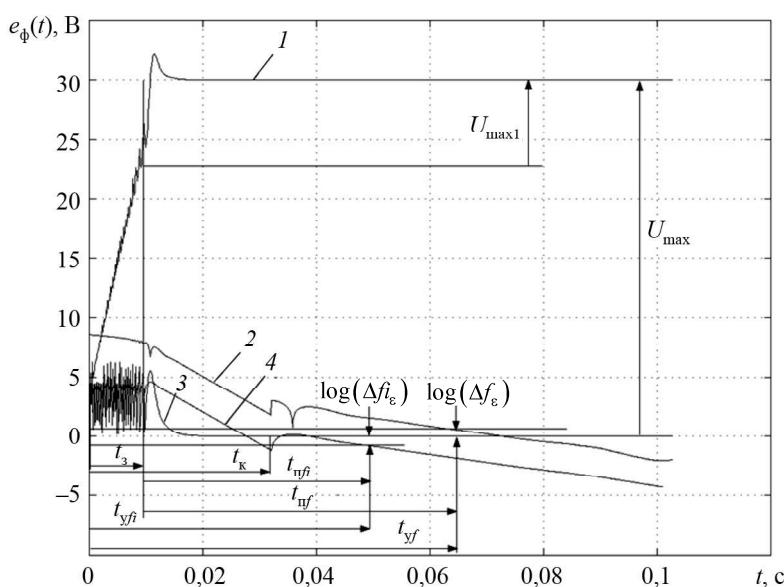


Рис. 4

Как видим (см. рис. 4), весь интервал времени переходных процессов можно разделить на два подынтервала: 1) $0 \dots t_3$ – захват (режим биений в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты); 2) $t_3 \dots t_y$ – режим перестройки, в котором система импульсно-фазовой автоподстройки частоты является линейной системой третьего порядка. На втором подынтервале при $t = t_k$ осуществляется коммутация элементов импульсно-фазовой автоподстройки частоты, поэтому импульсно-фазовую автоподстройку частоты можно считать кусочно-линейной системой.

Ввиду сложности решения поставленной задачи определения времени установления по частоте t_{yf} и по фазе t_{yfi} с режимами биений и коммутаций (и не приводя дополнительных математических выкладок и рисунков) используем следующие допущения для системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты третьего порядка.

1. На интервале $0 \dots t_3$ конденсаторы фильтра низких частот (см. рис. 1) C_1, C_2 заряжаются постоянным (средним) током, равным $\pm i_{\max}/2$, напряжение на C_1, C_2 при $t = t_3$ равно $U_{C_1C_2} = (i_{\max}/2)(t_3/(C_1+C_2))$.

2. В момент времени t_3 на систему импульсно-фазовой автоподстройки частоты действует скачок напряжения $U(t) = U_{\max}1(t-t_3) + U_{\max}1(t) - U_{\max}1(t-t_3)$, где $U_{\max} = \frac{i_m t_{11}}{C_1+C_2}$, $t_{11} = R_i C_2 \frac{K_1(0)}{K_1(0)+K_2(0)}$. Считаем напряжение на C_1, C_2 равным нулю, а фазу управляемого генератора $\Phi_y(t_3) = 0$.

3. Проанализировав кривые 2, 4 (см. рис. 4) при больших отклонениях времени ($t \gg t_3, t \gg t_k$) от моментов возмущений в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты, переходные процессы для отклонений по частоте и фазе можно описать уравнениями экспоненциальных асимптот:

$$\begin{cases} \Delta f(t) = \Delta f_{\text{нач}} b_f \exp(-a\omega_6 t); \\ \Phi_y(t) = \Delta f_{\text{нач}} b_{fi} \exp(-a\omega_6 t), \end{cases} \quad (1)$$

где $\Delta f_{\text{нач}}$ – начальное отклонение по частоте; b_f, a – некоторые параметры, подлежащие определению; $b_{fi} = 2\pi b_f/a\omega_6$; $\omega_6 = \sqrt{\frac{i_{\max} S_{\text{УГ}} (K_1+K_2)}{(C_1+C_2)N}}$ – базовая частота импульсно-фазовой автоподстройки

частоты; $\omega_{61} = \sqrt{\frac{i_{\max} S_{\text{УГ}} (K_1(0)+K_2(0))}{(C_1+C_2)N_1}}$ – базовая частота на интервале времени $0 \dots t_k$;

$\omega_{62} = \sqrt{\frac{i_{\max} S_{\text{УГ}} (K_1(t_k)+K_2(t_k))}{(C_1+C_2)N_2}}$ – базовая частота на интервале времени $t > t_k$; N_1, N_2 – коэффициенты деления дробно-переменных делителей частоты для $t < t_k$ и $t > t_k$.

Условие возникновения режима биений в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты можно определить из анализа ее линейной модели под воздействием скачка напряжения $U_{\max}1(t)$. Условие, записанное в виде $U_{\text{ИФД}}(t) \geq 2\pi$, далее трансформируется следующим образом:

$$\frac{\varphi_{\max} S_{\text{УГ}} U_{\max} 2\pi}{N\omega_6} \geq 2\pi, \quad (2)$$

где φ_{\max} – коэффициент, подлежащий определению.

С помощью первого и второго допущения можно получить выражение для t_3 :

$$t_3 = \frac{2\Delta f_{\text{УГ}}}{N_1 \omega_{61}^2} - 2t_{11}. \quad (3)$$

Если в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты не используется коммутация параметров (при этом $K_1(0)=1$, $K_2(0)=0$, $\omega_6 = \omega_{61} = \omega_{62}$), то, используя первое, второе и третье допущения, длительность переходных процессов по частоте t_{y2f} и фазе t_{y2fi} можно определить из выражения

$$\begin{cases} t_{y2f} = \frac{2\Delta f_{y\Gamma}}{N_2\omega_{62}^2} - 2R_l C_2 + \ln \left[\frac{\Delta f_\epsilon}{N_2\omega_{62}^2 R_l C_2 b_{2f}} \right] \frac{1}{-a_2 \omega_{62}}; \\ t_{y2fi} = \frac{2\Delta f_{y\Gamma}}{N_2\omega_{62}^2} - 2R_l C_2 + \ln \left[\frac{\Delta f_{\tilde{\epsilon}}}{N_2\omega_{62}^2 R_l C_2 b_{2fi}} \right] \frac{1}{-a_2 \omega_{62}}. \end{cases} \quad (4)$$

Для проверки первого, второго и третьего допущений, приведших к упрощенному выражению (4) для определения t_{y2f} и t_{y2fi} в подсистеме Simulink системы MATLAB, разработана модель системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты третьего порядка (см. рис. 1).

На рис. 5 сплошными линиями обозначены результаты расчетов по выражению (4) для t_{y2f} , пунктирными линиями – для t_{y2fi} , символом «*» – результаты моделирования в Simulink. Параметры исследуемой системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты определялись с применением показателя колебательности M [14], дополнительно задавались $\Delta f_{y\Gamma} = 450$ МГц, $N_2 = 27625$, $\Delta f_\epsilon = 1$ Гц, $\Delta f_{\tilde{\epsilon}} = 1^\circ$, b_2 и a_2 для $M = 1,1; 1,3; 1,5$.

На рис. 5 по оси X задавалась нормированная базовая частота $\bar{\omega}_{62} = \omega_{62} N_2 / \Delta f_{y\Gamma}$, по оси Y – нормированное время переходных процессов $\bar{t}_{y2f} = \omega_{62} t_{y2f}$ и $\bar{t}_{y2fi} = \omega_{62} t_{y2fi}$.

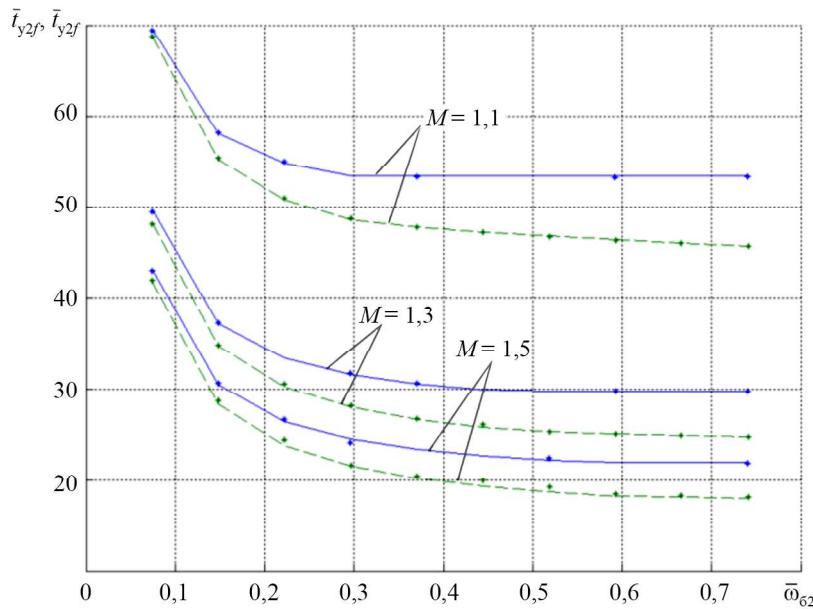


Рис. 5

Проанализировав зависимости (см. рис. 5), можно сделать вывод о том, что результаты расчетов с помощью выражения (4) и по модели в Simulink достаточно близки (погрешность не превышает 1,5 %). Отметим также, что при $\omega_{62} N_2 / \Delta f_{y\Gamma} < 0,1$ время установления частоты t_{y2f} и фазы t_{y2fi} увеличивается в 1,5...2 раза по сравнению с линейным случаем (когда $\omega_{62} N_2 / \Delta f_{y\Gamma} > 0,5$).

Считая, что задача определения величины времени переходных процессов в режиме биений решена (выражение (3)), перейдем к определению времени t_y с учетом режимов коммутации, воздействия помехи коммутации на управляемом генераторе в момент времени t_k и в предположении, что при $t > t_3$

система импульсно-фазовой автоподстройки частоты является линейной. В этом режиме на управляемый генератор воздействует внешний сигнал $U(t) = U_{\max 1} \mathbf{1}(t - t_3) + U_n \mathbf{1}(t - t_k)$ (U_n – амплитуда помехи коммутации [10], создающая скачок частоты $\Delta f_n = U_n S_{y\Gamma}$).

Для решения поставленной задачи воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем напряжения на конденсаторах и токи в резисторах фильтра низких частот (в случае фильтра низких частот (см. рис. 1) напряжения на конденсаторах C_1 , C_2 – $U_{C_1}(t)$ и $U_{C_2}(t)$), фазу управляемого генератора $\Phi_y(t)$, в качестве выходного сигнала используем отклонение частоты управляемого генератора от номинала $\Delta f_{y\Gamma}(t) = S_{y\Gamma} e_\phi(t)$ и фазу управляемого генератора $\Phi_y(t)$. Дифференциальное уравнение, описывающее систему импульсно-фазовой автоподстройки частоты, имеет следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{U}, \end{cases} \quad (5)$$

где $A = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2(t) C_2 & 1/R_1 \| R_2(t) C_2 & -i_{\max} K_2(t) / 2\pi N(t) C_2 \\ 1/R_1 \| R_2(t) C_1 & -1/R_1 \| R_2(t) C_1 & -i_{\max} K_2(t) / 2\pi N(t) C_1 \\ 0 & 2\pi S_{y\Gamma} & 0 \end{bmatrix}$ – матрица системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты; $\mathbf{X} = [U_{C_2}(t); U_{C_1}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор состояния системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты; $\mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{y\Gamma}]$ – вектор управления; $\mathbf{U} = U(t)$; $\mathbf{Y} = [\Delta f_{y\Gamma}(t); \Phi_y(t)]$ – вектор выхода; $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{y\Gamma} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица выхода; $\mathbf{D} = [S_{y\Gamma}; 0]$ – матрица компенсации; $N(t) = N_1$ при $t < t_k - t_3$ и $N(t) = N_2$ при $t > t_k - t_3$; $R_1 \| R_2(t) = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$.

Используем матрицу P (матрица правых собственных векторов A) для преобразования вектора состояний \mathbf{X} к вектору $\mathbf{X}_c = P^{-1} \mathbf{X}$.

Система уравнений (5) преобразуется к виду

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_c = A_d \cdot \mathbf{X}_c + \mathbf{B}_d \cdot \mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} = C_d \cdot \mathbf{X}_c + D \cdot \mathbf{U}, \end{cases} \quad (6)$$

где $A_d = P^{-1}PA$ – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа матрицы A ; $\mathbf{B}_d = P^{-1}\mathbf{B}$; $C_d = CP$; P^{-1} – обратная матрица к P . Решение (6) в случае $U(t) = \text{const} = U$ можно записать следующим образом:

$$\mathbf{X}_c(t) = \Phi(t) \mathbf{X}_c(0) + A_d^{-1} [\Phi(t) - E] \mathbf{B}_d U, \quad (7)$$

где $\Phi(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_1 t), \exp(\alpha_2 t), \exp(\alpha_3 t)]$ – переходная диагональная матрица; α_1 , α_2 , α_3 – собственные значения матрицы A ; $\mathbf{X}_c(0)$ – значение вектора состояния при $t = 0$; A_d^{-1} – обратная матрица A_d , $A_d^{-1} = \text{diag}[1/\alpha_1, 1/\alpha_2, 1/\alpha_3]$; E – единичная диагональная матрица; $U = U_{\max 1}$ на интервале времени $t = 0 \dots t_k - t_3$ и $U = U_{\max 1} + U_n$ на интервале времени $t = t_k - t_3 \dots t_y - t_3$.

Используя третье допущение, с помощью выражений (6), (7) получаем в случае действительного максимального собственного значения $\alpha_{1\max}$ из α_{11} , α_{21} , α_{31} для случая $t = 0 \dots t_k - t_3$:

$$\Delta f_{y\Gamma}(t) \approx S_{y\Gamma} U_{\max 1} b_{1f} e^{\alpha_{1\max} t} = U_{\max 1} \frac{c_{1\max f} b_{1\max}}{\alpha_{1\max}} e^{\alpha_{1\max} t}, \quad (8)$$

$$\Phi_y(t) \approx S_{y\Gamma} U_{\max 1} b_{1fi} e^{\alpha_{1\max} t} = U_{\max 1} \frac{c_{1\max f} b_{1\max}}{\alpha_{1\max}} e^{\alpha_{1\max} t}, \quad (9)$$

где $c_{1\max f}$, $c_{1\max fi}$, $b_{1\max}$ – элементы матриц $C_{\Delta 1}$ и $B_{\Delta 1}$, соответствующие $\alpha_{1\max}$.

Из выражений (8), (9) можно получить

$$b_{1f} = \frac{c_{1\max f} b_{1\max}}{\alpha_{1\max} S_{y\Gamma}}; \quad b_{1fi} = \frac{c_{1\max fi} b_{1\max}}{\alpha_{1\max} S_{y\Gamma}}. \quad (10)$$

Для комплексных собственных значений $\alpha_{1\max} = \operatorname{Re}(\alpha_{1\max}) + i \cdot \operatorname{Im}(\alpha_{1\max})$, имеющих максимальную действительную часть $\operatorname{Re}(\alpha_{1\max})$, можно найти асимптоты

$$\begin{cases} \Delta f_{y\Gamma}(t) \approx S_{y\Gamma} U_{\max 1} |b_{1f}| \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{1\max}) t]; \\ \Phi_y(t) \approx S_{y\Gamma} U_{\max 1} |b_{1fi}| \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{1\max}) t], \end{cases} \quad (11)$$

где $|b_{1f}| = \left| 2 \frac{c_{1\max f} b_{1\max}}{\alpha_{1\max} S_{y\Gamma}} \right|$; $|b_{1fi}| = \left| 2 \frac{c_{1\max fi} b_{1\max}}{\alpha_{1\max} S_{y\Gamma}} \right|$.

Таким образом, определены асимптотические коэффициенты b_{1f} , b_{1fi} , $\alpha_{1\max}$ для расчетов длительности переходных процессов при отклонении частоты и фазы управляемого генератора от номинала для $t = 0 \dots t_k - t_3$.

На интервале перестройки $t = t_k - t_3 \dots t_y - t_3$ выражение (7) запишется следующим образом:

$$X_{c2}(t) = \Phi_2(t) X_{c2}(t_k - t_3) + A_{\Delta 2}^{-1} [\Phi_2(t) - E] \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{\max 1} + U_n), \quad (12)$$

где $\Phi_2(t) = \operatorname{diag}[\exp(\alpha_{21}t), \exp(\alpha_{22}t), \exp(\alpha_{23}t)]$;

$$X_{c2}(t_k - t_3) = P_2^{-1} P_1 X_{c1}(t_k - t_3) = P_2^{-1} P_1 A_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - E] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{\max 1}. \quad (13)$$

Отклонение частоты и фазы управляемого генератора от номинала запишем в виде

$$\begin{cases} \Delta f_{y\Gamma 2}(t) = C_{\Delta 2f} \Phi_2(t) [P_2^{-1} P_1 A_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - E] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{\max 1} + A_{\Delta 2}^{-1} \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{\max 1} + U_n)]; \\ \Phi_{y2}(t) = C_{\Delta 2fi} \Phi_2(t) [P_2^{-1} P_1 A_{\Delta 1}^{-1} [\Phi_1(t_k - t_3) - E] \mathbf{B}_{\Delta 1} U_{\max 1} + A_{\Delta 2}^{-1} \mathbf{B}_{\Delta 2} (U_{\max 1} + U_n)], \end{cases} \quad (14)$$

где $C_{\Delta 2f}$, $C_{\Delta 2fi}$ – первая и вторая строки матрицы $C_{\Delta 2}$.

Полагая в выражении (14) $t = t_{yf}$, $\Delta f_{y\Gamma 2} = \Delta f_\varepsilon$, $t = t_{yfi}$, $\Phi_{y2} = \Delta f_i$ с учетом третьего допущения, получим для $\alpha_{2\max}$ (действительного максимального собственного значения $A_{\Delta 2}$)

$$\begin{cases} \Delta f_\varepsilon = C_{\Delta 2\max f} [X_{c2\max}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2\max} (U_{\max 1} + U_n) / \alpha_{2\max}] \exp[\alpha_{2\max} (t_y - t_k)]; \\ \Delta f_i = C_{\Delta 2\max fi} [X_{c2\max}(t_k - t_3) + B_{\Delta 2\max} (U_{\max 1} + U_n) / \alpha_{2\max}] \exp[\alpha_{2\max} (t_y - t_k)], \end{cases} \quad (15)$$

где $C_{\Delta 2\max f}$, $C_{\Delta 2\max fi}$, $X_{c2\max}$, $B_{\Delta 2\max}$ – элементы соответствующей строки $C_{\Delta 2}$ и элементы векторов X_{c2} и $\mathbf{B}_{\Delta 2}$, соответствующие $\alpha_{2\max}$.

Для комплексного собственного значения $A_{\Delta 2}$, имеющего максимальную действительную часть $\operatorname{Re}(\alpha_{2\max})$, можно записать:

$$\begin{cases} \Delta f_\varepsilon = C_{\Delta 2\max f} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{\Delta 2\max} (U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{2\max})(t_y - t_k)]; \\ \Delta f_i = C_{\Delta 2\max fi} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{\Delta 2\max} (U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \exp[\operatorname{Re}(\alpha_{2\max})(t_y - t_k)]. \end{cases} \quad (16)$$

Определим длительность переходных процессов для действительного $\alpha_{2\max}$:

$$\begin{cases} t_{yf} = t_k + \ln \frac{\Delta f_e}{C_{d2\max f} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{d2\max}(U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \alpha_{2\max}} \frac{1}{\alpha_{2\max}}; \\ t_{yfi} = t_k + \ln \frac{\Delta f_i e}{C_{d2\max fi} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{d2\max}(U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \alpha_{2\max}} \frac{1}{\alpha_{2\max}}. \end{cases} \quad (17)$$

Для комплексного $\alpha_{2\max}$ длительность переходных процессов находится следующим образом:

$$\begin{cases} t_{yf} = t_k + \ln \frac{\Delta f_e}{2 \left| C_{d2\max f} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{d2\max}(U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \right| \operatorname{Re}(\alpha_{2\max})} \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2\max})}; \\ t_{yfi} = t_k + \ln \frac{\Delta f_i e}{2 \left| C_{d2\max fi} \left[X_{c2\max}(t_k - t_3) + \frac{B_{d2\max}(U_{\max 1} + U_n)}{\alpha_{2\max}} \right] \right| \operatorname{Re}(\alpha_{2\max})} \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2\max})}. \end{cases} \quad (18)$$

При заданных параметрах системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты и уровне помехи U_n существует оптимальное значение $t_{k_опт} = t_k - t_3$, минимизирующее значение t_y . Для действительных $\alpha_{1\max}$ и $\alpha_{2\max}$ значение $t_{k_опт}$ можно определить в виде

$$t_{k_опт} = \ln \frac{\alpha_{1\max} \left[\alpha_{2\max} P_2^{-1} P_1(\alpha_{2\max}) A_{d1}^{-1} \mathbf{B}_{d1} - \mathbf{B}_{d2\max} (U_n / U_{\max 1} + 1) \right]}{P_2^{-1} P_1(\alpha_{2\max}, \alpha_{1\max}) (\alpha_{2\max} - \alpha_{1\max}) \mathbf{B}_{d1\max}} \frac{1}{\alpha_{1\max}}, \quad (19)$$

где $P_2^{-1} P_1(\alpha_{2\max}, \alpha_{1\max})$ – элемент матрицы $P_2^{-1} P_1$, соответствующий номерам $\alpha_{1\max}$, $\alpha_{2\max}$; $P_2^{-1} P_1(\alpha_{2\max})$ – строка матрицы $P_2^{-1} P_1$, соответствующая номеру $\alpha_{2\max}$.

Для комплексных $\alpha_{1\max}$, $\alpha_{2\max}$ функции t_{yf} и t_{yfi} не являются унимодальными. Вид данных функций для некоторых параметров импульсно-фазовой автоподстройки частоты показан на рис. 6 (кривая 1).

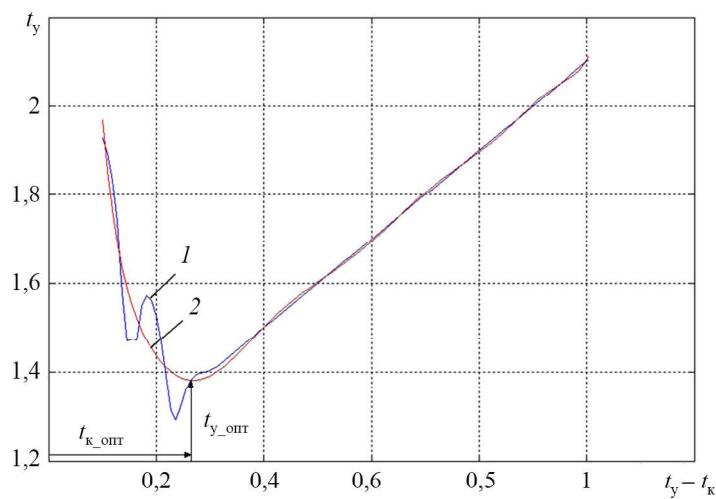


Рис. 6

По кривой 1 можно определить глобальный минимум t_y и использовать его при определении времени коммутации импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Однако ввиду приближенности исследу-

емой модели более целесообразно в этом случае аппроксимировать t_y полиномом, имеющим один минимум. На рис. 6 показана аппроксимирующая функция (кривая 2), полученная с использованием функции MATLAB Polyfit, – полиномом десятого порядка, имеющий один минимум при $t_{k_{\text{опт}}}$.

Таким образом, оптимальное время переходных процессов $t_{y_{\text{опт}}}$ в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с режимом коммутации можно определить с помощью выражений (17), (18) при условии $t_k - t_3 = t_{k_{\text{опт}}}$. Отметим, что выражения (17) – (19) справедливы для применения режимов FastLock и Speedup, когда $|\alpha_{1\max}| > |\alpha_{2\max}|$, и их нельзя использовать для режима CSR, когда $|\alpha_{1\max}| = |\alpha_{2\max}|$.

В режиме CSR $N_1 = K_{yb}N_2$, $K_1(0) = K_{yb}K_1(t_k)$, $K_2 = 0$, где K_{yb} – коэффициент, увеличивающий N_2 и K_1 на интервале времени $t = 0 \dots t_k$. С использованием соотношения (2) K_{yb} можно определить следующим образом:

$$K_{yb} = \frac{\Phi_{\max} S_{y\Gamma} U_{\max}}{N_2 \omega_{62}}, \quad (20)$$

где $\Phi_{\max} = |\Phi_{y\max}| \omega_{62} / 2\pi S_{y\Gamma} U_{\max}$, $\Phi_{y\max}$ – максимальное отклонение координаты $\Phi_y(t)$ от нуля при решении выражения (5).

Для минимизации времени переходных процессов в режиме CSR необходимо выбирать t_k таким образом, чтобы при $t > t_k$ не возникла вновь режим биений и помеха коммутации была бы минимизирована по отношению к уровню отклонения частоты управляемого генератора от номинала. Найдем асимптотическое отклонение фазы управляемого генератора в случае действительного максимального $\alpha_{1\max}$:

$$\Phi_y(t) \approx \frac{2\pi S_{y\Gamma} U_{\max} b_{1f}}{\alpha_{1\max}} \exp(\alpha_{1\max} t). \quad (21)$$

Примем допущение, что $|\Phi_N(t_k)| \leq 2\pi$. В этом случае из выражения (21) получаем

$$\left| \frac{2\pi S_{y\Gamma} U_{\max} b_{1f}}{\alpha_{1\max} N_2} \exp(\alpha_{1\max} t_k) \right| \leq 2\pi, \quad (22)$$

и значение t_k определяется в виде

$$t_k \geq \ln \left| \frac{\alpha_{1\max} N_2}{S_{y\Gamma} U_{\max} b_{1f}} \right| \frac{1}{\alpha_{1\max}}. \quad (23)$$

Подставив выражение (23) в выражение (1), найдем отклонение частоты в момент коммутации

$$\Delta f(t_k) = |\alpha_{1\max} N_2|. \quad (24)$$

В реальных устройствах выполняется условие $\Delta f(t_k) \gg \Delta f_n$, поэтому влияние Δf_n на длительность переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты с режимом CSR можно не учитывать, и время переходных процессов по отклонению частоты $t_{y_{CSR}}$ можно определить из соотношения (1)

$$t_{y_{CSR}} = \frac{1}{\alpha_{1\max}} \ln \left(\frac{\Delta f_e}{S_{y\Gamma} U_{\max} b_{1f}} \right), \quad (25)$$

по отклонению фазы

$$t_{y_CSRfi} = \frac{1}{\alpha_{1max}} \ln \left(\frac{\Delta f_e}{S_{yf} U_{max} b_{1fi}} \right). \quad (26)$$

Для комплексных собственных значений, имеющих максимальную действительную часть, необходимо в соотношениях (25), (26) заменить α_{1max} на $\operatorname{Re}(\alpha_{1max})$, а b_{1f} на b_{1fi} , как в выражении (9).

Используя полученные соотношения, найдем показатель преимущества в быстродействии при использовании режимов коммутации, определяемый как отношение времени переходных процессов без режима коммутации ко времени переходных процессов t_y с режимом коммутации и оптимизацией t_{ko} .

В режиме CSR показатель преимущества в быстродействии составит $B_{CSR} = t_{y2}/t_{y_CSR}$, для режимов FastLock и Speedup – $B_{FL_S} = t_{y2}/t_{yo}$.

На рис. 7 приведены результаты расчетов показателя преимущества в быстродействии B_{CSRf} (сплошные линии) и B_{CSRfi} (пунктирные линии) импульсно-фазовой автоподстройки частоты при использовании режима CSR для случая $\Delta f_e = 1$ Гц, $\Delta f_{le} = 1^\circ$, $\Delta f_{yf} = 450$ МГц и синтеза параметров импульсно-фазовой автоподстройки частоты по показателю колебательности M [14].

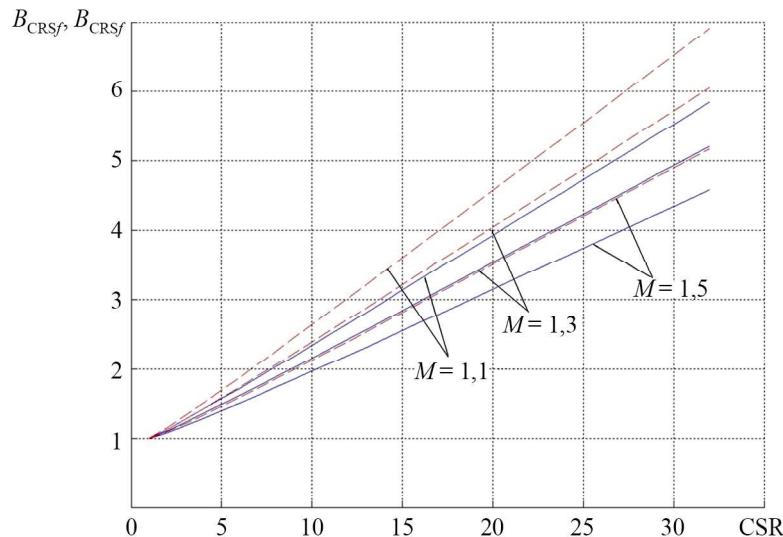


Рис. 7

Как видим (см. рис. 7), с увеличением коэффициента K_{yb} и уменьшением значения M показатель преимущества в быстродействии увеличивается. Отметим, что в микросхеме LMX2470 имеются четыре градации K_{yb} (1, 2, 4, 16), т. е., используя режим CSR в микросхеме LMX2470, можно получить увеличение быстродействия в 2,5...3 раза.

На рис. 8 показаны результаты расчета показателя преимущества в быстродействии импульсно-фазовой автоподстройки частоты при применении режимов FastLock и Speedup B_{FSf} (сплошные линии) и B_{FSfi} (пунктирные линии). Параметры импульсно-фазовой автоподстройки частоты выбирались такие же, как и при расчетах зависимостей (см. рис. 4, 5), дополнительно задавался уровень помехи коммутации $\Delta f_n = 10$ кГц.

Рис. 8 содержит следующие результаты расчета показателя преимущества в быстродействии:

- 1) при коммутации полосы ω_6 в 2 раза, т. е. $d\omega_0 = \omega_{61}/\omega_{62} = 2$, и при $M = 1,1; 1,3; 1,5$;
- 2) при $d\omega_0 = 4$ и $M = 1,1; 1,3; 1,5$;

3) с использованием режима Speedup, в этом случае система импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезируется с применением методики [15] для варианта применения микросхем SA8016/8028/8026, в случае когда $K_1(t) = 5 \cdot 1(t) - 4 \cdot 1(t - t_k)$ и $K_2(t) = 12 \cdot 1(t) - 12 \cdot 1(t - t_k)$ (для случая $t > t_k$ система импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезируется по показателю колебательности $R_m = 1,139$ [14], для случая $t < t_k$ – по показателю колебательности $M = 1,567$).

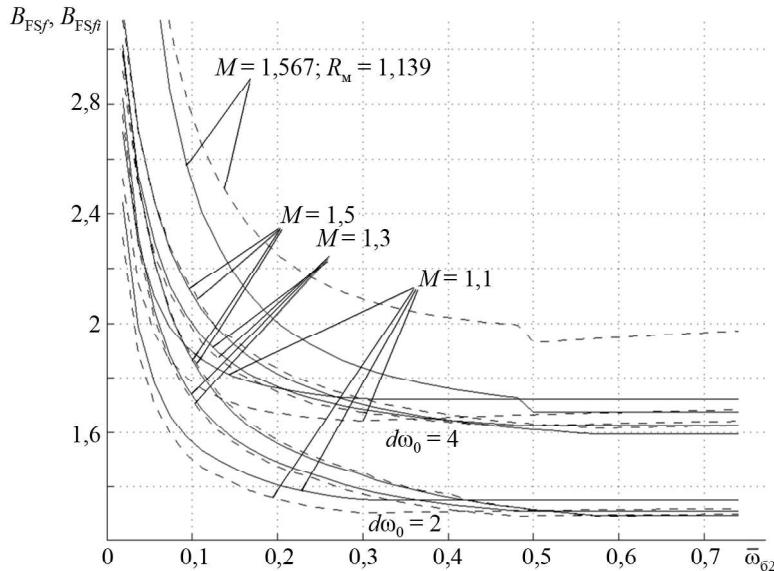


Рис. 8

Как видим (см. рис. 8), наибольшее увеличение быстродействия (в 2,5...6 раз) достигается при $\bar{\omega}_{62} < 0,02$, т. е. в случае наиболее продолжительного интервала времени t_3 . При малых $\bar{\omega}_{62}$ рекомендуется использовать режим Speedup, обеспечивающий максимальное быстродействие.

Таким образом, предложенная приближенная методика определения длительности переходных процессов в системах импульсно-фазовой автоподстройки частоты (см. рис. 1) с режимами биений и коммутации параметров с целью повышения быстродействия при наличии помех коммутации проверена на модели, разработанной в подсистеме Simulink Power System системы MATLAB.

Сравнение результатов моделирования длительностей переходных процессов по этой модели и приближенной методике показало достаточную для инженерной практики точность (примерно 5 %). Приведены результаты расчета показателя преимущества в быстродействии системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты при применении режимов CSR, FastLock и Speedup, быстродействие системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты увеличивается в 2,5–6 раз.

Предложенную методику можно использовать при применении фильтра низких частот не только второго, но и более высоких порядков с передаточной функцией

$$G_{\Phi Hq}(s) = \frac{e_\phi(s)}{\Delta \Phi(s)} = K \left(T_1 s + 1 \right) \left/ s \sum_{i=2}^n \left(T_i s + 1 \right) \right.,$$

где K , T_i – коэффициенты, скачкообразно изменяющиеся в момент коммутации t_k .

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Чиров Д.С., Лобов Е.М. Выбор сигнально-кодовой конструкции для командно-телеметрической линии радиосвязи с беспилотными летательными аппаратами средней и большой дальности // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. № 10. С. 21–28.
- Лернер И.М. О влиянии формы амплитудно-частотной характеристики на пропускную способность канала связи с памятью, использующего принципы теории разрешающего времени, с АФМН-Н-сигналами // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2019. № 10. С. 45–59.

3. Леньшин А.В. Особенности построения и организации сетей радиосвязи специального назначения // Телекоммуникации. 2015. № 8. С. 26–28.
4. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих А.П. Повышение помехоустойчивости систем дальней космической связи при воздействии помех от стационарных плазменных двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 2. С. 185–196.
5. Тяпкин П.С., Важенин Н.А., Плохих А.П. Использование методов слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 175–183.
6. Борисов В.И. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.
7. Леньшин А.В., Лебедев В.В. Методологические аспекты оценки надежности авиационных систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Телекоммуникации. 2020. № 4. С. 8–15.
8. Тихомиров Н.М. и др. Особенности разработки широкополосных цифровых формирователей мощных ЧМ сигналов // Теория и техника радиосвязи. 2023. № 3. С. 46–56.
9. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В. Моделирование структуры импульсно-фазовой автоподстройки частоты для формирования сигналов с угловой модуляцией // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 2. С. 45–57.
10. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.
11. Романов С.К. и др. Переходные процессы в синтезаторах с коммутацией элементов в системе фазовой автоподстройки частоты // Радиотехника. 2013. № 12. С. 104–111.
12. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Быстродействие синтезатора с переключаемыми каналами управления и трактами приведения частоты // Радиотехника. 2014. № 11. С. 58–66.
13. Романов С.К. и др. Переходные процессы в астатической импульсной системе ФАПЧ с коммутируемыми параметрами ФНЧ и зарядовой накачки // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 4. С. 72–83.
14. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.
15. Романов С.К., Тихомиров М.Н., Тихомиров Н.М. Использование пропорционально-интегрального регулирования в синтезаторах частот с фазовой автоподстройкой // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2005. № 1 (58). С. 73–82.

Поступила в редакцию 27.11.24

После доработки 28.11.24

Принята к публикации 28.11.24

Transients in the Pulse-Phase Locked Loop with Fractional-Variable Frequency Dividers and Switching Elements

A.V. LEN'SHIN¹, V.N. TIKHOMIROV², N.M. TIKHOMIROV², AND E.V. SHATALOV³

¹ Russian Air Force Military Educational and Scientific Center “Air Force Academy”, Voronezh

² Concern “Sozvezdie”, Voronezh

³ Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh

An approximate method for determining the duration of transients in pulse-phase locked loops with beat modes and parameter switching is proposed in order to increase the performance in the presence of switching interference. Analytical expressions have been found to determine the duration of transients in the pulse-phase locked loop with switching elements and taking into account the beat mode. A comparison of calculation results according to the proposed methodology and the results of modeling transients in the pulse-phase locked loop using the MATLAB software subsystem Simulink Power System is presented.

Frequency synthesizer, phase-locked loop, transients, switching elements, acceleration mode