

УДК 621.396.662

С. К. Романов, Н. М. Тихомиров,
Д. Н. Рахманин

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С КОММУТАЦИЕЙ ТОКОВ НАКАЧКИ И ПОСТОЯННЫХ ВРЕМЕНИ ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

Получены аналитические выражения для определения времени установления частоты и фазы в системе импульсно-фазовой автоподстройки синтезатора частот с режимом биений и коммутацией токов накачки и элементов фильтра нижних частот. Проведен сравнительный анализ результатов расчетов по выведенным соотношениям с результатами моделирования с помощью подсистемы Simulink системы MATLAB. Результаты исследований сведены к простым формулам и таблицам.

E-mail: skromanov@rambler.ru; tikhomir@sozvezdie.su;
rax_d@mail.ru

Ключевые слова: система импульсно-фазовой автоподстройки частоты, синтезаторы частот, частотно-фазовый детектор, зарядовая накачка, режим биений, ускорение переходного процесса, таймер.

В широкодиапазонных синтезаторах частот с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты (СЧ-ИФАПЧ) в начале переходного процесса (ПП) установления частоты и фазы возникает режим биений (РБ) [1]. Для этого режима характерно то, что разность фаз сравниваемых сигналов на входе частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой (ЧФД/ЗН) составляет более 2π . Кроме того, применение дробных делителей частоты с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в СЧ-ИФАПЧ приводит к возникновению РБ. В общей длительности ПП продолжительность нежелательных биений становится недопустимо большой. Для уменьшения этого явления, а также для сокращения общего времени ПП производители микросхем СЧ-ИФАПЧ предлагают ряд способов, связанных с коммутацией некоторых элементов как входящих в эти микросхемы, так и находящихся извне. Например, при ускоренном режиме настройки системы предлагается: увеличение выходного тока ЧФД/ЗН, поступающего на вход фильтра нижних частот (ФНЧ); возможное уменьшение коэффициентов деления делителей частоты как опорного сигнала, так и сигнала в цепи обратной связи ИФАПЧ; уменьшение постоянных времени ФНЧ (способ FastLock в микросхемах ADF4153, ADF4193, LMX2306/16/26, LMX2470).

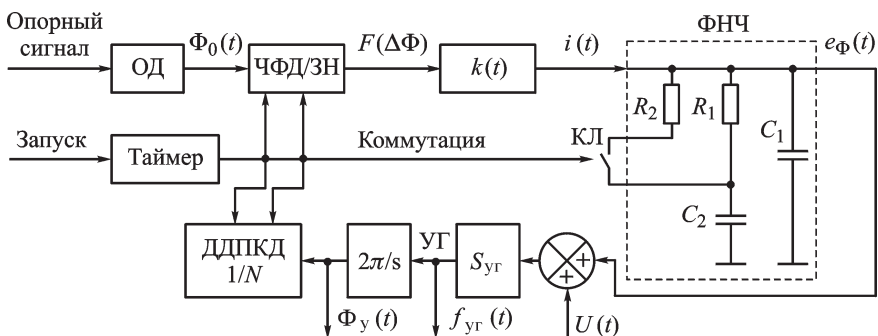


Рис. 1. Схема СЧ-ИФАПЧ с коммутацией токов накачки и элементов ФНЧ

Целью настоящей статьи является доведение исследований по расчету длительности ПП установления частоты и фазы в нелинейной системе ИФАПЧ синтезаторов с ускорением до простых аналитических выражений и таблиц, а также сравнение результатов приближенных аналитических расчетов с результатами моделирования в среде MATLAB/Simulink.

Особенности системы СЧ-ИФАПЧ с коммутацией. На рис. 1 приведена структурная схема СЧ-ИФАПЧ с возможностью ускорения ПП. В отличие от классической схемы в нее добавлен таймер — устройство, задающее интервал времени ускорения t_k , управляющее делителем частоты опорного сигнала ОД и ДДПКД, блоком $k(t)$ усиления тока с выхода ЧФД/ЗН, матрицей ключей (КЛ для системы ИФАПЧ 3-го порядка — КЛ замкнут на время t_k и подключает резистор R_2 параллельно резистору R_1). Таймер запускается от переднего фронта внешнего сигнала $U(t)$. Напряжение $U(t)$ в начале ПП представляет собой единичную функцию с уровнем U_m , определяющим диапазон перестройки синтезатора частот $\Delta f_{УГ} = f_{УГ_в} - f_{УГ_н} = S_{УГ} U_m$, где $f_{УГ_в}$ — верхняя, а $f_{УГ_н}$ — нижняя граничные частоты перестройки сигнала управляемого генератора (УГ). Фильтр нижних частот для системы ИФАПЧ 3-го порядка состоит из элементов C_1, R_1, C_2 , а УГ моделируется сумматором и усилительно-интегрирующими элементами $S_{УГ}$ и $2\pi/s$.

На рис. 1 введены следующие обозначения: $\Phi_0(t), \Phi_N(t), \Phi_{У}(t)$ — фазы выходных сигналов ОД, ДДПКД и УГ соответственно; $f_{УГ}(t)$ — частота сигнала УГ; N — целое значение дробного коэффициента деления ДДПКД, $F(\Delta\Phi) = F(\Phi_0(t) - \Phi_N(t))$ — нелинейная функция, характеризующая функционирование ЧФД/ЗН; $i(t)$ — ток накачки для ФНЧ, увеличиваемый при ускорении ПП.

Влияние коммутации на характер ПП. На рис. 2 приведены графики ПП в системе ИФАПЧ 3-го порядка с параметрами: $S_{УГ} = 15$ МГц/В, $\Delta f_{УГ} = 450$ МГц, $i_m = 0,3125$ мА. При этом на интервале от 0 до t_k наблюдается увеличенная базовая частота

$$\omega_{\delta 1} = \sqrt{\frac{i_m S_{yT} k}{(C_1 + C_2) N}} = 4 \cdot 3 \cdot 10^4 \text{ рад/с, период опорного сигнала}$$

составляет $t_0 = 10^{-7}$ с, $N = 271$, $k = 16$, $R_2 = R_1/3$, ключ КЛ замкнут. А на интервале от t_k до t_y — интервале подстройки по частоте t_{nf} и фазе t_{nfi} (t_{yf} — время ПП по частоте с точностью установки Δf_ϵ , t_{yfi} — время ПП по фазе с точностью установки Δf_{i_ϵ}) — наблюдается

$$\text{уменьшенная базовая частота } \omega_{\delta 2} = \sqrt{\frac{i_m S_{yT}}{(C_1 + C_2) N}} = 3 \cdot 10^4 \text{ рад/с,}$$

$t_0 = 10^{-7}$ с, $N = 271$, $k = 1$ и КЛ разомкнут.

В момент коммутации t_k в составе сигнала $U(t)$ создан дополнительный скачок напряжения, определяющий помеху коммутации размахом $\Delta f_\Pi = 100$ Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, подробно рассмотрены в работе [2]). На рис. 2 показаны следующие кривые: 1 — $e_\Phi(t)$ — напряжение на конденсаторе C_1 (на выходе ФНЧ); 2 — отклонение частоты УГ от номинала в логарифмическом масштабе; 3 — сигнал $\log |[U(t) - e_\Phi(t)] S_{yT}|$, $U_{\text{чфд}}(t) = 2\pi \cdot F(\Delta\Phi(t))/i_m$,

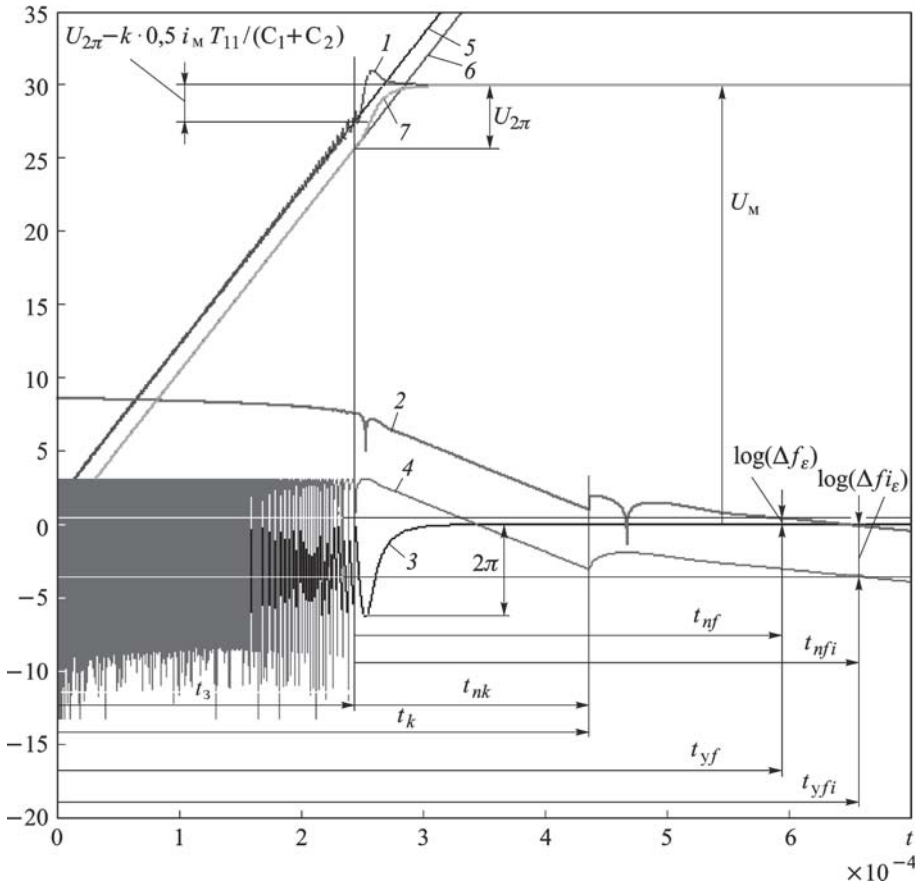


Рис. 2. Переходные процессы в СЧ-ИФАПЧ с учетом коммутации

пропорциональный $F(\Delta\Phi(t))$; 4 — $\log |NU_{\text{чфл}}(t)|$ для $\Phi_0(t) = 0$; 5, 6 — напряжения на конденсаторах соответственно C_1 и C_2 при подаче на вход ФНЧ сигнала $k \frac{i_M}{2} \cdot 1(t)$ (в разомкнутой системе); 7 — напряжение на конденсаторе C_2 (в замкнутой системе).

Из анализа кривых (см. рис. 2) следует, что всю длительность ПП можно разделить на два интервала: первый (t_3) от 0 до t_3 — режим биений; второй (t_n) от t_3 до t_y — режим подстройки, при котором ИФАПЧ является линейной системой 3-го порядка. На втором интервале в момент $t = t_k$ осуществляется коммутация параметров элементов СЧ-ИФАПЧ и поэтому его можно считать кусочно-линейной системой.

Допущения для ИФАПЧ 3-го порядка. Ввиду сложности решения задачи по определению времени установления частоты (t_{yf}) и фазы (t_{yfi}) сигнала на выходе синтезатора с режимом биений и коммутацией токов накачки и элементов ФНЧ примем следующие допущения для системы ИФАПЧ 3-го порядка.

Допущение 1. На интервале от 0 до t_3 на ФНЧ подается постоянный (средний) ток, равный $\pm k i_M / 2$, поэтому напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 (кривые 5, 6, см. рис. 2) и фаза сигнала УГ (при нулевых начальных значениях) изменяются по следующим законам:

$$U_{C1}(t) = \pm k \frac{i_M}{2(C_1 + C_2)} [t + (T_{11} - T_{21})(1 - e^{-\frac{t}{T_{21}}})];$$

$$U_{C2}(t) = \pm k \frac{i_M}{2(C_1 + C_2)} [t - T_{21}(1 - e^{-\frac{t}{T_{21}}})];$$

$$\Phi_y(t_3) = 2\pi \Delta f_{\text{УГ}} t_3 \pm k \frac{2\pi S_{\text{УГ}} i_M}{2(C_1 + C_2)} \left\{ \frac{t_3^2}{2} + (T_{11} - T_{21}) \left[t - T_{21} \left(1 - e^{-\frac{t_3}{T_{21}}} \right) \right] \right\},$$

где $T_{11} = R_1 || R_2 C_2$, $T_{21} = R_1 || R_2 C_{12}$, $R_1 || R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$, $C_{12} = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$.

Для $t > T_{21}$ напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 можно записать как

$$U_{C1}(t) = \pm k \frac{i_M}{2(C_1 + C_2)} [t + (T_{11} - T_{21})];$$

$$U_{C2}(t) = U_{C1}(t) - k \frac{i_M}{2(C_1 + C_2)} T_{11}.$$

Допущение 2. В момент t_3 в линейной системе ИФАПЧ учитываются ненулевые начальные напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 относительно положения равновесия U_M и напряжения, равные $U_{2\pi} - k \frac{i_M}{2(C_1 + C_2)} T_{11}$ и $U_{2\pi}$ соответственно (фаза сигнала УГ из-за периодичности $F(\Delta\Phi)$ равна нулю (см. рис. 2)); при $t > t_3$ максимальное значение фазы УГ составляет $\Phi_y(t) = 2\pi N_1$, напряжение $U_{2\pi}$ подлежит определению.

Допущение 3. Из анализа рис. 2 (кривые 2, 4) следует, что при больших отклонениях времени ($t \gg t_3$, $t \gg t_k$) от моментов возмущений в линейной ИФАПЧ переходные процессы для отклонений по частоте и фазе можно описывать уравнениями экспоненциальных асимптот (оггибающих ПП):

$$\begin{aligned}\Delta f(t) &= b_f \exp(\alpha t); \\ \Phi_y(t) &= b_{fi} \exp(\alpha t),\end{aligned}\tag{1}$$

где b_f и α — некоторые параметры, подлежащие определению, $b_{fi} = 2\pi b_f / \alpha$.

Условие возникновения биений в ИФАПЧ можно определить из анализа ее линейной модели под воздействием скачка напряжения $U_M \cdot 1(t)$. Оно запишется как $\Delta\Phi \geq 2\pi$ и далее трансформируется к виду

$$\frac{\varphi_M S_{yT} U_M 2\pi}{N \omega_B} \geq 2\pi,\tag{2}$$

где φ_M — коэффициент, подлежащий определению. Используя допущение 1 и анализируя графики на рис. 2, можно получить выражение для расчета длительности режима биений t_3 :

$$t_3 = \frac{2\Delta f_{yT}}{N_1 \omega_{B1}^2} + T_{21} - \frac{U_{2\pi}(C_1 + C_2)}{0,5ki_M}.\tag{3}$$

Если в ИФАПЧ не используется коммутация параметров ЧФД/ЗН и ФНЧ ($k(0) = 1$, $\omega_6 = \omega_{61} = \omega_{62}$), то, используя допущения 1 и 3, время ПП по частоте (t_{y2f}) и фазе (t_{y2fi}) можно определить из выражений:

$$\begin{aligned}t_{y2f} &= \frac{2\Delta f_{yT}}{N_2 \omega_{62}^2} + R_1 C_{12} - \frac{U_{2\pi}(C_1 + C_2)}{0,5i_M} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{b_{2f}} \frac{1}{\alpha_2}; \\ t_{y2fi} &= \frac{2\Delta f_{yT}}{N_2 \omega_{62}^2} + R_1 C_{12} - \frac{U_{2\pi}(C_1 + C_2)}{0,5i_M} + \ln \frac{\Delta f i_\varepsilon}{b_{2fi}} \frac{1}{\alpha_2}.\end{aligned}\tag{4}$$

Перейдем к определению t_y с учетом коммутации параметров, воздействия помехи коммутации на УГ в момент t_k и в предположении, что при $t > t_3$ система является линейной. В этот момент на УГ действует внешний сигнал $U(t) = U_n \cdot 1(t - t_k)$, где U_n — амплитуда помехи коммутации, создающая скачок частоты $\Delta f_n = U_n S_{yT}$. Для нахождения введенных ранее параметров $U_{2\pi}$, φ_M , b_f , α , b_{fi} и решения поставленной задачи воспользуемся методом пространств состояний. В качестве состояний примем фазу сигнала УГ $\Phi_y(t)$, напряжения на конденсаторах и токи в индуктивностях ФНЧ (на рис. 1 напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 , равные $U_{C1}(t)$ и $U_{C2}(t)$ соответственно). В качестве выходных сигналов используем отклонение частоты УГ от номинала $\Delta f_{yT} = S_{yT} e_\Phi(t)$ и фазу УГ $\Phi_y(t)$. Тогда в соответствии с

рис. 1 дифференциальное уравнение, описывающее систему, примет вид

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

где \mathbf{X} — вектор состояния системы; \mathbf{A} — матрица системы; \mathbf{B} — вектор управления; $\mathbf{U} = U(t)$; \mathbf{Y} — вектор выхода (для схемы на рис. 1 $\mathbf{Y} = [\Delta f_{\text{yr}}(t); \Phi_y(t)]$); \mathbf{C} — матрица выхода; \mathbf{D} — матрица компенсации. Для ИФАПЧ 3-го порядка $\mathbf{X}(t) = [U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_y(t)]$, матрица

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2(t) C_2 & 1/R_1 \| R_2(t) C_2 & 0 \\ 1/R_1 \| R_2(t) C_1 & -1/R_1 \| R_2(t) C_1 & -i_m k(t) / (2\pi N(t)) C_1 \\ 0 & 2\pi S_{\text{yr}} & 0 \end{bmatrix},$$

в которой $N(t) = N_1$ для $t < t_k - t_3$ и $N(t) = N_2$ для $t > t_k - t_3$ и имеет соответственно два значения:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -1/R_1 \| R_2 C_2 & 1/R_1 \| R_2 C_2 & 0 \\ 1/R_1 \| R_2 C_1 & -1/R_1 \| R_2 C_1 & -i_m k / (2\pi N_1 C_1) \\ 0 & 2\pi S_{\text{yr}} & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -1/R_1 C_2 & 1/R_1 C_2 & 0 \\ 1/R_1 C_1 & -1/R_1 C_1 & -i_m / (2\pi N_2 C_1) \\ 0 & 2\pi S_{\text{yr}} & 0 \end{bmatrix},$$

вектор управления $\mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{\text{yr}}]$, $\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{\text{yr}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{D} = [S_{\text{yr}}; 0]$, начальный вектор состояния $\mathbf{X}(0) = [U_{2\pi}; U_{2\pi} - 0,5k i_m T_{11} / (C_1 + C_2); 0]$. При решении уравнения (5) будем считать, если не оговорено особо, что отсчет времени начинается с точки t_3 .

Моделирование системы ИФАПЧ в среде MATLAB/Simulink.

Матрицы \mathbf{X} , \mathbf{B} , \mathbf{Y} , \mathbf{D} записаны в соответствии с правилами оформления матриц в MATLAB. В пакете прикладных программ Control System Toolbox представление модели системы регулирования, которой является система ИФАПЧ (см. рис. 1), в виде четверки матриц \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{D} называется представлением в SS -форме пространств состояний [3]. Для формирования модели ИФАПЧ *sys_fap* предназначена функция *ss* системы MATLAB, т.е. $sys_fap = ss(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}, \mathbf{D})$.

Для нахождения напряжения $U_{2\pi}$ воспользуемся функцией *initial* — определение реакции системы на ненулевые начальные условия — и запишем $[\mathbf{Y}, t, \mathbf{X}] = initial(sys_fap, \mathbf{X}_{\text{test}}(0))$, где $\mathbf{X}_{\text{test}}(0)$ — тестовый

вектор начальных состояний, который принимает два значения:

$$\mathbf{X}_{\text{test1}}(0) = [U_{\text{test1}}; U_{\text{test1}} - 0,5ki_m T_{11}/(C_1 + C_2); 0]$$

и

$$\mathbf{X}_{\text{test2}}(0) = [U_{\text{test2}}; U_{\text{test2}} - 0,5ki_m T_{11}/(C_1 + C_2); 0]$$

($U_{\text{test1}}, U_{\text{test2}}$ – тестовые напряжения на конденсаторе C_2).

Напряжение $U_{2\pi}$ находим из выражения $U_{2\pi} = U_{\text{test1}} + (U_{\text{test2}} - U_{\text{test1}})(2\pi - \Phi_{y \max 1}/N_1)/(\Phi_{y \max 2}/N_1 - \Phi_{y \max 1}/N_1)$, где $\Phi_{y \max 1}, \Phi_{y \max 2}$ – максимальные значения $\Phi_y(t)$, полученные при использовании $\mathbf{X}_{T1}(0), \mathbf{X}_{T2}(0)$ соответственно.

Для поиска значения φ_m воспользуемся функцией `step` – вычисление переходной функции системы ИФАПЧ – и запишем $[\mathbf{Y}, t, \mathbf{X}] = \text{step}(\text{sys_fap})$ и $\varphi_m = \Phi_{y \max}$, где $\Phi_{y \max}$ – максимальные значения $\Phi_y(t)$, полученные при использовании функции `step`.

При решении уравнений (5) воспользуемся преобразованием `eig` [3] для формирования модальной канонической SS -модели: $[\mathbf{P}, \mathbf{A}_d] = \text{eig}(\mathbf{A})$, где \mathbf{A}_d – диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные значения матрицы \mathbf{A} ; \mathbf{P} – матрица правых собственных векторов \mathbf{A} . Используем матрицу \mathbf{P} для преобразования вектора состояний \mathbf{X} к вектору \mathbf{X}_c . Новый вектор состояния \mathbf{X}_c связан с исходным вектором соотношением: $\mathbf{X}_c = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{X}$ и система уравнений (5) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{A}_d \mathbf{X}_c + \mathbf{B}_d \mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}_d \mathbf{X}_c + \mathbf{D} \mathbf{U}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $\mathbf{A}_d = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}$, $\mathbf{B}_d = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}$, $\mathbf{C}_d = \mathbf{C}\mathbf{P}$. Поскольку на интервале $t = 0 \dots t_{nk}$ и $t > t_{nk}$ мы имеем две матрицы \mathbf{A} , соответственно имеем две матрицы преобразований \mathbf{P}_1 и \mathbf{P}_2 и пары матриц: $\mathbf{B}_{d1}, \mathbf{B}_{d2}$ и $\mathbf{C}_{d1}, \mathbf{C}_{d2}$. Известно, что решение (6) для $U(t) = \text{const} = U$ можно записать как

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

где $\Phi(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_1 t), \exp(\alpha_2 t), \exp(\alpha_3 t)]$ – переходная диагональная матрица; $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ – собственные значения матрицы \mathbf{A} ; $\mathbf{X}_c(0)$ – значение вектора состояния при $t = 0$; $\mathbf{A}_d^{-1} = \text{diag}[1/\alpha_1, 1/\alpha_2, 1/\alpha_3]$; \mathbf{E} – единичная диагональная матрица; $U = 0$ при $t = 0 \dots t_{nk}$ и $U = U_n$ при $t > t_{nk}$.

Используя допущение 3, из выражений (6) и (7) в случае действительного максимального собственного значения α_{1m} из $\alpha_{11}, \alpha_{21}, \alpha_{31}$ при $t = 0 \dots t_{nk}$ получаем

$$\begin{aligned} \Delta f_{yT}(t) &\approx b_{1f} e^{\alpha_{1m} t} = S_{yT} c_{1mf} e^{\alpha_{1m} t} X_{c1M}(0); \\ \Phi_y(t) &\approx b_{1fi} e^{\alpha_{1m} t} = c_{1mfi} e^{\alpha_{1m} t} X_{c1M}(0), \end{aligned} \quad (8)$$

где c_{1mf} , c_{1mfi} , $X_{c1m}(0)$ — элементы матрицы $\mathbf{C}_{д1}$ и вектора $\mathbf{X}_{c1}(0)$, соответствующие α_{1m} . Из уравнений (8) получаем $b_{1f} = c_{1mf}S_{yг}$, $b_{1fi} = c_{1mfi}$. Для комплексных собственных значений $\alpha_{1m} = \text{Re}\alpha_{1m} + i \text{Im}\alpha_{1m}$, имеющих максимальную действительную часть $\text{Re}\alpha_{1m}$, можно найти асимптоты в виде

$$\begin{aligned}\Delta f_{yг}(t) &\approx |b_{1f}|e^{\text{Re}\alpha_{1m}t}; \\ \Phi_y(t) &\approx |b_{1fi}|e^{\text{Re}\alpha_{1m}t},\end{aligned}\quad (9)$$

где $|b_{1f}| = 2|c_{1mf}|S_{yг}$; $|b_{1fi}| = 2|c_{1mfi}|$. Таким образом, определены асимптотические коэффициенты b_{1f} , b_{1fi} , α_{1m} для расчетов ПП по отклонению частоты и фазы сигнала УГ от номинала для временного интервала $t = 0 \dots t_{nk}$. На интервале движения $t > t_{nk}$ выражение (7) запишется как

$$\mathbf{X}_{c2}(t) = \Phi_2(t)\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{X}_{c1}(t_{nk}) + \mathbf{A}_{д2}^{-1}[\Phi_2(t) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{д2}U_n, \quad (10)$$

где $\mathbf{X}_{c1}(t_{nk}) = \Phi_1(t_{nk})\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{X}(0)$;

$$\Phi_1(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_{11}t), \exp(\alpha_{12}t), \exp(\alpha_{13}t)]$$

— матрица, соответствующая \mathbf{A}_1 ;

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

— матрица, соответствующая \mathbf{A}_2 , а отклонение частоты и фазы сигнала УГ от номинала имеет вид

$$\begin{aligned}\Delta f_{yг2}(t) &= \mathbf{C}_{д2f}\mathbf{X}_{c2}(t) + D_fU_n; \\ \Phi_{y2}(t) &= \mathbf{C}_{д2fi}\mathbf{X}_{c2}(t)\end{aligned}\quad (11)$$

($\mathbf{C}_{д2f}$, $\mathbf{C}_{д2fi}$ — 1-я и 2-я строки матрицы $\mathbf{C}_{д2}$, $D_f = S_{yг}$).

Используя численное соотношение $\mathbf{P}_2\mathbf{A}_{д2}^{-1}\mathbf{B}_{д2} = \mathbf{U}_{ст}$, ($\mathbf{U}_{ст} = [1; 1; 0]$) — вектор, определяющий стационарное значение вектора состояний системы ИФАПЧ $\mathbf{X}_{ст} = \lim_{t \rightarrow \infty} [U_{c2}(t); U_{c1}(t); \Phi_y(t);] = -\mathbf{U}_{ст}U_n$ и $-\mathbf{C}_{д2f}\mathbf{A}_{д2}^{-1}\mathbf{B}_{д2}U_n + D_fU_n = 0$, выражения (11) можно представить в виде

$$\begin{aligned}\Delta f_{yг2}(t) &= \mathbf{C}_{д2f}\Phi_2(t)\mathbf{P}_2^{-1}[\mathbf{X}(t_{nk}) + \mathbf{U}_{ст}U_n]; \\ \Phi_{y2}(t) &= \mathbf{C}_{д2fi}\Phi_2(t)\mathbf{P}_2^{-1}[\mathbf{X}(t_{nk}) + \mathbf{U}_{ст}U_n],\end{aligned}\quad (11a)$$

где $\mathbf{X}(t_{nk}) = \mathbf{P}_1\Phi_1(t_{nk})\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{X}(0)$; $\mathbf{X}(t_{nk}) + \mathbf{U}_{ст}U_n$ — отклонение вектора состояния ИФАПЧ от стационарного значения с учетом уровня помехи коммутации U_n .

Полагая в выражении (11a) $t = t_{nf}$, $\Delta f_{yг2} = \Delta f_\epsilon$ и $t = t_{nfi}$, $\Phi_{y2} = \Delta f_{i\epsilon}$ и используя допущение 3, для α_{2m} — действительного

максимального собственного значения $\mathbf{A}_{д2}$ — получаем:

$$\begin{aligned}\Delta f_\varepsilon &= C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk}) \exp[\alpha_{2м}(t_{nf} - t_{nk})]; \\ \Delta f_{i_\varepsilon} &= C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk}) \exp[\alpha_{2м}(t_{nfi} - t_{nk})],\end{aligned}\quad (12)$$

где $C_{д2mf}$, $C_{д2mfi}$, $X_{с2м}$ — элементы строки $C_{д2}$ и компоненты векторов $\mathbf{X}_{с2} = \mathbf{P}_2^{-1}[\mathbf{P}_1 \Phi_1(t_{nk}) \mathbf{P}_1^{-1} \mathbf{X}(0) + \mathbf{U}_{ст} U_{п}]$, соответствующие $\alpha_{2м}$. Для комплексного собственного значения $\mathbf{A}_{д2}$, имеющего максимальную действительную часть $\text{Re}\alpha_{2м}$, запишем

$$\begin{aligned}\Delta f_\varepsilon &= 2 |C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk})| \exp[\text{Re}\alpha_{2м}(t_{nf} - t_{nk})]; \\ \Delta f_{i_\varepsilon} &= 2 |C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk} - t_3)| \exp[\text{Re}\alpha_{2м}(t_{nfi} - t_{nk})].\end{aligned}\quad (12a)$$

Из уравнений (12) найдем время режима подстройки t_n для действительного $\alpha_{2м}$:

$$\begin{aligned}t_{nf} &= t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk})} \cdot \frac{1}{\alpha_{2м}}; \\ t_{nfi} &= t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_{i_\varepsilon}}{C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk})} \cdot \frac{1}{\alpha_{2м}}.\end{aligned}\quad (13)$$

Для комплексного $\alpha_{2м}$ имеем

$$\begin{aligned}t_{nf} &= t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{2 |C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk})|} \cdot \frac{1}{\text{Re}\alpha_{2м}}; \\ t_{nfi} &= t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_{i_\varepsilon}}{2 |C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk})|} \cdot \frac{1}{\text{Re}\alpha_{2м}}.\end{aligned}\quad (13a)$$

Отметим, что соотношения (12) и (13) справедливы при условиях $\Delta f_\varepsilon \ll C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk})$ или $\Delta f_\varepsilon \ll 2 |C_{д2mf} X_{с2м}(t_{nk})|$ и $\Delta f_{i_\varepsilon} \ll \ll C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk})$ или $\Delta f_{i_\varepsilon} \ll 2 |C_{д2mfi} X_{с2м}(t_{nk})|$. Анализ соотношения (13) показывает, что при заданных параметрах системы ИФАПЧ и уровне помехи $U_{п}$ существует оптимальное значение t_{nk0} , при котором время подстройки t_n минимально. Для действительных $\alpha_{1м}$ и $\alpha_{2м}$ функцию t_{nk0} определим из выражения (13) в виде

$$t_{nk0} = \ln \frac{\alpha_{2м} U_{п}}{(\alpha_{1м} - \alpha_{2м}) \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2м}, \alpha_{1м}) \mathbf{X}_{с1}(\alpha_{1м}) / \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{ст}(\alpha_{2м})} \cdot \frac{1}{\alpha_{1м}},$$

для комплексных значений $\alpha_{2м}$, $\alpha_{1м}$ — в виде

$$\begin{aligned}t_{nk0} &= \ln \left\{ \text{Re}\alpha_{2м} \cdot U_{п} \left[\text{Re}(\alpha_{1м} - \alpha_{2м}) \left[|\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2м}, \alpha_{1м})| + \right. \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \left. + |\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2м}, \alpha_{1м} + 1)| \right] |\mathbf{X}_{с1}(\alpha_{1м}) / \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{ст}(\alpha_{2м})| \right]^{-1} \right\} \frac{1}{\text{Re}\alpha_{1м}},\end{aligned}$$

где $\alpha_{1м}$ — максимальное действительное собственное значение матрицы \mathbf{A}_1 ; $\text{Re}\alpha_{1м}$ — действительная часть комплексного собственного

значения α_{1M} \mathbf{A}_1 , имеющего максимальную действительную часть; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\text{CT}}(\alpha_{2M})$ — компонента вектора $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{U}_{\text{CT}}$, соответствующая номеру α_{2M} ; $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M})$ — элемент матрицы $\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1$, соответствующий номерам α_{2M}, α_{1M} ; $\mathbf{X}_{\text{cl}}(\alpha_{1M})$ — компонента вектора $\mathbf{P}_1^{-1}\mathbf{X}(0)$, соответствующая номеру α_{1M} . Также можно найти t_{nk0} , используя, например, из MATLAB функцию `fminbnd`

$$t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_{\varepsilon}}{C_{\text{д2mf}} X_{\text{cm}}(t_{nk})} \cdot \frac{1}{\alpha_{2M}} \quad \text{или} \quad t_{nk} + \ln \frac{\Delta f_{\varepsilon}}{2 |C_{\text{д2mf}} X_{\text{cm}}(t_{nk})|} \cdot \frac{1}{\text{Re}\alpha_{2M}}.$$

С учетом t_{nk0} и данных работы [2] время подстройки по частоте и фазе при действительных значениях α_{1M} и α_{2M} можно определить выражениями

$$t_{nf} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_{\varepsilon}(\alpha_{2M} - \alpha_{1M})}{\alpha_{1M} C_{\text{д2mf}} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{CT}}(\alpha_{2M}) U_n} \cdot \frac{1}{\alpha_{2M}}; \quad (13\text{д})$$

$$t_{nfi} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\alpha_{1M} C_{\text{д2mfi}} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{CT}}(\alpha_{2M}) U_n} \cdot \frac{1}{\alpha_{2M}},$$

а при комплексных значениях α_{1M} и α_{2M} — выражениями

$$t_{nf} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_{\varepsilon} \text{Re}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\text{Re}\alpha_{1M} \cdot 2 |C_{\text{д2mf}} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{CT}}(\alpha_{2M})| U_n} \cdot \frac{1}{\text{Re}\alpha_{2M}}; \quad (13\text{д})$$

$$t_{nfi} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon} \text{Re}(\alpha_{1M} - \alpha_{2M})}{\text{Re}\alpha_{1M} \cdot 2 |C_{\text{д2mfi}} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{CT}}(\alpha_{2M})| U_n} \cdot \frac{1}{\text{Re}\alpha_{2M}}.$$

Выигрыш от применения ускорения ПП. Используя полученные соотношения, найдем выигрыш от применения ускорения ПП установления частоты и фазы. Будем определять выигрыш как отношение времени ПП без ускорений t_{y2} ко времени ПП t_y со способом ускорения FastLock:

$$B_{Flf} = t_{y2f}/(t_3 + t_{nyf}) = t_{y2f}/t_{yf} \quad \text{и} \quad B_{Flfi} = t_{y2fi}/(t_3 + t_{nfi}) = t_{y2fi}/t_{yfi}. \quad (14)$$

Далее приведем список формул для трех вариантов параметрического синтеза системы ИФАПЧ (см. рис. 1), имеющей передаточную функцию в разомкнутом состоянии

$$G_{\text{ФАП1}}(s) = \frac{\Phi_y(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{ki_M S_{\text{yГ}}(T_{11}s + 1)}{(C_1 + C_2)Ns^2(T_{21}s + 1)} = \frac{\omega_{\text{Б1}}^2(T_{11}s + 1)}{s^2(T_{21}s + 1)}$$

при условии $t < t_k$ и

$$G_{\text{ФАП2}}(s) = \frac{\Phi_y(s)}{\Phi_N(s)} = \frac{i_M S_{\text{yГ}}(T_{12}s + 1)}{(C_1 + C_2)Ns^2(T_{22}s + 1)} = \frac{\omega_{\text{Б2}}^2(T_{12}s + 1)}{s^2(T_{22}s + 1)}$$

при условии $t > t_k$, где $T_{12} = R_1 C_2$, $T_{22} = R_1 C_{12}$.

Вариант 1. Применение расчета по показателю колебательности M [4]:

$$T_{11} = \sqrt{M/(M-1)} / \omega_{61}, \quad T_{21} = \sqrt{M/(M-1)} / [(M+1)\omega_{61}],$$

$$T_{12} = \sqrt{M/(M-1)} / \omega_{62}, \quad T_{22} = \sqrt{M/(M-1)} / [(M+1)\omega_{62}].$$

Вариант 2. Применение расчета по показателю колебательности R_m [1]:

$$T_{11} = \sqrt{(R_m-1)/R_m} / \omega_{61}, \quad T_{21} = (R_m-1) / \left(\sqrt{(R_m+1)R_m} \omega_{61} \right),$$

$$T_{12} = \sqrt{(R_m-1)/R_m} / \omega_{62}, \quad T_{22} = (R_m-1) / \left(\sqrt{(R_m+1)R_m} \omega_{62} \right).$$

Вариант 3. Применение расчета для значения запаса устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}}$ на частоте среза разомкнутой системы ИФАПЧ $\omega_{\text{ср1}} = \omega_{61}^2 T_{11}$:

$$T_{11}/T_{21} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап}}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап}})]^2 - 1},$$

$$T_{11} = (T_{11}/T_{21}) \cdot 0,25/\omega_{61}, \quad \omega_{\text{ср2}} = \omega_{62}^2 T_{12},$$

$$T_{12}/T_{22} = 1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап}}) + \sqrt{[1 + 2 \operatorname{tg}^2(\varphi_{\text{зап}})]^2 - 1},$$

$$T_{11} = (T_{12}/T_{22}) \cdot 0,25/\omega_{62}.$$

При использовании СЧ-ИФАПЧ с ускорением ПП, параметры которых синтезированы с использованием одинаковых критериев качества, но с разными значениями базовой частоты ω_6 , удобно использовать нормированные значения $an, bfn, b_{fi}n, \varphi_m n, U_{2\pi}n, b_{ko}, c_{fu}, c_{fi}u$. Они определены следующими соотношениями: $an = \alpha_m/\omega_6$ (для действительных α_m); $an = \operatorname{Re} \alpha_m/\omega_6$ (для комплексных α_m); $bfn = b_f/(N\omega_6)$, $b_{fi}n = b_{fi}/N$, $U_{2\pi}n = U_{2\pi}S_{\text{УГ}}/(N\omega_6)$, $\varphi_m n = \varphi_m \omega_6/(2\pi S_{\text{УГ}} \cdot 1B)$, $b_{ko} = \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M}) \mathbf{X}_{c1}(\alpha_{1M}) / [U_{2\pi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M})]$ (для действительных α_{1M}); $b_{ko} = [|\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M})| + |\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M} + 1)|] |\mathbf{X}_{c1}(\alpha_{1M})| / [U_{2\pi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M})]$ (для комплексных α_{1M}); $c_{fu} = C_{д2mf} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M}) / S_{\text{УГ}}$ (для действительных α_m); $c_{fu} = 2 |C_{д2mf} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M}) / S_{\text{УГ}}|$ (для комплексных α_m); $c_{fi}u = C_{д2mfi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M}) \omega_{62} / S_{\text{УГ}}$ (для действительных α_m); $c_{fi}u = 2 |C_{д2mfi} \mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{U}_{\text{ст}}(\alpha_{2M}) \omega_{62} / S_{\text{УГ}}|$ (для комплексных α_m).

Далее (табл. 1–3) приведены результаты расчетов $an, bfn, b_{fi}n, \varphi_m n, U_{2\pi}n, b_{ko}, c_{fu}, c_{fi}u$ для вариантов 1–3.

С учетом введенных нормированных параметров ИФАПЧ основные выражения для расчета длительностей ПП можно записать в виде

$$t_3 = \frac{2\Delta f_{\text{УГ}}}{N\omega_6^2} + T_2 - \frac{U_{2\pi}n}{0,5\omega_6},$$

Параметры	M			
	1,1	1,3	1,5	1,7
an	-0,33	-0,65	-0,90	-0,71
b_{fn}	0,40	1,14	1,77	3,06
b_{fin}	7,58	11,1	12,4	12,5
$\varphi_M n$	0,31	0,47	0,56	0,62
$U_{2\pi n}$	3,44	2,36	2,07	1,97
b_{ko}	1,09	1,39	1,71	0,913
c_{fu}	-0,12	-0,47	-0,72	1,79
c_{fiu}	2,20	4,58	5,59	7,33

Параметры	R_M			
	1,2	1,4	1,6	1,8
an	-0,74	-0,72	-0,65	-0,54
b_{fn}	3,32	3,51	3,20	2,70
b_{fin}	18,9	18,3	15,8	13,3
$\varphi_M n$	0,52	0,58	0,63	0,67
$U_{2\pi n}$	2,00	1,88	1,80	1,76
b_{ko}	1,27	1,20	1,02	0,92
c_{fu}	1,66	1,91	1,88	1,70
c_{fiu}	9,47	9,93	9,32	8,37

Таблица 3

Параметры	$\varphi_{зап}$				
	30°	40°	45°	50°	60°
an	-0,48	-0,84	-1,10	-1,45	-0,84
b_{fn}	3,39	4,27	6,94	18,2	3,39
b_{fin}	11,4	18,3	28,1	68,9	25,3
$\varphi_M n$	0,69	0,60	0,55	0,51	0,43
$U_{2\pi n}$	1,77	1,02	2,01	2,12	2,20
b_{ko}	0,86	0,95	1,58	5,34	2,07
c_{fu}	1,58	2,33	3,40	7,92	-1,36
c_{fiu}	7,50	10,0	13,8	30,0	10,2

$$t_{y2f} = \frac{2\Delta f_{yг}}{N_2\omega_{62}^2} + R_1 C_{12} - \frac{U_{2\pi n}}{0,5\omega_{62}} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{b_{fn} N_2 \omega_{62}} \cdot \frac{1}{an\omega_{62}},$$

$$t_{y2fi} = \frac{2\Delta f_{yг}}{N_2\omega_{62}^2} + R_1 C_{12} - \frac{U_{2\pi n}}{0,5\omega_{62}} + \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon}}{b_{fin} N_2} \cdot \frac{1}{an\omega_{62}},$$

$$t_{nk0} = \ln \frac{\omega_{62} U_{\pi} S_{yг}}{(\omega_{61} - \omega_{62}) \omega_{61} b_{k0} U_{2\pi n} N_1} \cdot \frac{1}{an\omega_{61}}$$

при условии $\frac{\omega_{62} U_{\pi} S_{yг}}{(\omega_{61} - \omega_{62}) \omega_{61} b_{k0} U_{2\pi n} N_1} \ll 1;$

$$t_{nf} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_\varepsilon (\omega_{61} - \omega_{62})}{\omega_{61} |c_{fu}| U_n S_{yг}} \cdot \frac{1}{an\omega_{B2}}$$

при условии $\frac{\Delta f_\varepsilon (\omega_{61} - \omega_{62})}{\omega_{61} |c_{fu}| U_n S_{yг}} \ll 1;$

$$t_{nfi} = t_{nk0} + \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon} (\omega_{61} - \omega_{62}) \omega_{62}}{\omega_{61} c_{fiu} U_n S_{yг}} \cdot \frac{1}{an\omega_{62}}$$

при условии $\frac{\Delta f_{i\varepsilon} (\omega_{61} - \omega_{62}) \omega_{62}}{\omega_{61} c_{fiu} U_n S_{yг}} \ll 1.$

На рис. 3 показаны результаты расчета по выражению (14) выигрыша в быстродействии B_{Flf} от применения режима FastLock, а на рис. 4 – зависимость времени ПП по частоте (t_{yfn}) и фазе (t_{yfin}). На этих ри-

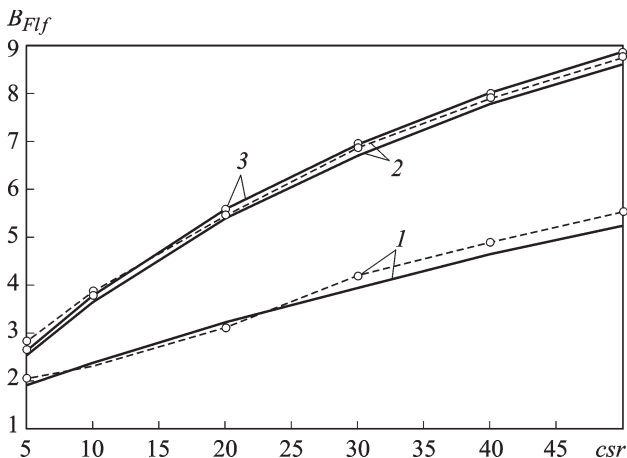


Рис. 3. Выигрыш в уменьшении длительности ПП по частоте

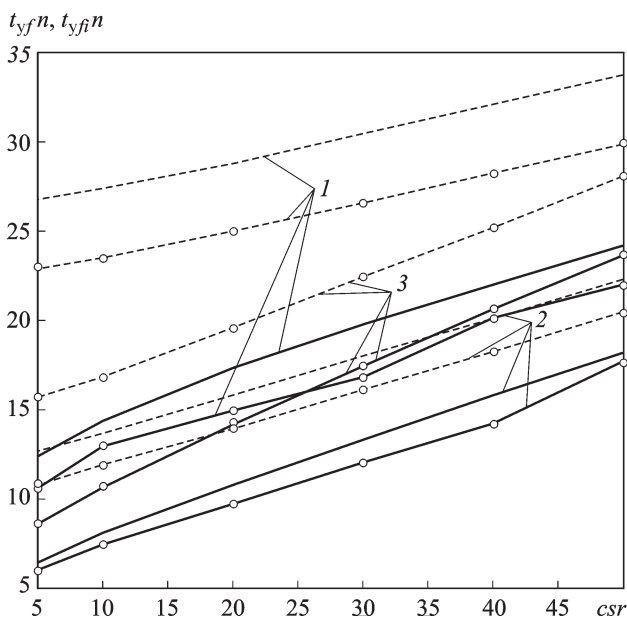


Рис. 4. Зависимость времени ПП по частоте t_{yfn} и фазе t_{yfi} от csr

сунках по оси абсцисс отложен параметр линейной системы ИФАПЧ, определяемый как $csr = \varphi_m n \Delta f_{yT} / (N \omega_{62})$.

На рис. 3 приведены три группы кривых выигрыша в быстродействии B_{Flf} СЧ-ИФАПЧ с передаточной функцией разомкнутой системы $G_{ФАП1}(s)$ и $G_{ФАП2}(s)$ при параметрическом синтезе на запас устойчивости по фазе $\phi_{зап} = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ — это кривые 1, 2 и 3 соответственно.

Расчетные кривые зависимостей $B_{Flf}(csr)$ показаны непрерывными линиями. Штриховыми линиями с маркером \circ показаны зависимости $B_{Fli}(csr)$, полученные на модели MATLAB/Simulink. Эта модель соответствует схеме СЧ-ИФАПЧ (см. рис. 1). На рис. 4 изображены

графики для $t_{yf}n = t_{yf}\omega_{62}$, $t_{yfi}n = t_{yfi}\omega_{62}$, $t_{yf}n$ — штриховые линии 1, 2 и 3 соответственно; $t_{yfi}n$ — непрерывные линии 1, 2 и 3, рассчитанные для передаточных функций $G_{\Phi\text{АП1}}(s)$ и $G_{\Phi\text{АП2}}(s)$ системы ИФАПЧ 3-го порядка со значением запаса устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}} = 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ$ соответственно.

Предложенная методика расчетов длительностей ПП в синтезаторах с ИФАПЧ 3-го порядка применима к СЧ-ИФАПЧ с системами более высоких порядков. Это показал анализ модели ИФАПЧ 5-го порядка, разработанной в среде MATLAB/Simulink. Во время $t < t_k$ передаточная функция такой системы

$$G_{\Phi\text{АП1}}(s) = \frac{\omega_{61}^2(T_{11}s + 1)}{s^2(T_{31}s + 1)(T_{41}s + 1)(T_{51}s + 1)},$$

при $t < t_k$ и

$$G_{\Phi\text{АП2}}(s) = \frac{\omega_{62}^2(T_{12}s + 1)}{s^2(T_{32}s + 1)(T_{42}s + 1)(T_{52}s + 1)}.$$

Постоянные времени ФНЧ выбирались из условия $T_{31} = T_{41} = T_{51} = T_{21}/3$ и $T_{32} = T_{42} = T_{52} = T_{22}/3$. Кривые t_{yfi} и t_{yf} на рис. 4 с маркером \circ получены на этой модели. Сравнение результатов расчетов длительностей ПП в системах ИФАПЧ 3-го и 5-го порядков показало их различие не менее 10 %.

Все расчеты выигрыша в быстродействии $B_{Fif}(csr)$ по частоте $t_{yf}n$ и фазе $t_{yfi}n$ проводились для случая $S_{\text{УГ}} = 15$ МГц/В, $\Delta f_{\text{УГ}} = 450$ МГц, $i_{\text{м}} = 0,3125$ мА, $N = 221$, период опорного сигнала $t_0 = 10^{-7}$ с, $\Delta f_{\text{п}} = 10$ кГц, $\Delta f_{\varepsilon} = 1$ Гц, $\Delta f i_{\varepsilon} = 1^\circ$, $\omega_{61}/\omega_{62} = 4$. При расчетах параметр csr изменялся за счет вариации базовой частоты ω_6 . Очевидно, что с увеличением значений csr и $\varphi_{\text{зап}}$ выигрыш в быстродействии $B_{Fif}(csr)$ увеличивается. Разность выигрыша $B_{Fif}(csr)$ в системах ИФАПЧ, синтезированных на запасы по фазе $\varphi_{\text{зап}} = 45^\circ$ и $\varphi_{\text{зап}} = 60^\circ$, невелика. Наибольшим быстродействием обладает система ИФАПЧ, синтезированная для запаса устойчивости по фазе $\varphi_{\text{зап}} = 45^\circ$. Сравнивая на рис. 3 кривые $B_{Fif}(csr)$ с маркером \circ и без маркера, можно сделать вывод о достаточной для инженерной практики точности приведенных приближенных соотношений для расчетов длительностей ПП.

Заключение. Предложенная приближенная методика определения длительностей ПП в системах ИФАПЧ с режимами биений и с коммутаций токов накачки и постоянных времени ФНЧ в целях повышения быстродействия и при наличии помех коммутации проверена на модели, разработанной в подсистеме Simulink power system системы MATLAB. Эта модель соответствует схеме СЧ-ИФАПЧ на рис. 1. Сравнение результатов расчетов длительностей ПП по этой модели

и по разработанной приближенной методике показало возможность использования полученных формул для систем ИФАПЧ более высоких порядков с достаточной для инженерной практики точностью $\sim 5 \dots 10\%$.

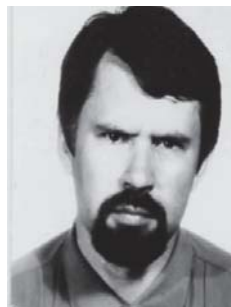
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Романов С. К., Тихомиров Н. М., Марков И. А. Переходные процессы в системе ИФАПЧ с дробными делителями частоты и элементами коммутации // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. "Приборостроение". – 2008. – № 3(72). – С. 53–69.
2. Романов С. К., Рахманин Д. Н. Коммутация полосы пропускания в синтезаторах частот со счетчиковыми делителями в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи: Науч.-техн. сб. ВНИИС. – Воронеж, – 2002. Вып. 2. – С. 118–128.
3. Медведев В. С., Потемкин В. Г. Control System Toolbox. – М.: Диалог МИФИ, 1999. – 287 с.
4. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.

Статья поступила в редакцию 16.03.2010

Станислав Константинович Романов родился в 1942 г., окончил в 1965 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, заместитель начальника НТЦ ОАО "Концерн "Созвездие". Автор более 90 научных работ в области синтеза частот.

S.K. Romanov (b. 1942) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1965. Ph. D. (Eng.), deputy head of scientific and technical center of "Kontsern "Sozvezdie" joint-stock company. Author of more than 90 publications in the field of synthesis of frequencies.



Николай Михайлович Тихомиров родился в 1951 г., окончил в 1975 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Д-р техн. наук, начальник НТЦ ОАО "Концерн "Созвездие". Автор более 70 научных работ в области синтеза частот.

N.M. Tikhomirov (b. 1951) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1975. D. Sc. (Eng.), head of scientific and technical center of "Kontsern "Sozvezdie" joint-stock company. Author of more than 70 publications in the field of synthesis of frequencies.



Дмитрий Николаевич Рахманин родился в 1977 г., окончил в 1999 г. Воронежский государственный университет. Канд. техн. наук, начальник отдела ОАО "Концерн "Созвездие". Автор 30 научных работ в области синтеза частот.

D.N. Rakhmanin (b. 1977) graduated from the Voronezh State University in 1999. Ph. D. (Eng.), head of department of "Kontsern "Sozvezdie" joint-stock company. Author of 30 publications in the field of synthesis of frequencies.

