

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К о р ж и к В. И., Ф и н к Л. М., Щ е л к у н о в К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. – М.: Радио и связь, 1981. – 230 с.
2. Л о с е в В. В., Б р о д с к а я Е. Б., К о р ж и к В. И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. – М.: Радио и связь, 1988.

Статья поступила в редакцию 1.07.2007

Олег Анатольевич Акулов родился в 1966 г., окончил в 1989 г. ВИКИ им. А.Ф. Можайского. Канд. техн. наук, доцент кафедры “Информационная безопасность” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 20 научных работ в области информационной безопасности и исследований систем обработки информации и управления.

O.A. Akulov (b. 1966) graduated from the Military Engineering Institute holding the Order of the Red Banner n.a. A.F. Mozhaiskii in 1989. D. Sc. (Eng.), professor of “Information Security” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 40 publications in the field of systems of data accumulation, processing and transfer, integrated support of information security of automated systems.

---

УДК 621.396.662

С. К. Р о м а н о в, Н. М. Т и х о м и р о в,  
И. А. М а р к о в

### **ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В СИСТЕМЕ ИМПУЛЬСНОЙ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С ДРОБНЫМИ ДЕЛИТЕЛЯМИ ЧАСТОТЫ И ЭЛЕМЕНТАМИ КОММУТАЦИИ**

*Найдены аналитические выражения для определения длительностей переходных процессов при перестройке по частоте синтезаторов с элементами коммутации и с учетом режима скольжения. Проведено сравнение результатов расчетов по этим выражениям и результатов моделирования переходных процессов в синтезаторе на основе системы импульсной фазовой автоподстройки частоты третьего порядка с использованием среды визуального моделирования SIMULINK системы математических расчетов Matlab.*

В синтезаторах частот (СЧ), использующих технологию импульсной фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ), с большими (октава и более) диапазонами перестройки по частоте в начале переходного процесса (ПП) возникает режим биений [1] или так называемый режим скольжения (РС) [2, 3]. Этот режим характерен тем, что фазовое рассогласование сигналов на входах частотно-фазового детектора (ЧФД) с тремя состояниями и зарядовой накачкой (ЗН), используемого в ИФАПЧ, больше  $2\pi$ . Применение дробных делителей с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в астатической системе ИФАПЧ

с частотно-фазовым пропорционально-интегральным регулированием приводит к увеличению длительностей ПП, так как доля времени существования РС в общем времени ПП зачастую становится недопустимо высокой. Для уменьшения времени протекания этого явления, а также общего времени ПП в СЧ ИФАПЧ производители однокристалльных интегральных микросхем синтезаторов предлагают ряд способов, связанных с коммутацией значений определенных параметров элементов схемы, находящихся как внутри (делители частоты и ЗН), так и снаружи (фильтр нижних частот (ФНЧ)) этих микросхем. При ускоренных способах перестройки по частоте в СЧ ИФАПЧ согласно предложениям фирм-производителей необходимо:

увеличивать выходной ток заряда или разряда ЗН, по возможности уменьшать коэффициенты деления частот как опорного сигнала, так и сигнала в обратной связи цепи ИФАПЧ, одновременно уменьшать постоянные времени ФНЧ (в СЧ ИФАПЧ типа ADF4154, ADF4193, LMX2306/16/26 этот способ ускорения ПП получил название FastLock — *быстрый захват* (БЗ) [4, 5]);

использовать механизм увеличения выходного тока двух отдельных пропорциональной (ПЗН) и интегральной зарядовых накачек (ИЗН) наряду с повышением основного тока накачки на начальном ускоренном этапе перестройки частоты (в СЧ ИФАПЧ типа NJ88C50, UMA1018, SA8016/8026/8028 этот технический прием форсирования ПП носит название Speedup — *способ с двумя зарядовыми накачками* (ДЗН) [6, 7]);

увеличивать значения коэффициента деления ДДПКД наряду с уменьшением частоты сравнения FR в ЧФД и повышением тока накачки ЗН на время ПП при смене частот (в СЧ ИФАПЧ типа LMX2470, LMX2485, ADF4156 этот механизм ускорения ПП известен как Cycle slip reduction (CSR) — *способ устранения режима скольжения* (УРС) [2, 3]).

В отечественной и зарубежной литературе отсутствуют публикации, в которых бы детально исследовалось качество ПП в системе ИФАПЧ с изложенными ранее механизмами их ускоренного протекания и способами коммутации. Так, в работе [1] определяется время ПП в астатической системе ИФАПЧ третьего порядка с РС, но без коммутации. В работе [8] оптимальное время ПП определяется только для линейной непрерывной модели астатической системы ИФАПЧ третьего порядка с реализацией лишь только способа ускорения БЗ.

Цель настоящей работы — определение минимального времени ПП в нелинейной системе ИФАПЧ третьего порядка с найденными ранее способами ускорения, а также определение выигрыша от их реализации.

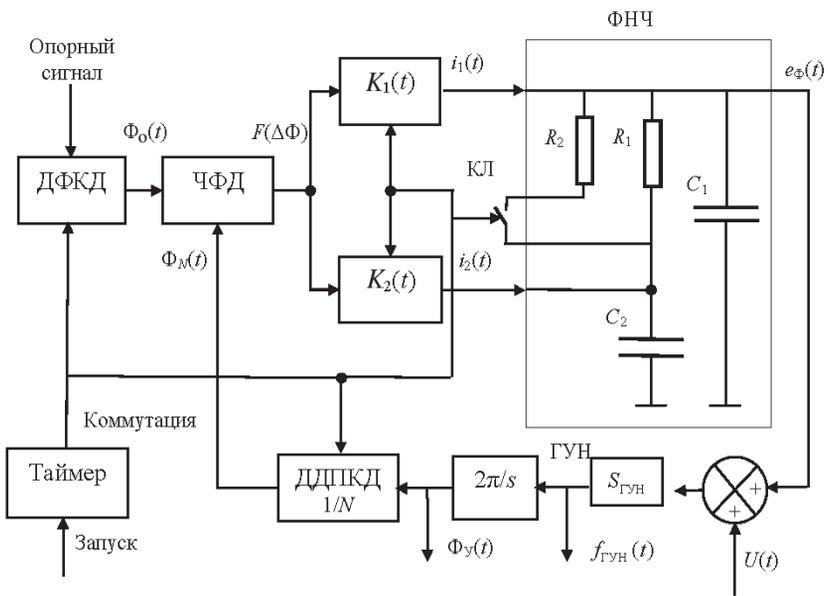


Рис. 1. Обобщенная схема СЧ-ИФАПЧ для различных способов ускорения ПП

На рис. 1 приведена структурная схема СЧ ИФАПЧ с коммутацией некоторых параметров и элементов структуры. К традиционным функциональным элементам, таким как делитель частоты опорного сигнала ДФКД, делитель ДДПКД, ЧФД с ЗН, корректирующий ФНЧ (для примера системы ИФАПЧ третьего порядка с элементами  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $C_2$ ) и ГУН (моделируемый сумматором и усилительно-интегрирующим элементом  $S_{\text{ГУН}}$  и  $2\pi/s$ ) добавлены дополнительные элементы: таймер — устройство, запускаемое от переднего фронта сигнала  $U(t)$  и задающее интервал времени ускорения  $t_k$ , управляющее делителями ДФКД и ДДПКД, а также устройствами  $K_1(t)$ ,  $K_2(t)$  и ключом КЛ. Напряжение  $U(t)$  в начале ПП представляет собой единичную функцию с уровнем амплитуды  $U_m$ , определяющим диапазон перестройки ГУН согласно выражению  $\Delta f_{\text{ГУН}} = f_{\text{ГУН}_в} - f_{\text{ГУН}_н} = S_{\text{ГУН}} \cdot U_m$ , в котором  $f_{\text{ГУН}_в}$  и  $f_{\text{ГУН}_н}$  — верхняя и нижняя частоты перестройки ГУН. Устройства  $K_1(t)$  и  $K_2(t)$  — коммутируемые усилители тока с выходов ПЗН и ИЗН соответственно, а КЛ — ключ, замыкаемый на время ускорения  $t_k$  и подключающий резистор  $R_2$  параллельно  $R_1$ .

На рис. 1 также приняты следующие обозначения:  $\Phi_0(t)$ ,  $\Phi_N(t)$ ,  $\Phi_y(t)$  — фазы сигналов с ДФКД, ДДПКД и ГУН соответственно;  $N(t)$  — значение целочисленной части дробного коэффициента деления ДДПКД;  $i_1(t)$  и  $i_2(t)$  — токи накачки ПЗН и ИЗН, увеличенные, как правило, в режиме ускорения ПП;

$F(\Delta\Phi) = F(\Phi_0(t) - \Phi_N(t))$  — нелинейная функция, характеризующая функционирование ЧФД с ЗН, и показанная на рис. 2 ( $i_m$  — максимальное значение тока накачки).

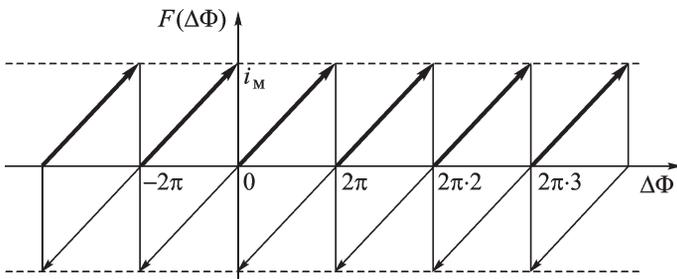


Рис. 2. Уточненная фазовая характеристика ЧФД с ЗН

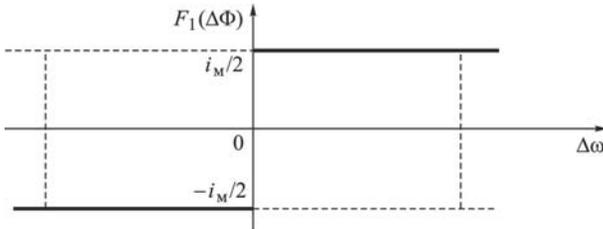


Рис. 3. Релейная функция разности частот входных сигналов ЧФД с ЗН

Приведенная на рис. 2 функция  $F(\Delta\Phi)$  является неоднозначной, т.е. если  $\Delta\Phi(t)$  — постоянно нарастающая величина ( $\Delta\Phi(t) > 0$ , — жирные линии), то  $F(\Delta\Phi) > 0$ .

Если функция  $\Delta\Phi(t)$  меняет знак, то и  $F(\Delta\Phi)$  может изменить знак и перейти из положительной области значений в отрицательную (тонкие линии). ЧФД с ЗН помимо такой фазовой характеристики обладает свойством различения по частоте (рис. 3). Здесь  $\Delta\omega$  — разность частот между выходными сигналами ДФКД и ДДПКД, а  $F_1(\Delta\omega)$  — релейная функция с размахом от  $-i_M/2$  до  $i_M/2$ .

На рис. 4 приведены графики ПП в синтезаторе с ИФАПЧ третьего порядка (см. рис. 1) со следующими параметрами:  $S_{\text{ГУН}} = 15$  МГц/В,  $\Delta f_{\text{ГУН}} = 450$  МГц,  $i_M = 0,5$  мА. Кроме того, в интервале времени от 0 до  $t_k$  частота среза системы  $f_{\text{ср}} = 800 \cdot 4$  Гц, период опорного сигнала  $t_o = 1,25 \cdot 10^{-5}/4$  с,  $N = 27625/4$ ,  $K_1 = 4$ ,  $K_2 = 0$ ,  $R_2 = R_1/3$ , ключ КЛ — замкнут. В интервале времени от  $t_k$  до  $t_y$  — интервале подстройки  $t_{\text{пф}}$  по частоте и  $t_{\text{пфи}}$  фазе ( $t_{yf}$  — время ПП по частоте с точностью  $\Delta f_\varepsilon$ ,  $t_{yfi}$  — время ПП по фазе с точностью  $\Delta f i_\varepsilon$ ):  $f_{\text{ср}} = 800 \cdot 1$  Гц,  $t_o = 1,25 \times 10^{-5}$  с,  $N = 27625$ ,  $K_1 = 1$ ,  $K_2 = 0$ , ключ КЛ — разомкнут. В момент коммутации  $t_k$  в составе  $U(t)$  создан дополнительный скачок напряжения, определяющий помеху коммутации размахом  $\Delta f_{\text{п}} = 1000$  Гц (факторы, определяющие уровень помехи коммутации, подробно обсуждаются в работе [8]).

На рис. 4 обозначено: кривая 1 — напряжение  $e_y(t)$  на выходе ФНЧ, кривая 2 — отклонение частоты ГУН от номинала в логарифмическом

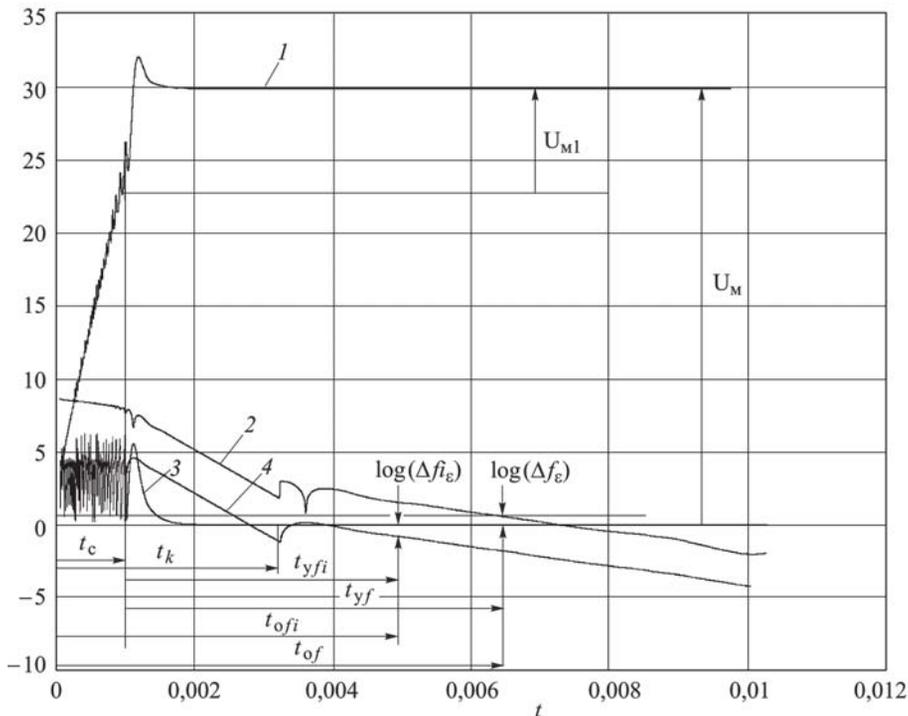


Рис. 4. Переходные процессы в СЧ-ИФАПЧ при способе БЗ

масштабе,  $\log |(U(t) - e_y(t))S_{\text{ГУН}}|$ ; кривая 3 — сигнал, пропорциональный  $F(\Delta\Phi(t))$ ,  $U_{\text{ИФД}}(t) = 2\pi F(\Delta\Phi(t))/i_m$ ; кривая 4 —  $\log |\Phi_y(t)|$  для  $\Phi_0(t) = 0$ . Из графиков, приведенных на рис. 4, видно, что весь период времени ПП можно разделить на два интервала: первый — от 0 до  $t_3$  — захват (режим скольжения в системе ИФАПЧ) и второй ( $t_n$ ) — от  $t_3$  до  $t_y$  — режим подстройки, в котором система ИФАПЧ является линейной системой третьего порядка. Во втором интервале при  $t = t_k$  осуществляется коммутация параметров СЧ ИФАПЧ и поэтому контур автоподстройки можно считать кусочно-линейной системой.

Пскольку определение времени  $t_{yf}$  и  $t_{yfi}$  для СЧ ИФАПЧ с РС и коммутаций параметров без дополнительных математических выкладок и поясняющих рисунков весьма сложная задача, то для системы ИФАПЧ третьего порядка примем следующие допущения.

1. В интервале от 0 до  $t_3$  сумма емкостей конденсаторов ФНЧ  $C_1 + C_2$  заряжается постоянным (средним) током  $\pm i_m/2$  (в соответствии с рис. 1 и 3) и напряжение на  $C_1$  и  $C_2$  к моменту  $t = t_3$  становится равным  $U_{C_1 C_2} = \frac{i_m}{2} \frac{t_3}{C_1 + C_2}$ .

2. В момент времени  $t_3$  на систему ИФАПЧ действует скачок напряжения  $U(t) = U_{M1} \cdot 1(t - t_3) + U_M \cdot 1(t) - U_M \cdot 1(t - t_3)$ , где  $U_{M1} = \frac{i_m t_{11}}{C_1 + C_2}$ ,

$$t_{11} = R_1 C_2 \frac{K_1(0)}{K_1(0) + K_2(0)}.$$

Считаем напряжение на конденсаторах  $C_1$  и  $C_2$  равным нулю, а фазу выходного сигнала ГУН ФГУН ( $t_3$ ) = 0.

3. Из рис. 4 (кривая 2) следует, что при больших отклонениях времени ( $t \gg t_3$ ,  $t \gg t_k$ ) от моментов возмущений в линейной системе ИФАПЧ ПП для отклонений по частоте можно описать уравнениями экспоненциальных асимптот:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f(t) &= \Delta f_{\text{н}} b_f \exp(-a\omega_{\delta} t); \\ \Phi_{\text{y}}(t) &= \Delta f_{\text{н}} b_{fi} \exp(-a\omega_{\delta} t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\Delta f_{\text{н}}$  – начальное отклонение по частоте;  $b_f$  и  $a$  – некоторые параметры, подлежащие определению;  $b_{fi} = 2\pi b_f / (a\omega_{\delta})$ :

$\omega_{\delta} = \sqrt{\frac{i_{\text{м}} S_{\text{ГУН}} (K_1 + K_2)}{(C_1 + C_2) N}}$  – базовая частота (БЧ) частотной характеристики разомкнутой системы ИФАПЧ;

$\omega_{\delta 1} = \sqrt{\frac{i_{\text{м}} S_{\text{ГУН}} (K_1(0) + K_2(0))}{(C_1 + C_2) N_1}}$  – БЧ в интервале времени от 0 до  $t_k$ ;

$\omega_{\delta 2} = \sqrt{\frac{i_{\text{м}} S_{\text{ГУН}} (K_1(t_k) + K_2(t_k))}{(C_1 + C_2) N_2}}$  – БЧ в интервале времени  $t > t_k$ .

При этом  $N_1$  и  $N_2$  – коэффициенты деления ДДПКД для  $t < t_k$  и  $t > t_k$  соответственно.

Условие возникновения РС во время ПП в системе ИФАПЧ можно определить, анализируя ее линейную модель, находящуюся под воздействием скачка напряжения  $U_{\text{м}} \cdot 1(t)$ , и записать как  $U_{\text{чФД}}(t) \geq 2\pi$ , а затем трансформировать к виду

$$\frac{\varphi_{\text{м}} S_{\text{ГУН}} U_{\text{м}} \cdot 2\pi}{N\omega_{\delta}} \geq 2\pi, \quad (2)$$

где  $\varphi_{\text{м}}$  – коэффициент, подлежащий определению.

Используя допущения 1 и 2, можно получить выражение для определения  $t_3$ :

$$t_3 = \frac{2\Delta f_{\text{ГУН}}}{N_1 \omega_{\delta 1}^2} - 2t_{11}. \quad (3)$$

Если в системе ИФАПЧ не используется коммутация параметров ( $K_1(0) = 1$ ,  $K_2(0) = 0$ ,  $\omega_{\delta} = \omega_{\delta 1} = \omega_{\delta 2}$ ), то, используя допущения 1, 2 и 3, продолжительность ПП по частоте  $t_{y2f}$  и фазе  $t_{y2fi}$  можно

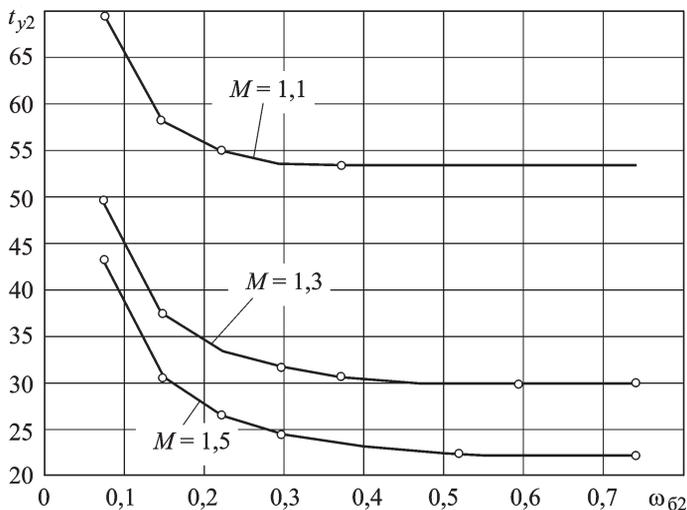


Рис. 5. Зависимость времени ПП  $\bar{t}_{y2}$  от базовой частоты  $\bar{\omega}_{62}$

определить из выражений:

$$\left. \begin{aligned} t_{y2f} &= \frac{2\Delta f_{yГ}}{N_2\omega_{62}^2} - 2R_1C_2 + \ln \left[ \frac{\Delta f_\varepsilon}{N_2\omega_{62}^2 R_1 C_2 b_{2f}} \right] \frac{1}{-a_2\omega_{62}} \\ t_{y2fi} &= \frac{2\Delta f_{yГ}}{N_2\omega_{62}^2} - 2R_1C_2 + \ln \left[ \frac{\Delta f_{i\varepsilon}}{N_2\omega_{62}^2 R_1 C_2 b_{2fi}} \right] \frac{1}{-a_2\omega_{62}} \end{aligned} \right\}. \quad (4)$$

Для проверки допущений 1, 2 и 3, которые приводят к упрощенным выражениям (4) для определения времени  $t_{y2f}$  и  $t_{y2fi}$ , в среде визуального моделирования SIMULINK системы математических расчетов Matlab была разработана модель системы ИФАПЧ третьего порядка для схемы синтезатора, приведенной на рис. 1. Обратимся к графикам, приведенным на рис. 5, где показаны результаты расчетов по выражениям (4) для  $t_{y2f}$  и для  $t_{y2fi}$ , а звездочками — результаты моделирования в среде SIMULINK. Параметры исследуемой системы ИФАПЧ определяли параметрическим синтезом на основе понятия показателя колебательности  $M$  [9], дополнительно задавали значения  $\Delta f_{ГУН} = 450$  МГц,  $N_2 = 27625$ ,  $\Delta f_\varepsilon = 1$  Гц,  $b_2$  и  $a_2$  в соответствии с работой [8] для трех значений  $M = 1,1; 1,3$  и  $1,5$ .

На рис. 5 по оси абсцисс задавали значения  $\bar{\omega}_{62} = \omega_{62}N_2/\Delta f_{ГУН}$  (нормированное значение БЧ), по оси ординат — значения  $\bar{t}_{y2f} = \omega_{62}t_{y2f}$  и  $\bar{t}_{y2fi} = \omega_{62}t_{y2fi}$  (нормированное время ПП). Из рис. 5 следует, что результаты расчетов по уравнению (4) и результаты моделирования очень близки (погрешность менее 1,5%). Кроме того, видно, что при  $\omega_{62}N_2/\Delta f_{ГУН} < 0,1$  время  $t_{y2f}$ ,  $t_{y2fi}$  увеличивается в 1,5–2 раза по сравнению с линейным случаем ( $\omega_{62}N_2/\Delta f_{ГУН} > 0,5$ ).

Считая, что задача определения времени ПП в РС решена (выражение (3) для  $t_3$ ), перейдем к определению  $t_y$ , учитывая способы

коммутации, воздействия помехи коммутации на ГУН в момент времени  $t_k$  и в предположении, что при  $t > t_3$  система ИФАПЧ является линейной. В этот период на ГУН воздействует внешний сигнал

$$U(t) = U_{м1} \cdot 1(t - t_3) + U_{п} \cdot 1(t - t_3),$$

где  $U_{п}$  — амплитуда помехи коммутации, создающая скачок частоты  $\Delta f_{п} = U_{п} \times S_{ГУН}$ .

Для решения поставленной задачи воспользуемся методом пространства состояний. В качестве состояний примем напряжения  $U_{C1}(t)$  и  $U_{C2}(t)$  на конденсаторах  $C_1$ ,  $C_2$  соответственно и фазу сигнала  $\Phi_{ГУН}(t)$ , а в качестве выходного сигнала примем отклонение частоты ГУН от номинала  $\Delta f_{УГ} = S_{УГ} \times e_{\Phi}(t)$  и фазу ГУН  $\Phi_{ГУН}(t)$ . Тогда в соответствии с рис. 1 дифференциальное уравнение, описывающее систему ИФАПЧ, примет вид

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

где  $\mathbf{X} = [U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_{ГУН}(t); ]$  — вектор состояния системы ИФАПЧ;  $\mathbf{A}$  — матрица системы ИФАПЧ;  $\mathbf{B}$  — вектор управления;  $\mathbf{U} = U(t)$ ;  $\mathbf{Y}$  — вектор выхода (см. рис. 1).  $\mathbf{Y} = [\Delta f_{УГ}(t); \Phi_{y}(t); ]$ ;  $\mathbf{C}$  — матрица выхода;  $\mathbf{D}$  — матрица компенсации, для системы ИФАПЧ третьего порядка  $\mathbf{X} = [U_{C2}(t); U_{C1}(t); \Phi_{y}(t); ]$ ; в матрице

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/R_1 || R_2(t) C_2 & 1/R_1 || R_2(t) C_2 & -i_m K_2(t) / (2\pi N(t)) C_2 \\ 1/R_1 || R_2(t) C_1 & -1/R_1 || R_2(t) C_1 & -i_m K_2(t) / (2\pi N(t)) C_1 \\ 0 & 2\pi \times S_{ГУН} & 0 \end{bmatrix}$$

$R_1 || R_2(t) = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ ,  $N(t) = N_1$  для  $t < t_k - t_3$  и  $N(t) = N_2$  для  $t > t_k - t_3$ ;

$$\mathbf{B} = [0; 0; 2\pi S_{ГУН}; ]; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & S_{УГ} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = [S_{УГ}; 0].$$

Отметим, что матрицы  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{Y}$ ,  $\mathbf{D}$  записаны в соответствии с правилами оформления матриц в системе математических расчетов Matlab.

При решении дифференциального уравнения (5) воспользуемся преобразованием eig из системы Matlab [10] для формирования модальной канонической SS-модели:

$$[\mathbf{P}, \mathbf{A}_д] = \text{eig}(\mathbf{A}),$$

где  $\mathbf{A}_д$  — диагональная матрица, содержащая на главной диагонали собственные числа 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 дифференциальных уравнений (5) преобразуется к виду:

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

где  $\mathbf{P}^{-1}$  — матрица, обратная  $\mathbf{P}$ ;  $\mathbf{A}_d = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{A}\mathbf{P}$ ;  $\mathbf{B}_d = \mathbf{P}^{-1}\mathbf{B}$ ;  $\mathbf{C}_d = \mathbf{C}\mathbf{P}$ .

Поскольку на интервалах движения  $0 < t < t_k - t_3$  и  $t > t_k - t_3$  имеются две матрицы  $\mathbf{A} - \mathbf{A}_1$  и  $\mathbf{A}_2$ , то соответственно есть 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 [11], что решение системы уравнений (6) для  $U(t) = \text{const} = U$  можно записать как

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

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  $t = 0$ ;  $\mathbf{A}_d^{-1}$  — матрица, обратная  $\mathbf{A}_d$ ,  $\mathbf{A}_d^{-1} = \text{diag}[1/\alpha_1, 1/\alpha_2, 1/\alpha_3]$ ;  $\mathbf{E}$  — единичная диагональная матрица;  $U = U_{M1}$  в интервале времени  $t$  от 0 до  $t_k - t_3$  и  $U = U_{M1} + U_{II}$  в интервале времени  $t$  от  $t_k - t_3$  до  $t_y - t_3$ .

Используя допущение 3, из формул (6) и (7) получаем в случае действительного максимального собственного значения  $\alpha_{1M}$  из значений  $\alpha_{11}, \alpha_{21}, \alpha_{31}$  в интервале  $t$  от 0 до  $t_k - t_3$  следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{y\Gamma}(t) &\gg S_{y\Gamma} \times U_{M1} \times b_{1f} \times e^{\alpha_{1M} t} = \frac{c_{1Mf} \times b_{1M}}{\alpha_{1M}} \times e^{\alpha_{1M} t} \times U_{M1}; \\ \Phi_y(t) &\gg S_{y\Gamma} \times U_{M1} \times b_{1fi} \times e^{\alpha_{1M} t} = \frac{c_{1Mfi} \times b_{1M}}{\alpha_{1M}} \times e^{\alpha_{1M} t} \times U_{M1}, \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где  $c_{1Mf}, c_{1Mfi}, b_{1M}$  — элементы матриц  $\mathbf{C}_{d1}$  и  $\mathbf{B}_{d1}$ , соответствующие  $\alpha_{1M}$ .

Из выражения (8) получаем

$$b_{1f} = \frac{c_{1Mf} \times b_{1M}}{\alpha_{1M} \times S_{y\Gamma}}, \quad b_{1fi} = \frac{c_{1Mfi} \times b_{1M}}{\alpha_{1M} \times S_{y\Gamma}}.$$

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

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{y\Gamma}(t) &\gg S_{y\Gamma} U_{M1} |b_{1f}| e^{\text{Re}\alpha_{1M} t}; \\ \Phi_y(t) &\gg S_{y\Gamma} U_{M1} |b_{1fi}| e^{\text{Re}\alpha_{1M} t}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

$$\text{где } |b_{1f}| = \left| 2 \frac{c_{1Mf} b_{1M}}{\alpha_{1M} S_{y\Gamma}} \right|, \quad |b_{1fi}| = \left| 2 \frac{c_{1Mfi} b_{1M}}{\alpha_{1M} S_{y\Gamma}} \right|.$$

Таким образом, определены асимптотические коэффициенты  $b_{1f}$ ,  $b_{1fi}$ ,  $\alpha_{1m}$  для расчетов времени ПП по отклонению частоты и фазы ГУН от номинала в интервале  $t$  от 0 до  $t_k - t_3$ .

В интервале движения от  $t = t_k - t_3$  до  $t_y - t_3$  выражение (7) запишется как

$$\mathbf{X}_{C2}(t) = \mathbf{\Phi}_2(t)\mathbf{X}_{C2}(t_k - t_3) + \mathbf{A}_{d2}^{-1}[\mathbf{\Phi}_2(t) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{d2}(U_{M1} + U_{\Pi}), \quad (10)$$

где

$$\mathbf{\Phi}_2(t) = \text{diag}[\exp(\alpha_{21}t), \exp(\alpha_{22}t), \exp(\alpha_{23}t)];$$

$$\mathbf{X}_{C2}(t_k - t_3) = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{X}_{C1}(t_k - t_3) = \mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{A}_{d1}^{-1}[\mathbf{\Phi}_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}]\mathbf{B}_{d1}U_{M1},$$

а отклонение частоты и фазы ГУН от номинального значения — в виде

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{y\Gamma 2}(t) &= \mathbf{C}_{d2f}\mathbf{\Phi}_2(t)\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{A}_{d1}^{-1}[\mathbf{\Phi}_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}] \times \\ &\quad \times \mathbf{B}_{d1}U_{M1} + \mathbf{C}_{d2f}\mathbf{A}_{d2}^{-1}\mathbf{\Phi}_2(t)\mathbf{B}_{d2}(U_{M1} + U_{\Pi}); \\ \Phi_{y2}(t) &= \mathbf{C}_{d2fi}\mathbf{\Phi}_2(t)\mathbf{P}_2^{-1}\mathbf{P}_1\mathbf{A}_{d1}^{-1}[\mathbf{\Phi}_1(t_k - t_3) - \mathbf{E}] \times \\ &\quad \times \mathbf{B}_{d1}U_{M1} + \mathbf{C}_{d2fi}\mathbf{A}_{d2}^{-1}\mathbf{\Phi}_2(t)\mathbf{B}_{d2}(U_{M1} + U_{\Pi}), \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

где  $\mathbf{C}_{d2f}$ ,  $\mathbf{C}_{d2fi}$  — первая и вторая строки матрицы  $\mathbf{C}_{d2}$  соответственно.

Полагая в выражении (11)  $t = t_{yf}$ ,  $\Delta f_{y\Gamma 2} = \Delta f_{\varepsilon}$  и  $t = t_{yfi}$ ,  $\Phi_{y2} = \Delta f_{i\varepsilon}$  и используя допущение 3 для  $\alpha_{2m}$  — действительного максимального собственного значения  $\mathbf{A}_{d2}$  — получаем:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{\varepsilon} &= \mathbf{C}_{d2mf}[X_{C2m}(t_k - t_3) + B_{d2m}(U_{M1} + U_{\Pi})/\alpha_{2m}] \times \\ &\quad \times \exp[\alpha_{2m}(t_y - t_k)]; \\ \Delta f_{i\varepsilon} &= \mathbf{C}_{d2mfi}[X_{C2m}(t_k - t_3) + B_{d2m}(U_{M1} + U_{\Pi})/\alpha_{2m}] \times \\ &\quad \times \exp[\alpha_{2m}(t_y - t_k)], \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где  $C_{d2mf}$ ,  $C_{d2mfi}$ ,  $X_{C2m}$ ,  $B_{d2m}$  — элементы строки  $C_{d2}$  и элементы векторов  $X_{C2}$ ,  $B_{d2}$ , соответствующие  $\alpha_{2m}$ . Для комплексного собственного значения  $\mathbf{A}_{d2}$ , имеющего максимальную действительную часть  $\text{Re}\alpha_{2m}$ , можно записать следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{\varepsilon} &= 2 |C_{d2mf}[X_{C2m}(t_k - t_3) + B_{d2m}(U_{M1} + U_{\Pi})/\alpha_{2m}]| \times \\ &\quad \times \exp[\text{Re}\alpha_{2m}(t_y - t_k)]; \\ \Delta f_{i\varepsilon} &= 2 |C_{d2mfi}[X_{C2m}(t_k - t_3) + B_{d2m}(U_{M1} + U_{\Pi})/\alpha_{2m}]| \times \\ &\quad \times \exp[\text{Re}\alpha_{2m}(t_y - t_k)]. \end{aligned} \right\}. \quad (13)$$

Из уравнений (12) и (13) найдем время ПП  $t_y$  для действительного значения  $\alpha_{2M}$ :

$$\left. \begin{aligned} t_{yf} &= t_k + \\ &+ \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{C_{д2Mf}[X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{д2M}(U_{M1} + U_{П})/\alpha_{2M}]} \cdot \frac{1}{\alpha_{2M}} \\ t_{yfi} &= t_k + \\ &+ \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon}}{C_{д2Mfi}[X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{д2M}(U_{M1} + U_{П})/\alpha_{2M}]} \cdot \frac{1}{\alpha_{2M}} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Для комплексного значения  $\alpha_{2M}$  время ПП  $t_y$  определяется как

$$\left. \begin{aligned} t_{yf} &= t_k + \\ &+ \ln \frac{\Delta f_\varepsilon}{2 |C_{д2Mf}[X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{д2M}(U_{M1} + U_{П})/\alpha_{2M}]|} \cdot \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2M})}; \\ t_{yfi} &= t_k + \\ &+ \ln \frac{\Delta f_{i\varepsilon}}{2 |C_{д2Mfi}[X_{C2M}(t_k - t_3) + B_{д2M}(U_{M1} + U_{П})/\alpha_{2M}]|} \cdot \frac{1}{\operatorname{Re}(\alpha_{2M})} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В результате анализа выражений (14) и (15) выявили, что при заданных параметрах системы ИФАПЧ и уровне помехи  $U_{П}$  существует оптимальное значение  $t_{k0} = t_k - t_3$ , при котором время  $t_y$  минимально. Для действительных значений  $\alpha_{1M}$  и  $\alpha_{2M}$  функция  $t_y$  является унимодальной и  $t_{k0}$  можно определить из выражений (14) и (15) в виде:

$$t_{k0} = \ln \frac{\alpha_{1M} \left[ \alpha_{2M} P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M}) A_{д1}^{-1} B_{д1} - B_{д2} \left( \frac{U_{П}}{U_{M1}} + 1 \right) \right]}{P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M}) (\alpha_{2M} - \alpha_{1M}) B_{д1M}} \cdot \frac{1}{\alpha_{1M}}, \quad (16)$$

где  $P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M})$  – строка матрицы  $\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1$ , соответствующая номеру  $\alpha_{2M}$ ;  $P_2^{-1} P_1(\alpha_{2M}, \alpha_{1M})$  – элемент матрицы  $\mathbf{P}_2^{-1} \mathbf{P}_1$ , соответствующий номерам  $\alpha_{1M}$  и  $\alpha_{2M}$ .

Для комплексных значений  $\alpha_{1M}$  и  $\alpha_{2M}$  функции  $t_{yf}$ ,  $t_{yfi}$  не являются унимодальными, их вид для некоторых параметров ИФАПЧ показан на рис. 6 (кривая 1). По этой кривой можно определить глобальный минимум  $t_y$  и использовать его при определении времени коммутации  $t_{k0}$  параметров ИФАПЧ. Однако ввиду приближенности исследуемой модели более целесообразно в этом случае аппроксимировать  $t_y$  полиномом, имеющим один минимум. Так на рис. 6 приведена аппроксимирующая кривая 2, полученная с использованием функции `polyfit` системы Matlab (изображает полином 10-го порядка, имеющий один минимум  $t_{y0}$  при  $t_{k0}$ ).

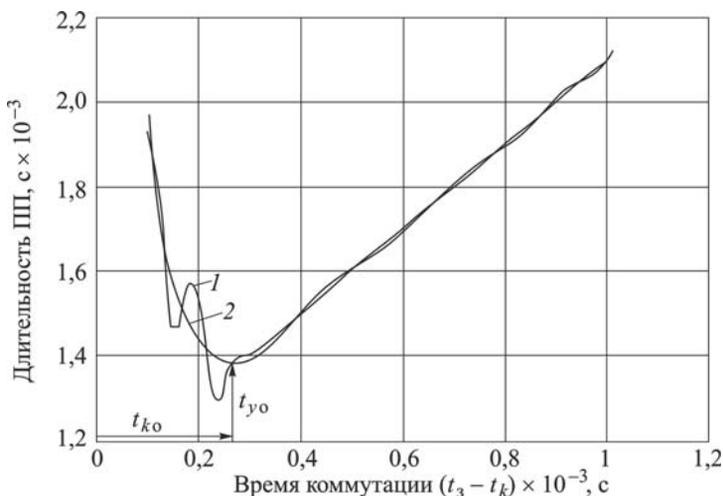


Рис. 6. Зависимость длительности ПП от времени коммутации

Таким образом, оптимальное время ПП  $t_{y0}$  в системе ИФАПЧ с коммутацией параметров можно определить из выражений (14) и (15), в которых  $t_{k0} = t_k - t_3$ .

Следует отметить, что выражения (14), (15) и (16) справедливы для применения способов БЗ и ДЗН, когда  $|\alpha_{1M}| > |\alpha_{2M}|$  и нельзя использовать для способа УРС, когда  $|\alpha_{1M}| = |\alpha_{2M}|$ .

Отметим, что при способе УРС  $N_1 = CSR \cdot N_2$ ,  $K_1(0) = K_1(t_k) \times CSR$ ,  $K_2 = 0$ , где CSR — коэффициент, увеличивающий  $N_2$  и  $K_1$  в интервале времени  $t = 0 \dots t_k$ . С использованием соотношения (2) коэффициент CSR можно определить по формуле

$$CSR = \frac{\varphi_M S_{ГУН} U_M}{N_2 \omega_{\delta 2}}. \quad (17)$$

В выражении (17)  $\varphi_M = |\Phi_{ГУН_M}| \frac{\omega_{\delta 2}}{S_{ГУН} U_M 2\pi}$ , где  $\Phi_{ГУН_M}$  — максимальное отклонение координаты  $\Phi_{ГУН}(t)$  от 0 (при решении уравнения (5)).

Для уменьшения времени ПП при осуществлении способа УРС необходимо выбирать момент  $t_k$  таким образом, чтобы при  $t > t_k$  не возникал вновь режим скольжения и помеха коммутации была минимизирована по отношению к уровню отклонения частоты ГУН от номинала. Используя выражения (1) и (8), можно определить асимптотическое отклонение фазы ГУН в случае действительного максимального  $\alpha_{1M}$ :

$$\Phi_y(t) \gg \frac{2\pi S_{yГ} U_M b_{1f}}{\alpha_{1M}} \exp(\alpha_{1M} t). \quad (18)$$

Будем считать, что  $|\Phi_N(t_k)| \leq 2\pi$ . Из этого соотношения и из

выражения (18) получаем

$$\left| \frac{2\pi S_{y\Gamma} U_M b_{1f}}{\alpha_{1M} N_2} \exp(\alpha_{1M} t_k) \right| \leq 2\pi.$$

Следовательно, момент коммутации  $t_k$  определяется как

$$t_k^3 = \ln \left| \frac{\alpha_{1M} N_2}{S_{y\Gamma} U_M b_{1f}} \right| \cdot \frac{1}{\alpha_{1M}}. \quad (19)$$

Подставив выражение (19) в выражение (1), находим отклонение частоты в момент коммутации:

$$\Delta f(t_k) = |\alpha_{1M} N_2|.$$

В реальных устройствах  $\Delta f(t_k) \gg \Delta f_{\Pi}$ , поэтому влияние  $\Delta f_{\Pi}$  на длительность ПП в СЧ ИФАПЧ со способом УРС можно не учитывать и определить время ПП по отклонению частоты  $t_{yCSRf}$  и фазы из выражения (1) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} t_{yCSRf} &= \ln \left( \frac{\Delta f_{\varepsilon}}{S_{y\Gamma} U_M b_{1f}} \cdot \frac{1}{\alpha_{1M}} \right); \\ t_{yCSRfi} &= \ln \left( \frac{\Delta f_{i\varepsilon}}{S_{y\Gamma} U_M b_{1fi}} \cdot \frac{1}{\alpha_{1M}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Для комплексных собственных значений, имеющих максимальную действительную часть, необходимо в соотношениях (20) заменить  $\alpha_{1M}$  на  $\text{Re}\alpha_{1M}$ , а  $b_{1f}$ ,  $b_{1fi}$  определять по выражениям (9).

Используя полученные соотношения, находим выигрыш за счет применения коммутационных способов ускорения протекания ПП перестройки СЧ ИФАПЧ по частоте и фазе. Определим выигрыш как отношение времени ПП без коммутации ко времени ПП  $t_y$  с коммутацией и оптимизацией  $t_{ko}$ . При использовании способа УРС

$$B_{CSR} = t_{y2}/t_{yCSR}, \quad (21)$$

а при реализации способов БЗ и ДЗН

$$B_{FS} = t_{y2}/t_{y0}. \quad (22)$$

На рис. 7 приведены результаты расчетов по формуле (22) выигрыша в быстродействии ИФАПЧ за счет использования способа УРС для случая  $\Delta f_{\varepsilon} = 1$  Гц,  $\Delta f_{i\varepsilon} = 1^\circ$ ,  $\Delta f_{y\Gamma} = 450$  МГц и синтеза параметров ИФАПЧ для трех значений показателя колебательности  $M = 1,1; 1,3$  и  $1,5$ . Очевидно, что с увеличением CSR и уменьшением  $M$  выигрыш увеличивается. Отметим, что в СЧ ИФАПЧ ADF4156, LMX2470 и LMX2485 имеются 4 градации значений CSR — 1, 2, 4 и 16. Следовательно, используя способ УРС в этих СЧ, можно получить выигрыш в быстродействии от 2,5 до 3 раз.

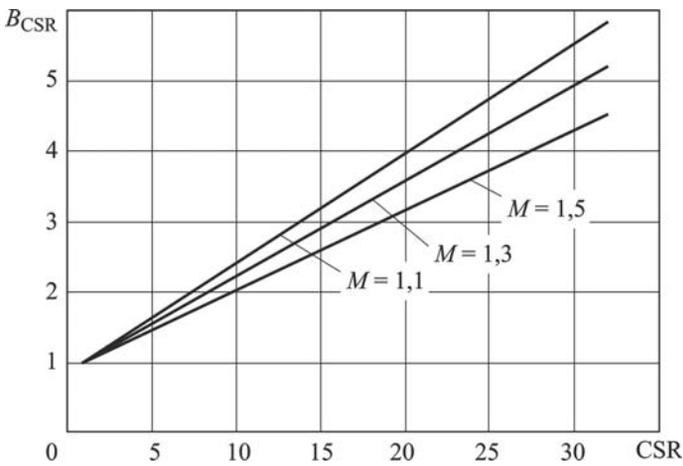


Рис. 7. Зависимость выигрыша во времени ПП за счет применения способа УРС

На рис. 8 показаны результаты расчета выигрыша в быстродействии СЧ ИФАПЧ по формуле (22) для случаев применения способов БЗ и ДЗН  $B_{FSf}$  — сплошные кривые,  $B_{FSfi}$  — штриховые кривые. Параметры СЧ ИФАПЧ выбирали такими же, как и при расчетах, результаты которых приведены на рис. 4 и 5, но дополнительно задавали уровень помехи коммутации  $\Delta f_{\Pi} = 10000$  Гц.

На рис. 8 приведены три группы кривых: первая группа — расчет выигрыша при коммутации полосы  $\omega_6$  в 2 раза, т.е. при  $d\omega_0 =$

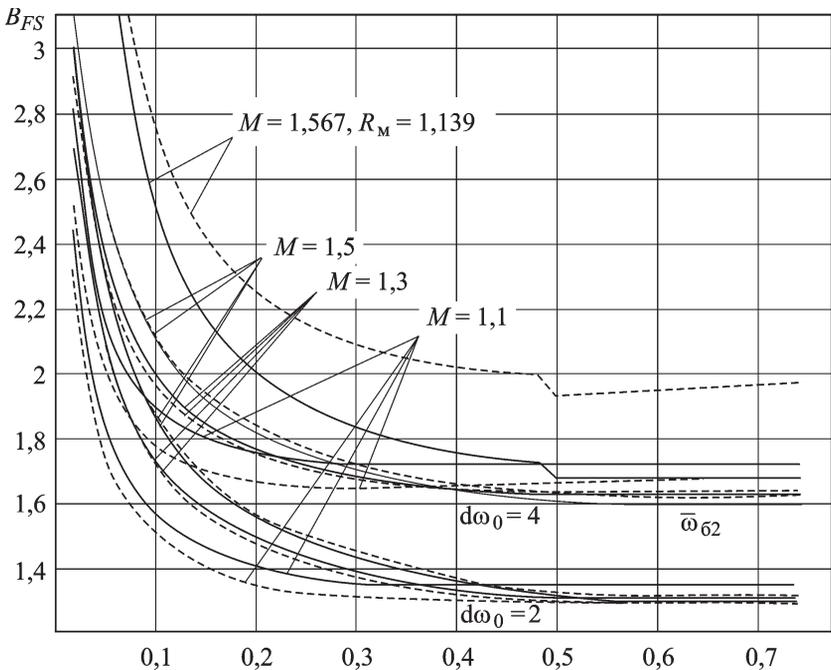


Рис. 8. Зависимости выигрыша для БЗ и ДЗН способов ускорения ПП

$= \omega_{61}/\omega_{62} = 2$  для трех значений  $M=1,1; 1,3$  и  $1,5$ ; вторая группа – расчет при  $dw_0 = 4$  для трех значений  $M=1,1; 1,3$  и  $1,5$ ; третья группа – расчет выигрыша с использованием способа ДЗН. Для способа ДЗН параметры СЧ ИФАПЧ синтезируются с применением методики, предложенной в работе [12] для варианта применения микросхем SA8016/8028/8026, 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 интервала  $t < t_k$  параметры синтезируются при значении показателя колебательности  $R_m = 1,139$ , а для интервала  $t > t_k$  – при значении показателя колебательности  $M = 1,567$ ).

Анализируя кривые, приведенные на рис. 8, выявили, что наибольший выигрыш (от 2,5 до 6 раз) достигается при значениях  $\bar{\omega}_{62} < 0,02$ , т.е. когда интервал времени режима скольжения  $t_3$  наибольший. При малых значениях  $\bar{\omega}_{62}$  можно рекомендовать использовать способ ДЗН, обеспечивающий максимальный выигрыш в ускорении ПП.

В заключение отметим, что предложенная приближенная методика определения длительности ПП в СЧ ИФАПЧ для РС и коммутационными способами повышения быстродействия при перестройке по частоте с учетом возникающих при этом помех коммутации проверена на модели, разработанной в среде визуального моделирования SIMULINK системы математических расчетов Matlab. Эта модель соответствует обобщенной схеме СЧ ИФАПЧ (см. рис. 1) для разных способов ускорения ПП. Сравнение результатов расчетов длительностей ПП по этой модели и приближенной методике показало достаточную для инженерной практики точность  $\approx 5 \dots 10\%$ .

Заметим также, что эта методика использовалась авторами при применении в составе СЧ ИФАПЧ в цепи управления не только ФНЧ 2-го порядка, но и ФНЧ более высоких порядков с передаточной функцией

$$G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{e_{\Phi}(s)}{\Delta\Phi(s)} = \frac{K(T_1s + 1)}{s \sum_{i=2}^n (T_i s + 1)},$$

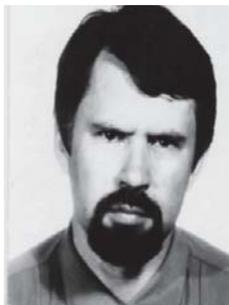
где  $K$  и  $T_i$  – параметры фильтра, которые скачкообразно изменяются в момент времени коммутации  $t_k$ .

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гордонов А. Н., Резвая И. В. Астатическая система ИФАПЧ, оптимизированная по длительности подстройки // Радиотехника. – 1992. – № 4. – С. 48–52.
2. ADF4156 6GHz Fractional-N Frequency Synthesizers / Analog Devices Incorporated. Data Sheet. – 2005.
3. LMX2470 2.6GHz Delta-Sigma Fractional-N PLL with 800MHz Integer-N PLL / National Semiconductor Corporation. Data Sheet. – 2003.

4. ADF4154 Fractional-N Frequency Synthesizers. Analog Devices Incorporated. Data Sheet. – 2004.
5. LMX2306/ LMX2316/ LMX2326 PLLatinum Low Power Frequency Synthesizer for RF Personal Communication / National Semiconductor Corporation. Data Sheet. – 2004.
6. SA8028 2.5 GHz sigma delta fractional-N / 760 MHz IF integer frequency synthesizers / Philips Semiconductors. Data Sheet. – 2002.
7. NJ88C50 Dual Low Power Frequency Synthesizer / Mitel Semieconductor. Data Sheet. – 1995.
8. 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.
9. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
10. Кетков Ю. Л., Кетков А. Ю., Шульц М. М. MatLab 7: программирование, численные методы. – Спб.: БХВ-Петербург, 2005. – 752 с.
11. Директор С., Рорер Р. Введение в теорию систем. – М.: Мир, 1974. – 464 с.
12. 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.

Статья поступила в редакцию 26.09.2007



Станислав Константинович Романов родился в 1942 г., окончил в 1965 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, заместитель начальника научно-технического центра в 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 JSC “Kontsern “Sozvezdie“. Author of over 90 publications in the field of frequency synthesis.



Николай Михайлович Тихомиров родился в 1951 г., окончил в 1975 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, начальник научно-технического центра в ОАО “Концерн “Созвездие”. Автор более 50 научных работ в области синтеза частот.

N.M. Tikhomirov (b. 1951) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1975. Ph.D. (Eng.), head of JSC “Kontsern “Sozvezdie“. Author of over 50 publications in the field of frequency synthesis.

Игорь Александрович Марков родился в 1976 г., окончил в 1999 г. Воронежский государственный университет. Начальник отдела в ОАО “Концерн “Созвездие”. Автор 13 научных работ в области синтеза частот.

I.A. Markov (b. 1976) graduated from the Voronezh State University in 1999. Department head in JSC “Kontsern “Sozvezdie“. Author of 13 publications in the field of frequency synthesis.



---

УДК 621.396.962.3

В. В. Ч а п у р с к и й

## **ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОЧАСТОТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННАМИ ИЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

*Для радиолокационных систем с антеннами, состоящими из пространственно-распределенных приемных и передающих элементов, излучающих взаимно ортогональные многочастотные сигналы, рассмотрены и смоделированы алгоритмы пространственно-временной обработки с выделением подвижных целей на фоне местных предметов.*

Одно из перспективных направлений построения активных радиолокационных систем (РЛС) с излучением ортогональных зондирующих сигналов (ЗС) — это применение принципов пространственного многоканального построения. В системах радиосвязи такое построение обозначается аббревиатурой ММО (Multiple Input – Multiple Output). Метод ММО в радиосвязи позволяет увеличить пропускную способность и уменьшить влияние многопутного распространения радиоволн [1]. В последние годы специалисты по ММО связи претендуют на внедрение принципов ММО в радиолокацию [2, 3]. Согласно данным работ [2, 3], ММО радар предполагает построение на основе передающей и приемной антенных систем (АС), состоящих из пространственно-распределенных слабонаправленных неуправляемых по фазе элементов с излучением, как правило, взаимно ортогональных ЗС. Вместе с тем необходимо отметить, что одной из первых практически реализованных РЛС данного класса является французская система RIAS (Radar a Impulsion et Antenne Syntetic) [4], построенная в 1980-е гг., когда понятие ММО в системах связи еще отсутствовало. Подобные РЛС позднее изучались и отечественными авторами [5–9].