

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

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОПОРЦИОНАЛЬНО-ИНТЕГРАЛЬНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ В СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТ С ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ

Изложен способ получения пропорционально-интегрального регулирования в цепи частотно-фазовый детектор — фильтр нижних частот системы импульсно-фазовой автоподстройки синтезатора частот. Приведена методика параметрического синтеза системы импульсно-фазовой автоподстройки с использованием показателей колебательности для случаев применения двух зарядовых накачек. Показано, что за счет изменения силы тока зарядовых накачек в переходном процессе смены частот сигнала на выходе синтезатора может быть существенно сокращена длительность этого процесса.

В настоящее время в составе практически всех синтезаторов частот на основе однокристалльных систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) используется частотно-фазовый детектор (ЧФД) с тремя устойчивыми состояниями [1, 2]. Обычно в чипах ИФАПЧ выходы ЧФД соединены с зарядовой накачкой, предназначенной для преобразования рассогласования по частоте и фазе в сигнал регулирования генератора, управляемого напряжением (ГУН), с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ). Примером таких чипов является чип ИФАПЧ ADF4110/ADF4111/ADF4112/ADF4113 фирмы Analog Devices [3]. Однако в таких чипах ИФАПЧ, как чипы SA7016/SA7026, SA8016/SA8026/SA8028 фирмы Philips [4, 5], ЧФД управляет двумя зарядовыми накачками, одна из которых предназначена для перезаряда интегрирующего конденсатора ФНЧ и обеспечивает “интегральное” управление, а другая осуществляет “пропорциональное” управление для ГУН. Предполагается, что эта система может использоваться в тех случаях, когда требуется быстрая синхронизация петли ИФАПЧ при смене выходных частот синтезатора. Однако при этом в рекомендациях фирм-изготовителей отсутствует четкая инженерная методика выбора параметров подобных систем ИФАПЧ для сокращения длительности переходного процесса. Блок-схема синтезатора частот с пропорциональной (ПЗН) и интегральной (ИЗН) зарядовыми накачками в цепи управления ГУН представлена на рис. 1.

ЧФД в системе ИФАПЧ сравнивает частоты и фазы сигналов на двух входах, в то время как сигналы на его выходе являются управля-

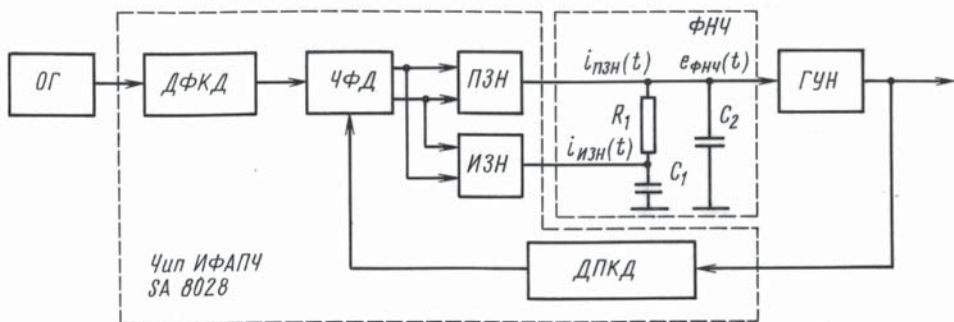


Рис. 1. Блок-схема синтезатора частот в цепи управления ГУН:

ОГ — опорный генератор; ДФКД — делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления; ДПКД — делитель частоты с переменным коэффициентом деления

ющими для зарядовых накачек и таким образом вырабатывается управляющее напряжение на ФНЧ для ГУН. Передаточная функция ЧФД, вырабатывающего сигнал $e_{\text{ЧФД}}(t)$ в виде широтно-импульсного тока накачки, описывается выражением

$$G_{\text{ЧФД}} = \frac{i_{\text{ЧФД}}}{2\pi},$$

где $i_{\text{ЧФД}}$ — ток накачки, который в данном случае принимает значения $i_{\text{ПЗН}}(t)$ для ПЗН и $i_{\text{ИЗН}}(t)$ для ИЗН.

Следует отметить, что постоянные времени должны иметь такие значения, чтобы можно было достигнуть требуемого компромисса между значениями статических и динамических характеристик системы ИФАПЧ. В общем случае передаточная функция ФНЧ, вырабатывающего на выходе сигнал $e_{\text{ФНЧ}}(t)$, имеет вид

$$G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{e_{\text{ФНЧ}}(s)}{e_{\text{ЧФД}}(s)} = \frac{\sum_{j=0}^e p_j s^j}{\sum_{i=0}^m d_i s^i};$$

здесь s — оператор Лапласа; p_j, d_i — постоянные коэффициенты; m — порядок ФНЧ.

Передаточная функция ГУН имеет вид

$$G_{\text{ГУН}} = \frac{\omega_{\text{ГУН}}(s)}{e_{\text{ФНЧ}}(s)} = S_{\text{ГУН}},$$

где $S_{\text{ГУН}}$ — крутизна характеристики управления ГУН, $\omega_{\text{ГУН}}$ — частота сигнала на выходе ГУН.

Использование двух зарядовых накачек в сочетании с ФНЧ (см. рис. 1) позволяет реализовать систему ИФАПЧ с двумя значениями постоянных времени — до и после режима ускорения. Использование активного фильтра дает возможность оптимизировать статические и динамические характеристики ИФАПЧ в тех режимах, когда ПЗН и ИЗН находятся в активном состоянии (в режиме ускорения) или когда работает только одна из них — ПЗН. В режиме перестройки частоты ИФАПЧ амплитуды токов $i_{ПЗН}(t)$ и $i_{ИЗН}(t)$ зарядовых накачек, подключенных к ФНЧ, изменяются. В начале переходного процесса они увеличиваются, в конце — уменьшаются. В таблице приведены данные по диапазонам изменения токов $i_{ПЗН}(t)$ и $i_{ИЗН}(t)$ для микросхем типа SA7016/SA7026, SA8016/SA8026/SA8028 [4, 5].

Амплитуды токов накачки

$I_{ПЗН}$	$I_{ПЗНу}$	$I_{ИЗН}$
$3I_6$	$15I_6$	$36I_6$
I_6	$5I_6$	$12I_6$
$3I_6$	$15I_6$	0
I_6	$5I_6$	0

Примечание: $I_{ПЗН}$ — амплитуда тока накачки $i_{ПЗН}(t)$ после режима ускорения; $I_{ПЗНу}$ — амплитуда тока накачки $i_{ПЗН}(t)$ в режиме ускорения; I_6 — амплитуда базового тока; $I_{ИЗН}$ — амплитуда дополнительного тока накачки $i_{ИЗН}(t)$ в режиме ускорения (после режима ускорения $I_{ИЗН} = 0$).

Из таблицы видно, что амплитуда тока накачки $i_{ПЗН}(t)$ в режиме ускорения может увеличиваться в 5 раз, а амплитуда $i_{ИЗН}(t)$ — в 12 раз по отношению к $I_{ПЗН}$.

Запишем передаточные функции ФНЧ: для режима ускорения

$$G_{ФНЧ1} = \frac{e_{ФНЧ}(s)}{i_{ФД}(s)} = \frac{I_{ПЗНу} + I_{ИЗН}}{s(C_1 + C_2)(1 + T_2s)} \left(1 + T_1s \frac{I_{ПЗНу}}{I_{ПЗНу} + I_{ИЗН}} \right), \quad (1)$$

после режима ускорения

$$G_{ФНЧ2}(s) = \frac{e_{ФНЧ}(s)}{i_{ФД}(s)} = \frac{I_{ПЗН}}{s(C_1 + C_2)(1 + T_2s)} (1 + T_1s), \quad (2)$$

где $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_1C_1C_2/(C_1 + C_2)$; $i_{ФД}(s)$ — преобразование Лапласа для эквивалентного тока накачки с единичной амплитудой; $e_{ФНЧ}(s)$ — преобразование Лапласа для напряжения на выходе ФНЧ.

Из формул (1) и (2) следует, что в режиме ускорения увеличивается коэффициент усиления ФНЧ и уменьшается постоянная времени

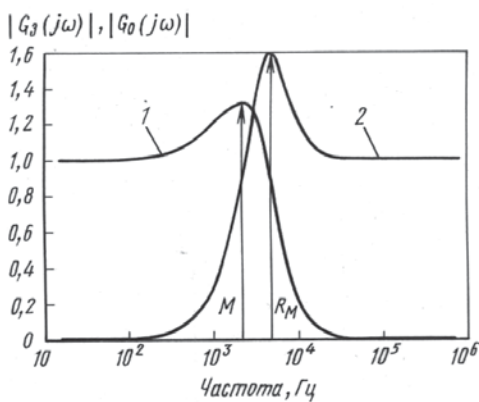


Рис. 2. Передаточные функции системы ИФАПЧ:

$|G_3(j\omega)|$ (1) и $|G_0(j\omega)|$ (2)

использованием показателей колебательности M и R_M [1] (рис. 2).

На рис. 2 приведены зависимости $|G_3(j\omega)|$ и $|G_0(j\omega)|$, имеющие следующий вид:

$$G_3(j\omega) = \frac{G_{\text{чФД}} G_{\text{ФНЧ}}(j\omega) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N}}{1 + G_{\text{чФД}} G_{\text{ФНЧ}}(j\omega) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N}}, \quad (3)$$

или

$$G_3(j\omega) = \frac{G_p(j\omega)}{1 + G_p(j\omega)},$$

— передаточная функция замкнутой системы ИФАПЧ;

$$G_0(j\omega) = \frac{1}{1 + G_{\text{чФД}} G_{\text{ФНЧ}}(j\omega) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N}}, \quad (4)$$

или

$$G_0(j\omega) = \frac{1}{1 + G_p(j\omega)},$$

— передаточная функция системы ИФАПЧ по сигналу ошибки, где N — коэффициент деления ДПКД;

$$G_p(j\omega) = G_{\text{чФД}} G_{\text{ФНЧ}}(j\omega) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N} \quad (5)$$

— передаточная функция разомкнутой системы ИФАПЧ.

В работе [1] развита теория, на основании которой по изменению функции $G_p(j\omega)$ можно судить о значениях показателей M и R_M . Величины M и R_M характеризуют запасы устойчивости системы ИФАПЧ. Чем больше их значения, тем меньше запас устойчивости.

$T_1 I_{\text{ПЗНУ}} / (I_{\text{ПЗНУ}} + I_{\text{ИЗН}})$, что приводит к увеличению запаса устойчивости по фазе системы ИФАПЧ. Однако при существенных изменениях $I_{\text{ПЗНУ}}$ и $I_{\text{ИЗН}}$ запас устойчивости системы ИФАПЧ может оказаться недопустимо малым. Система ИФАПЧ может оказаться на грани потери устойчивости, и переходные процессы могут быть слишком длительными. Рассмотрим варианты синтеза систем ИФАПЧ с адаптивным ФНЧ с

В данном случае имеются две передаточные функции разомкнутой системы ИФАПЧ:

$$G_{p1}(j\omega) = \frac{I_{\text{ПЗНУ}} + I_{\text{ИЗН}}}{2\pi(C_1 + C_2)j\omega(1 + T_2j\omega)} \left(1 + T_1j\omega \frac{I_{\text{ПЗНУ}}}{I_{\text{ПЗНУ}} + I_{\text{ИЗН}}} \right) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N} \quad (6)$$

— для режима ускорения;

$$G_{p2}(j\omega) = \frac{I_{\text{ПЗН}}}{2\pi(C_1 + C_2)j\omega(1 + T_2j\omega)} (1 + T_1j\omega) \frac{S_{\text{ГУН}}}{j\omega N} \quad (7)$$

— после режима ускорения.

Выражения (6), (7) преобразуются к виду

$$G_{p1}(j\omega) = \frac{K_{p1}(1 + T_{11}j\omega)}{(j\omega)^2(1 + T_2j\omega)},$$

$$G_{p2}(j\omega) = \frac{K_{p2}(1 + T_1j\omega)}{(j\omega)^2(1 + T_2j\omega)},$$

где

$$K_{p1} = \frac{I_{\text{ПЗНУ}} + I_{\text{ИЗН}}}{2\pi(C_1 + C_2)} \frac{S_{\text{ГУН}}}{N}, \quad T_{11} = T_1 \frac{I_{\text{ПЗНУ}}}{I_{\text{ПЗНУ}} + I_{\text{ИЗН}}},$$

$$K_{p2} = \frac{I_{\text{ПЗН}}}{2\pi(C_1 + C_2)} \frac{S_{\text{ГУН}}}{N}.$$

Предлагается использовать следующую методику проектирования системы ИФАПЧ:

— в режиме ускорения синтезировать параметры системы ИФАПЧ с использованием показателя колебательности M ;

— после режима ускорения синтезировать параметры системы ИФАПЧ с использованием показателя колебательности R_M .

Используя результаты работы [1], запишем для режима ускорения уравнения, связывающие коэффициент K_{p1} , постоянные времени T_{11} , T_2 и показатель M :

$$T_{11} = \frac{1}{\omega_{61}} \sqrt{\frac{M}{M-1}}, \quad T_2 = \frac{1}{\omega_{61}} \frac{\sqrt{M(M-1)}}{M+1}; \quad (8)$$

здесь $\omega_{61} = \sqrt{K_{p1}}$ — базовая частота.

Для периода после режима ускорения эти уравнения имеют вид

$$T_1 = \frac{1}{\omega_{62}} \sqrt{\frac{R_M + 1}{R_M}}, \quad T_2 = \frac{1}{\omega_{62}} \frac{R_M - 1}{\sqrt{(R_M + 1)R_M}}, \quad (9)$$

где $\omega_{62} = \sqrt{K_{p2}}$.

Используя формулы (8), (9) и опуская промежуточные выкладки, получим

$$\frac{I_{\text{ИЗН}}}{I_{\text{ПЗН}}} = \frac{2R_M M(M - R_M)}{(R_M - 1)^2(M + 1)^2}, \quad (10)$$

$$\frac{I_{\text{ПЗН}_y}}{I_{\text{ПЗН}}} = \frac{R_M M}{(R_M - 1)(M + 1)}. \quad (11)$$

Таким образом, задавая параметры M и R_M и, например, частоту ω_{62} , можно определить все параметры системы ИФАПЧ: T_1 , T_{11} , T_2 , K_{p1} , K_{p2} , $I_{\text{ИЗН}}/I_{\text{ПЗН}}$; $I_{\text{ПЗН}_y}/I_{\text{ПЗН}}$.

Используя формулы (10) и (11), можно рассчитать параметры M и R_M по заданным соотношениям $I_{\text{ИЗН}}/I_{\text{ПЗН}}$ и $I_{\text{ПЗН}_y}/I_{\text{ПЗН}}$. Опуская промежуточные выкладки, покажем, что параметр R_M можно определить из уравнения

$$R_M^2 - R_M \frac{y}{y + 2x(1 - x)} + \frac{2x^2}{y + 2x(1 - x)} = 0, \quad (12)$$

где $y = I_{\text{ИЗН}}/I_{\text{ПЗН}}$, $x = I_{\text{ПЗН}_y}/I_{\text{ПЗН}}$.

Значение показателя колебательности M можно найти из уравнения

$$M = R_M - \frac{y}{y + 2(1 - x)}. \quad (13)$$

Из уравнения (12) можно определить ограничение для y и x :

$$y < 2x(x - 1), \quad x > 1.$$

Приведем пример расчета параметров M и R_M при заданных x и y для чипа ИФАПЧ SA8026. В этом случае возможны два варианта: $x = 5$, $y = 12$; $x = 5$, $y = 0$.

Для первого варианта получим $M = 1,567$, $R_M = 1,139$, а для второго — $M = R_M = 1,118$.

Рассмотрим также пример использования разработанной методики синтеза параметров системы ИФАПЧ, имеющей следующие характеристики: начальная частота диапазона ГУН — $f_{\text{ГУНн}} = 1760$ МГц; конечная частота диапазона ГУН — $f_{\text{ГУНк}} = 1790$ МГц; крутизна характеристики управления — $S_{\text{ГУН}} = 2\pi \cdot 15$ МГц/В; период опорного сигнала $t_0 = 12,5 \cdot 10^{-6}$; сила тока $I_{\text{ПЗН}} = 492$ мкА, $I_{\text{ИЗН}}/I_{\text{ПЗН}} = 12$, $I_{\text{ПЗН}_y}/I_{\text{ПЗН}} = 5$; скачок частоты ГУН при коммутации зарядовых накачек 5000 Гц; частота среза разомкнутой системы ИФАПЧ после режима ускорения $\omega_c = 2\pi \cdot 572$ рад/с.

Частота среза ω_c связана с частотой ω_{62} соотношением $\omega_c = \omega_{62}T_1$.

На рис. 3 и 4 приведены диаграммы Бode для разомкнутых и замкнутых систем ИФАПЧ, синтезированных согласно формулам (8) и (9) при $M = 1,567$ и $R_M = 1,139$. На рис. 5 приведены кривые переходных процессов, рассчитанные по программе Ifar [1, 6] для этого случая с режимом ускорения и без него.

Из рис. 5 видно, что в режиме ускорения достигается выигрыш по быстродействию более чем в два раза. Время коммутации ИЗН рассчитывается по методике, предложенной в работах [1, 7], и составляет 1,1 мс.

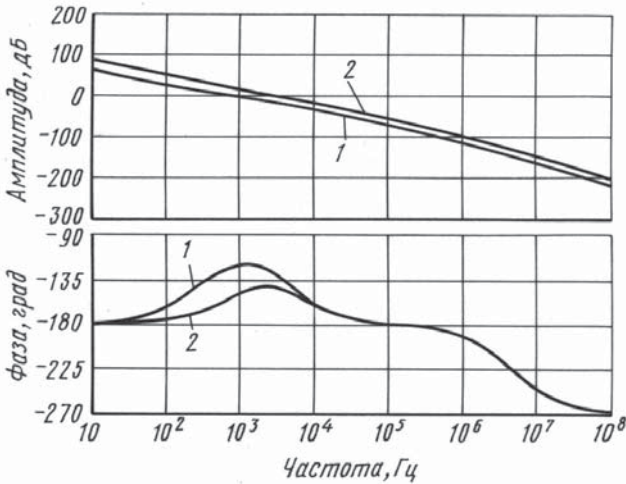


Рис. 3. Диаграммы Бode для разомкнутой системы ИФАПЧ при $R_M = 1,139$ (1) и $M = 1,567$ (2)

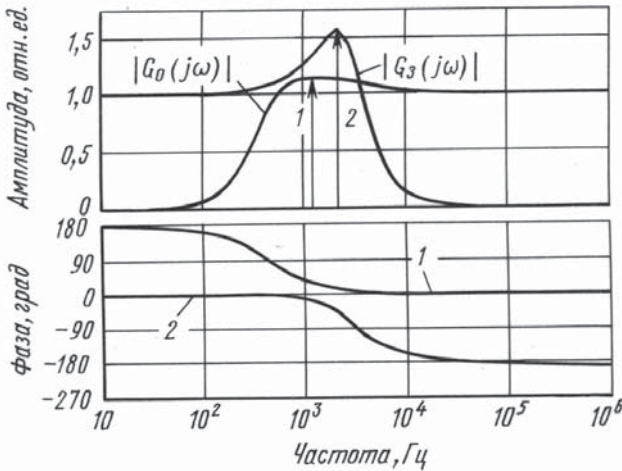


Рис. 4. Диаграммы Бode для замкнутой системы ИФАПЧ при $R_M = 1,139$ (1) и $M = 1,567$ (2)

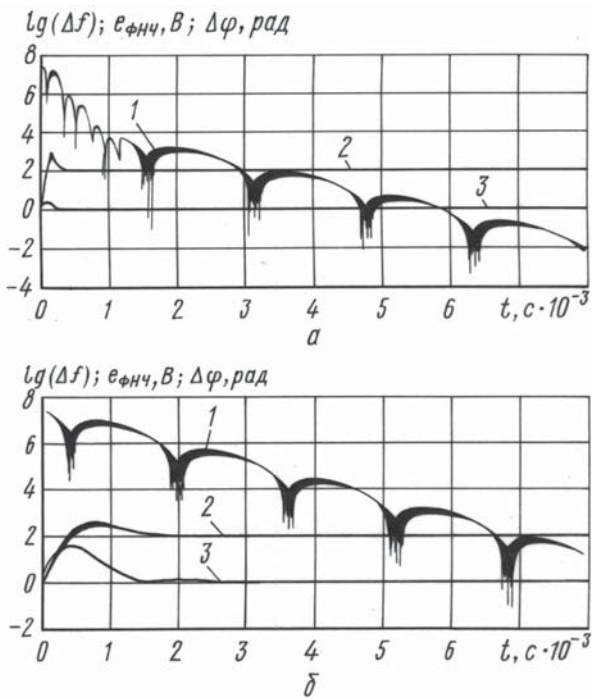


Рис. 5. Переходные процессы в системах ИФАПЧ с режимом ускорения при $R_M = 1,139$ и $M = 1,567$ (а) и без режима ускорения при $R_M = 1,139$ (б): 1 — $\lg(\Delta f)$; 2 — $e_{\text{ФНЧ}}(t)$; 3 — $\Delta\varphi$ (здесь Δf — ошибка по частоте на выходе ГУН, $\Delta\varphi$ — разность фаз на выходе ЧФД)

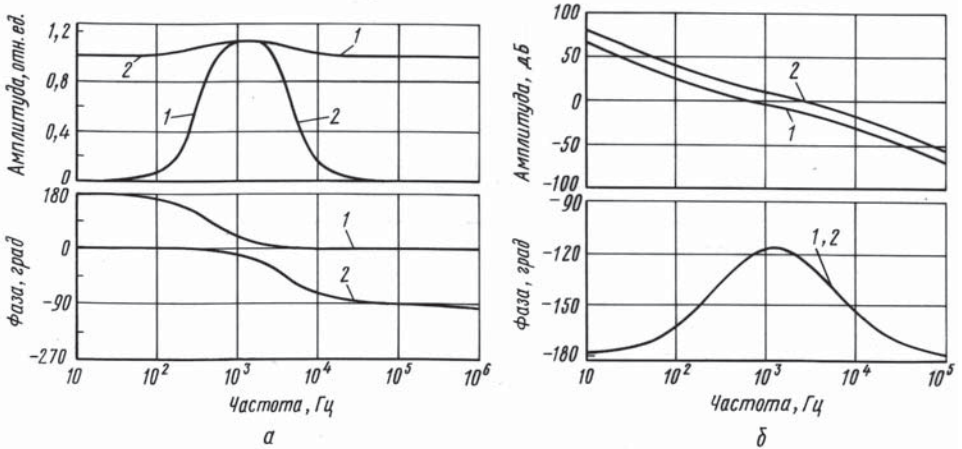


Рис. 6. Диаграммы Бode для замкнутой (а) и разомкнутой (б) систем ИФАПЧ при $R_M = 1,118$ (1) и $M = 1,118$ (2)

На рис. 6 и 7 приведены результаты расчетов для системы ИФАПЧ с такими же параметрами, как и в предыдущем случае, но при $I_{\text{ИЗН}}/I_{\text{ПЗН}} = 0$, $I_{\text{ПЗНУ}}/I_{\text{ПЗН}} = 5$, $M = R_M = 1,118$.

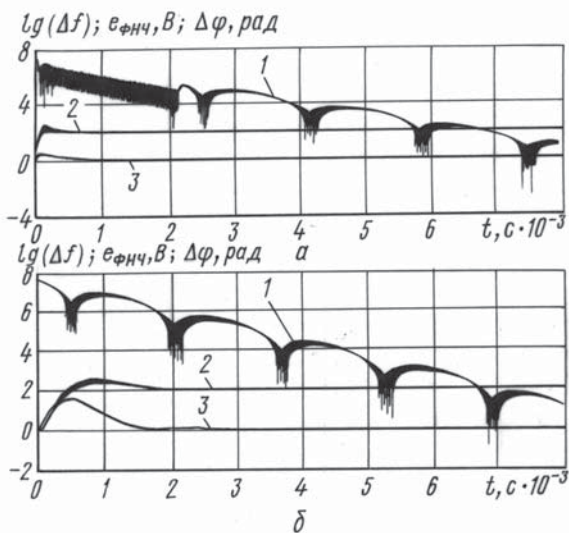


Рис. 7. Переходные процессы в системе ИФАПЧ с режимом ускорения при $R_M = M = 1,118$ (а) и без режима ускорения при $R_M = 1,118$ (б):
 1 — $\lg(\Delta f)$; 2 — $e_{\text{ФНЧ}}(t)$; 3 — $\Delta\varphi$

Из рис. 7 видно, что синтез системы ИФАПЧ для случая $M = R_M = 1,118$ не приводит к выигрышу по быстродействию и этот вариант не может быть рекомендован для расчетов.

Вывод. Предложена методика параметрического синтеза системы ИФАПЧ с использованием показателей колебательности для случаев применения двух зарядовых накачек и адаптивного фильтра нижних частот. Результаты моделирования систем, рассчитанных по этой методике, показывают, что за счет изменения силы тока зарядовых накачек при использовании отдельного пропорционального и интегрального ускоренного регулирования удастся получить выигрыш по быстродействию более чем в два раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
2. Gardner F. M. Charge-Pump Phase-Lock Loops // IEEE. Trans. on Communications. – V. Com-28. – № 11. – 1980 (November). – P. 1849–1858.
3. RF PLL Frequency Synthesizers ADF4110/ADF4111/ADF4112/ADF4113. Analog Devices Incorporated. Data Sheet. – www.analog.com, 2000.
4. SA7026 1.3 GHz low voltage fractional-N dual frequency synthesizer. Philips Semiconductors. Data Sheet. – www.philips.com, 1999.
5. SA8028 2.5 GHz sigma delta fractional-N/760 MHz IF integer frequency synthesizers. Philips Semiconductors. Data Sheet. – www.philips.com, 2002.

6. Романов С. К., Рахманин Д. Н. Моделирование переходных процессов в синтезаторах частот с коммутируемой полосой пропускания // Теория и техника радиосвязи: Научн.-техн. сб. Вып. 2. – Воронеж: ВНИИС, 2001. – С. 103–109.
7. Романов С. К., Рахманин Д. Н. Коммутация полосы пропускания в синтезаторах частот со счетчиковыми делителями в цепи обратной связи // Теория и техника радиосвязи: Научн.-техн. сб. Вып. 2. – Воронеж: ВНИИС, 2002. – С. 118–128.

Статья поступила в редакцию 24.05.2004

Станислав Константинович Романов родился в 1942 г., окончил в 1965 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, начальник отдела ФГУП “Воронежский НИИ связи”. Автор более 80 научных работ в области синтеза частот.

S.K. Romanov (b. 1942) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1965. Ph. D. (Eng.), head of department of the Voronezh Research Institute for Telecommunications. Author of more than 80 publications in the field of synthesis of frequencies.

Михаил Николаевич Тихомиров родился в 1981 г., окончил в 2003 г. Воронежский государственный технический университет. Инженер и аспирант ФГУП “Воронежский НИИ связи”. Автор 12 научных работ в области синтеза частот.

M.N. Tikhomirov (b. 1981) graduated from the Voronezh State Technical University in 2003. Engineer-developer and post-graduate of the Voronezh Research Institute for Telecommunications. Author of 12 publications in the field of synthesis of frequencies.

Николай Михайлович Тихомиров родился в 1951 г., окончил в 1975 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, начальник сектора ФГУП “Воронежский НИИ связи”. Автор более 40 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 sector of the Voronezh Research Institute for Telecommunications. Author of more than 40 publications in the field of synthesis of frequencies.