

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА INTEGRATED RADIOELECTRONIC DEVICES

Научная статья

УДК [621.3.087.92:51-74]:001.891.573

doi:10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258

Математическое моделирование контура фазовой автоподстройки частоты для реализации АЦП

Р. В. Магеррамов

*Национальный исследовательский университет «МИЭТ», г. Москва,
Россия*

rafaelmag4@gmail.com

Аннотация. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) на основе контура фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) характеризуется промежуточным преобразованием напряжения в длительность импульсов и невысокими требованиями к пассивным элементам схемы. Компенсация погрешностей номиналов пассивных элементов схемы, устойчивость к изменениям температуры являются преимуществами АЦП на основе контура ФАПЧ по отношению к известным аналогам. Несмотря на невысокие требования к погрешностям номиналов пассивных элементов, при проектировании АЦП на основе контура ФАПЧ необходимо учитывать колебательные свойства контура ФАПЧ. В работе показано, что расчет параметров элементов схемы следует проводить таким образом, чтобы воздействия измеряемого напряжения и отклонения номиналов пассивных элементов схемы не приводили к выходу из балансного состояния и возникновению паразитного колебательного контура ФАПЧ. Рассмотрена реализация математической модели ФАПЧ для построения АЦП на основе передаточной функции колебательного контура 2-го порядка с использованием коэффициентов передачи блоков ФАПЧ. Данный подход позволяет оценить колебательные свойства, рассчитать номиналы пассивных элементов схемы для стабильной работы колебательного контура ФАПЧ, а также оценить диапазон компенсации отрицательной обратной связи.

Ключевые слова: АЦП, контур ФАПЧ, математическая модель, передаточные функции

Финансирование работы: работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 19-37-90085).

Для цитирования: Магеррамов Р. В. Математическое моделирование контура фазовой автоподстройки частоты для реализации АЦП // Изв. вузов. Электроника. 2022. Т. 27. № 2. С. 248–258. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258>

© Р. В. Магеррамов, 2022

Original article

Mathematical model of the phase-locked loop circuit for the ADC implementation

R. V. Magerramov

National Research University of Electronic Technology, Moscow, Russia

rafaelmag4@gmail.com

Abstract. An analog-to-digital converter (ADC) based on a phase-locked loop (PLL) is characterized by the intermediate conversion of voltage into pulse duration and does not have high requirements for passive circuit elements. Compensation of errors in the nominal values of passive circuit elements and resistance to temperature changes are some of an ADC based on a PLL circuit's advantages over known analogs. Despite the low requirements for errors in the nominal values of passive elements, when designing an ADC based on a PLL loop it is necessary to consider the oscillatory properties of the PLL loop. In this work, it was demonstrated that the circuit elements' parameters calculation must be carried out in such a way that the effects of the measured voltage and the ratings of the passive circuit elements do not lead to an exit from the balanced state and the appearance of a parasitic oscillatory PLL circuit. The implementation of a mathematical model of PLL for ADC based on the transfer function of the 2nd order oscillatory circuit using the transfer coefficients of the PLL circuit blocks has been presented. It was demonstrated that this approach allows evaluating the oscillatory properties and calculating the ratings of the passive circuit elements for stable operation of the oscillatory PLL circuit, as well as assessing the range of compensation for negative feedback.

Keywords: ADC, PLL circuit, mathematical model, transfer function

Funding: the work has been supported by the Russian Foundation for Basic Research (project No. 19-37-90085).

For citation: Magerramov R. V. Mathematical model of the phase-locked loop circuit for the ADC implementation. *Proc. Univ. Electronics*, 2022, vol. 27, no. 2, pp. 248–258. doi: <https://doi.org/10.24151/1561-5405-2022-27-2-248-258>

Введение. Контур фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) используется для реализации стабильных синтезаторов частот и имеет в своем составе четыре основных блока: частотно-фазовый детектор (ЧФД), фильтр нижних частот (ФНЧ), генератор, управляемый напряжением (ГУН), и делитель частоты в петле отрицательной обратной связи. Для реализации преобразователя напряжения в длительность импульсов используется активный ФНЧ. Неинвертирующий вход операционного усилителя (ОУ), входящего в состав ФНЧ, является входом для измеряемого напряжения. Сравнение входного измеряемого напряжения происходит с прямоугольным выходным сигналом ЧФД, скважность которого варьируется в диапазоне периода опорного сигнала контура ФАПЧ. Применение схемы активного ФНЧ позволяет реализовать аналого-цифровой преобразователь (АЦП) на основе контура ФАПЧ, точность которого определяется напряжением смещения ОУ [1–5]. При интегральном исполнении данного АЦП необходимо учитывать такие параметры контура ФАПЧ, как время захвата частоты опорного

сигнала, диапазон измеряемого напряжения, поступающего на неинвертирующий вход ОУ, влияние входного диапазона напряжения и выходного диапазона частоты ГУН. Для анализа данных параметров при разработке АЦП необходимо использовать параметрическое моделирование всей схемы, требующее большого количества вычислительных ресурсов и больших затрат времени.

В настоящей работе для оценки характеристик контура ФАПЧ, влияющих на точность преобразования АЦП, предлагается использовать математическую модель на основе передаточных функций блоков контура ФАПЧ.

Методика расчета пассивных элементов АЦП на основе контура ФАПЧ. Контур ФАПЧ – система автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. Система стремится уравнять частоту и фазу выходного сигнала относительно входного или сделать их различающимися на заданную величину. В рассматриваемом АЦП контур ФАПЧ является преобразователем напряжения в длительность импульсов, который реализуется за счет использования активного ФНЧ и дополнительного входа для измеряемого напряжения (рис. 1). Контур ФАПЧ сравнивает частоты входного сигнала F_1 и выходного сигнала F_0 , длительность импульса сигнала T_X является эквивалентом входного напряжения U_X на входе ФНЧ. При этом ЧФД формирует фазовый сдвиг выходного сигнала F_0 относительно опорного сигнала F_1 , который определяется выражением

$$T_X = \frac{U_X T_1}{U_{DD}}, \quad (1)$$

где U_X – измеряемое напряжение; T_1 – период сигнала F_1 ; U_{DD} – напряжение питания ФНЧ.

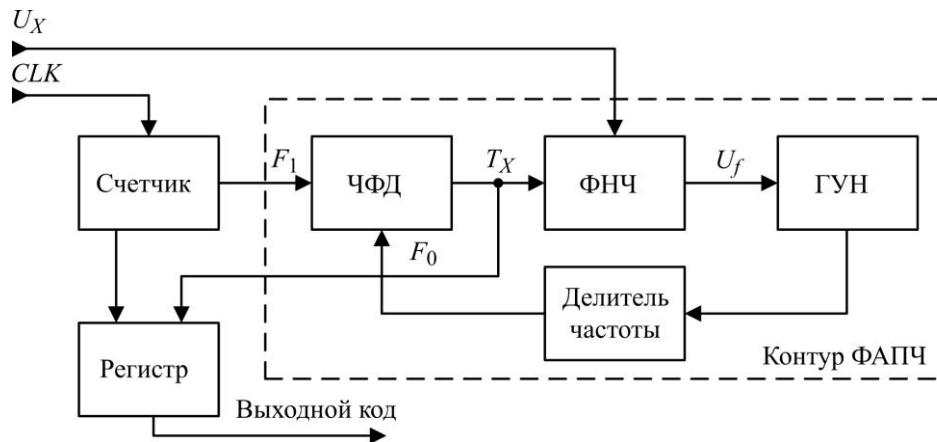


Рис. 1. Блок-схема АЦП на основе контура ФАПЧ
Fig. 1. ADC based on PLL block diagram

В АЦП на основе контура ФАПЧ петлевой фильтр является пропорционально-интегрирующим звеном (рис. 2, а), на неинвертирующий вход которого поступает измеряемое напряжение U_X . Выходной сигнал T_X с ЧФД поступает на инвертирующий вход, образующий отрицательную обратную связь ОУ. Формула расчета коэффициента усиления K_{OU} является эквивалентом передаточной функции ОУ (знак минус перед дробью указывает на инвертирующее включение ОУ):

$$K_{OU} = -\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{Z_X}{R_1}, \quad (2)$$

где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение ОУ; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение ОУ; Z_X – сопротивление отрицательной обратной связи ОУ; R_1 – входное сопротивление.

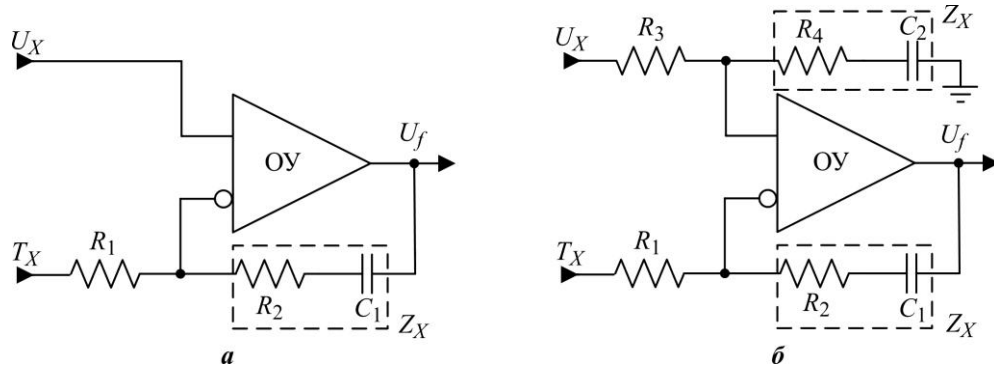


Рис. 2. Схема пропорционально-интегрирующего фильтра: а – полная; б – упрощенная при постоянном уровне напряжения на входе U_X
 Fig. 2. The proportional-integrating filter circuit: a – complete; b – simplified at a constant voltage level at the input U_X

Выражение (2) актуально при нулевом потенциале напряжения на неинвертирующем входе ОУ (рис. 2, б). Для определения выходного напряжения ФНЧ необходимо приравнять токи, протекающие через резистор R_1 , и сопротивление отрицательной обратной связи ОУ Z_X , пренебрегая входными токами ОУ, так как ОУ реализован в КМОП-базисе:

$$\frac{U_{T_X} - U_X}{R_1} = \frac{U_X - U_f}{Z_X}.$$

Выходное напряжение U_f ОУ зависит от напряжений U_X , U_{T_X} и сопротивлений R_1 , Z_X :

$$U_f = \frac{U_X (R_1 + Z_X) - U_{T_X} Z_X}{R_1}.$$

Однако при рассмотрении схемы активного фильтра обратная связь ОУ имеет как резистивное постоянное сопротивление R_2 , так и емкостное X_{C_1} :

$$Z_X = R_2 + X_{C_1} = R_2 + \frac{1}{sC_1}.$$

Емкостное сопротивление определяется выражением

$$X_{C_1} = \frac{1}{sC_1} = \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{1}{j2\pi F_{T_X} C_1},$$

где s – комплексная переменная; $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица; ω – круговая частота; F_{T_X} – частота сигнала T_X .

В результате вычислений получено выражение выходного напряжения активного ФНЧ с учетом измеряемого напряжения U_X , на основе которого реализована математическая модель активного ФНЧ с учетом коэффициента усиления ОУ и изменения постоянной составляющей выходного сигнала U_f напряжением U_X (см. рис. 2):

$$U_f = \frac{U_X (R_1 + Z_X) - U_{T_X} Z_X}{R_1} = \frac{U_X (R_1 + Z_X)}{R_1} - U_{T_X} \frac{Z_X}{R_1} = \frac{U_X (R_1 + R_2 + \frac{1}{sC_1})}{R_1} - U_{T_X} \frac{R_1 + \frac{1}{sC_1}}{R_1}.$$

При этом передаточная функция активного ФНЧ не зависит от изменения постоянной составляющей вследствие изменения напряжения U_X на неинвертирующем входе ОУ:

$$K_{\text{ФНЧ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_f}{U_{T_X}} = -\frac{Z_X}{R_1} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1} = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1}.$$

В отличие от стандартной реализации контура ФАПЧ в качестве генератора сетки стабильных частот, где расчет колебательного контура начинается с определения коэффициента демпфирования и натуральной частоты, при проектировании АЦП на основе контура ФАПЧ расчет пассивных элементов начинается с определения опорной частоты F_1 и параметров ФНЧ. Опорная частота F_1 определяется исходя из максимальной частоты цифровой части технологического базиса, в котором реализуется АЦП. Значения начальных параметров АЦП на основе контура ФАПЧ следующие:

Технологический базис	КМОП 250 нм
Напряжение питания U_{DD}	3,3 В
Тактовая частота цифровой части F_{CLK}	327,68 МГц
Количество разрядов АЦП N_{bit}	16
Входное сопротивление АЦП R_1	300 кОм

Опорная частота определяется выражением

$$F_1 = \frac{F_{CLK}}{2^{N_{bit}}}. \quad (3)$$

Подставив численные значения в формулу (3), получим $F_1 = 5$ кГц.

Далее определяются элементы ФНЧ, который имеет два входных каскада: каскад для выхода ЧФД T_X (R_1, R_2, C_1) и каскад для измеряемого напряжения U_X (R_3, R_4, C_2) (см. рис. 2, а). Согласно выражению (1) $R_1 = R_3, R_2 = R_4, C_1 = C_2$. Резистор R_3 является входным сопротивлением АЦП, номинал которого зависит от параметров выходного сигнала датчиков.

В контуре ФАПЧ ФНЧ представляет собой пропорциональный интегратор, расчет $C_1 = C_2$ проводится относительно постоянной времени интегрирования:

$$T_{\text{и}} = \frac{1}{F_1} = R_1C_1. \quad (4)$$

На основе выражения (4) рассчитывается номинал конденсатора C_1 :

$$C_1 = \frac{T_{\text{и}}}{R_1}.$$

При $T_{\text{и}} = 0,2$ мс, $R_1 = 300$ кОм номинал конденсатора $C_1 = 667$ пФ.

После определения номиналов ФНЧ проектируется ГУН и оценивается влияние диапазона входного напряжения и диапазона выходной частоты на характеристики колебательного контура 2-го порядка. Отношение резисторов R_2 к R_1 определяет диапазон напряжения выходного сигнала U_f .

Передаточные функции блоков контура ФАПЧ. Передаточная функция – отношение выходного к входному воздействию на динамическую систему. Передаточная функция не отражает изменения постоянной составляющей, а описывает изменение амплитудных и частотных свойств сигнала. В выражении передаточной функции ФНЧ,

входящего в состав контура ФАПЧ, необходимо учитывать влияние измеряемого напряжения U_x , которое определяет скважность выходного сигнала ЧФД U_{Tx} . Анализ передаточной функции ФНЧ, входящего в состав контура ФАПЧ, проводился в программной среде моделирования технических систем MatLab Simulink.

Для математического моделирования колебательного контура используется передаточная функция. Применение преобразования Лапласа для закрытой петли контура ФАПЧ позволяет получить выражение с произведениями передаточных функций блоков контура ФАПЧ для дальнейшего моделирования в фазовом домене [6]:

$$H(s) = \frac{\theta F_1}{\theta F_0} = \frac{K_{\text{ЧФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}(s) K_d}{1 + K_{\text{ЧФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}(s) K_d},$$

где θ – фаза сигнала; $K_{\text{ЧФД}}$, $K_{\text{ФНЧ}}$, $K_{\text{ГУН}}$ – соответственно передаточные функции ЧФД, ФНЧ, ГУН; K_d – петлевой делитель частоты.

Математическая модель АЦП на основе контура ФАПЧ состоит из передаточных функций ЧФД, ФНЧ, ГУН и петлевого делителя частоты:

$$K_{\text{ЧФД}} = \frac{U_{DD}}{2\pi},$$

$$K_{\text{ФНЧ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_f}{U_{Tx}} = -\frac{Z_x}{R_1} = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC_1}}{R_1} = -\frac{1 + sR_2C_1}{sR_1C_1},$$

$$K_{\text{ГУН}} = 2\pi \left(\frac{F_{\text{max}} - F_{\text{min}}}{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}} \right),$$

$$K_d = \frac{1}{N},$$

где F_{max} , F_{min} – максимальное и минимальное значения выходного частотного диапазона ГУН; U_{max} , U_{min} – максимальное и минимальное значения входного управляющего напряжения ГУН; N – коэффициент деления петлевого счетчика.

Передаточный коэффициент ГУН – функция, зависящая от времени, так как фаза выходного сигнала ГУН является интегралом частоты по времени, в котором частота определяется произведением передаточного коэффициента и управляющего напряжения ГУН:

$$K_{\text{ГУН}}(s) = \frac{K_{\text{ГУН}}}{s} = \frac{2\pi \left(\frac{F_{\text{max}} - F_{\text{min}}}{U_{\text{max}} - U_{\text{min}}} \right)}{s},$$

$$\varphi(t) = 2\pi \int K_{\text{ГУН}} U_i(t) dt,$$

где U_i – управляющие напряжения ГУН.

В контуре ФАПЧ ГУН реализован на основе схемы релаксационного 555 таймера в технологическом базисе 250 нм. Данный тип ГУН имеет гибкую настройку диапазона входного напряжения и выходной частоты после производства микросхемы за счет использования внешних компонентов [7]. Приведем значения параметров релаксационного ГУН:

Технологический базис	КМОП 250 нм
Напряжение питания U_{DD}	3,3 В
Входной диапазон напряжения	1,15–2,15 В
Выходной диапазон частоты	10–150 кГц
Передаточный коэффициент $K_{ГУН}$	87 965 рад/с·В

Контур ФАПЧ является колебательной системой 2-го порядка, передаточная функция которой определяется выражением

$$G(s) = \frac{kw_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}, \quad (5)$$

где ξ – коэффициент демпфирования (затухания); w_n – натуральная (недемпфированная) частота контура ФАПЧ; k – коэффициент усиления системы [8].

Коэффициент демпфирования (затухания) является одним из основных параметров, описывающих процесс затухания колебательного контура после воздействия входного импульса (возмущения) [9, 10]. Расчет передаточной функции колебательного контура проводится в установившемся режиме, при котором переходной процесс поиска и захвата частоты входного сигнала F_1 закончился:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}} K_d}{s + K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}} K_d} = \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN} \left/ \left(1 + \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN} \right) \right. = \\ &= \frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}}{sN + K_{\text{чФД}} K_{\text{ФНЧ}}(s) K_{\text{ГУН}}} = \frac{KK_{\text{ФНЧ}}(s)}{sN + KK_{\text{ФНЧ}}(s)} = \\ &= K \left(\frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \left/ \left(s + \frac{K}{N} \left(\frac{1 + \tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \right) \right. = \frac{K + K\tau_2 s}{\tau_1 s} \left/ \left(s + \frac{\frac{K}{N} + \frac{K}{N}\tau_2 s}{\tau_1 s} \right) \right. = \\ &= K + K\tau_2 s \left/ \left(s^2 \tau_1 + \frac{K}{N} + \frac{K}{N}\tau_2 s \right) \right. = \\ &= \frac{K(1 + \tau_2 s)}{K \left(\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N} \right)} = \frac{1 + \tau_2 s}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}}, \end{aligned} \quad (6)$$

где K – произведение передаточных коэффициентов $K_{\text{чФД}}$ и $K_{\text{ГУН}}$; $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_1$.

Числитель, не равный единице, в выражении (6) указывает на наличие активного ФНЧ. Расширение суммы числителя на два отдельных полинома позволяет получить сумму передаточных функций колебательного контура 2-го порядка [11]:

$$H(s) = H_1(s) + H_2(s) = \frac{1}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}} + \frac{\tau_2 s}{\left(\frac{\tau_1}{K} \right) s^2 + \left(\frac{\tau_2}{N} \right) s + \frac{1}{N}}. \quad (7)$$

На основе выражений (5) и (7) получены формулы для расчета натуральной частоты и коэффициента демпфирования контура ФАПЧ:

$$w_n = \sqrt{\frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ГУН}}}{N \tau_1}} = \sqrt{\frac{K_{\text{чФД}} K_{\text{ГУН}}}{NR_1 C_1}}, \quad \xi = \frac{w_n \tau_2}{2} = \frac{w_n R_2 C_1}{2}.$$

В результате вычислений получены значения параметров разработанной математической модели АЦП на основе контура ФАПЧ:

Коэффициент демпфирования ξ 0,8814
 Натуральная частота ω_n 10 921 рад/с
 Время захвата частоты 0,8 мс
 Период опорного сигнала F_1 0,2 мс

На основе значений натуральной частоты и коэффициента демпфирования определены выходные характеристики контура ФАПЧ для реализации АЦП (рис. 3).

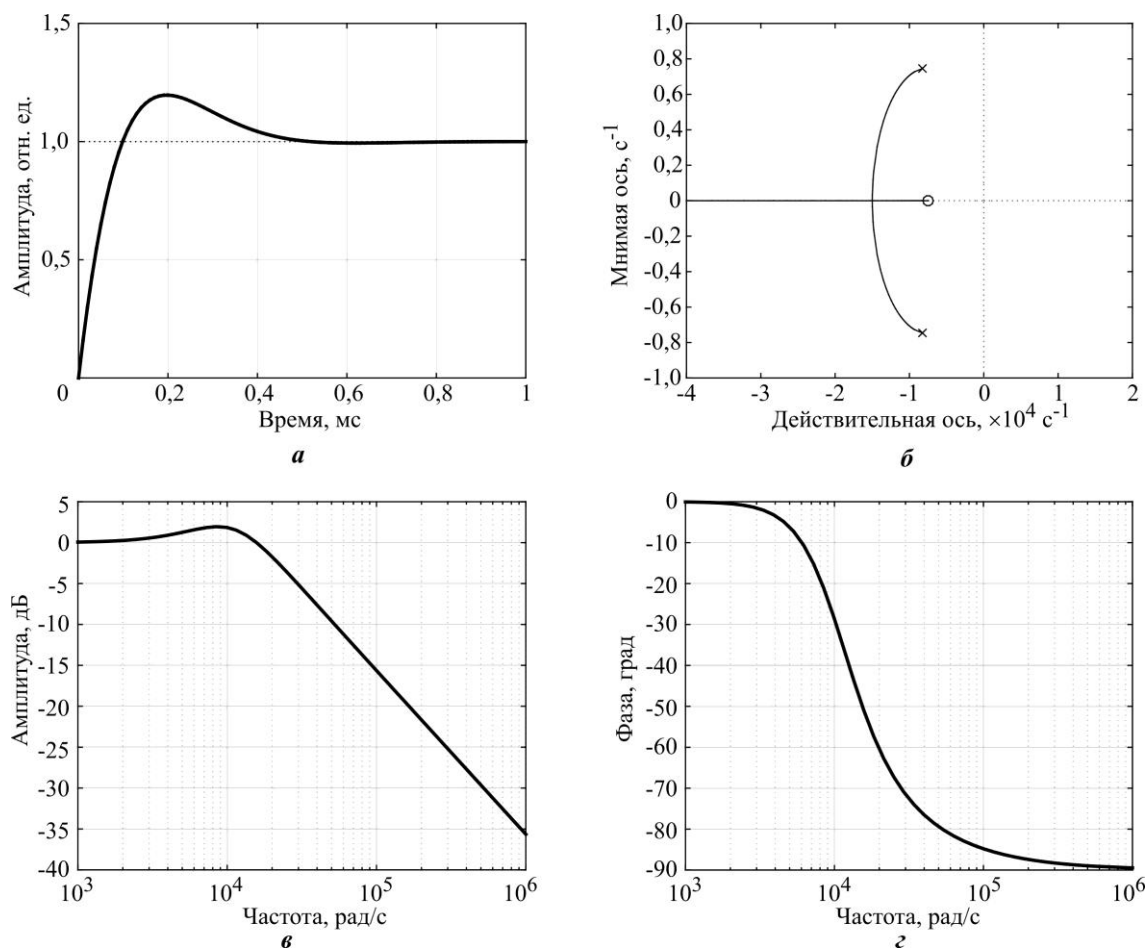


Рис. 3. Выходные характеристики математической модели контура ФАПЧ для реализации АЦП: а – реакция на ступенчатый сигнал с переходом в балансное состояние в течение 0,8 мс; б – расположение корней передаточной функции относительно действительной оси; в – АЧХ; г – ФЧХ

Fig. 3. Output characteristics of the mathematical model of the PLL circuit: а – response to a step signal with a transition to a balanced state at 0.8 ms; б – the location of the transfer function roots relative to the real axis; в – frequency response; г – phase response

Влияние погрешностей пассивных элементов схемы на характеристики преобразования АЦП. Для определения компенсационных свойств контура ФАПЧ в математическую модель вводится коэффициент δ , описывающий значения погрешности номиналов пассивных компонентов схемы. При $\delta = 1$ отклонение номиналов составляет 0 %, при $\delta = 0,9$ отклонение номиналов составляет -10 %, при $\delta = 1,1$ отклонение номиналов составляет +10 %. Номиналы пассивных элементов контура ФАПЧ исследуются в диа-

пазоне $\pm 10\%$. В результате исследования компенсационных свойств контура ФАПЧ на основе математической модели выявлено, что отрицательная обратная связь контура ФАПЧ компенсирует 10%-ную погрешность номиналов пассивных элементов схемы. При этом время захвата частоты остается неизменным и равно 0,8 мс (рис. 4, а). Отклонение номиналов пассивных элементов схемы в диапазоне $\pm 10\%$ не влияет на точность преобразования АЦП на основе контура ФАПЧ:

$$H(s) = \frac{1 + R_2 C_1 s \delta^2}{\left(\frac{R_1 C_1 \delta^2}{K}\right) s^2 + \left(\frac{R_2 C_1 \delta^2}{N}\right) s + \frac{1}{N}}$$

АЧХ и ФЧХ (рис. 4, б) колебательного контура ФАПЧ отражают полосу пропускания и отклонение фазы от нулевого значения при увеличении частоты.

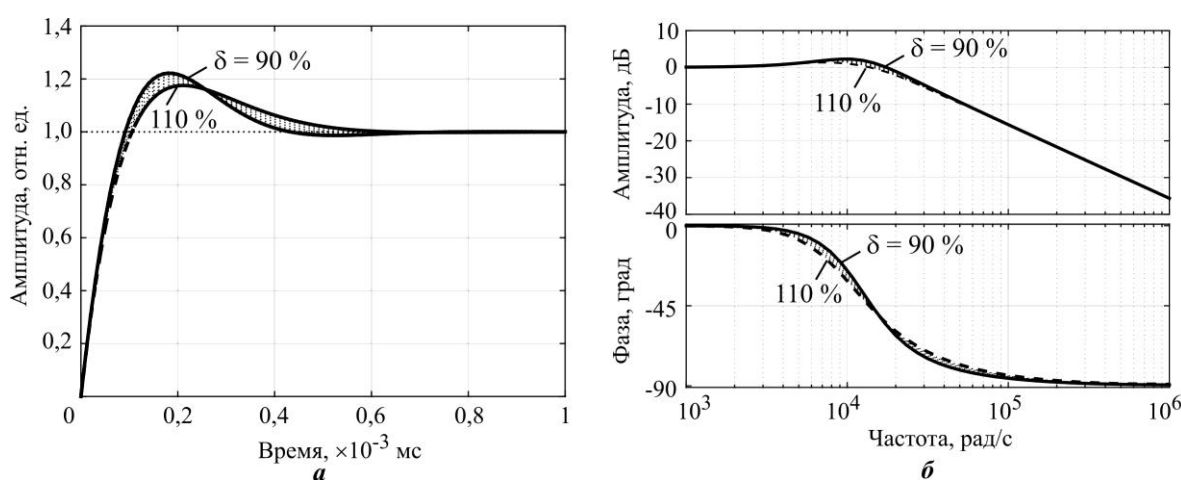


Рис. 4. Выходные характеристики математической модели контура ФАПЧ для реализации АЦП при отклонении номиналов пассивных элементов ФНЧ на $\pm 10\%$: а – реакция на ступенчатый сигнал; б – АЧХ и ФЧХ

Fig. 4. Output characteristics of the mathematical model of the PLL circuit with a deviation of the nominal values of the passive LPF elements by $\pm 10\%$: а – response to a step signal (the transition time to the balanced state remains unchanged 0.8 ms); б – frequency response and phase response

С помощью математической модели контура ФАПЧ получена зависимость отклонения номиналов в процентном эквиваленте от коэффициента демпфирования, диапазон которого варьируется от 0,72 до 0,89. Время захвата частоты опорного сигнала в указанном диапазоне коэффициента демпфирования остается неизменным.

Закключение. Математическое моделирование контура ФАПЧ позволило получить выражения для расчета пассивных элементов схемы, определить параметры блоков контура ФАПЧ, исследовать диапазон компенсации отрицательной обратной связи контура ФАПЧ и компенсационные свойства колебательного контура 2-го порядка, а также рассчитать диапазон коэффициента демпфирования (затухания) на основе передаточных функций блоков контура ФАПЧ.

В результате проведенного исследования компенсации отрицательной обратной связи контура ФАПЧ установлено, что отклонение номиналов пассивных элементов схемы в диапазоне $\pm 10\%$ не влияет на точность преобразования АЦП.

Литература

1. Сизов М. В. Преобразователь напряжения в длительность импульса, стабилизированный ФАПЧ // Современная электроника. 2012. № 6. С. 26–32.
2. Сизов М. В., Малашевич Н. И., Федоров Р. А. АЦП с контуром фазовой автоподстройки частоты // Наноиндустрия. 2016. № 8 (70). С. 40–47. doi: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2016.70.8.40.47>
3. Magerramov R. Research and development of the PLL loop for the implementation of ADC based on nanoscale technologies // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). Moscow: IEEE, 2018. P. 2018–2022. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus.2018.8317509>
4. Магеррамов Р. В. Преобразование модулированного по амплитуде сигнала прямоугольной формы с датчика тока в длительность импульсов при помощи контура фазовой автоподстройки частоты // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 8. С. 37–42. doi: <https://doi.org/10.21778/2218-5453-2019-8-37-42>
5. Магеррамов Р. В. Применение контура ФАПЧ при реализации 16-разрядного АЦП // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 8. С. 6–12.
6. Mao X., Yang H., Wang H. Behavioral modeling and simulation of jitter and phase noise in fractional-N PLL frequency synthesizer // Proceedings of the 2004 IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Conference. San Jose, CA: IEEE, 2004. P. 25–30. doi: <https://doi.org/10.1109/BMAS.2004.1393977>
7. Magerramov R., Zaitsev V. A simplified mathematical model of a VCO for implementing an analog to digital converter based on a PLL in 0.25-um CMOS technology // 2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg; Moscow: IEEE, 2020. P. 2303–2306. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus49466.2020.9038996>
8. Wilson J., Nelson A., Farhang-Boroujeny B. Parameter derivation of type-2 discrete-time phase-locked loops containing feedback delays // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2009. Vol. 56. Iss. 12. P. 886–890. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2009.2034197>
9. Afrasiabi M., Rokrok E. Identification and damping of resonances in inverter-based microgrids // Journal of Power Electronics. 2018. Vol. 18. No. 4. P. 1235–1244. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1235>
10. Santana W. C., Al-Haddad K., Da Silva L. E. B. Modeling and active damping of harmonic propagation on electric distribution systems // 2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC). Montreal: IEEE, 2009. P. 1–7. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2009.5420880>
11. Zhao J., Huang M., Zha X. Nonlinear analysis of PLL damping characteristics in weak-grid-tied inverters // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2020. Vol. 67. No. 11. P. 2752–2756. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.2978026>

Статья поступила в редакцию 14.09.2021 г.; одобрена после рецензирования 14.09.2021 г.; принята к публикации 22.02.2022 г.

Информация об авторе

Магеррамов Рафаэл Вагифович – аспирант кафедры проектирования и конструирования интегральных микросхем Национального исследовательского университета «МИЭТ» (Россия, 124498, г. Москва, г. Зеленоград, пл. Шокина, 1), rafaelmag4@gmail.com

References

1. Sizov M. V. Voltage-to-pulse length converter stabilized by PLL. *Sovremennaya elektronika*, 2012, no. 6, pp. 26–32. (In Russian).
2. Sizov M., Malashevich N., Fedorov R. ADC phase locked loop. *Nanoindustriya = Nanoindustry*, 2016, no. 8 (70), pp. 40–47. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.22184/1993-8578.2016.70.8.40.47>
3. Magerramov R. Research and development of the PLL loop for the implementation of ADC based on nanoscale technologies. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*. Moscow, IEEE, 2018, pp. 2018–2022. doi: <https://doi.org/10.1109/ElConRus.2018.8317509>
4. Magerramov R. V. Conversion of amplitude modulated square wave signal from current sensor to pulse duration using PLL circuit. *Voprosy radioelektroniki = Questions of Radio Electronics*, 2019, no. 8, pp. 37–42. (In Russian). doi: <https://doi.org/10.21778/2218-5453-2019-8-37-42>

5. Magerramov R. V. Application of the PLL control at the realization of a 16-through ADC. *Voprosy radioelektroniki = Questions of Radio Electronics*, 2018, no. 8, pp. 6–12. (In Russian).
6. Mao X., Yang H., Wang H. Behavioral modeling and simulation of jitter and phase noise in fractional-N PLL frequency synthesizer. *Proceedings of the 2004 IEEE International Behavioral Modeling and Simulation Conference*. San Jose, CA, IEEE, 2004, pp. 25–30. doi: <https://doi.org/10.1109/BMAS.2004.1393977>
7. Magerramov R., Zaitsev V. A simplified mathematical model of a VCO for implementing an analog to digital converter based on a PLL in 0.25-um CMOS technology. *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*. St. Petersburg, Moscow, IEEE, 2020, pp. 2303–2306. doi: <https://doi.org/10.1109/EIConRus49466.2020.9038996>
8. Wilson J., Nelson A., Farhang-Boroujeny B. Parameter derivation of type-2 discrete-time phase-locked loops containing feedback delays. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2009, vol. 56, iss. 12, pp. 886–890. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2009.2034197>
9. Afrasiabi M., Rokrok E. Identification and damping of resonances in inverter-based microgrids. *Journal of Power Electronics*, 2018, vol. 18, no. 4, pp. 1235–1244. doi: <https://doi.org/10.6113/JPE.2018.18.4.1235>
10. Santana W. C., Al-Haddad K., Da Silva L. E. B. Modeling and active damping of harmonic propagation on electric distribution systems. *2009 IEEE Electrical Power & Energy Conference (EPEC)*. Montreal, IEEE, 2009, pp. 1–7. doi: <https://doi.org/10.1109/EPEC.2009.5420880>
11. Zhao J., Huang M., Zha X. Nonlinear analysis of PLL damping characteristics in weak-grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2020, vol. 67, no. 11, pp. 2752–2756. doi: <https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.2978026>

The article was submitted 14.09.2021; approved after reviewing 14.09.2021;
accepted for publication 22.02.2022.

Information about the author

Rafael V. Magerramov – PhD student of the Design and Construction of Integrated Circuits Department, National Research University of Electronic Technology (Russia, 124498, Moscow, Zelenograd, Shokin sq., 1), rafaelmag4@gmail.com

Уважаемые авторы!

**С правилами оформления и опубликования научных статей
можно ознакомиться на нашем сайте:**

<http://ivuz-e.ru>