

УДК 621.396

ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ И РЕГУЛИРОВАНИЕМ ПО ВОЗМУЩЕНИЮ**Ромашов Владимир Викторович**

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Васильев Глеб Сергеевич

аспирант кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Курилов Игорь Александрович

кандидат технических наук, доцент, профессор Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Суржик Дмитрий Игоревич

аспирант кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

Харчук Светлана Михайловна

старший преподаватель кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых».

E-mail: kh@mivlgu.ru.

Адрес: 602264, г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

Аннотация: Рассмотрена структурная схема гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и фазовой автоподстройки частоты с автокомпенсацией фазовых искажений цифрового вычислительного синтезатора регулированием по возмущению, а также с одновременной компенсацией фазовых искажений системы фазовой автоподстройки частоты. Построена функциональная модель данной схемы для паразитных фазовых флуктуаций. Получены уравнения работы гибридного синтезатора частот и передаточные функции устройства для дестабилизирующих возмущений, воздействующих на опорный генератор, цифро-аналоговый преобразователь цифрового вычислительного синтезатора и на управляемый фазовращатель.

Ключевые слова: гибридный синтезатор частот, цифровой вычислительный синтезатор, ФАПЧ, автокомпенсатор фазовых искажений.

1. Введение и постановка задачи

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС), реализующие метод прямого цифрового синтеза частот, обладают существенными преимуществами перед аналоговыми и косвенными методами синтеза частот и сигналов: удобство цифрового интерфейса, высокое разрешение по частоте и фазе, быстрая перестройка по частоте без разрыва фазы [1-3]. Важной характеристикой систем прямого цифрового синтеза частот является уровень фазо-

вых шумов синтезируемого колебания. К факторам, вызывающим рост фазовых флуктуаций, относятся: шумы квантования или дискретизации, вызванные конечной разрядностью цифровых блоков синтезатора, и погрешности преобразования цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) ЦВС; переходные процессы ЦАП, вызывающие выбросы выходного сигнала при смене управляющего кода; джиттер отдельных звеньев синтезатора и интерфейсов между блоками [1, 4-7]. Проблема фа-

зовых шумов также является актуальной для гибридных синтезаторов частот (ГСЧ) на основе ЦВС и ФАПЧ [8-10].

Установлено, что эффективным способом уменьшения фазовых искажений ЦВС является автоматическая компенсация данных искажений [11]. Способ основан на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦАП ЦВС и последующем противофазном отклонении сигнала ЦАП в устройстве управляемой задержки – управляемом фазовращателе (УФ) под действием выделенного сигнала [11, 12].

В данной работе предлагается использовать для подавления фазовых искажений ЦВС и системы ФАПЧ схему автокомпенсации с регулированием по возмущению и применить схему автокомпенсации искажений ФАПЧ для улучшения шумовых свойств ГСЧ. В качестве управляющего устройства в обеих схемах автокомпенсации используется один общий УФ. Получение передаточных функций гибридного синтезатора с предложенной схемой автокомпенсации позволит осуществлять анализ статических, динамических, частотных характеристик и исследовать устойчивость устройства в общем виде для различных характеристик составляющих блоков.

2. Описание структурной схемы гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений ЦВС и ФАПЧ

Структурная схема ГСЧ с автокомпенсацией фазовых искажений ЦВС и ФАПЧ представлена на рис. 1. На схеме обозначены блоки: ОГ – опорный генератор, УФ – управляемый фазовращатель, ФЦ – сглаживающий фильтр выходного сигнала ЦВС (в данной схеме фильтр является самостоятельным устройством и не входит в состав ЦВС), ФВ – неуправляемый фазовращатель, ИТ – информационный тракт автокомпенсатора, ФДА – фазовый детектор автокомпенсатора, ФА – фильтры управляющего тракта автокомпенсатора, УА – усилитель постоянного тока автокомпенсатора, С – сумматор. Система ФАПЧ включает в себя фазовый детектор ФД, фильтр нижних частот Ф, генератор, управляемый напряжением ГУН и делитель с переменным коэффициентом деления ДПКД. Информационный тракт автокомпенсатора ИТ) состоит из дифференцирующей цепи ДЦ, двухполупериодного выпрямителя ДВ и триггера Тр. Опорный тракт ОТ представляет собой Т-триггер, который выполняет деление частоты на 2 и обеспечивает равенство частот импульсных последовательностей на входах ФДА. Детектор ФДА, а также фильтр ФА образует управляющий тракт автокомпенсатора. Тракт автокомпенсации искажений

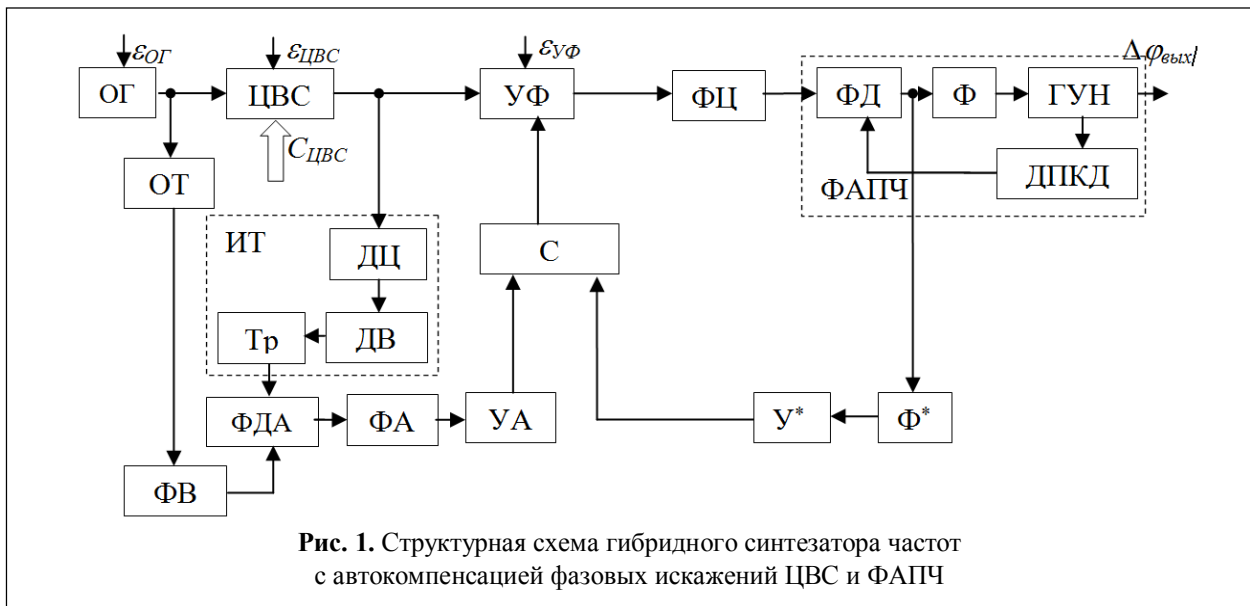


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений ЦВС и ФАПЧ

ФАПЧ состоит из фильтра Φ^* и усилителя $У^*$. Также обозначено: $\varepsilon_{ОГ}$, $\varepsilon_{УФ}$ и $\varepsilon_{ЦВС}$ - дестабилизирующие факторы, воздействующие на ОГ, УФ и звенья ЦВС, соответственно, и приводящие к фазовым искажениям сигналов блоков, $\Delta\varphi_{\text{вых}}$ – отклонение фазы выходного сигнала ГСЧ под действием дестабилизирующих факторов, $C_{ЦВС}$ – код выходного сигнала ЦВС.

Схема работает следующим образом: ОГ формирует опорный сигнал для тактирования ЦВС, параметры выходного сигнала ЦВС задаются кодом $C_{ЦВС}$, затем в УФ происходит противофазное искажения отклонение фазы выходного сигнала ЦВС под действием управляющего сигнала; ФЦ (нижних частот или полосовой) выделяет основную частоту выходного сигнала ЦВС или её образ, затем выходной множитель частоты на ФАПЧ, подключённый к выходу ФЦ, осуществляет умножение частоты в $N_{\text{ДПКД}}$ раз, где $N_{\text{ДПКД}}$ – коэффициент деления ДПКД. Управляющий сигнал УФ формируется сложением в сумматоре С выходных управляющих сигналов - цепи регулирования по возмущению автокомпенсатора (блоки ИТ, ФДА, ФА и УА) и схемы автокомпенсации фазовых отклонений ФАПЧ (блоки Φ^* и $У^*$). Цепь регулирования по возмущению составляет канал автокомпенсации фазовых искажений ЦВС. Таким образом, наличие двух каналов автокомпенсации фазовых искажений обеспечивает одновременное подавление фазовых искажений в выходном сигнале гибридного синтезатора, обусловленных шумовыми вкладами ЦВС и ФАПЧ.

3. Функциональная модель гибридного синтезатора для паразитных фазовых отклонений (искажений сигнала)

В общем случае дифференциальное уравнение, описывающее поведение формирователей сигналов, является нелинейным, имеет произвольный порядок и не имеет общего решения. Применение математического аппарата на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [13, 14] позволяет получить для формирователей сигналов с произвольными нели-

нейными характеристиками составляющих звеньев выражения передаточных характеристик [15], количественно и качественно исследовать устойчивость [16, 17], динамические свойства устройств [18, 19] и их статические характеристики [20]. Данный подход используем и для анализа предложенного гибридного синтезатора.

Аппроксимируем характеристики нелинейных звеньев ГСЧ при помощи НКЛФ. Нелинейные характеристики ФДА, ФД и УФ в общем виде после аппроксимации можно представить в виде

$$y(x) = \sum_{l=0}^{L-1} [K_l x + B_l] Q_l(x),$$

где $K_l = \frac{Y(X_{l+1}) - Y(X_l)}{\Delta_x}$, $B_l = Y(X_l) - K_l X_l$ –

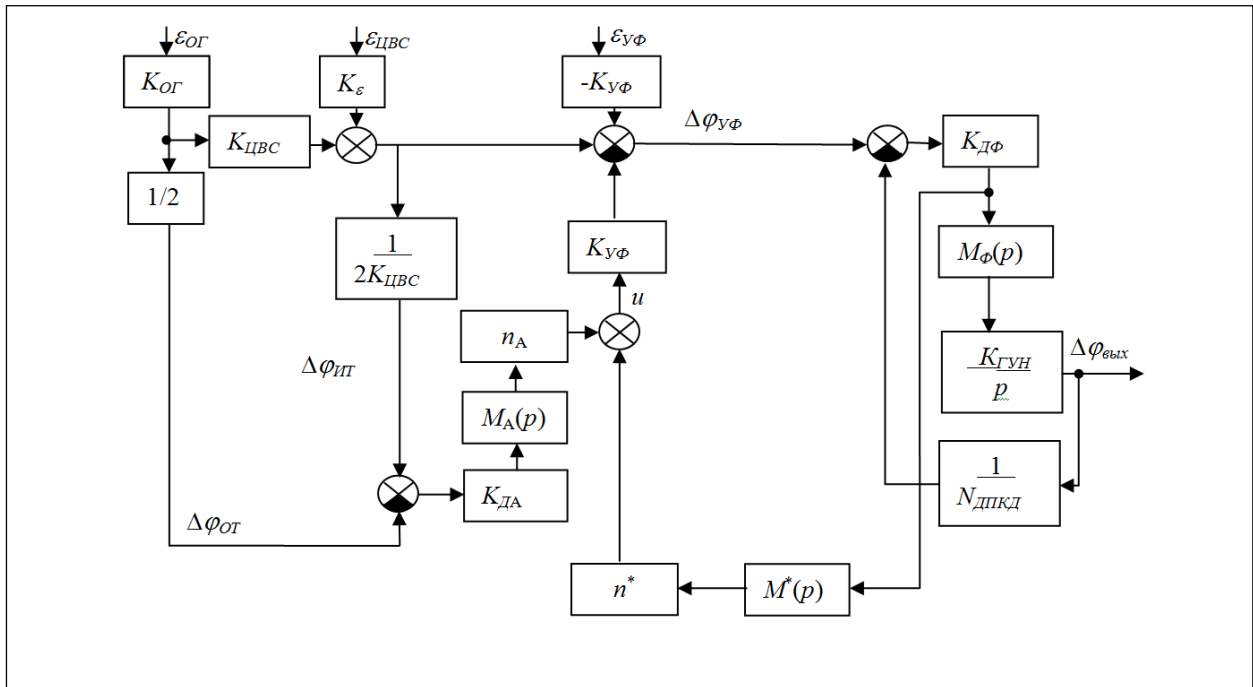
коэффициенты отрезков прямых в узле аппроксимации l , L - максимальный номер узла аппроксимации; x – значение разности фаз на входах фазовых детекторов или управляющее напряжение УФ; Δ_x – шаг аппроксимации аргумента НКЛФ x , X_l – значение x в узле аппроксимации с номером l , $Y_l = y(X_l)$ – значение нелинейной характеристики в узле X_l ,

$$Q_l(x) = \frac{1}{2\Delta} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} |x - X_l - \gamma\Delta_x + \Delta(1-\lambda)| -$$

функция включения отрезков аппроксимирующих прямых, $\Delta \rightarrow 0$ – произвольно малое число, λ, γ – параметры.

Функция включения $Q_l(x)$ отлична от нуля и равна единице только на интервале между узлами ($l; l+1$). Проведённая аппроксимация позволяет проводить исследования и получать выражения характеристик формирователя сигналов для произвольных рабочих точек ФДА, ФД и УФ.

Рассмотрим случай, когда влияние нестабильностей амплитуды незначительно и может не учитываться. При малых величинах фазовых отклонений максимальные отклонения параметров звеньев формирователя находятся в пределах участков аппроксимации с одним номером.



Тогда $B_l=0$ и $K_l = K^*$, где $K^* = K_{ДА} = K_{ФД} = K_{УФ}$ - крутизны характеристик ФДА, ФД и УФ на отрезке аппроксимации $l...l+1$.

Функциональная модель гибридного синтезатора для малых флуктуаций фазы $\Delta\phi$, составленная на основе схемы ГСЧ (рис. 1), представлена на рис. 2. На модели обозначено: K с нижним индексом - коэффициент передачи соответствующего блока, K_ϵ - коэффициент передачи ЦВС для искажений и $\epsilon_{ЦВС}$, $N_{ДПКД}$ - коэффициент деления ДПКД, n_A и n^* - коэффициенты усиления усилителей УА и У*, $M_A(p)$, $M_\Phi(p)$ и $M^*(p)$ - коэффициенты передачи фильтров ФА, Ф и Ф* соответственно, p - оператор. Информационный тракт преобразует ступенчатый выходной сигнал ЦАП ЦВС в последовательность прямоугольных импульсов и в модели (рис. 2) эквивалентен умножителю частоты с коэффициентом умножения $\frac{1}{2K_{ЦВС}}$.

Коэффициенты передачи для фазовых отклонений постоянного фазовращателя ФВ и фильтра ФЦ приняты равными 1 и на модели (рис. 2) не показаны.

4. Уравнения и передаточные функции гибридного синтезатора с автокомпенсацией фазовых искажений

В соответствии с моделью (рис. 2) управляющий сигнал УФ

$$u = K_{ДА} n_A M_A(p) (\Delta\phi_{ИТ} - \Delta\phi_{ОГ}) + K_{ДФ} n^* M^*(p) \left(\Delta\phi_{УФ} - \frac{\Delta\phi_{вых}}{N_{ДПКД}} \right), \quad (1)$$

где
$$\Delta\phi_{ИТ} = \frac{1}{2} \left(K_{ОГ} \epsilon_{ОГ} + \frac{K_\epsilon}{K_{ЦВС}} \epsilon_{ЦВС} \right),$$

$$\Delta\phi_{ОГ} = \frac{K_{ОГ}}{2} \epsilon_{ОГ},$$

отклонение фазы сигнала на выходе УФ имеет вид

$$\Delta\phi_{УФ} = K_{ОГ} K_{ЦВС} \epsilon_{ОГ} + K_\epsilon \epsilon_{ЦВС} - K_{УФ} (u + \epsilon_{УФ}). \quad (2)$$

В соответствии с моделью (рис. 2) отклонение фазы на выходе блока ФАПЧ (отклонение фазы на выходе всей схемы)

$$\Delta\phi_{вых} = \left(\Delta\phi_{УФ} - \frac{\Delta\phi_{вых}}{N_{ДПКД}} \right) K_{ДФ} M_\Phi(p) \frac{K_{ГУН}}{p}. \quad (3)$$

Подставим (1) в (2), а выражение для $\Delta\phi_{УФ}$ подставим в (3). Преобразуем полученное выражение, сгруппировав слагаемые для каждого дестабилизирующего фактора ϵ :

$$\begin{aligned} \Delta\phi_{\text{вых}} = & \frac{K_{\text{ОГ}} N_{\text{ДПКД}} K_{\text{ЦВС}}}{1 + \frac{p N_{\text{ДПКД}} [1 + N^* M^*(p)]}{K_{\text{ГУН}} K_{\text{ДФ}} M_{\Phi}(p)}} \varepsilon_{\text{ОГ}} + \\ & + K_{\varepsilon} \cdot [1 - N_A M_A(p)] \cdot \frac{N_{\text{ДПКД}} \cdot \varepsilon_{\text{ЦВС}}}{1 + \frac{p N_{\text{ДПКД}} [1 + N^* M^*(p)]}{K_{\text{ГУН}} K_{\text{ДФ}} M_{\Phi}(p)}} - \\ & - K_{\text{УФ}} \cdot \frac{N_{\text{ДПКД}} \cdot \varepsilon_{\text{УФ}}}{1 + \frac{p N_{\text{ДПКД}} [1 + N^* M^*(p)]}{K_{\text{ГУН}} K_{\text{ДФ}} M_{\Phi}(p)}}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $N_A = \frac{K_{\text{УФ}} n_A K_{\text{ДА}}}{2 K_{\text{ЦВС}}}$ - коэффициент регулирования автокомпенсатора по возмущению, $N^* = K_{\text{УФ}} n^* K_{\text{ДФ}}$ - коэффициент регулирования тракта автокомпенсации искажений системы ФАПЧ.

Тогда выражения передаточных функций ГСЧ по соответствующим воздействиям ε

$$\begin{aligned} H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= \frac{K_{\text{ОГ}} N_{\text{ДПКД}} K_{\text{ЦВС}}}{1 + \frac{p T_c N_{\text{ДПКД}} [1 + N^* M^*(p)]}{M_{\Phi}(p)}}, \\ H_{\varepsilon_{\text{ЦВС}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= K_{\varepsilon} \cdot [1 - N_A M_A(p)] \cdot \frac{H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)}{K_{\text{ОГ}} K_{\text{ЦВС}}}, \\ H_{\varepsilon_{\text{УФ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= -K_{\text{УФ}} \cdot \frac{H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)}{K_{\text{ОГ}} K_{\text{ЦВС}}}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $T_c = \frac{1}{K_{\text{ГУН}} K_{\text{ДФ}}}$ - постоянная времени петли ФАПЧ.

Как следует из числителя передаточной функции $H_{\varepsilon_{\text{ЦВС}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)$, условие полной компенсации паразитного фазового отклонения ЦВС имеет вид: $1 - N_A M_A(p) = 0$. Стационарный режим соответствует окончанию всех переходных процессов в устройстве ($p \rightarrow 0$). При медленном изменении во времени дестабилизирующего фактора $\varepsilon_{\text{ЦВС}}$, фильтр нижних частот ФА находится в квазистационарном режиме ($M_1(0) = 1$), тогда при $N_A = 1$ обеспечивается полная компенсация фазовых флуктуаций ЦВС в выходном сигнале гибридного синтезатора. При этом из передаточных функций

$H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)$ и $H_{\varepsilon_{\text{УФ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)$ следует, что подавление фазовых флуктуаций ОГ и УФ при квазистационарном режиме работы фильтров нижних частот Φ^* и Φ ($M^*(0) = M_{\Phi}(0) = 1$) составляет $10 \lg(1 + N^*)$ дБ и возрастает с увеличением N^* , что приводит к уменьшению результирующего фазового отклонения выходного сигнала ГСЧ.

При произвольных конфигурациях и порядках фильтров ГСЧ с автокомпенсацией - ФА, Φ^* и Φ , их коэффициенты передачи удобно представить соответственно в виде:

$$\begin{aligned} M_A(p) &= \frac{\sum_{r=0}^R v_r p^r}{\sum_{r=0}^R l_r p^r}, \quad M^*(p) = \frac{\sum_{i=0}^I \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^I \beta_i p^i}, \\ M_{\Phi}(p) &= \frac{\sum_{\gamma=0}^{\Gamma} \mu_{\gamma} p^{\gamma}}{\sum_{\gamma=0}^{\Gamma} \theta_{\gamma} p^{\gamma}} \end{aligned} \quad (6)$$

где R , I и Γ - порядки фильтров ФА, Φ^* и Φ , v_r , l_r , α_i , β_i , μ_{γ} , θ_{γ} - коэффициенты полиномов фильтров.

Подставив коэффициенты передачи фильтров (6) в (5), получим обобщённые выражения передаточных функций для произвольного типа и порядков фильтров синтезатора

$$\begin{aligned} H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= \frac{K_{\text{ОГ}} N_{\text{ДПКД}} K_{\text{ЦВС}}}{1 + \frac{p T_c N_{\text{ДПКД}} \left[1 + \frac{N^* \sum_{i=0}^I \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^I \beta_i p^i} \right]}{\left(\frac{\sum_{\gamma=0}^{\Gamma} \mu_{\gamma} p^{\gamma}}{\sum_{\gamma=0}^{\Gamma} \theta_{\gamma} p^{\gamma}} \right)}}, \\ H_{\varepsilon_{\text{ЦВС}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= K_{\varepsilon} \cdot \left[1 - \frac{N_A \sum_{r=0}^R v_r p^r}{\sum_{r=0}^R l_r p^r} \right] \cdot \frac{H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)}{K_{\text{ОГ}} K_{\text{ЦВС}}}, \\ H_{\varepsilon_{\text{УФ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p) &= -K_{\text{УФ}} \cdot \frac{H_{\varepsilon_{\text{ОГ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)}{K_{\text{ОГ}} K_{\text{ЦВС}}}, \end{aligned} \quad (7)$$

Форма записи передаточной функции $H_{\varepsilon_{\text{УФ}} \Delta\phi_{\text{вых}}}(p)$ не изменилась, поскольку переда-

точные функции фильтров Φ^* и Φ входят в состав в выражения $H_{\varepsilon_{OG}\Delta\phi_{вых}}(p)$ данной функции.

Преобразуем (4) с учетом (7)

$$\Delta\phi_{вых} = H_{\varepsilon_{OG}\Delta\phi_{вых}} \varepsilon_{OG} + H_{\varepsilon_{ЦВС}\Delta\phi_{вых}} \varepsilon_{ЦВС} + H_{\varepsilon_{УФ}\Delta\phi_{вых}} \varepsilon_{УФ}. \quad (8)$$

Выражение (8) полностью описывает поведение синтезатора с автокомпенсацией фазовых искажений в статическом и динамическом режимах при произвольных типах входящих в его состав фильтров. Оно позволяет исследовать устойчивость и избирательные свойства гибридного синтезатора (рис. 1) с различными характеристиками составляющих звеньев при отдельном и совместном воздействии дестабилизирующих факторов на ОГ, ЦВС и УФ. Для вывода аналитических выражений конкретных характеристик (устойчивости, статических, динамических, частотных) достаточно подставить соответствующие значения действующих возмущений и значения коэффициентов составляющих звеньев гибридного синтезатора в уравнение (8).

Для примера рассмотрим получение частотных характеристик синтезатора с конкретными параметрами составляющих звеньев. Пусть в качестве фильтров Φ^* и Φ применены фильтры нижних частот первого порядка. Их передаточные функции

$$M_A(p) = \frac{1}{T_A p + 1}, \quad M^*(p) = \frac{1}{T^* p + 1},$$

$$M_\phi(p) = \frac{1}{T_\phi p + 1},$$

где $T_A = T^* = T_\phi = T$ – постоянные времени фильтров.

Соответственно коэффициенты фильтров $v_0 = l_0 = \alpha_0 = \beta_0 = \mu_0 = \theta_0 = 1$, $v_1 = \alpha_1 = \mu_1 = 0$, $l_1 = \beta_1 = \theta_1 = T$. Параметры звеньев синтезатора $K_{OG} = 1$, $K\varepsilon = 1$, $N_{ДПКД} = 10$, $K_{ЦВС} = 0,31$. Подставим всё в (7) и заменим оператор $p \rightarrow j\Omega$.

Амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные (ФЧХ) характеристики определяются как модуль и аргумент полученной комплексной передаточной функции синтезатора для рассматриваемой помехи.

Частотные характеристики устройства при воздействии помехи ε_{OG} для различных значений N^* представлены на рис. 3. При $N^* = 0$ АЧХ имеет экстремум ($\Omega T = 0,72$). С вводом автокомпенсации ($N^* = 1 \dots 100$) величина максимума уменьшается и с ростом N^* характеристики становятся монотонными функциями. При этом уровень фазовых искажений выходного сигнала ГСЧ уменьшается пропорционально росту значения коэффициента регулирования.

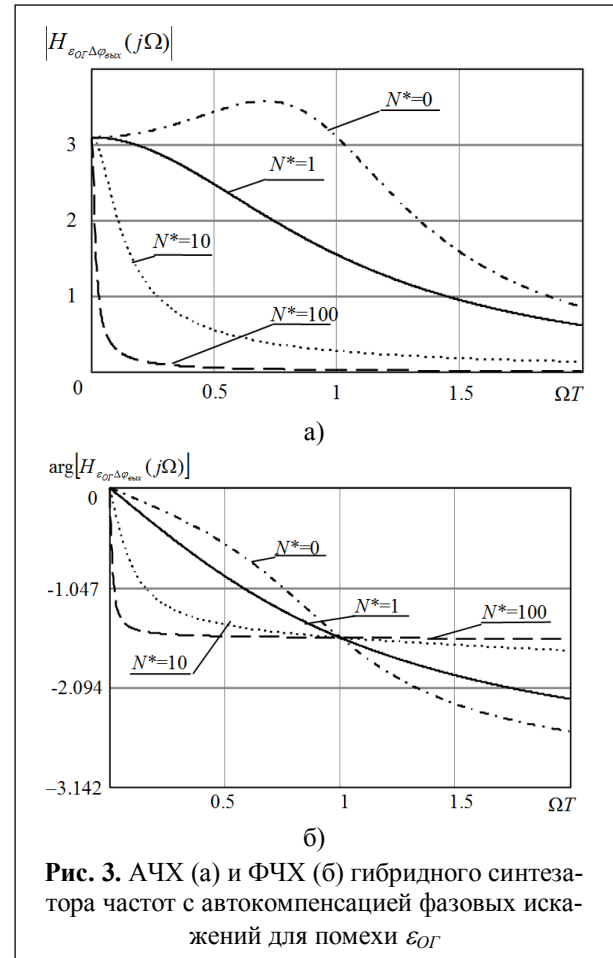


Рис. 3. АЧХ (а) и ФЧХ (б) гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений для помехи ε_{OG}

Частотные характеристики устройства при воздействии помехи $\varepsilon_{ЦВС}$ для $N_A = 1$ и различных значений N^* представлены на рис. 4. При $N^* = 0$ АЧХ имеет ярко выраженный экстремум ($\Omega T = 0,9$). С вводом автокомпенсации ($N^* = 1 \dots 100$) величина максимума уменьшается. Как и выше, с ростом коэффициента регулирования уровень фазовых искажений выходного сигнала уменьшается пропорционально увеличению значения N^* .

5. Заключение

Предложена схема гибридного синтезатора с автокомпенсацией фазовых искажений в виде паразитных отклонений фазы ЦВС и ФАПЧ. На основе анализа полученных выражений передаточных функций устройства для трёх дестабилизирующих воздействий подтверждена эффективность схемы при подавлении фазовых отклонений сигналов ОГ, ЦВС и УФ, а также определены условия полной компенсации медленных фазовых отклонений ЦВС.

Литература

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. – 80 p.
2. Смекалов А. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование. – Радиотехника, 2011, №1, С. 16-29.
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К. Шумовые характеристики формирователей сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и умножителей частоты. – Радиопромышленность, 2012. № 2. С. 31-38.
4. ADC and DAC Glossary - Tutorial 641 - Maxim: <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/641>.
5. Rafeeque, K.P.S.; Vasudevan, V. An on-chip DNL estimation and reconfiguration for improved linearity in current steering DAC // Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Vol. 1. – pp. 281-284. IEEE Conference Publications. DOI: 10.1109/ISCAS.2004.1328186.
6. Kester W. Evaluating High Speed DAC Performance. – Analog Devices Tutorial 2009. <http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-013.pdf>
7. Алешин Г.В., Бойко Д.А. Влияние уровней порога и искажений на параметры джиттера в цифровых системах. // Сборник научных статей Украинской государственной академии железнодорожного транспорта, 2010, №116, с. 5-10.
8. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А., Коровин А.Н. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на интегральных микросхемах. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 1 (9). С. 10-15.
9. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислитель-

ного синтезатора. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 4 (12). С. 23-29.

10. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 1 (13). С. 5-20.

11. Курилов И.А., Рудаков А.М., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых искажений на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

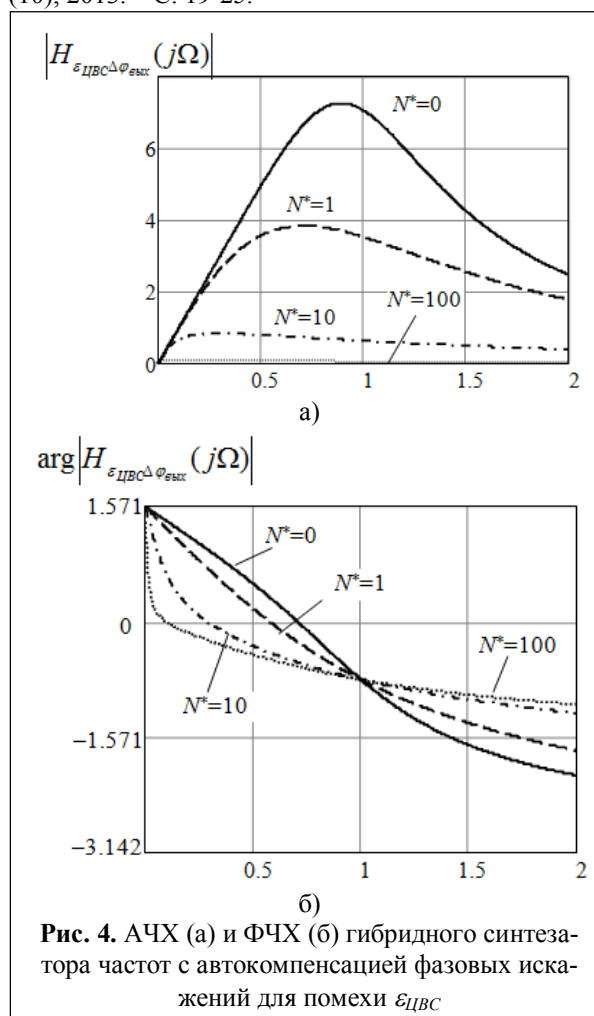


Рис. 4. АЧХ (а) и ФЧХ (б) гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений для помехи $\epsilon_{\text{ЦВС}}$

12. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

13. Курилов И.А., Романов Д.Н., Харчук С.М. Аппроксимация характеристик и сигналов на основе включающих непрерывных кусочно-линейных функций // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2007. № 8. С. 7-11.

14. Курилов И.А., Ромашов В.В., Жиганова Е.А., Романов Д.Н., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 1 (13). С. 35-49.

15. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование преобразователя сигналов с комбинированным регулированием на основе передаточных характеристик // Проектирование и технология электронных средств. 2011. № 1. С. 34-37.

16. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 1. С. 4-7.

17. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Analysis of parametrical stability of the amplitude-phase converter with various filters. //2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 - Proceedings. 2013.

18. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. – Научно-технический вестник Поволжья. 2010. № 1. С. 100-104.

19. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at complex input influence. //2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 - Proceedings. 2013.

20. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Статические режимы амплитудно-фазовых преобразователей при воздействии дестабилизирующего фактора. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. № 2. С. 15-19.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542.

Поступила 12 февраля 2016 г.

English

Transfer functions of hybrid frequency synthesizer with phase distortions autoequalization and feedforward control

Romashov Vladimir Viktorovich – Doctor of Engineering, Professor, Head of the Department of Radio Engineering Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletov”.

Vasilyev Gleb Sergeyeovich - post-graduate student Department of Radio Engineering Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletov”.

Kurilov Igor Aleksandrovich – Candidate of Engineering, Associate Professor Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletov”.

Surzhik Dmitry Igorevich- post-graduate student Department of Radio Engineering Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletov”.

Kharchuk Svetlana Mikhailovna – Senior Lecturer Murom Institute (branch) “Vladimir State University named after Alexander and Nickolay Stoletov”.

E-mail: kh@mivlgu.ru.

Address: Orlovskaya st., 23, Murom, 602264.

Abstract: A block diagram of the hybrid frequency based on digital computing synthesizer and phase-locked loop with phase distortions autoequalization is examined. Distortions suppression is done via output signal delay control in computing synthesizer in antiphase. Having two channels of phase fluctuations autoequalization ensures simultaneous phase noise suppression of hybrid synthesizer output signal due to noise effect of computing synthesizer and phase-locked system. Nonlinear characteristics of controllable phase shifter and automatic equalizer phase detectors are approximated by continuous piecewise linear functions. The hybrid synthesizer model is proposed to analyze phase fluctuations level in the device output signal under destabilizing factors influence. Destabilizing factors influence three device units: reference generator, digital-to-analog converter of digital computing synthesizer and controllable phase shifter. Equations of the hybrid frequency synthesizer and device transfer functions for three destabilizing perturbations are obtained. Obtained ratios fully describe the device behavior in static and dynamic modes, allow to investigate the stability and selective properties of hybrid synthesizer with various characteristics of composing elements. The scheme efficiency for phase fluctuations suppression of separate units with big control coefficients values is confirmed based on obtained ratios analysis, and terms for total equalization of slow phase deviations in digital computing synthesizer are defined.

Key words: hybrid frequency synthesizer, digital computing synthesizer, PLL, phase distortions autoequalizer.

References

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis//Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. - 80 p.
2. Smekalov A. Direct digital synthesis method of harmonic signal. Analysis and mathematical modeling. - Radiotekhnika, 2011, No. 1, P. 16-29.
3. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K. Noise performances of signal shapers on the basis of digital computing synthesizers and frequency multipliers. - Radiopromyshlennost. 2012. No. 2. P. 31-38.
4. ADC and DAC Glossary - Tutorial 641 - Maxim: <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/641>.
5. Rafeeqe, K.P.S.; Vasudevan, V. An on-chip DNL estimation and reconfiguration for improved linearity in current steering DAC. Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Vol. 1. - pp. 281-284. IEEE Conference Publications. DOI: 10.1109/ISCAS.2004.1328186.
6. Kester W. Evaluating High Speed DAC Performance. - Analog Devices Tutorial 2009. <http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-013.pdf>
7. Alyoshin G. V., Boiko D. A. Effect of distortions threshold levels on jitter parameters in digital systems. Collection of academic papers of the Ukrainian State Academy of Railway Transport, 2010, No. 116, P. 5-10.
8. Romashov V. V., Romashova L.V., Yakimenko K.A., Korovin A.N. Noise performance modeling in hybrid synthesizers of frequencies on integrated microcircuits. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2013. No. 1 (9). Page 10-15.
9. Romashov V. V., Romashova L.V., Yakimenko K.A. Research of noise performances of frequency hybrid synthesizer on the basis of single-loop PLL with mixer and digital computing synthesizer// Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2013. No. 4 (12). P. 23-29.
10. Romashov V. V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Yakimenko K.A. Noise performances modeling of hybrid frequency synthesizers.- Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2014. No. 1 (13). P. 5-20.
11. Kurilov I.A., Rudakov A.M., Harchuk S.M., Romanov D. N. Autoequalization mathematical modeling of phase distortions in DAC output of direct digital frequency synthesizer. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. No. 2 (10), 2013. – P. 19-25.
12. Vasilyev G. S., Kurilov I.A., Harchuk S. M. Nonlinear automatic equalizer modeling of phase distortions in DAC direct digital synthesizer of frequencies. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. No. 2, 2014.– P. 30-38.
13. Kurilov I.A., Romanov D. N., Harchuk S. M. Characteristics and signals approximation based on inclusive continuous piecewise linear functions. - Metody i ustroystva peredachi i obrabotki informatsii. 2007. No. 8. P. 7-11.
14. Kurilov I.A., Romashov V. V., Zhiganova E.A., Romanov D. N., Vasilyev G. S., Harchuk S.M., Surzhik D. I. Radio devices analysis methods based on functional approximation. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2014. No. 1 (13). P. 35-49.
15. Kurilov I.A., Vasilyev G. S., Harchuk S. M. Modeling of combined control signal converter on the basis of transfer characteristics. - Proyektirovaniye i tekhnologiya elektronnykh sredstv. 2011. No. 1. P. 34-37.
16. Vasilyev G. S., Kurilov I.A., Harchuk S.M., Surzhik D. I. Research of signal converter stability based on continuous piecewise linear functions. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2012. No. 1. P. 4-7.
17. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Analysis of parametrical stability of the amplitude-phase converter with various filters. - 2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013- Proceedings. 2013.
18. Kurilov I.A., Vasilyev G. S., Harchuk S. M. Dynamic performance analysis of signal converters on the basis of continuous piecewise linear functions. - Nauchno-tekhnicheskyy vestnik Povolzhya. 2010. No. 1. P. 100-104.
19. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at complex input influence. - 2013 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 - Proceedings. 2013.
20. Kurilov I.A., Vasilyev G. S., Harchuk S. M. Static modes of the amplitude-phase converters under destabilizing factor. - Radiotekhnicheskije i telekommunikatsionnye sistemy. 2011. No. 2. P. 15-19.