

Формирование и усиление сигналов

УДК 621.396

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОКОМПЕНСАТОРА ФАЗОВЫХ ПОМЕХ

ЦИФРОВОГО ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

Васильев Глеб Сергеевич

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

Курилов Игорь Александрович

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

Суржик Дмитрий Игоревич

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

Харчук Светлана Михайловна

старший преподаватель кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВПО «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 автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительно-го синтезатора частот. На основе выражений передаточных функций амплитудно-фазового преобразователя получены обобщённые выражения передаточных характеристик вычислительного синтезатора с автокомпенсацией помех, а так же обобщённая передаточная функция для любого из воздействий. Записана обобщённая передаточная функция системы с произвольным фильтром и при произвольных законах изменения дестабилизирующих факторов. Получены аналитические выражения для анализа амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик устройства с фильтрами нижних частот и с пропорционально-интегрирующими фильтрами первого-четвёртого порядков в цепи управления. Построены графики и проводится анализ амплитудно- и фазочастотных характеристик. Исследуется зависимость характеристик от коэффициента пропорциональности фильтра и от коэффициента регулирования автокомпенсатора. Это позволяет установить степень компенсации помех и выбирать параметры блоков для увеличения подавления помех и улучшения избирательных свойств устройства.

Ключевые слова: цифровой вычислительный синтезатор, автокомпенсатор фазовых помех, амплитудно-частотная характеристика, фазочастотная характеристика.

Метод прямого цифрового синтеза частот – DDS, получил широкое распространение благодаря удобству цифрового интерфейса, высокому разрешению по частоте и фазе, быстрой перестройке по частоте без разрыва фазы [1]. В то же время, на качество выходного сигнала

цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС), реализующего этот метод, негативно влияют фазовые помехи (влияние амплитудных помех проявляется менее существенно). К факторам, вызывающим рост фазовых помех, относятся: шумы квантования, дискретизации,

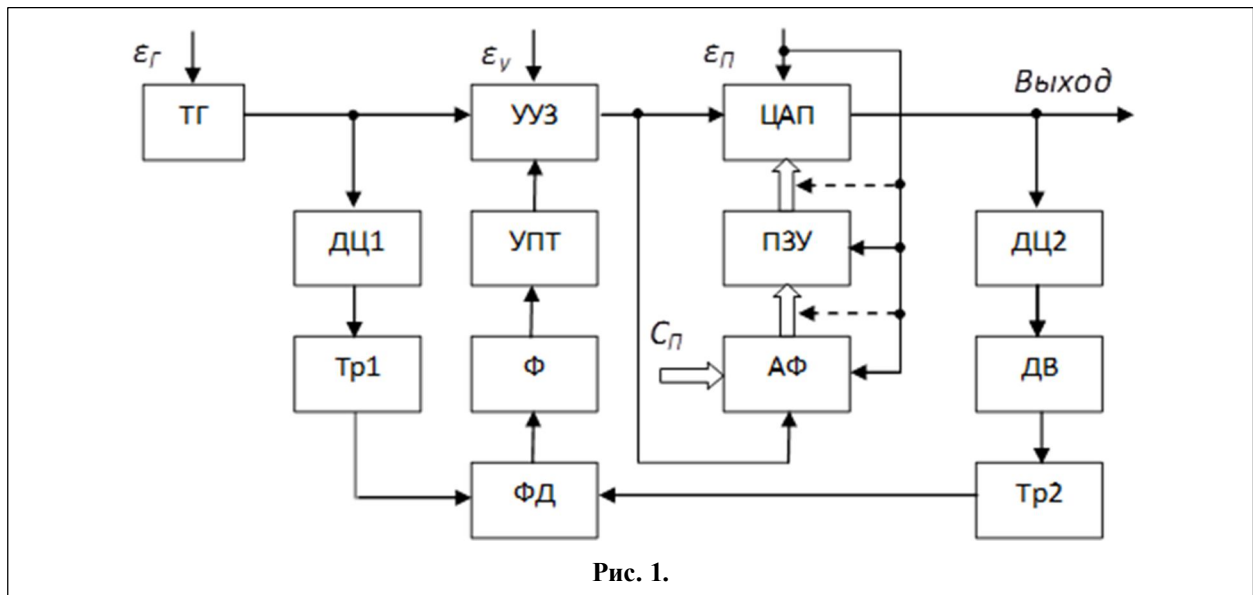


Рис. 1.

вызванные конечной разрядностью цифровых блоков синтезатора и погрешностью преобразования цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) [2-4]; переходные процессы ЦАП, вызывающие выбросы выходного сигнала при смене управляющего кода [5]; джиттер отдельных звеньев синтезатора и интерфейсов между блоками [6]. Точно измерить и скомпенсировать вклад каждого конкретного вида помехи представляется крайне трудоёмкой задачей из-за сложности и неопределённости законов изменения параметров помехи.

Исследования показали, что перспективным методом борьбы с фазовыми помехами ЦВС является их автоматическая компенсация [7,8]. Принцип действия автокомпенсаторов фазовых помех (АФП), основан на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦАП и последующем противофазном отклонении тактовых импульсов в устройстве управляемой задержки (УУЗ) под действием выделенного сигнала. При этом индивидуальная калибровка отдельных блоков синтезатора не требуется. Структурная схема ЦВС с АФП представлена на рис. 1.

На схеме не показан сглаживающий фильтр на выходе ЦВС и обозначено: ТГ - тактовый генератор, ДЦ - дифференцирующая цепь, Тр - триггер, ДВ - двухполупериодный выпрямитель, ФД - фазовый детектор, Ф - фильтр, УПТ- усилитель постоянного тока, АФ-

аккумулятор фазы, ПЗУ-постоянное запоминающее устройство, u – управляющий сигнал УУЗ, ϵ_G , ϵ_U и $\epsilon_{П}$ - дестабилизирующие факторы, воздействующие на ТГ, УУЗ и звенья ЦВС соответственно, $C_{П}$ – код выходного сигнала ЦВС.

При анализе автокомпенсатора ЦВС, удобно воспользоваться аппаратом непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [9-11]. Применение НКЛФ позволяет линеаризовать в общем случае нелинейные уравнения АФП и получить их решение в виде аналитических выражений. Кроме того, аппроксимация схемы синтезатора с АФП схемой амплитудно фазового преобразователя сигналов [12-22], позволяет при анализе конкретного варианта схемы использовать выражения соответствующих характеристик обобщенного преобразователя.

Обозначим $\tau_G = \tau_G[\epsilon_G(t)]$ и $\tau_{П} = \tau_{П}[\epsilon_{П}(t)]$ - временные отклонения сигналов, вызванные воздействием дестабилизирующих факторов на ТГ и звеньев ЦВС, $\tau_{вых}$ – задержка выходного сигнала ЦАП. Также обозначим параметры АФП: n_y – коэффициент усиления УПТ, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, $p=d/dt$ – оператор. Полагаем, что амплитудные и временные (фазовые) нестабильности дифференцирующих цепей, выпрямителя и триггеров малы.

Обозначим: характеристику ФД как $\tilde{F}_Д(\tau_{вых} - \tau_G)$ - функцию разности задержек (фазовых сдвигов) информационного и опор-

ного сигналов; $\tau_{\Gamma} = K_{\Gamma} \varepsilon_{\Gamma}$, где K_{Γ} – коэффициент преобразования дестабилизирующего фактора во временное отклонение выходного сигнала ТГ; $\tilde{K}(u + \varepsilon_{\nu})$ – характеристику УУЗ с учётом воздействия дестабилизирующего фактора, пересчитанного в отклонение управляющего сигнала УУЗ; $\tilde{F}_{\Pi}(\varepsilon_{\Pi})$ – характеристику преобразования дестабилизирующего фактора во временное отклонение выходного сигнала ЦАП синтезатора.

Характеристики УУЗ, ФД и ЦАП аппроксимируем при помощи НКЛФ. Обозначим их соответственно $K_{\nu}(u + \varepsilon_{\nu})$, $F_{\Delta}(\tau_{\text{вых}} - K_{\Gamma} \varepsilon_{\Gamma})$ и $F_{\Pi}(\varepsilon_{\Pi})$.

Представим схему синтезатора с АФП схемой амплитудно фазового преобразователя сигналов и воспользуемся выражениями передаточных функций преобразователя по соответствующему воздействию X . Они имеют вид $H_X = \tau_{\text{вых}} / X$ и справедливы при любых изменениях воздействия и отклика [8,23,24]:

$$H_{\tau_{\Gamma}}(p) = \frac{\tau_{\text{вых}}(p)}{\tau_{\Gamma}(p)} = K_{\Gamma},$$

$$H_{\varepsilon_{\nu}}(p) = \frac{\tau_{\text{вых}}(p)}{\varepsilon_{\nu}(p)} = - \frac{N_{\nu m}}{1 + n_{\nu} M(p) N_{mn}},$$

$$H_{\tau_{\Pi}}(p) = \frac{\tau_{\text{вых}}(p)}{\tau_{\Pi}(p)} = \frac{N_{\Pi s}}{1 + n_{\nu} M(p) N_{mn}},$$

где $N_{\nu m}$, N_{mn} и $N_{\Pi s}$ – коэффициенты регулирования – УУЗ, автокомпенсатора и преобразователя по соответствующим воздействиям; m , n и s – номера узлов аппроксимации характеристик

$$N_{\nu m} = \sum_{m=0}^{M-1} K_{\nu m} Q_{\nu m},$$

$$N_{mn} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} K_{\nu m} K_{\Delta n} Q_{\nu m} Q_{\Delta n},$$

$$N_{\Pi s} = \sum_{s=0}^{S-1} K_{\Pi s} Q_{\Pi s},$$

где $K_{\nu m}$, $K_{\Delta n}$, $K_{\Pi s}$ – коэффициенты прямых, аппроксимирующих характеристики УУЗ, ФД и ЦАП в узлах m , n и s ; $Q_{\nu m} = Q_{\nu m}(u + \varepsilon_{\nu})$, $Q_{\Delta n} = Q_{\Delta n}(\tau_{\text{вых}} - K_{\Gamma} \varepsilon_{\Gamma})$, $Q_{\Pi s} = Q_{\Pi s}(\varepsilon_{\Pi})$ – функции включения отрезков аппроксимирующих прямых. Каждая функция включения $Q_{\nu m}$, $Q_{\Delta n}$ и $Q_{\Pi s}$ отлична от нуля и равна еди-

нице только на интервале между узлами соответственно $(m; m+1)$, $(n; n+1)$ и $(s; s+1)$; M , N , S – максимальные номера узлов аппроксимации.

Рассмотрим вариант, когда максимальные отклонения параметров находятся в пределах участков аппроксимации с одним номером, что соответствует линейному режиму. Тогда обозначим $K_{\nu m} = K_{\nu}$, $K_{\Delta n} = K_{\Delta}$, $K_{\Pi s} = K_{\Pi}$, $N_{\nu m} = K_{\nu}$, $N_{mn} = n_{\nu} K_{\nu} K_{\Delta} = N_{\nu}$, и $N_{\Pi s} = K_{\Pi}$.

С учётом принятых обозначений передаточные функции АФП:

$$H_{\tau_{\Gamma}}(p) = K_{\Gamma},$$

$$H_{\varepsilon_{\nu}}(p) = \frac{-K_{\nu}}{1 + n_{\nu} K_{\nu} K_{\Delta} M(p)},$$

$$H_{\tau_{\Pi}}(p) = \frac{K_{\Pi}}{1 + n_{\nu} K_{\nu} K_{\Delta} M(p)}. \quad (1)$$

Передаточные функции полностью описывают динамические и избирательные свойства автокомпенсатора в линейном режиме.

Для нормирования передаточных функций примем $K_{\Gamma} = K_{\nu} = K_{\Pi} = 1$. Тогда на основе (1) обобщенная передаточная функция для любого из воздействий принимает вид

$$H_X(p) = \frac{q_X + \zeta_X N_{\nu} M(p)}{1 + N_{\nu} M(p)}, \quad (2)$$

где q_X , ζ_X – коэффициенты, принимающие значения 0 и ± 1 в зависимости от вида конкретной передаточной функции.

Частотные характеристики автокомпенсатора определяются избирательными свойствами фильтра Φ в цепи управления задержкой. Преобладающие частоты побочных составляющих в спектре синтезируемого сигнала могут существенно различаться для различных дестабилизирующих воздействий. Это обуславливает необходимость анализа частотных характеристик АФП с различными типами и порядками фильтра.

При произвольных конфигурациях фильтра его коэффициент передачи удобно представить дробно-рациональной функцией

$$M(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{\sum_{i=0}^{\Psi} \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^{\Psi} \beta_i p^i}, \quad (3)$$

где Ψ – порядок фильтра, α_i, β_i – коэффициенты полиномов фильтра.

Подставим (3) в (2) и после преобразования получим обобщённую передаточную функцию автокомпенсатора с произвольным фильтром

$$\begin{aligned} H_X(p) &= \frac{\mu_X(p)}{\nu_X(p)} \\ &= \frac{q_X B(p) + \zeta_X N_V A(p)}{B(p) + N_V A(p)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Заменим $p \rightarrow j\Omega$, тогда соотношение (4) превратится в комплексную дробь. Обозначим вещественные (Re) и мнимые (Im) составляющие нижними индексами R и I . Выражения для амплитудно- и фазочастотных характеристик (АЧХ) и (ФЧХ) устройства запишем, как

$$\begin{aligned} K_X(\Omega) &= |H_X(j\Omega)| = \sqrt{\frac{[\mu_{XR}(\Omega)]^2 + [\mu_{XI}(\Omega)]^2}{[\nu_{XR}(\Omega)]^2 + [\nu_{XI}(\Omega)]^2}}, \\ \Phi_X(\Omega) &= \arg[H_X(j\Omega)] = \\ &= \arctg \frac{\mu_{XI}(\Omega)}{\mu_{XR}(\Omega)} - \arctg \frac{\nu_{XI}(\Omega)}{\nu_{XR}(\Omega)}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\mu_{XR,I}(\Omega) = q_X B_{R,I}(\Omega) + \zeta_X N_V A_{R,I}(\Omega)$, $\nu_{XR,I}(\Omega) = B_{R,I}(\Omega) + N_V A_{R,I}(\Omega)$ – составляющие числителя и знаменателя.

С учетом коэффициентов полиномов фильтра вещественные и мнимые составляющие передаточных функций фильтра и автокомпенсатора примут вид:

$$\begin{aligned} A_R(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} \alpha_{4i} \Omega^{4i} - \alpha_{4i+2} \Omega^{4i+2}, \\ B_R(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} \beta_{4i} \Omega^{4i} - \beta_{4i+2} \Omega^{4i+2}, \\ \mu_{XR}(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} (q_X (\beta_{4i} \Omega^{4i} - \beta_{4i+2} \Omega^{4i+2}) + \\ &+ \zeta_X N_V (\alpha_{4i} \Omega^{4i} - \alpha_{4i+2} \Omega^{4i+2})), \\ \nu_{XR}(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} ((\beta_{4i} + N_V \alpha_{4i}) \Omega^{4i} - \\ &- (\beta_{4i+2} + N_V \alpha_{4i+2}) \Omega^{4i+2}), \end{aligned}$$

$$A_I(\Omega) = \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} \alpha_{4i+1} \Omega^{4i+1} - \alpha_{4i+3} \Omega^{4i+3},$$

$$B_I(\Omega) = \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} \beta_{4i+1} \Omega^{4i+1} - \beta_{4i+3} \Omega^{4i+3},$$

$$\begin{aligned} \mu_{XI}(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} (q_X (\beta_{4i+1} \Omega^{4i+1} - \beta_{4i+3} \Omega^{4i+3}) + \\ &+ \zeta_X N_V (\alpha_{4i+1} \Omega^{4i+1} - \alpha_{4i+3} \Omega^{4i+3})), \\ \nu_{XI}(\Omega) &= \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{\Psi}{4} \rfloor} ((\beta_{4i+1} + N_V \alpha_{4i+1}) \Omega^{4i+1} - \\ &- (\beta_{4i+3} + N_V \alpha_{4i+3}) \Omega^{4i+3}). \end{aligned} \quad (6)$$

В выражениях (6) символ $\lfloor \bullet \rfloor$, как и принято, обозначает округление результата деления до ближайшего целого в меньшую сторону.

Аналитический расчёт частотных характеристик автокомпенсатора может быть выполнен по выражению (5) непосредственной подстановкой полиномов фильтра $A_{R,I}(\Omega)$, $B_{R,I}(\Omega)$ или их коэффициентов α_i, β_i в полиномы автокомпенсатора $\mu_{XR,I}(\Omega)$, $\nu_{XR,I}(\Omega)$.

Для подавления помех с различной формой спектра, в АФП требуется фильтр со сложной характеристикой избирательности. Он может быть представлен каскадным соединением звеньев различного типа. Передаточная функция фильтра

$$M(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{\prod_{i=1}^{\Psi} (\zeta_{\phi_i} + m_i T_i p)}{\prod_{i=1}^{\Psi} (1 + T_i p)}, \quad (7)$$

где m_i – коэффициент пропорциональности i -го звена: $m_i=0$ для нижних фильтра частот (ФНЧ) и $m_i=0 \dots 1$ для пропорционально - интегрирующего фильтра (ПИФ); T_i – постоянная времени i -го звена с учётом влияния других звеньев, параметр типа звена фильтра $\zeta_{\phi_i}=1$ для звена ФНЧ, $\zeta_{\phi_i}=0$ для звена фильтра верхних частот (ФВЧ). Для компактности записи обозначим $\zeta_{\phi_i}=\zeta$ (все звенья фильтра являются однотипными).

Таблица 1.

Порядок фильтра Ψ	Коэффициенты числителя передаточной функции фильтра					Полиномы фильтра	
	α_0	α_1	α_2	α_3	α_4	вещественный $A_R(\hat{\Omega})$	мнимый $A_I(\hat{\Omega})$
1	ζ	m	0	0	0	ζ	$m \hat{\Omega}$
2	ζ^2	$\zeta(m_1+m_2\lambda)$	$m_1m_2\lambda$	0	0	$\zeta^2 - m_1m_2\lambda \hat{\Omega}^2$	$(m_1+m_2\lambda)\zeta \hat{\Omega}$
3	ζ^3	$\zeta^2(m_1+m_2\lambda+m_3\gamma)$	$\zeta(m_1m_2\lambda+m_1m_3\gamma+m_2m_3\lambda\gamma)$	$m_1m_2m_3\lambda\gamma$	0	$\zeta^3 - (m_1m_2\lambda+m_1m_3\gamma+m_1m_2\lambda\gamma)\zeta \hat{\Omega}^2$	$(m_1+m_2\lambda+m_3\gamma)\zeta^2 \hat{\Omega} - m_1m_2\lambda\gamma \hat{\Omega}^3$
4	ζ^4	$\zeta^3(m_1+m_2\lambda+m_3\gamma+m_4\eta)$	$\zeta^2(m_1m_2\lambda+m_1m_3\gamma+m_1m_4\eta+m_2m_3\lambda\gamma+m_2m_4\lambda\eta+m_3m_4\lambda\eta)$	$m_1m_2m_3\lambda\gamma+m_1m_2m_4\lambda\eta+m_1m_3m_4\lambda\eta+m_2m_3m_4\lambda\eta$	$m_1m_2m_3m_4\lambda\gamma\eta$	$\zeta^4 - (m_1m_2\lambda+m_1m_3\gamma+m_1m_4\eta+m_2m_3\lambda\gamma+m_2m_4\lambda\eta+m_3m_4\lambda\eta)\zeta^2 \hat{\Omega}^2 + m_1m_2m_3m_4\lambda\gamma\eta \hat{\Omega}^4$	$(m_1+m_2\lambda+m_3\gamma)\zeta^3 \hat{\Omega} - (m_1m_2m_3\lambda\gamma+m_1m_2m_4\lambda\eta+m_1m_3m_4\lambda\eta+m_2m_3m_4\lambda\eta)\zeta \hat{\Omega}^3$

Выразим постоянные времени T_i через постоянную времени первого звена: $T_1=T, T_2=\lambda T, T_3=\gamma T, T_4=\eta T$, где λ, γ, η – коэффициенты. С учётом принятых обозначений, выражения для коэффициентов и полиномов фильтра до 4-го порядка включительно примут вид, представленный в таблице 1 (здесь $\hat{\Omega} = \Omega T$ – нормированная частота).

Как следует из (4) и (5), коэффициенты фильтра β_i и полиномы фильтра $B_{R,I}(\Omega)$ определяются по табличным выражениям подстановкой $\zeta_{\phi_i}=\zeta=1$ и $m_i=m=1$. Частотные характеристики АФП получаем подстановкой табличных коэффициентов или полиномов в (6) и затем в (5). Далее в названии фильтра его порядок будем обозначать цифрой после названия фильтра (например, ПИФ1).

Так, частотные характеристики автокомпенсатора с ПИФ1

$$K_{X1}(\hat{\Omega}) = \sqrt{\frac{[q_X + \zeta_X N_V \zeta_\phi]^2 + (q_X + \zeta_X N_V m)^2 \hat{\Omega}^2}{[1 + N_V \zeta_\phi]^2 + (1 + N_V m)^2 \hat{\Omega}^2}},$$

$$\Phi_{X1}(\hat{\Omega}) = \arctg \frac{(q_X - \zeta_X N_V m) \hat{\Omega}}{q_X - \zeta_X N_V \zeta_\phi} - \arctg \frac{(1 + N_V m) \hat{\Omega}}{1 + N_V \zeta_\phi}.$$

Характеристики автокомпенсатора с ПИФ2 принимают вид

$$K_{X2}(\hat{\Omega}) = \sqrt{\frac{[q_X(1 - \lambda \hat{\Omega}^2) + \zeta_X N_V (\zeta_\phi^2 - m_1 m_2 \lambda \hat{\Omega}^2)]^2 + [q_X(1 + \lambda) \hat{\Omega} + \zeta_X N_V \zeta_\phi (m_1 + m_2 \lambda) \hat{\Omega}]^2}{[1 - \lambda \hat{\Omega}^2 + N_V (\zeta_\phi^2 - m_1 m_2 \lambda \hat{\Omega}^2)]^2 + [(1 + \lambda) \hat{\Omega} + N_V \zeta_\phi (m_1 + m_2 \lambda) \hat{\Omega}]^2}}$$

$$\Phi_{X2}(\hat{\Omega}) = \arctg \frac{q_X(1 + \lambda) \hat{\Omega} + \zeta_X N_V \zeta_\phi (m_1 + m_2 \lambda) \hat{\Omega}}{q_X(1 - \lambda \hat{\Omega}^2) + \zeta_X N_V (\zeta_\phi^2 - m_1 m_2 \lambda \hat{\Omega}^2)} - \arctg \frac{(1 + \lambda) \hat{\Omega} + N_V \zeta_\phi (m_1 + m_2 \lambda) \hat{\Omega}}{1 - \lambda \hat{\Omega}^2 + N_V (\zeta_\phi^2 - m_1 m_2 \lambda \hat{\Omega}^2)}. \quad (8)$$

Характеристики автокомпенсатора с ФНЧЗ

$$K_{X3}(\hat{\Omega}) = \sqrt{\frac{[q_X [1 - (\lambda + \gamma + \lambda\gamma) \hat{\Omega}^2] + \zeta_X N_V]^2 + [q_X^2 [(1 + \lambda + \gamma) \hat{\Omega} - (\lambda\gamma) \hat{\Omega}^3]]^2}{[1 - (\lambda + \gamma + \lambda\gamma) \hat{\Omega}^2 + N_V]^2 + [(1 + \lambda + \gamma) \hat{\Omega} - \lambda\gamma \hat{\Omega}^3]^2}}$$

$$\Phi_{X3}(\hat{\Omega}) = \arctg \frac{q_X^2 [(1 + \lambda + \gamma) \hat{\Omega} - (\lambda\gamma) \hat{\Omega}^3]}{q_X [1 - (\lambda + \gamma + \lambda\gamma) \hat{\Omega}^2] + \zeta_X N_V} - \arctg \frac{(1 + \lambda + \gamma) \hat{\Omega} - (\lambda\gamma) \hat{\Omega}^3}{1 - (\lambda + \gamma + \lambda\gamma) \hat{\Omega}^2 + N_V}. \quad (9)$$

Графики частотных характеристик АФП с различными типами фильтров, при воздействии ε_V , представлены на рис. 2...4. Параметры воздействия $q_X = q_{\varepsilon_V} = -1, \zeta_X = \zeta_{\varepsilon_V} = 0$, коэффициенты фильтров $\lambda=3, \gamma=2, \eta=1$.

АЧХ автокомпенсатора с ФНЧ1 (рис. 2а) является монотонной функцией частоты. С

увеличением порядка фильтра возрастает нелинейность обеих частотных характеристик, а АЧХ автокомпенсатора (рис. 1б), приобретает экстремальный характер. Экстремум АЧХ возрастает и смещается влево по оси частот, уменьшается значение ФЧХ $\Phi_{\varepsilon_y}(\infty)$.

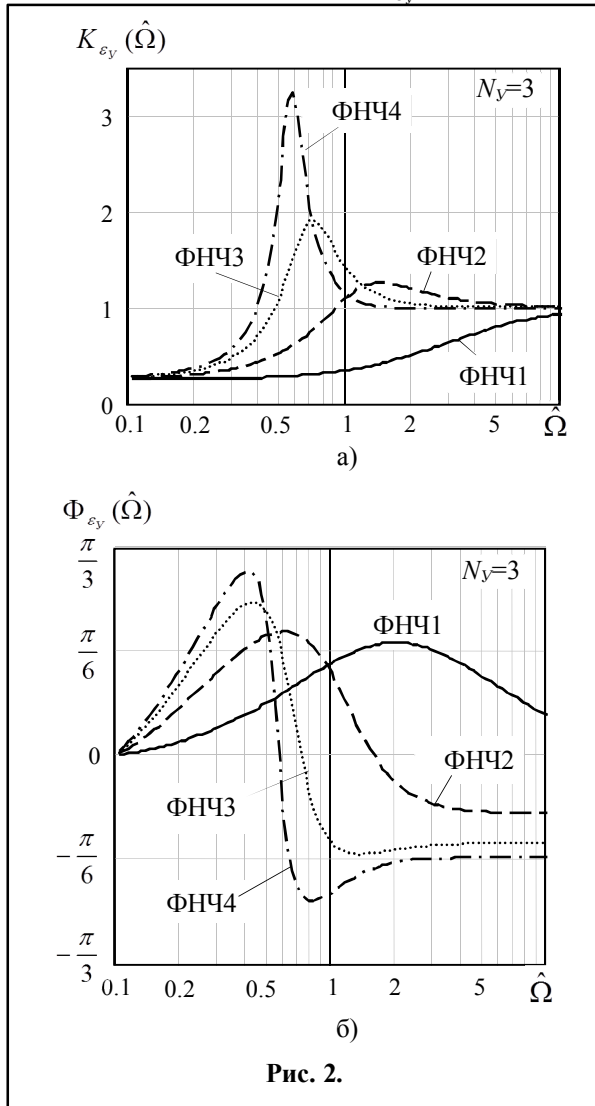


Рис. 2.

Для устройства с ФНЧ3 (рис. 3), при увеличении N_y уменьшается статическая ошибка автокомпенсации $K_{\varepsilon_y}(0)$, возрастает нелинейность АЧХ и ФЧХ, экстремум

АЧХ смещается влево и возрастает, достигая максимума при $N_y=10$.

Для автокомпенсатора с ПИФ3 (рис. 4), с ростом m от 0 до 0,15 уменьшается величина экстремума АЧХ. При дальнейшем росте m от 0,3 до 0,5, АЧХ приобретает монотонный характер и уменьшается коэффициент передачи

АФП $K_{\varepsilon_y}(\infty)$. Выбор оптимального значения m позволяет увеличить крутизну частотных характеристик при допустимом росте экстремума АЧХ.

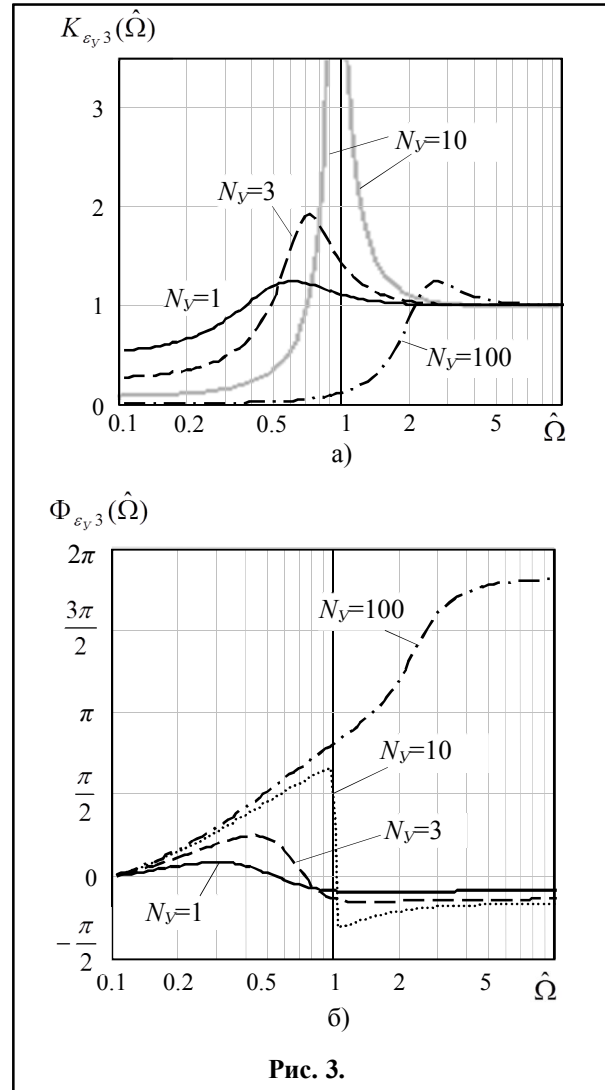


Рис. 3.

Получены аналитические выражения и построены графики частотных характеристик автокомпенсатора для различных типов и порядков фильтра в цепи управления. Проведенные исследования позволяют выбирать параметры блоков АФП, в частности фильтра, для увеличения подавления помех и улучшения избирательных свойств устройства.

Литература

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. – 80 p.

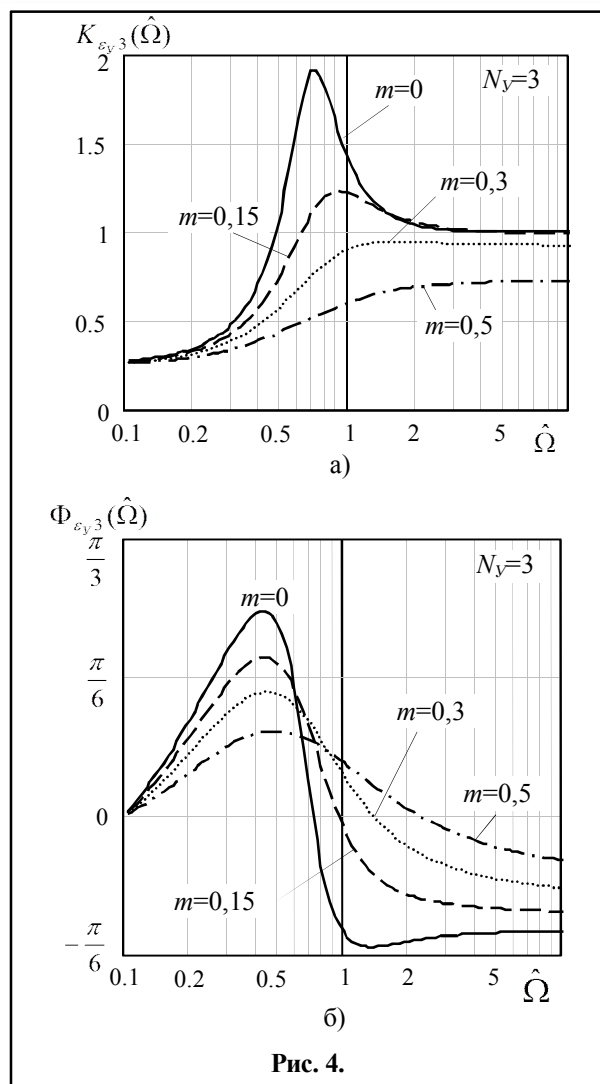


Рис. 4.

2. Смекалов А. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование. – Радиотехника, 2011, №1. С.16-29.

3. ADC and DAC Glossary – Tutorial 641 – Maxim: <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/641>.

4. Rafeeqe, K.P.S. ; Vasudevan, V. An on-chip DNL estimation and reconfiguration for improved linearity in current steering DAC // Circuits and Systems, 2004. IS-CAS '04. Vol. 1. – pp. 281-284. IEEE Conference Publications. DOI: 10.1109/ISCAS.2004.1328186.

5. Kester W. Evaluating High Speed DAC Performance. – Analog Devices Tutorial 2009. <http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-013.pdf>

6. Алешин Г.В., Бойко Д.А. Влияние уровней порога и помех на параметры джиттера в цифровых системах. // Сборник научных статей Украинской государственной академии железнодорожного транспорта, 2010, №116. С. 5-10.

7. Курилов И.А., Рудаков А.М., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автоком-

пенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

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

9. 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.

10. 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.

11. Курилов И.А. Анализ устройств амплитудно-фазового преобразования сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Радиотехника. 2006. № 11. С. 55-60.

12. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Исследование переходных процессов амплитудно - фазовых преобразователей спектральным методом на основе НКЛФ // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2009. № 11. С. 72-78.

13. 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.

14. 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.

15. Курилов И.А., Ромашов В.В. Переходные режимы амплитудно-фазового преобразователя четвертого порядка // Радиотехника. 2008. № 9. С. 94-98.

16. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Исследование статических режимов преобразователей сигналов при внутренних возмущениях. // Вопросы радиоэлектроники. 2010. Т. 1. № 1. С. 75-79.

17. Курилов И.А., Ромашов В.В., Васильев Г.С. Статические характеристики гистерезисных амплитудно-фазовых преобразователей сигналов // Радиотехника. 2009. № 11. С. 86-88.

18. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Research of static characteristics of converters of signals with a nonlinear control device // 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)/ Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University, Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – p. 93 – 96.

19. 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.

20. 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.

21. 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.

Статья подготовлена при поддержке гранта РФФИ 15-08-05542.

Поступила 05 ноября 2014 г.

22. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических режимов амплитудно-фазовых преобразователей при различных входных воздействиях // 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)/ Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – P. 293 – 296

23. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Передаточные характеристики нелинейного преобразователя сигналов // Вопросы радиоэлектроники. 2010. Т. 1. № 1. С. 80-84.

24. 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.

English

Frequency characteristics of automatic equalizer of phase noises of direct digital frequency synthesizer

Vasilyev Gleb Sergeyevich - 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: The paper deals with the constructional diagram of automatic equalizer of phase noises of direct digital frequency synthesizer. Generalized expressions of transfer performances of a digital synthesizer with a self-compensation of noises as well as the generalized transfer function for any action were received on the basis of expressions of transfer functions of amplitude-phase convertor unit. The generalized system transfer function with the arbitrary filter and under the arbitrary laws of destabilizing factors change is recorded. Analytical equations forms for analysis of amplitude-frequency and phase frequency characteristics of a device with low frequency filters and with proportionally – integrated filters of the first-fourth orders in the control circuit are received. Graphics are built and analysis of amplitude-phase frequency characteristics is performed. Dependence of characteristics on a coefficient of proportionality of the filter and a coefficient of an automatic equalizer balancing is investigated. This allows to determine the level of noises compensation and to select units parameters for increasing noise elimination and improving selective properties of the device.

Key words: direct digital frequency synthesizer, automatic equalizer of phase noises, amplitude-frequency characteristic, the phase-frequency characteristic.

References

1. Jon Bredeson, Micheal Parten, John Borrelli. Direct Digital Frequency Synthesis. - Texas Tech University, Shashikant Shrimali, May 2007. - 80 p.

2. Smekalov A. Methods of direct digital synthesis of a harmonic signal. Analysis and mathematical modeling. - Radiotekhnika, 2011, №1, p.16-29.

3. ADC and DAC Glossary - Tutorial 641 - Maxim: <<http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/641>>.

4. 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.
5. Kester W. Evaluating High Speed DAC Performance. - Analog Devices Tutorial 2009. <<http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-013.pdf>>.
6. Alyoshin G.V., Boykov D.A. Influencing threshold levels and noises on the parameters of a jitter in digital systems. -The collection of scientific works of the Ukrainian state academy of railway transport, 2010, №116, p. 5-10.
7. Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N. Mathematicas modeling of automatic equalizing of phase noises in the output of a digital-to-analog convertor of a direct digital frequency synthesizer. - Radiotekhnicheskie i telekommunikatsyonnye systemy. №2 (10), 2013. - P. 19-25.
8. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Simulation of a non-linear self-balancing potentiometer of phase interferences of a digital-analog converter of a direct digital frequency synthesizer. - Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy, №2, 2014. - P. 30-38.
9. Kurilov I.A., Romanov D.N., Kharchuk S.M. Approximation of Performances and Signals on the Basis of Comprising Continuous Piecewise Linear Functions. - Metody i ustrojstva peredachi i obrabotki informacii: Mezhdvuz. sb. nauch. tr./ Pod. Red. V.V. Romashova - M: Radiotekhnika, 2007, Vyp.8. P 7-11.
10. Kurilov I.A., Romashov V.V., Zhiganova E.A., Romanov D.N., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Methods of analysis of radio devices on the basis of the functional approximation. - Radio i telekommunikatsionnye sistemy. 2014. № 1 (13). P. 35-49.
11. Kurilov I.A. The Analysis of Devices of Amplitude-Phase Signal Conditioning on the basis of the Continuous Piecewise Linear Functions. - Radiotekhnika. 2006, №11. P. 55-60.
12. Kurilov I.A., Vasilev G.S., Harchuk S.M. Research into Transmission Processes of Amplitude-Phase Converter by Spectral Method on the Basis of Continuous Piecewise Linear Functions. – Metody i ustrojstva peredachi i obrabotki informacii. 2009. № 11. P. 72-78.
13. Vasil'ev G.S., Kurilov I.A., Harchuk S.M., Surzhik D.I. Research into Signal Converter Stability on the Basis of Continuous Piecewise Linear Functions. – Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy. 2012. 1. P. 4-7.
14. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. The Analisis of Dynamic Performances of Signal Converters on the Basis of the Continuous Piecewise Linear Functions. - Nauchno-tehnicheskij vestnik Povolzhja. 2010, №1. P. 100-104.
15. Kurilov I.A., Romashov V.V. Transient Modes of the Amplitude-Phase Transformer of the Fourth Order. - Radiotekhnika. 2008, №9. P. 94-98.
16. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. The Investigation of Static Modes of Signal Converters at Internal Disturbance. - Voprosy radioelektroniki., 2010, Vol. 1. P. 75-79.
17. Kurilov I.A., Romashov V.V., Vasilyev G.S. The Static Characteristics of Hysteresis Amplitude-Phase Signal Converters. - Radiotekhnika. 2009, №11. P. 86-88.
18. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Research of static characteristics of converters of signals with a nonlinear control device. - 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)/Proceedings. - Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. - p. 93-96
19. 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.
20. 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.
21. Kurilov I.A., Vasilev G.S., Harchuk S.M. Static Modes of Amplitude-Phase Transformation in under the Conditions of Destabilizing Action. – Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy. 2011. № 2. P. 15-19.
22. Kurilov I.A., Vasilev G.S., Harchuk S.M. Analysis of dynamic modes of the nonlinear amplitude-phase converter under complex input influence. – 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON) Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011 – P.293-296.
23. Kurilov I.A., Vasilev G.S., Harchuk S.M. Transmission Performances of a Non-linear Signal Converter. – Voprosy radioelektroniki. 2010. Vol. 1. № 1. P. 80-84.
24. Kurilov I.A., Vasilyev G.S., Kharchuk S.M. The Simulation of Signal Converter with Combined Adjustment on the basis of Transmitting Performances. - Proektirovanie i tehnologija jelektronnyh sredstv., 2011, №1. P. 34-37.