

УДК 621.391.

## ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГИБРИДНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С АВТОКОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ

### **Кузичкин Олег Рудольфович**

доктор технических наук, профессор, ведущий научный сотрудник кафедры «Информационные и робототехнические системы» ФГАОУ ВО «Белгородский государственный национальный исследовательский университет» (НИУ «БелГУ»)¹.

*E-mail:* oldolkuz@yandex.ru.

### **Васильев Глеб Сергеевич**

кандидат технических наук, старший научный сотрудник института инженерных технологий и естественных наук ФГАОУ ВО «Белгородский государственный национальный исследовательский университет» (НИУ «БелГУ»)¹.

*E-mail:* vasilievgleb@yandex.ru.

### **Курилов Игорь Александрович**

кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых»².

*E-mail:* kia\_s@list.ru.

### **Суржик Дмитрий Игоревич**

кандидат технических наук, доцент кафедры «Управление и контроль в технических системах» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых»².

*E-mail:* arzerum@mail.ru.

### **Харчук Светлана Михайловна**

старший преподаватель кафедры «Радиотехника» Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых»².

*E-mail:* ks\_ksm@mail.ru.

¹Адрес: 308015, Россия, г. Белгород, ул. Победы, д. 85.

²Адрес: 602264, Россия, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

*Аннотация:* Предлагается для подавления фазовых помех гибридного синтезатора частот (ГСЧ) использовать автокомпенсацию помех путём противофазного управления фазой выходного сигнала устройства. В статье предложена, приведена и описана структурная схема ГСЧ с автокомпенсацией фазовых помех. Схема построена на основе системы фазовой автоподстройки частоты. В качестве делителя частоты используется цифровой вычислительный синтезатор. Рассмотрен принцип работы схемы. Компенсирующее управление фазой выходного сигнала осуществляется в управляемом фазовращателе под действием сигналов трактов управления и автокомпенсации. Построена структурная модель ГСЧ для четырёх видов дестабилизирующих воздействий и получены передаточные функции предложенного синтезатора. Исследована устойчивость синтезатора. Проведено исследование амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик ГСЧ. Определены условия максимальной компенсации фазовых помех.

*Ключевые слова:* гибридный синтезатор частот, цифровой вычислительный синтезатор, фазовая автоматическая подстройка частоты, автокомпенсатор фазовых помех.

При построении современных устройств и систем формирования и обработки радиосигналов различного назначения широкое применение получили методы и устройства прямого цифрового синтеза частот (цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС)), и косвенного

синтеза, на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1–5]. Каждый из этих методов обладает рядом достоинств и свойственных ему недостатков. Применение гибридного синтеза позволяет гибко сочетать преимущества методов прямого



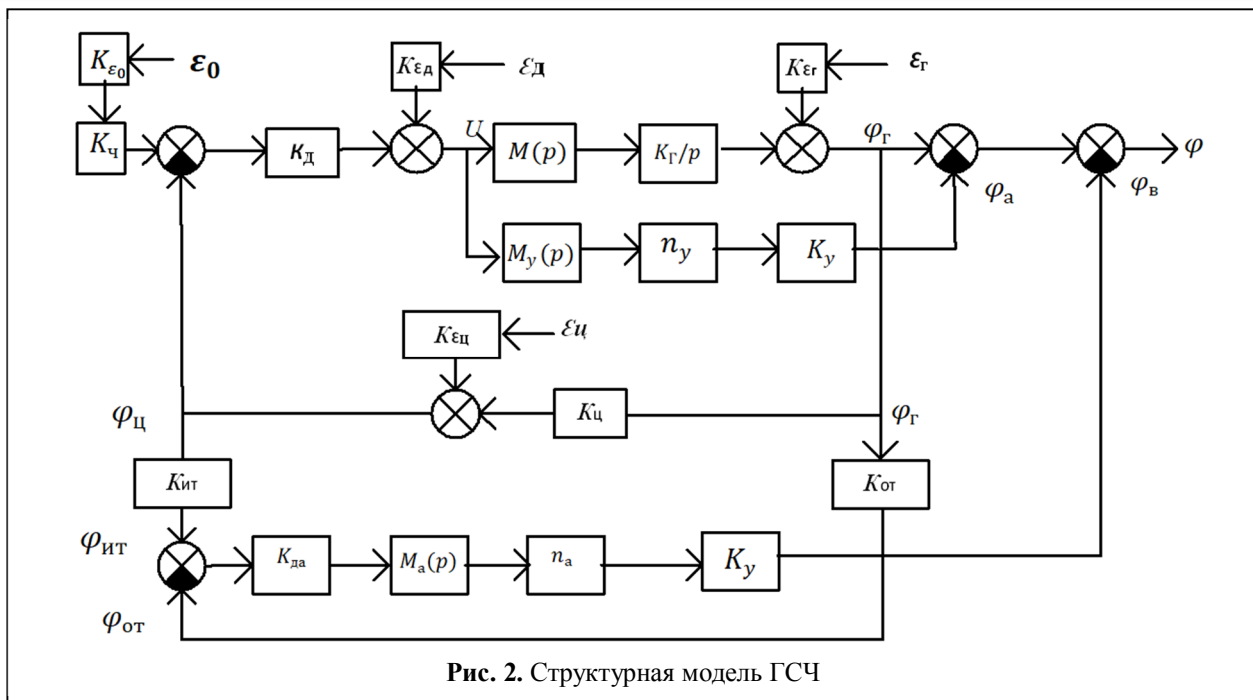


Рис. 2. Структурная модель ГСЧ

устройства [8]: ОТ – первую дифференцирующую цепь и первый счётный триггер; ИТ – вторую дифференцирующую цепь, двухполупериодный выпрямитель и второй счётный триггер. Сигнал, пропорциональный фазовому отклонению в ЦВС, выделяется ФДА. В управляющем тракте и АК фильтры ФУ и ФА осуществляют необходимую инерционную обработку, УУ и УА – масштабные преобразования управляющих сигналов. Выходные сигналы обоих трактов складываются в С и поступают на управляющий вход УФ.

В общем случае характеристики реальных блоков схемы являются нелинейными. Полагая отклонения параметров сигналов и блоков достаточно малыми, проведём линеаризацию характеристик вблизи выбранной точки стационарного режима и перейдём от схемы электрической структурной к модели для воздействий. Для этого заменим блоки схемы электрической структурной синтезатора частот их моделями. Примем, что фильтр ЦВС достаточно широкополосный и его передаточная функция  $M_ц(p) = 1$ . Структурная модель ГСЧ при воздействии всех возмущений представлена на рис. 2.

На схеме обозначено:  $\varepsilon_0, \varepsilon_Г, \varepsilon_Ц$  и  $\varepsilon_Д$  – дестабилизирующие воздействия соответственно на ОГ, ГУН, ЦВС и ФД,  $K_д$  – коэффициент передачи ФД,  $M(p)$  – передаточная функция Ф,  $p=d/dt$  – оператор Лапласа,  $K_ч$  – коэффициент передачи ДФКД,  $K_Г/p$  – передаточная функция ГУН,  $M_у(p)$  – передаточная функция ФУ,  $K_ц$  – коэффициент передачи ЦВС,  $K_у$  – коэффициент передачи УФ,  $K_от$  – коэффициент передачи ОТ,  $K_ит$  – коэффициент передачи ИТ,  $K_да$  – коэффициент передачи ФДА,  $K_{\varepsilon_ц}, K_{\varepsilon_Г}, K_{\varepsilon_Д}$  и  $K_{\varepsilon_0}$  – коэффициенты передачи воздействий на ЦВС, ГУН, ФД и ОГ,  $M_а(p)$  – передаточная функция ФА,  $n_а$  – коэффициент передачи УА,  $\varphi$  – отклонение фазы сигнала на выходе УФ,  $\varphi_{ит}$  – отклонение фазы сигнала ИТ,  $\varphi_{от}$  – отклонение фазы сигнала ОТ,  $\varphi_у$  – отклонение фазы сигнала на выходе управляющего тракта,  $\varphi_а$  – отклонение фазы выходного сигнала, вносимое трактом АК.

Для удобства анализа объединим последовательно соединённые блоки и обозначим:

$$K = K_д M(p) \frac{K_Г}{p};$$

$$\frac{K}{K_д} = M(p) \frac{K_Г}{p};$$

$$\begin{aligned} \gamma_y &= K_d M_y(p) n_y K_y; \\ \frac{\gamma_y}{K_d} &= M_y(p) n_y K_y; \\ \gamma_a &= K_{да} M_a(p) n_a K_y; \\ \theta &= K_{\psi} K_{\varepsilon_0}. \end{aligned}$$

Получим передаточные функции гибридного синтезатора с предложенной схемой автокомпенсации для заданных типов воздействий. Это позволит исследовать устойчивость устройства, осуществлять анализ статических, динамических, частотных характеристик для различных параметров составляющих блоков.

Передаточная функция устройства определяется как  $H_{\varepsilon_x \varphi} = \varphi / \varepsilon_x$ , где  $x$  – конкретное возмущение, действующее на устройство.

Обозначим:  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\psi}}$  – постоянная времени ФАПЧ,  $N_y = K_d n_y K_y$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_{да} n_a K_y$  – коэффициент регулирования АК.

Получим передаточную функцию ГСЧ при воздействии помехи на ОГ. Для этого на модели рис. 2 все возмущения кроме  $\varepsilon_0$  приравняем к нулю. Кроме того полагаем, что  $\varphi_0 = 0$ .

Тогда уравнение для отклонения фазы выходного сигнала ГСЧ

$$\varphi = \varphi_r - \varphi_y - \varphi_a. \quad (1)$$

После нахождения выражений для  $\varphi_r$ ,  $\varphi_y$  и  $\varphi_a$ , подстановки их в (1), и соответствующих преобразований

$$\varphi = \varepsilon_0 \frac{\theta K}{1 + K_{\psi} K} \left[ 1 - \frac{\gamma_y}{K} - (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) \gamma_a \right].$$

Тогда передаточная функция ГСЧ для воздействия  $\varepsilon_0$

$$\begin{aligned} H_{\varepsilon_0 \varphi} &= \frac{\theta K}{1 + K_{\psi} K} \times \\ &\times \left[ 1 - \frac{\gamma_y}{K} - (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) \gamma_a \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

Раскроем в (2) выражения для  $\theta$ ,  $K$ ,  $\gamma_y$ , и  $\gamma_a$

$$H_{\varepsilon_0 \varphi} = \frac{K_{\varepsilon_0} K_{\psi} K_d \frac{K_r}{p} M(p)}{1 + K_{\psi} K_d \frac{K_r}{p} M(p)} \times$$

$$\begin{aligned} &\times \left[ 1 - \frac{K_d n_y K_y M_y(p)}{K_d \frac{K_r}{p} M(p)} + \right. \\ &\left. + (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) K_{да} n_a K_y M_a(p) \right] \end{aligned}$$

и с учётом введённых ранее обозначений получим окончательное выражение передаточной функции ГСЧ для воздействия на ОГ

$$\begin{aligned} H_{\varepsilon_0 \varphi} &= \frac{K_{\varepsilon_0} K_{\psi} M(p)}{K_{\psi} (\tau p + M(p))} \times \\ &\times \left[ 1 - \frac{K_{\psi} \tau p N_y M_y(p)}{M(p)} + \right. \\ &\left. + (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) N_a M_a(p) \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Рассмотрим воздействие помехи на ГУН. Проводя преобразования аналогичные рассмотренным выше, получим

$$\begin{aligned} \varphi &= \varepsilon_r \frac{K_{\varepsilon_r}}{1 + K_{\psi} K} \times \\ &\times \left[ 1 + K_{\psi} \gamma_y - (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) \gamma_a \right]. \\ H_{\varepsilon_r \varphi} &= \frac{K_{\varepsilon_r} \tau p}{\tau p + M(p)} \times \\ &\times \left[ 1 + K_{\psi} N_y M_y(p) + \right. \\ &\left. + (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) N_a M_a(p) \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

При воздействии помехи на ЦВС, проводя аналогичные преобразования запишем

$$\begin{aligned} \varphi &= -\varepsilon_{\psi} \frac{K_{\varepsilon_{\psi}} K}{1 + K_{\psi} K} \times \\ &\times \left[ 1 - \frac{\gamma_y}{K} - (K_{\psi} K_{ит} + \frac{K_{ит} + K_{\psi} K K_{ит}}{-K} - K_{от}) \gamma_a \right], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_{\varepsilon_{\psi} \varphi} &= -\frac{K_{\varepsilon_{\psi}} M(p)}{K_{\psi} (\tau p + M(p))} \times \\ &\times \left[ 1 - \frac{N_y M_y(p) K_{\psi} \tau p}{M(p)} + \right. \\ &\left. + (K_{\psi} K_{ит} - \frac{K_{\psi} K_{ит} (\tau p + M(p))}{M(p)} - \right. \\ &\left. - K_{от}) N_a M_a(p) \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Воздействие помехи на ФД. В результате аналогичных преобразований

$$\begin{aligned} \varphi &= \varepsilon_d \frac{K_{\varepsilon_d} K}{K_d (1 + K_{\psi} K)} \times \\ &\times \left[ 1 - \frac{\gamma_y}{K} - (K_{\psi} K_{ит} - K_{от}) \gamma_a \right], \end{aligned}$$

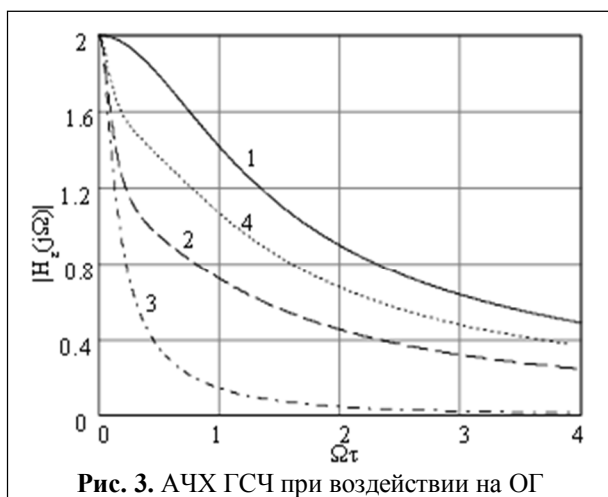


Рис. 3. АЧХ ГСЧ при воздействии на ОГ

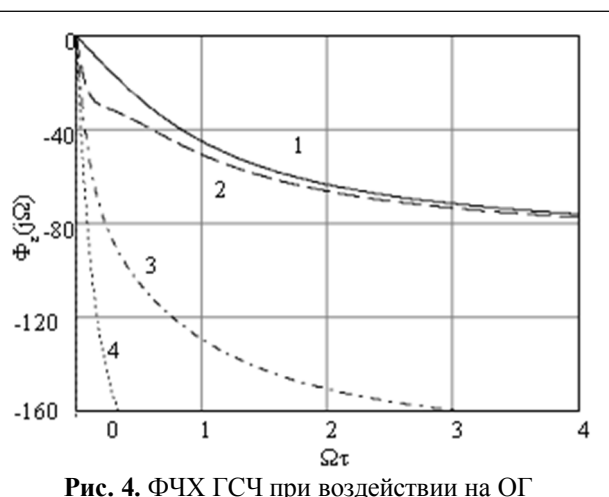


Рис. 4. ФЧХ ГСЧ при воздействии на ОГ

$$H_{\epsilon_d\phi} = \frac{K_{\epsilon_d} M(p)}{K_{\epsilon_c} K_{\epsilon_d} (\tau p + M(p))} \times \left[ 1 - \frac{N_y M_y(p) K_{\epsilon_c} \tau p}{M(p)} + (K_{\epsilon_c} K_{\text{ит}} - K_{\text{от}}) N_a M_a(p) \right] \quad (6)$$

Исследование устойчивости ГСЧ. Анализ устойчивости системы проведён на основе частотного критерия Найквиста при одновременном воздействии всех рассматриваемых возмущений. Из модели (рис. 2) выражение для петлевого усиления принимает вид  $K_Q(p) = KK_{\epsilon_c}$ .

Исследование проведено для следующих типов фильтров Ф синтезатора: широкополосного тракта  $M(p)=1$ , для фильтров нижних частот (ФНЧ) первого, и второго порядков  $M(p) = 1/(1 + Tp)$  и  $M(p) = 1/(1 + Tp)^2$ , где  $T$  – постоянная времени фильтра. Исследования проводились для значений  $T = 0; 0,1; 1; 10; 100$  и для  $\tau = 0,1; 1; 10; 100$  во всех сочетаниях. В среде MathCAD построены годографы петлевого усиления. Анализ показал, что при рассмотренных параметрах система устойчива при использовании широкополосного тракта и ФНЧ первого порядка. Применение ФНЧ второго порядка приводит к самовозбуждению.

Частотные характеристики ГСЧ. Присутствие в управляющих трактах фильтров позволяет избирательно подавлять помехи в заданном диапазоне частотного спектра, а также при необходимости учитывать влияние реальных

фильтров детекторов на частотные характеристики устройства.

Исследование амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик (АЧХ) и (ФЧХ) проводилось на основе полученных передаточных характеристик с учётом результатов исследования устойчивости, для ФНЧ первого порядка в качестве ФУ и ФА. Их передаточные функции соответственно  $M_y(p) = 1/(1 + T_y p)$  и  $M_a(p) = 1/(1 + T_a p)$ , где  $T_{y,a}$  – постоянные времени фильтров.

Для построения АЧХ и ФЧХ подставили передаточные функции фильтров в передаточные функции ГСЧ (3)–(6) и заменили  $p \rightarrow j\Omega$ . Выражения АЧХ и ФЧХ получили как модуль и аргумент комплексной передаточной функции. Приняты следующие значения составляющих передаточных функций:  $\tau = 1$ ,  $M(\Omega) = 1$ ,  $K_d = K_{\epsilon_0} = K_{\epsilon_\Gamma} = K_{\epsilon_c} = K_{\epsilon_d} = 1$ ,

$$N_c = 4, K_c = 0,25, K_{\text{ит}} = 2, K_{\text{от}} = K_c = 0,5.$$

На рис. 3 и рис. 4 представлены АЧХ и ФЧХ ГСЧ при воздействии возмущения на ОГ. Приняты следующие значения параметров:  $T_y = 10\tau$ ,  $N_y = 0, N_y = 20, N_y = 40, N_y = 70$  – соответственно графики 1, 2, 3, 4.

Из графиков АЧХ следует, что при воздействии на ОГ система работает как ФНЧ. При  $\Omega = 0$  максимальная амплитуда фазового отклонения – 2. С увеличением значения  $N_y$  уменьшается полоса, пропускания фильтра. При оптимальном значении  $N_y = 40$ , АЧХ

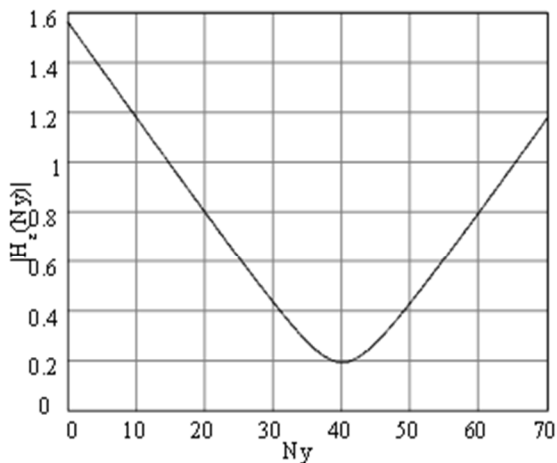


Рис. 5. Зависимость влияния воздействия от  $N_y$

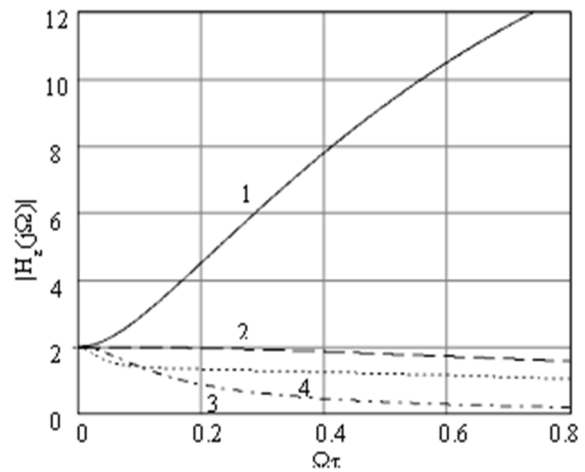


Рис. 6. Зависимость АЧХ ГСЧ от  $T_y$

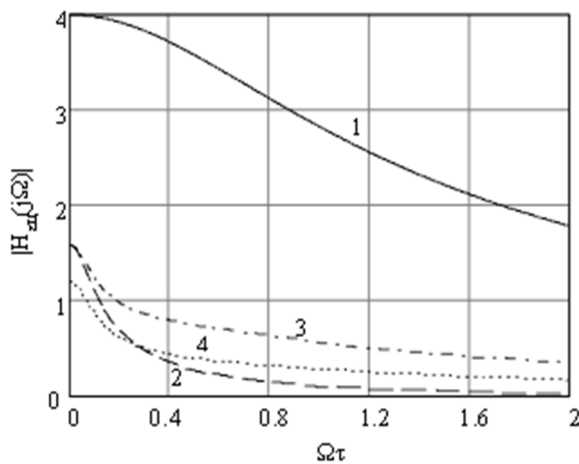


Рис. 7. АЧХ ГСЧ при воздействии на ЦВС

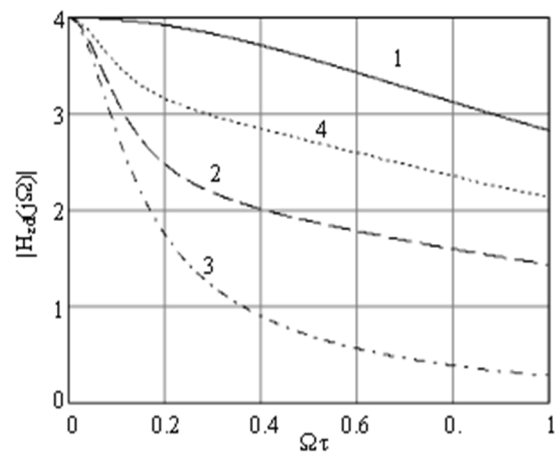


Рис. 8. АЧХ ГСЧ при воздействии на ФД

имеет самую узкую полосу пропускания и максимальное подавление помех. Значение АЧХ при  $\Omega = 4$  составляет 0,012, а фазовый сдвиг при этом равен  $164,3^\circ$ . Дальнейшее увеличение  $N_y$  приводит к перекомпенсации. При  $\Omega = 0$  фазовый сдвиг отклонения равен 0. С увеличением частоты отрицательный фазовый сдвиг отклонения возрастает. График ФЧХ, с увеличением значения  $N_y$ , становится менее пологим.

Зависимость влияния воздействия на фазу выходного сигнала от  $N_y$  при  $\Omega\tau = 0,8$ , представлена на рис. 5. Оптимальное значение  $N_y = 40$ . На рис. 6 представлены АЧХ синтезатора при воздействии возмущения на ОГ,  $N_y = 40$  и увеличении  $T_y$ . Значениям  $T_y = 0; 5\tau; 10\tau; 30\tau$ , соответствуют графики 1; 2; 3; 4. С

увеличением  $T_y$  от 0 до  $10\tau$  степень компенсации воздействия возрастает. Дальнейшее увеличение приводит к появлению перекомпенсации и ухудшению подавления.

Зависимость степени подавления помехи ЦВС от параметров устройства представлена на рис.7. Здесь:  $T_y = 10\tau, T_a = \tau, N_y = 0, N_a = 0$  – график 1;  $N_y = 16, N_a = 1,2$  – график 2;  $N_y = 24, N_a = 1,2$  – график 3;  $N_y = 16, N_a = 1,4$  – график 4. Анализ графиков показывает, что при заданных параметрах фильтров максимальное подавление помехи наблюдается при  $N_y = 16, N_a = 1,2$ . Отклонение  $N_y$  от оптимального значения приводит к ухудшению подавления во всем диапазоне, а отклонение  $N_a$  от оптимального значения приводит к возрастанию подавления при малых  $\Omega\tau \leq 0,25$ , с последующим

ухудшением подавления для более высоких частот воздействия.

На рис. 8 представлены АЧХ ГСЧ при воздействии возмущения на ФД. Здесь:  $T_y = 10\tau$ ,  $T_a = \tau$ ,  $N_a = 1$ ;  $N_y = 0; 20; 40; 70$  – соответственно графики 1; 2; 3; 4.

При увеличении  $N_y$  от 0 до 40 степень компенсации воздействия возрастает. Далее наблюдается перекомпенсация и ухудшение подавления помехи.

Проведенные исследования подтверждают эффективность предложенной схемы ГСЧ с автокомпенсацией фазовых помех, возникающих при дестабилизирующих воздействиях на рассмотренные блоки синтезатора.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ мк 19-29-06030.

### Литература

1. Bredeson J., Parten M., Borrelli J. Direct Digital Frequency Synthesis // Texas Tech University, Shashikant Shrimali, 2007. 80 p.

2. Ромашиов В.В., Ромашова Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 1 (5). С. 23–26

3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех цап прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 2 (14). С. 30–38.

4. Ромашиов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 4 (8). С. 10–15.

Поступила 6 августа 2019 г.

5. Lokken I. Digital-to-Analog Conversion in High Resolution Audio: Doctoral Thesis. Norwegian University of Science and Technology. 2008.

6. Ромашиов В.В., Васильев Г.С., Курилов И.А., Суржик Д.И., Харчук С.М. Передаточные функции гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений и регулированием по возмущению // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. № 2(22). С. 12–20.

7. Поляков А.Е., Кузменков А.С., Стрыгин Л.В. Синтезаторы частот с ЦВС в тракте обратной связи // Труды МФТИ. 2015. Том 7, №1, С. 119–131.

8. Суржик Д.И., Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Алгоритмы формирования управляющих сигналов автокомпенсаторов фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов и устройств на их основе // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. 2017. Вып. 2(36). С. 129–136.

9. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. September 12–13, 2013. DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693574.

10. Dunleavy L.P. Understanding noise parameter measurement // Microwave journal. 2009. Pp. 92–100.

11. Foster Dai F., Weining Ni, Shi Yin, Richard J. A Direct Digital Frequency Synthesizer With Fourth-Order Phase Domain  $\Delta\Sigma$  Noise Shaper and 12-bit Current-Steering DAC // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2006. Vol. 41. Pp. 839–850.

12. Kuzichkin O.R., Vasilyev G.S., Grecheneva A.V., Surzhik D.I., Dorofeev N.V., Kurilov I.A. The approximation algorithms for analyzing of the dynamic characteristics of the probing signal generators for the geotechnical monitoring systems // Journal of Fundamental and Applied Sciences. 2018. No. 10 (6S). Pp. 2321–2331. DOI: <http://dx.doi.org/10.4314/jfas.v10i6s.177>.

English

### FREQUENCY CHARACTERISTICS OF HYBRID FREQUENCY SYNTHESIZER WITH PHASE DISTORTION AUTOCOMPENSATION

**Oleg Rudolfovich Kuzichkin** – Doctor of Engineering Sciences, Professor, Leading Research Associate, Department of Information and Robotic Systems, Federal State Independent Educational Institution of Higher Education «Belgorod National Research University (NRU BelsU)»<sup>1</sup>.

E-mail: oldolkuz@yandex.ru.

**Gleb Sergeyevich Vasiliev** – Candidate of Engineering Sciences, Senior Research Assistant, Institute of Engineering Technology and Natural Science, Federal State Independent Educational Institution of Higher Education «Belgorod National Research University (NRU BelsU)»<sup>1</sup>.

E-mail: vasilievgleb@yandex.ru.

**Igor Aleksandrovich Kurilov** – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education «Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs»<sup>2</sup>.

*E-mail:* kia\_s@list.ru.

**Dmitriy Igorevich Surzhik** – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Department of Information Technologies in Designing and Management, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education «Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs»<sup>2</sup>.

*E-mail:* arzerum@mail.ru.

**Svetlana Mikhailovna Kharchuk** – Senior Lecturer, Radio Engineering Department, Murom Institute (Branch) Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Professional Education «Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs»<sup>2</sup>.

*E-mail:* ks\_ksm@mail.ru.

<sup>1</sup>*Address:* 308015, Russia, Belgorod, Pobedy Street, 85.

<sup>2</sup>*Address:* 602264, Russia, Vladimir Region, Murom, Orlovskaya street. 23.

*Abstract:* Methods and devices of direct digital frequency synthesis based on direct digital synthesizers (DDS) and methods of indirect synthesis based on phase-locked loop (PLL) systems are widely used in current radio equipment. Using hybrid synthesis enables to combine advantages of both methods. However, hybrid frequency synthesizers (HFS) have retained a number of shortcomings native to DDS and PLL-based synthesizers including signal phase fluctuations caused by external actions, design and schematic-level solutions. Schematic-level and design methods of phase noise control do not always prove to be effective. To suppress HFS phase noise, this paper proposes to use noise autocompensation diagram through antiphased phase control of output signal. The article proposes and presents HFS block diagram with noise autocompensation. The principle of operation of the diagram and functionality of its constituent blocks are examined. The diagram implements hybrid synthesis method and is based on PLL system with DDS. The diagram contains two paths: control and autocompensation ones. Compensatory phase control of output signal is done in controllable phase shifter. The control path uses phase deviation data provided by PLL phase detector. The autocompensation path makes possible extra suppression of phase noise arising in DDS. The output signals of both paths generate control signal of controllable phase shifter. HFS structural model for four types of destabilizing effects is constructed. Transfer functions of hybrid synthesizer with autocompensation diagram are obtained. The synthesizer stability with diagram different parameters is investigated based on frequency-response method for three inertia types of component elements. HFS research of its amplitude-frequency and phase-frequency characteristics is performed. Conditions for maximum phase noise compensation are defined.

*Keywords:* hybrid frequency synthesizer, direct digital synthesizer, phase-locked loop, phase noise autocompensator.

*The reported study was funded by RFBR, project number 19-29-06030.*

### References

1. Bredeson J., Parten M., Borrelli J. Direct Digital Frequency Synthesis. Texas Tech University, Shashikant Shrimali, 2007. 80 p.
2. Romashov V.V., Romashova L.V. Approximation coefficient calculation methods for phase noise spectral power density of direct digital synthesizers. Radio and Telecommunication Systems. 2012. No. 1. Pp. 23–26.
3. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M. Nonlinear automatic equalizer modeling of phase distortions in DAC direct digital synthesizer of frequencies. Radio and Telecommunication Systems. 2014. No. 2. Pp. 30–38.
4. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Frequency planning of radio system signal generators based on digital synthesizers. Radio and Telecommunication Systems. 2012. No. 4. Pp. 10–15.
5. Lokken I. Digital-to-Analog Conversion in High Resolution Audio: Doctoral Thesis. Norwegian University of Science and Technology. 2008.
6. Romashov V.V., Vasiliev G.S., Kurilov I.A., Surzhik D.I., Kharchuk S.M. Transfer functions of hybrid frequency synthesizer with phase distortions autoequalization and feedforward control. Radio and Telecommunication systems. 2016. No. 2 (22). Pp. 12–20.



7. Polyakov A.E., Kuzmenkov A.S., Strygin L.V. Frequency synthesizers with DCS in feedback path. *MIPT Academic Papers*. 2015. Vol. 7. No. 1. Pp. 119–131.
8. Surzhik D.I., Kurilov I.A., Vasiliev G.S., Kharchuk S.M. Control signal generation algorithms of phase distortion autoequalizers for digital computational synthesizers and devices based on them. *Algorithms, methods and data processing systems*. 2017. Vol. 2(36). Pp. 129–136.
9. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices. 2013 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. September 12–13, 2013. DOI: 10.1109/SIBCON.2013.6693574.
10. Dunleavy L.P. Understanding noise parameter measurement. *Microwave journal*. 2009. Pp. 92–100.
11. Foster Dai F., Weining Ni, Shi Yin, Richard J. A Direct Digital Frequency Synthesizer With Fourth-Order Phase Domain  $\Delta\Sigma$  Noise Shaper and 12-bit Current-Steering DAC. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2006. Vol. 41. Pp. 839–850.
12. Kuzichkin O.R., Vasilyev G.S., Grecheneva A.V., Surzhik D.I., Dorofeev N.V., Kurilov I.A. The approximation algorithms for analyzing of the dynamic characteristics of the probing signal generators for the geotechnical monitoring systems. *Journal of Fundamental and Applied Sciences*. 2018. No. 10 (6S). Pp. 2321–2331. DOI: <http://dx.doi.org/10.4314/jfas.v10i6s.177>.