

МОДЕЛИРОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ФАЗОВЫХ ШУМОВ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ЦАП

Грошков Игорь Дмитриевич

инженер-конструктор I категории АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»¹, аспирант АНО ДПО «Научно-образовательный центр воздушно-космической обороны «Алмаз – Антей» им. академика В.П. Ефремова»².

E-mail: igor.groshkov@mail.ru

¹Адрес: 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, Карачаровское ш., д. 2.

²Адрес: 121357, Российская Федерация, г. Москва, ул. Верейская, д. 41, стр. 2.

Аннотация: В данной статье предложена математическая модель СПМ фазовых шумов высокоскоростного ЦАП, построенная на основе экспериментально полученных значений вносимых фазовых шумов. Разработаны три варианта реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП. Для каждого формирователя представлены структурные схемы, соответствующие им диаграммы распределения сигналов в частотной области и разработаны математические модели СПМ фазовых шумов. В результате моделирования для каждого формирователя сигналов получены модели шумовых характеристики с учётом вкладов шумов каждого звена схемы. Анализ результатов моделирования шумовых характеристик показал, что использование образов основной частоты высокоскоростных ЦАП не всегда позволяет снизить уровень СПМ фазовых шумов по сравнению с использованием умножителей частоты и пассивных смесителей частоты.

Ключевые слова: математическое моделирование фазовых шумов, формирователи сигналов, высокоскоростные цифро-аналоговые преобразователи, спектральная плотность мощности фазовых шумов, образы основной частоты.

Введение

При проектировании устройств формирования сигналов важную роль играет оценка уровня нестабильности частоты, которая проявляется в спектре сигнала в виде паразитной шумовой составляющей. В системах связи высокий уровень шума формирователя приводит к ухудшению качества сигнала и, как следствие, росту числа ошибок при передаче сообщений [1]. В когерентных радиолокационных системах уровень шумов зондирующего сигнала и сигнала гетеродина определяют точность оценки параметров целей [2]. Наибольший вклад в общую мощность шума формируемого сигнала вносят фазовые (частотные) шумы, поэтому их теоретическому анализу уделяется особое внимание [1–5].

Для теоретического исследования шумовых характеристик устройств формирования сигналов используются математические модели спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов в одиночной боковой полосе [1, 4]. Такие модели могут быть получены на

основе эмпирических данных (результаты эксперимента, справочные данные), либо на основе теоретического анализа принципов работы и структуры исследуемого устройства.

В формирователях сигналов широко используется метод прямого цифрового синтеза сигналов, который реализуется на основе цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) [4, 5]. Наряду с достоинствами метода прямого цифрового синтеза (малый шаг сетки частот, высокая скорость перестройки частоты, низкий уровень шумов) существенным недостатком является относительно невысокая выходная частота [3–5]. Повышение частоты на выходе ЦАП возможно за счёт применения умножителей и смесителей частоты, а также при использовании копий спектра формируемого сигнала — образов основной частоты [6].

В настоящей статье проводится оценка уровня СПМ фазовых шумов формирователей сигналов на основе высокоскоростных ЦАП при использовании различных методов повышения выходной частоты.

Математическое моделирование СПМ фазовых шумов высокоскоростных ЦАП

Оценке шумовых характеристик формирователей сигналов посвящено большое количество публикаций [1–7]. В [7] предложена математическая модель СПМ фазовых шумов высокоскоростного ЦАП AD9164 (1), полученная на основе регрессии экспериментальных данных.

$$S_{\text{ЦАП.Р}}(F) = \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_T}\right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4}\right) + (10^{k_3} + S_{\text{КВ}}) \left(\frac{\pi f_{\text{ЦАП}}/f_T}{\sin(\pi f_{\text{ЦАП}}/f_T)}\right)^2, \quad (1)$$

где $f_{\text{ЦАП}}$ — частота сигнала, формируемого ЦАП; f_T — частота тактирования; $k_1 = -8,4$, $k_2 = -5,7$, $k_3 = -17,1$, $k_4 = -15,4$ — коэффициенты, определяющие вклад шума на различной отстройке от формируемой частоты [7]; F — частота отстройки от несущего колебания;

$S_{\text{КВ}} = 2^{-2N-0,59} \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_T^2}\right)$ — шумы квантования ЦАП; N — количество разрядов ЦАП.

В (1) можно выделить четыре основные составляющие, которые определяют общий уровень собственных (вносимых) фазовых шумов ЦАП (2)–(5):

$$S_1(F) = \left(\frac{10^{k_1}}{F}\right), \quad (2)$$

$$S_2(F) = \left(\frac{10^{k_2}}{F^2}\right), \quad (3)$$

$$S_3 = (10^{k_3} + S_{\text{КВ}}) \left(\frac{\pi f_{\text{ЦАП}}/f_T}{\sin(\pi f_{\text{ЦАП}}/f_T)}\right)^2, \quad (4)$$

$$S_4 = 10^{k_4}. \quad (5)$$

Фликкерная составляющая, обусловленная флуктуациями в тракте распределения тактового сигнала и шумами при переключении источников тока ЦАП, описывается составляющими $S_1(F)$ и $S_2(F)$. Естественные шумы определяются составляющими S_3 , S_4 , которые эквивалентны вкладу теплового шума нагрузки и шума транзисторных ячеек ЦАП.

Фазовый шум на выходе ЦАП $S_{\text{ЦАП Вых}}(F)$ определяется выражением (6):

$$S_{\text{ЦАП Вых}}(F) = S_{\text{ГТЧ}}(F) \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_T}\right)^2 + S_{\text{ЦАП.Р}}(F), \quad (6)$$

где $S_{\text{ГТЧ}}(F)$ — СПМ фазового шума генератора тактовой частоты (ГТЧ).

Для получения коэффициентов модели (1) собственные шумовые характеристики ЦАП были определены путём исключения влияния шумов генератора тактовой частоты. В [8] проведено экспериментальное исследование собственных фазовых шумов ЦАП AD9164, исключаяющее влияние фазовых шумов генератора тактовой частоты и линейного стабилизатора (регулятора) напряжения питания.

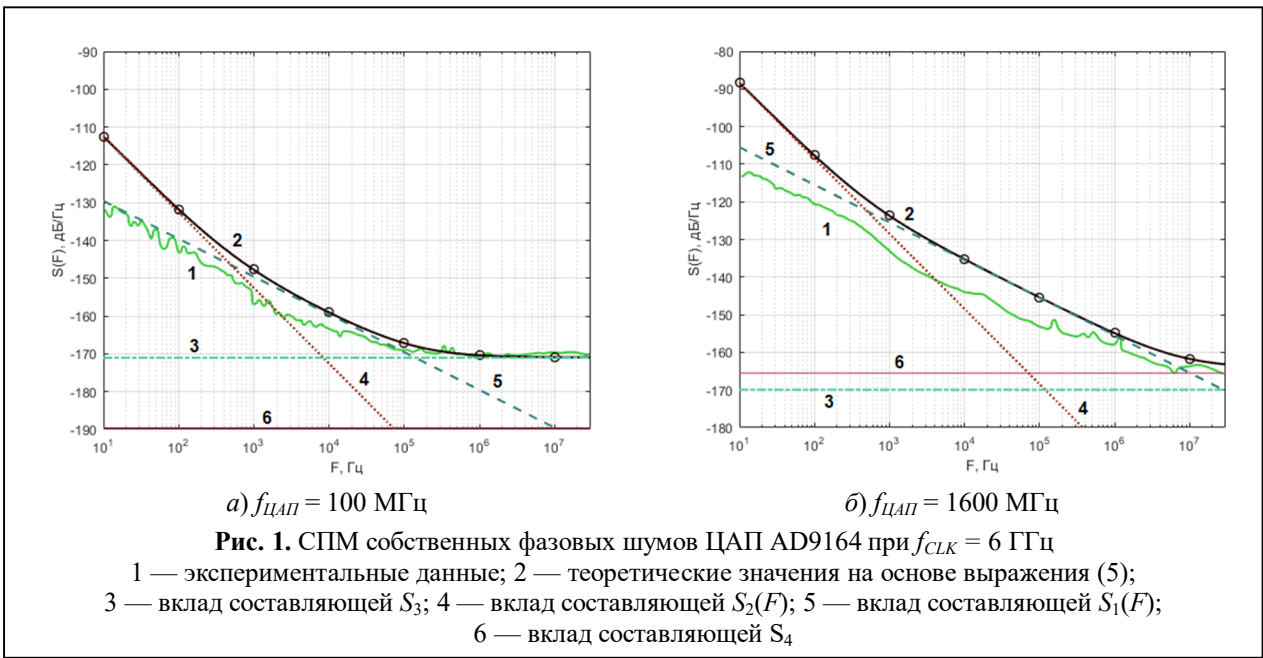
На рис. 1 представлено сравнение экспериментально полученных в [8] значений фазового шума ЦАП AD9164 и результат моделирования собственных фазовых шумов ЦАП на основе выражения (1).

Из рис. 1 видно, что для разных частот $f_{\text{ЦАП}}$ характерно расхождение с экспериментальными данными на отстройке менее 1 кГц. Данное расхождение вызвано учётом в модели шума типа $1/F^2$, наличие которого обусловлено влиянием шумов тактового генератора и стабилизатора напряжения питания. Таким образом, из модели вносимого фазового шума ЦАП необходимо исключить составляющую $S_2(F)$.

На основе экспериментальных данных полученных в [8] с использованием методики приведённой в [7] были определены коэффициенты $k_{1,1} = -8,9$, $k_{1,3} = -17,0$, $k_{1,4} = -15,4$. Полученные коэффициенты $k_{1,i}$ при $i = 1, 3, 4$ незначительно отличаются от коэффициентов k_i , полученных в [7], а расхождения могут быть обусловлены погрешностью измерения и разбросом параметров конкретных образцов устройств.

В результате модель СПМ фазовых шумов, вносимых ЦАП, примет вид:

$$S_{\text{ЦАП}}(F) = \left(\frac{f_{\text{ЦАП}}}{f_T}\right)^2 \left(\frac{10^{k_{1,1}}}{F} + 10^{k_{1,4}}\right) +$$

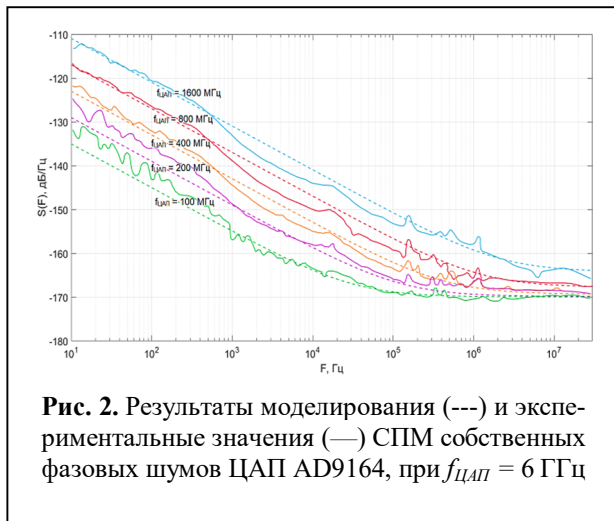


$$+ \left(10^{k_{1.3}} + S_{KB} \right) \left(\frac{\pi(N_{OBR}f_T + f_{ЦАП})/f_T}{\sin(\pi(N_{OBR}f_T + f_{ЦАП})/f_T)} \right)^2, (7)$$

где N_{OBR} — номер образа основной частоты [6].

Результаты моделирования и экспериментальные значения СПМ собственных фазовых шумов ЦАП AD9164 приведены на рис. 2. Результаты моделирования СПМ фазовых шумов на выходе ЦАП AD9164 с учётом влияния ГТЧ приведены на рис. 3.

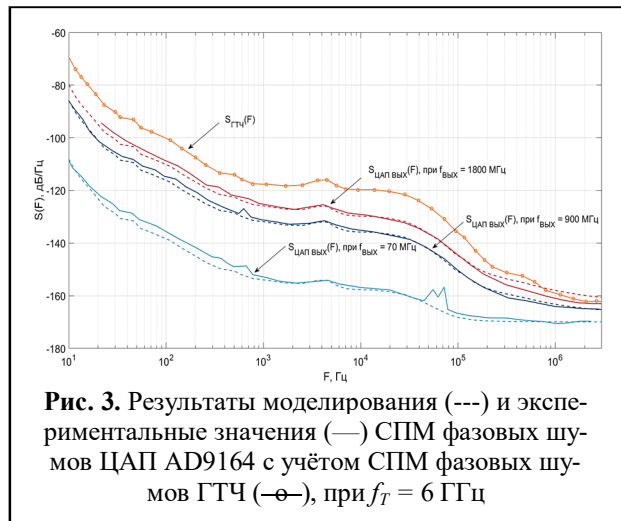
Как видно из рис. 2, рис. 3 предложенная модель позволяет оценить СПМ собственных фазовых шумов ЦАП и СПМ фазовых шумов с учётом влияния шумов ГТЧ.

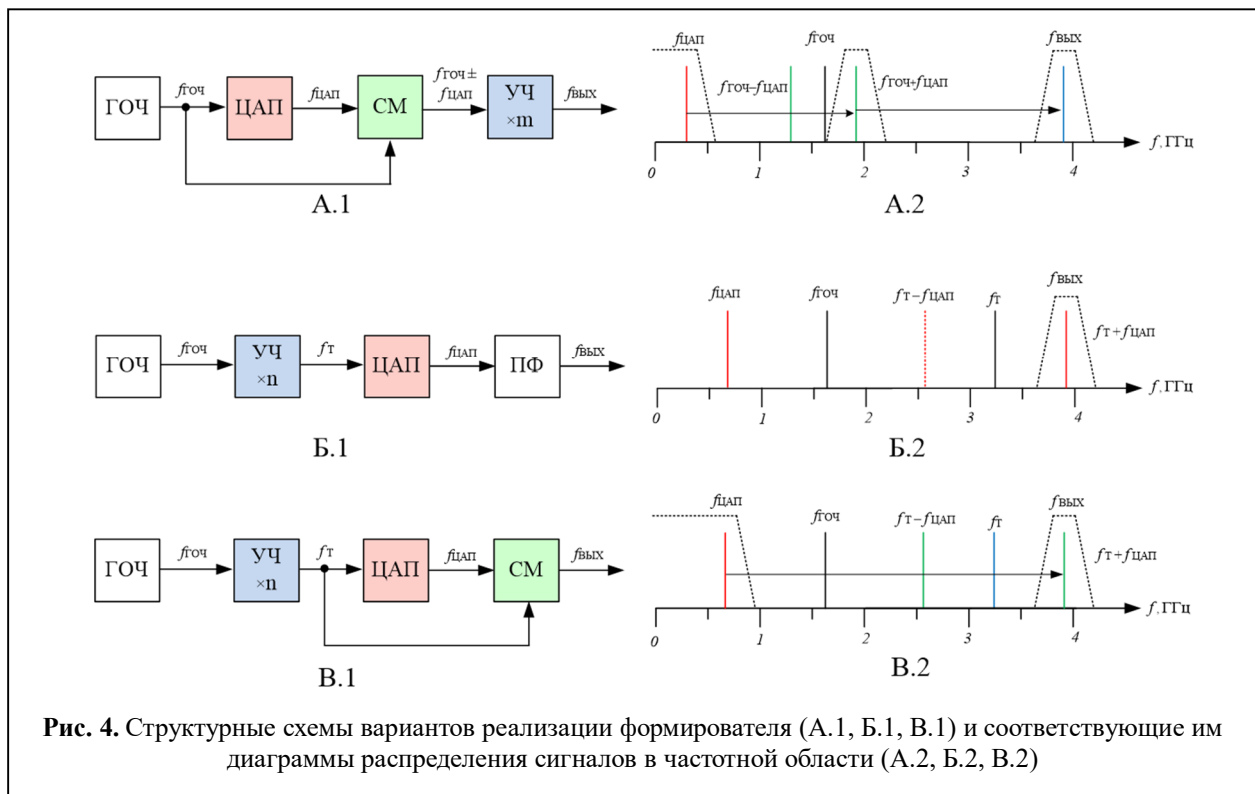


Математическое моделирование СПМ фазовых шумов формирователей сигналов на основе высокоскоростного ЦАП

Рассмотрим три варианта реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП (А, Б, В), использующие различные схемы повышения выходной частоты. На рис. 4 для каждого из вариантов представлены структурные схемы (рис. 4 — А.1, Б.1, В.1) и соответствующие им диаграммы распределения сигналов в частотной области (рис. 4 — А.2, Б.2, В.2).

На схеме рис. 4 применены обозначения: ГОЧ — генератор опорной частоты, УЧ —





умножитель частоты, СМ — смеситель частоты, ПФ — полосовой фильтр.

В качестве исходных данных примем: частота опорного генератора $f_{ГОЧ} = 1,6$ ГГц; центральная частота формируемого сигнала $f_{ВЫХ} = 3,95$ ГГц; полоса частот формируемого сигнала $\Delta f = 200$ МГц. Параметры формирователей, при которых возможен синтез данных сигналов, приведены в таблице 1.

При моделировании СПМ фазовых шумов функциональных звеньев схем воспользуемся моделями двойного балансного умножителя частоты и пассивного смесителя частоты, приведёнными в [1]. Для описания СПМ фазовых шумов ЦАП используем модель (7). В качестве источника опорного сигнала исполь-

зуем генератор R&S@SMA100A. Математические модели СПМ фазовых шумов для трёх вариантов реализации формирователя $S_A(F)$, $S_B(F)$, $S_V(F)$ будут описываться выражениями (8), (9), (10) соответственно:

$$S_A(F) = \left(S_{ГОЧ}(F) \cdot \left(\frac{f_{ЦАП A}}{f_{T A}} \right) + S_{ЦАП A}(F) + S_{ГОЧ}(F) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}} \right) \cdot m^2 + S_{УЧ}(F), \quad (8)$$

$$S_B(F) = \left(S_{ГОЧ}(F) \cdot n^2 + S_{УЧ}(F) \right) \cdot \left(\frac{f_{T B} + f_{ЦАП B}}{f_{T B}} \right)^2 + S_{ЦАП B}(F), \quad (9)$$

Таблица 1. Параметры трёх вариантов реализации формирователей сигналов на основе высокоскоростного ЦАП

Вариант реализации	Коэффициент умножения $f_{ГОЧ}$ (n)	f_T , ГГц	$f_{ЦАП min}$, ГГц	$f_{ЦАП max}$, ГГц	Номер образа $N_{ОБР}$	Коэффициент умножения $f_{ЦАП}$ (m)
А	1	1,60	0,325	0,425	1	2
Б	2	3,20	0,650	0,850	3	1
В	2	3,20	0,650	0,850	1	1

$$S_B(F) = (S_{ГОЧ}(F) \cdot n^2 + S_{УЧ}(F)) \cdot \left(\frac{f_{ЦАП\ B}}{f_{ТВ}} \right)^2 + S_{ЦАП\ B}(F) + S_{ГОЧ}(F) \cdot n^2 + S_{УЧ}(F) + \frac{S_{СМ}(F)}{K_{СМ}}, \quad (10)$$

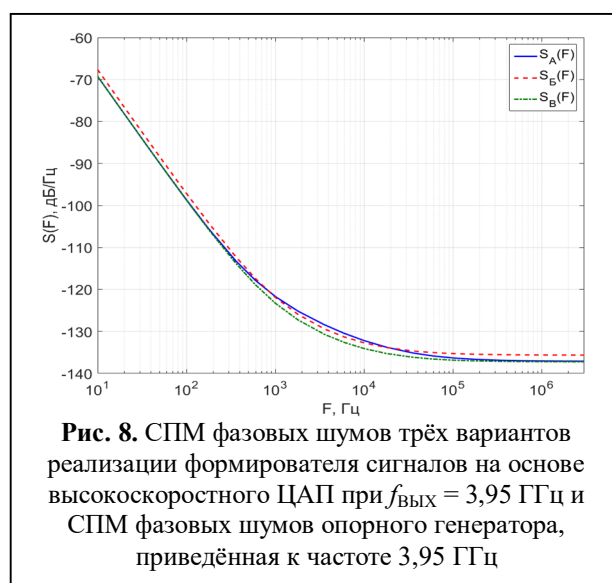
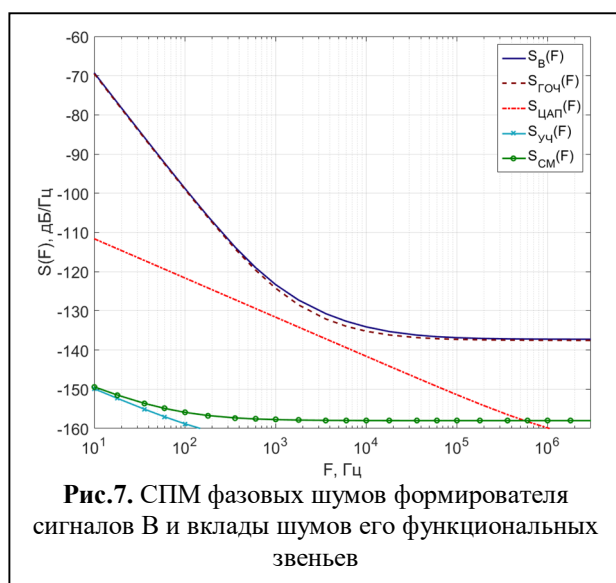
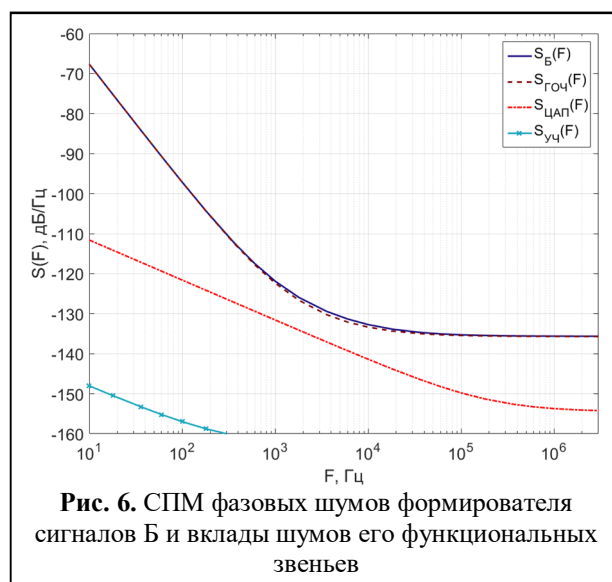
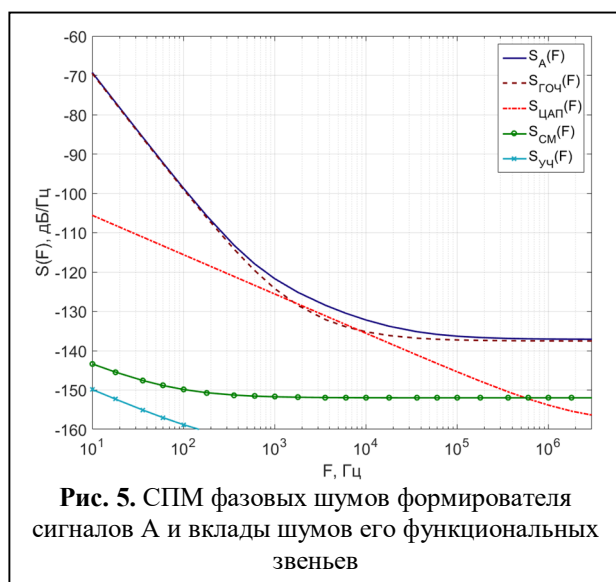
где $S_{ГОЧ}(F)$, $S_{СМ}(F)$, $S_{УЧ}(F)$ — СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты, смесителя и умножителя частоты, соответственно; $K_{СМ}$ — коэффициент преобразования смесителя частоты по мощности (−7 дБ для пассивного смесителя частоты); $S_{ЦАП\ A, B, B}(F)$ — СПМ фазовых шумов ЦАП, рассчитанная на основании выражения (7) для соотношений частот в соответствии с таблицей 1.

Результаты моделирования СПМ фазовых

шумов каждого варианта реализации формирователя сигналов и вклады шумов каждого звена схемы приведены на рис. 5–7. Сравнение СПМ фазовых шумов трёх вариантов реализации формирователя сигналов на основе высокоскоростного ЦАП приведены на рис. 8.

Как видно из графиков на рис. 5–7, основной вклад в уровень СПМ фазовых шумов на отстройках частоты менее 1 кГц и более 10 кГц вносит генератор опорной частоты. Для варианта А на отстройках частоты от 1 кГц до 10 кГц преобладают шумы ЦАП.

Из результатов моделирования видно, что уровень фазового шума рассмотренных схем



формирователей сигналов будет отличаться не более чем на 1 дБ. Вариант формирователя Б является наиболее простым с точки зрения технической реализации и при этом позволяет добиться приемлемого уровня шумов.

Вывод

Проведённый сравнительный анализ трёх вариантов реализации формирователя сигналов показал, что использование образов основной частоты высокоскоростных ЦАП не всегда позволяет снизить уровень СПМ фазовых шумов по сравнению с использованием умножителей частоты и пассивных смесителей частоты. При повышении выходной частоты ЦАП с помощью умножителей и смесителей частоты основной вклад в уровень шумов вносят шумы опорного генератора. В схеме А при использовании образа основной частоты на отстройках от 1 кГц до 10 кГц возрастает влияние фликкерных шумов ЦАП. Поэтому необходимо рассмотреть другие возможные варианты реализации формирователя с использованием образов основной частоты и различных режимов работы высокоскоростного ЦАП [9].

Литература

1. Рыжков, А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с.
2. Doerry A.W. Radar Receiver Oscillator Phase Noise. USA, NM, Albuquerque: Sandia National Laboratories, 2018. 68 p.

3. Кулешов В.Н., Удалов Н.Н., Богачев В.М. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов. М.: Издательский дом МЭИ, 2008. 416 с.

4. Ромашов, В.В., Ромашиова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. №2. С. 26–32.

5. Королев А.В., Рыков С.Г. Фазовые шумы цифровых вычислительных синтезаторов при изменении частот тактового и выходного колебания // Радиотехника. 2021. Т. 85. № 5. С. 100–116.

6. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель цифрового вычислительного синтезатора, работающего на образах основной частоты // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. №2. С. 13–17.

7. Ромашов В.В., Ромашиова Л.В., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Математические модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей формирователей радиолокационных сигналов // Всероссийские открытые Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн 2021. С. 395–402.

8. Delos P., Liner J. Improved DAC Phase Noise Measurements Enable Ultra Low Phase Noise DDS Applications // Analog Dialogue. 2017. Vol. 51. No. 3. Pp. 31–35.

9. Ромашов В.В., Ромашиова Л.В., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Оценка эффективности специальных режимов работы цифро-аналоговых преобразователей при формировании высокочастотных сигналов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2024. №2. С. 69–75.

Поступила 1 июля 2024 г.

English

MODELING OF THE PHASE NOISE POWER SPECTRAL DENSITY OF SIGNAL GENERATORS BASED ON HIGH-SPEED DACS

Igor Dmitrievich Groshkov — Design Engineer of the 1st category, JSC «Murom Plant of Radio measuring Instruments»¹; Postgraduate Student, «Scientific and Educational Center of Aerospace Defense «Almaz – Antey» named after Academician V.P. Efremov»².

E-mail: igor.groshkov@mail.ru

¹Address: 602264, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Karacharovskoe Highway, 2.

²Address: 121357, Russian Federation, Moscow, Vereiskaya str., 41, building 2.

Abstract: When designing signal generation devices, the method of direct digital signal synthesis is widely used, which is implemented on the basis of high-speed digital-to-analog converters (DACs). Increasing the frequency at the output of the DAC in signal formers is possible due to the use of frequency multipliers and mixers, as well as using copies of the spectrum of the generated signal. Mathematical models of the phase

noise power spectral density (PSD) in a single sideband are used to theoretically study the noise characteristics of signal generation devices. In this article, a mathematical model of the phase noise PSD of a high-speed DAC is proposed based on experimentally obtained values of the introduced phase noise. Three options for implementing a signal generator based on a high-speed DAC have been developed. For each shaper, block diagrams are presented, corresponding diagrams of signal distribution in the frequency domain and mathematical models of phase noise PSD are developed. As a result of modeling, noise characteristics models were obtained for each signal generator, taking into account the noise contributions of each circuit link. Analysis of the results of modeling noise characteristics has shown that the use of fundamental frequency images of high-speed DACs does not always reduce the level of phase noise PSD compared with the use of frequency multipliers and passive frequency mixers. When the output frequency of the DAC is increased using frequency multipliers and mixers, the main contribution to the noise level is made by the noise of the reference generator. Using the main frequency image of the DAC did not allow to obtain a significant reduction in the level of phase noise. In this regard, it is necessary to carefully choose the implementation option of a signal generator using images of the fundamental frequency of a high-speed DAC.

Keywords: mathematical modeling of phase noise, signal generators, high-speed digital-to-analog converters, the phase noise power spectral density, fundamental frequency images.

References

1. Ryzhkov A.V., Popov V.N. Synthesizers of frequencies in radio communication technology. Moscow: Radio i Svyaz', 1991. 264 p.
2. Doerry A.W. Radar Receiver Oscillator Phase Noise. USA, NM, Albuquerque: Sandia National Laboratories, 2018. 68 p.
3. Kuleshov V.N., Udalov N.N., Bogachev V.M. Oscillation generation and formation of radio signals. Moscow: Publishing House of MEI, 2008. 416 p.
4. Romashov, V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Modeling of noise characteristics of new integrated digital computational synthesizers of Analog Devices company. Radio and telecommunication systems. 2013. No. 2. Pp. 26–32.
5. Korolev A.V., Rykov S.G. Phase noise of digital computing synthesizers when changing clock and output oscillation frequencies. Radiotekhnika. 2021. Vol. 85. No. 5. Pp. 100–116.
6. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Model of a digital computing synthesizer operating on images of the fundamental frequency. Radio and telecommunication systems. 2012. No. 2. Pp. 13–17.
7. Romashov V.V., Romashova L.V., Doktorov A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A. Mathematical models of noise characteristics of high-speed digital-to-analog converters of radar signal formers. All-Russian open Armand readings: Modern problems of remote sensing, radar, propagation and diffraction of waves 2021. Pp. 395–402.
8. Delos P., Liner J. Improved DAC Phase Noise Measurements Enable Ultra Low Phase Noise DDS Applications. Analog Dialogue. 2017. Vol. 51. No. 3. Pp. 31–35.
9. Romashov V.V., Romashova L.V., Doctors A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A. Evaluation of the effectiveness of special modes of operation of digital-analog converters in the formation of high-frequency signals. Radio and telecommunications systems. 2024. No. 2. Pp. 69–75.