

DOI 10.66032/2221-2574-2025-1-1-48-58

УДК 621.396

## ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ АМПЛИТУДНЫХ ГЛИТЧЕЙ И ФАЗОВОГО ШУМА ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП НА ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМ СВЯЗИ С QAM-МОДУЛЯЦИЕЙ

**Якименко Кирилл Александрович**

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

E-mail: [yakimenko.kirill@yandex.ru](mailto:yakimenko.kirill@yandex.ru)

**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».

E-mail: [romashovmurom@mail.ru](mailto:romashovmurom@mail.ru)

**Березина Дарья Максимовна**

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

E-mail: [dberezina111@yandex.ru](mailto:dberezina111@yandex.ru)

**Беркут Ирина Александровна**

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

E-mail: [irinaberkut07@mail.ru](mailto:irinaberkut07@mail.ru)

Адрес: 602264, Российская Федерация, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23.

*Аннотация:* Новейшие системы связи (Wi-Fi 6, Wi-Fi 7, 5G NR) используют для обеспечения высокой скорости передачи данных QAM-модуляцию высоких порядков. Такой тип модуляции очень чувствителен к нестабильностям амплитуды и фазы формирователей сигналов. Цель данной работы состоит в оценке влияния амплитудных глитчей и фазового шума формирователей сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) на параметры систем связи с QAM-модуляцией высоких порядков. Была разработана программа, позволяющая оценить величину вектора ошибки при передаче данных. Было проведено исследование влияния фазовых шумов формирователя сигналов при использовании разных типов тактовых генераторов на вероятность возникновения ошибочных битов при передаче. Результаты проведённых исследований могут быть использованы при разработке алгоритмов поиска оптимальных частотных соотношений в структуре формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП.

*Ключевые слова:* прямой цифровой синтез, быстродействующий цифро-аналоговый преобразователь, ЦАП, амплитудные глитчи, QAM-модуляция, фазовый шум.

### Введение

Прямые цифровые формирователи сигналов на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) широко используются в современных телекоммуникационных системах за счёт ряда собственных преимуществ [1, 2]: высокая скорость перестройки, хорошие шумовые характеристики, возможность интегрального исполнения и цифрового управле-

ния, поддержка различных видов цифровой модуляции и др.

Развитие современной интегральной схемотехники привело к появлению и активному распространению быстродействующих ЦАП, поддерживающих специальные режимы работы: RZ, RF [3–5], при которых за счёт установленных на выходе высокочастотных транзисторных ключей перераспределяется амплиту-

да компонентов спектра выходного сигнала. Это позволяет использовать в качестве несущей тактовый сигнал и избавиться от аналоговых блоков преобразования частоты в структуре формирователя, что в итоге обеспечивает уменьшение размеров и понижение энергопотребления формирователя сигналов.

В перспективных системах связи (Wi-Fi 6, Wi-Fi 7, 5G NR) используется цифровая QAM-модуляция высоких порядков, например, 1024-QAM, 4096-QAM. Такой тип модуляции чувствителен к фазовому шуму и нелинейным искажениям формирователя сигналов [6, 7]. Несовершенство элементов цифровой схемотехники приводит к возникновению в выходном сигнале быстродействующего ЦАП амплитудных глитчей — спонтанных скачков амплитуды с короткой (по сравнению с периодом колебаний) длительностью [8, 9]. Глитчи приводят к росту дискретных побочных спектральных составляющих, что вызывает смещение точек в сигнальном созвездии. Если смещение точек достаточно велико, принятые би-

ты идентифицируются неверно. Собственный фазовый шум формирователя также приводит к «размытию» местоположения точки созвездия, из-за чего повышается вероятность возникновения ложных битов при передаче сигнала.

Целью данной работы является оценка влияния амплитудных глитчей и фазового шума формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП на модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) и на вероятность возникновения ложных битов (Bit Error Rate, BER) систем связи с QAM-модуляцией высоких порядков.

### Методы построения систем связи на основе быстродействующих ЦАП

На рис. 1 представлена структурная схема передатчика на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы. На схеме применены обозначения: ТГ — тактовый генератор; ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема; БЦАП — быстродействующий цифро-аналоговый преобразователь; ПФ —

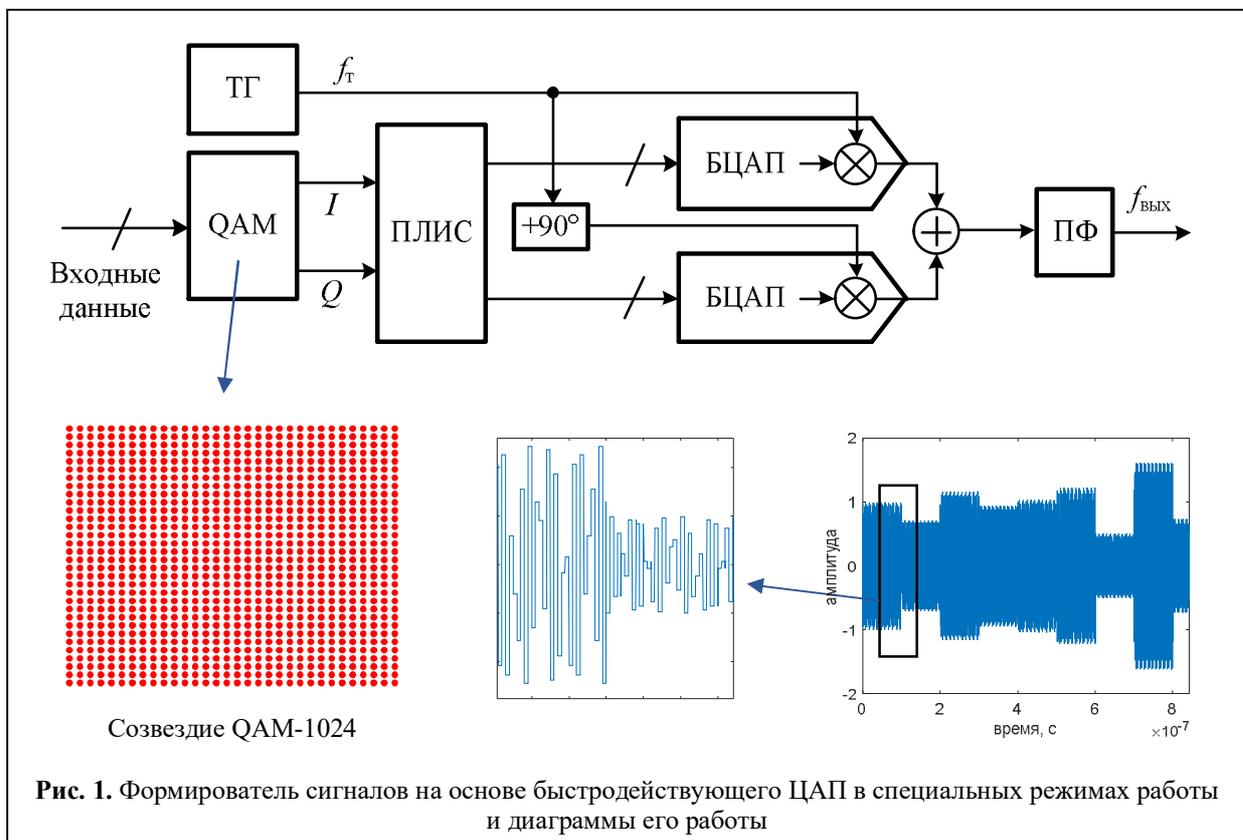


Рис. 1. Формирователь сигналов на основе быстродействующего ЦАП в специальных режимах работы и диаграммы его работы

QAM — квадратурный QAM-модулятор; ПФ — полосовой фильтр.

Принцип работы формирователя состоит в следующем. Поток цифровых данных приходит на вход QAM-модулятора, который в зависимости от выбранного порядка и схемы модуляции формирует сигналы синфазной ( $I$ ) и квадратурной ( $Q$ ) составляющих, приходящие на ПЛИС. ПЛИС генерирует два потока цифровых данных, представляющих собой отсчеты синусоиды (для  $I$ -составляющей) и косинусоиды (для  $Q$ -составляющей) с изменяющимися в зависимости от приходящих данных амплитудами. Быстродействующие ЦАП, тактируемые выходным сигналом тактового генератора с частотой  $f_t$ , осуществляют преобразование цифровых отсчетов в аналоговую форму. Высокочастотные ключи на выходе ЦАП организуют работу в специальных режимах. Например, режим RF во временной области представляет собой ступенчатый синусоидальный сигнал, каждый такт которого представляет собой два разнополярных импульса. Это приводит к тому, что амплитуда спектральных компонентов во второй и третьей зонах Найквиста увеличивается, за счёт чего их можно использовать в качестве несущей. Выходные сигналы ЦАП складываются в сумматоре, после чего в ПФ выделяется необходимая гармоника с увеличенной амплитудой.

Таким образом, специальные режимы работы быстродействующих ЦАП позволяют исключить из структуры формирователя аналоговый блок преобразования частоты на основе смесителя или квадратурного модулятора. Сигнал переносится с основной частоты  $f_{осн}$  на частоту  $f_t - f_{осн}$  (при использовании второй зоны Найквиста) или  $f_t + f_{осн}$  (при использовании третьей зоны Найквиста).

#### Оценка влияния амплитудных глитчей быстродействующих ЦАП на EVM

Нелинейности цифровых блоков приводят к возникновению в спектре выходного сигнала формирователя сигналов нежелательных дискретных спектральных составляющих (ДПСС),

что вызывает постоянное смещение точек в сигнальном созвездии относительно идеального местоположения. Чем выше порядок QAM-модуляции, тем ближе друг к другу находятся точки в созвездии, тем самым, наличие ДПСС повышает вероятность неверной идентификации принятых битов. Величина смещения точки созвездия от идеального местоположения характеризуется модулем вектора ошибки EVM, который определяется как

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (I_{err}^2[n] + Q_{err}^2[n])}{EVM_{norm}}} \times 100\%,$$

где  $n$  — индекс символа;  $N$  — количество символов;  $I_{err}$  — проекция вектора ошибки на действительную ось;  $Q_{err}$  — проекция вектора ошибки на мнимую ось; вектор ошибки — геометрическая разность между идеальным вектором и вектором принятого сигнала;  $EVM_{norm}$  — нормализованная величина среднеквадратичного вектора всех точек сигнального созвездия.

Оценка влияния спектральных компонентов в соседних зонах Найквиста, а также ДПСС, вызванных усечением кода фазы, представлена в [10]. Проведём исследование влияния на EVM глитчей амплитуды, возникающих из-за утечек токов при переключении высокочастотных ключей, образующих специальный режим работы RF. Рассмотрим случай, когда глитчи представляют собой прямоугольные импульсы и повторяются с периодом  $1/(2f_t)$ , то есть с каждым переключением ключей возникает утечка тока, вызывающая глитч.

Математическая модель выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме RF имеет вид

$$SRF_i = \begin{cases} \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \text{trunc}\left(K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}} \cdot i \cdot \Delta t\right)\right), & \text{при } 0 \leq i \cdot \Delta t \leq \frac{1}{2f_t}, \\ -\sin\left(2 \cdot \pi \cdot \text{trunc}\left(K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}} \cdot i \cdot \Delta t\right)\right), & \text{при } \frac{1}{2f_t} < i \cdot \Delta t \leq \frac{1}{f_t}, \end{cases} \quad (1)$$

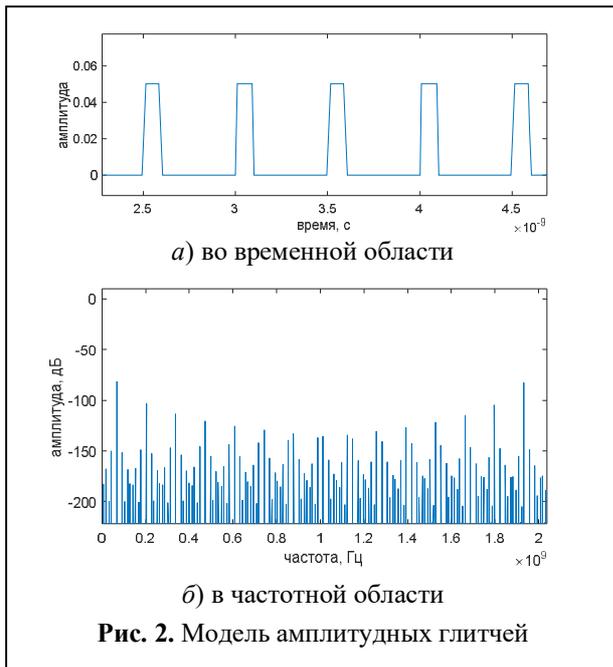


Рис. 2. Модель амплитудных глитчей

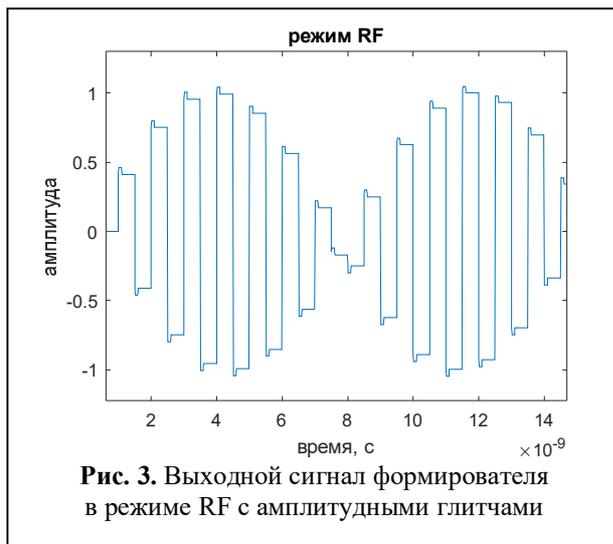


Рис. 3. Выходной сигнал формирователя в режиме RF с амплитудными глитчами

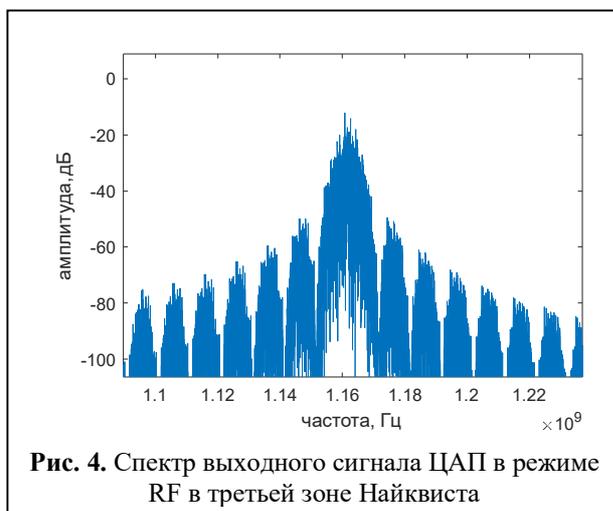


Рис. 4. Спектр выходного сигнала ЦАП в режиме RF в третьей зоне Найквиста

где  $i$  — отсчёты времени;  $\text{trunc}(x)$  — операция выделения целой части числа  $x$ ;  $K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}}$  — коэффициент передачи по частоте быстродействующего ЦАП в определённой зоне Найквиста;  $\Delta t < \frac{1}{4f_T}$  — интервал дискретизации для моделирования.

В системе matlab была разработана программа для оценки влияния глитчей на EVM. С помощью операторов *rectpuls* и *pulstran* была создана последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой  $a$  и длительностью  $\tau$ . Глитчи повторялись каждый такт длительностью  $1/(2f_T)$ , что эквивалентно работе высокочастотных ключей на выходе ЦАП. На рис. 2 показана последовательность глитчей во временной области (а) и в частотной (б). При расчёте спектра амплитуда была нормирована относительно амплитуды сигнала в режиме RF.

Импульсная последовательность глитчей была добавлена в модель (1) выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме RF (рис. 3). С помощью средств matlab была создана модель, позволяющая оценить EVM при передаче символов при использовании квадратурной модуляции. На рис. 4 представлен спектр выходного сигнала ЦАП в режиме RF в третьей зоне Найквиста при передаче последовательности из 10 000 случайных символов при модуляции QAM-1024.

Исследование показало, что изменение длительности глитчей  $\tau$  не влияет на значение EVM, но увеличение амплитуды глитчей  $a$  приводит к росту модуля вектора ошибки. На рис. 5 показаны зависимости EVM от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте при квадратурной модуляции QAM-1024 и QAM-4096 при трёх значениях амплитуды глитчей: 2%, 4% и 6% от амплитуды сигнала. По рис. 5 видно, что изменение коэффициента передачи по основной частоте в общем не влияет на изменение EVM, однако существуют значения коэффициента передачи, при которых наблюдается резкие спады и скачки EVM. Это происходит из-за возникновения ошибок некротно-

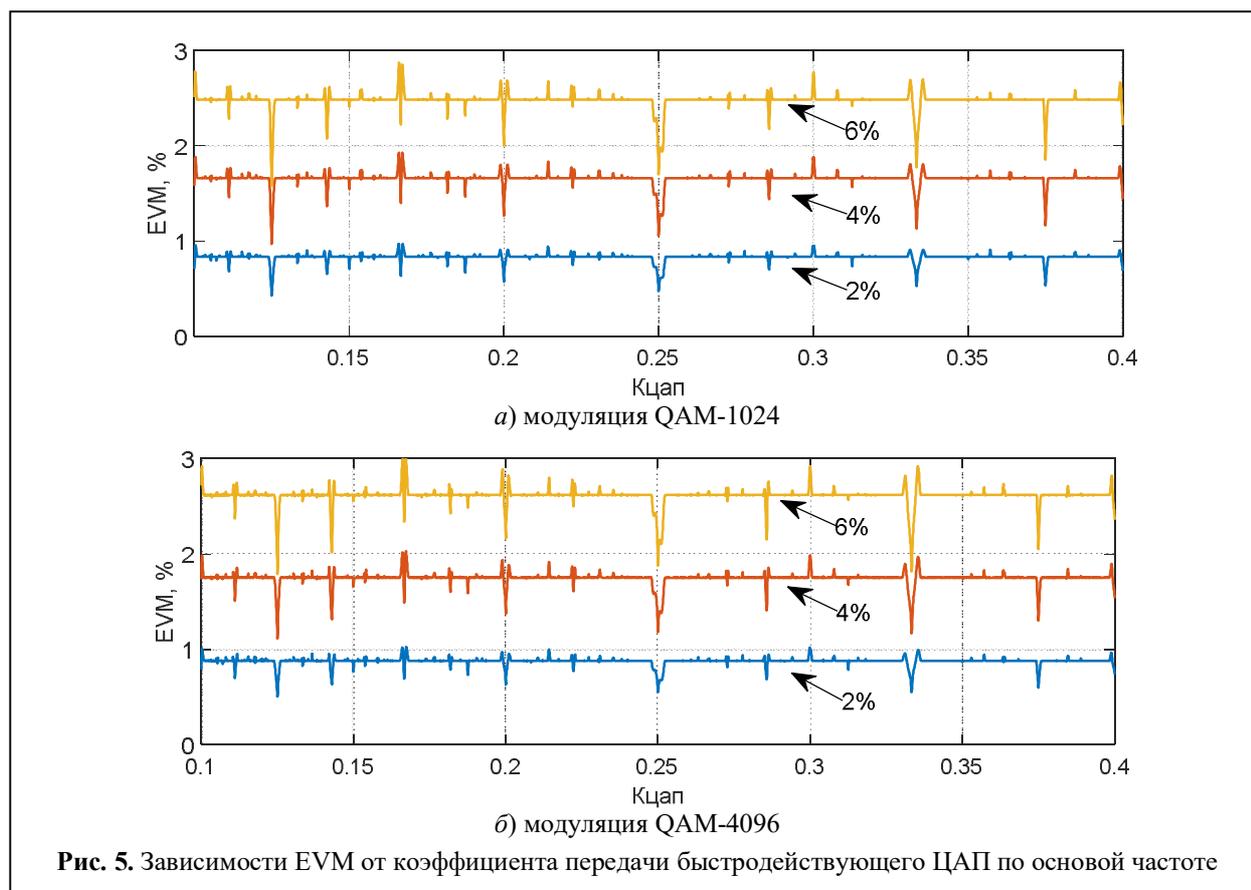


Рис. 5. Зависимости EVM от коэффициента передачи быстродействующего ЦАП по основной частоте

сти основной частоты ЦАП тактовой частоте. Получившиеся данные можно использовать в алгоритмах расчёта оптимального частотного плана формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП.

**Оценка влияния фазового шума формирователя сигналов на вероятность возникновения ложных битов**

Фазовый шум формирователей сигналов оценивается спектральной плотностью мощности (СПМ) в зависимости от частоты отстройки от несущей. Высокий уровень собственных фазовых шумов формирователя сигналов и тактового генератора вызывает случайные смещения точек в сигнальном созвездии и, как следствие, неверную идентификацию принятых битов. Отношение количества неверно идентифицированных битов к общему числу принятых битов называется вероятностью возникновения ложных битов или Bit Error Rate (BER).

Проведём оценку СПМ фазовых шумов формирователя сигналов, представленного на рис. 1. Математическая модель его СПМ фазовых шумов имеет вид [5]:

$$S_{\Phi}(F) = 2S_{ТГ}(F) + 2(S_{ТГ}(F) \cdot K_{ЦАП\_ЭН}^2 + S_{БЦАП}(F)), \quad (2)$$

где  $F$  — частота отстройки от несущей;  $S_{ТГ}(F)$  — СПМ собственных фазовых шумов тактового генератора;  $S_{БЦАП}(F)$  — СПМ собственных фазовых шумов быстродействующего ЦАП в специальном режиме RF.

При реализации тактового генератора на основе системы ФАПЧ СПМ его фазовых шумов оценивается по модели [11]

$$S_{ТГ}(F) = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot S_{Гоч}(F) \cdot \left|\frac{H(p, F)}{1 + H(p, F)}\right|^2 + N_2^2 \cdot S_{ИМС}(F) \left|\frac{H(p, F)}{1 + H(p, F)}\right|^2 + S_{ГУН}(F) \cdot |1 + H(p, F)|^{-2},$$

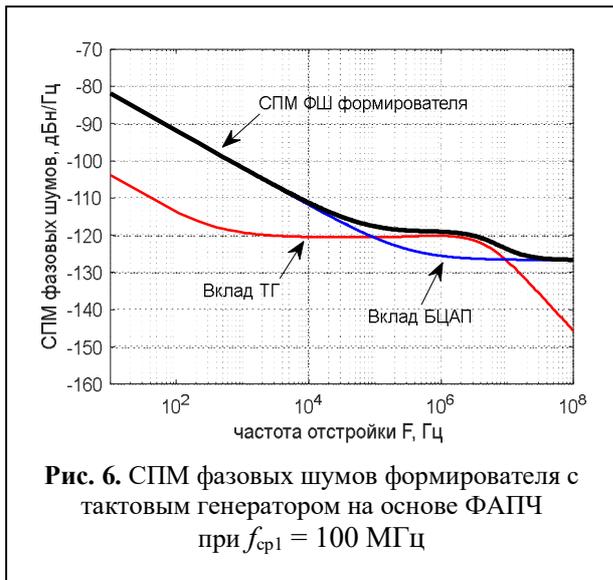


Рис. 6. СПМ фазовых шумов формирователя с тактовым генератором на основе ФАПЧ при  $f_{cp1} = 100$  МГц

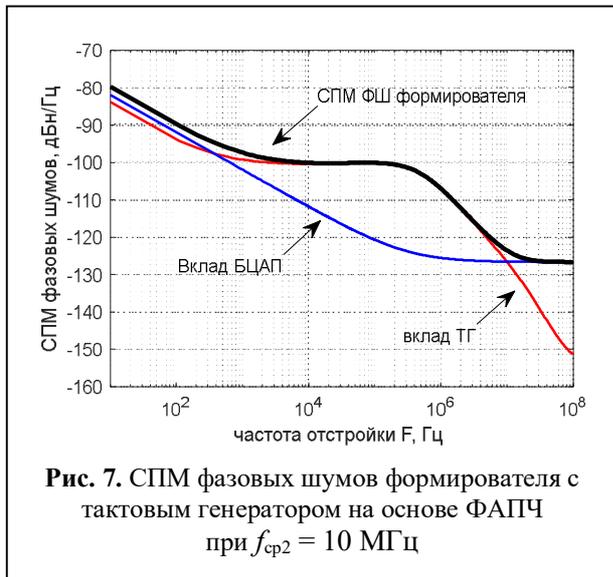


Рис. 7. СПМ фазовых шумов формирователя с тактовым генератором на основе ФАПЧ при  $f_{cp2} = 10$  МГц

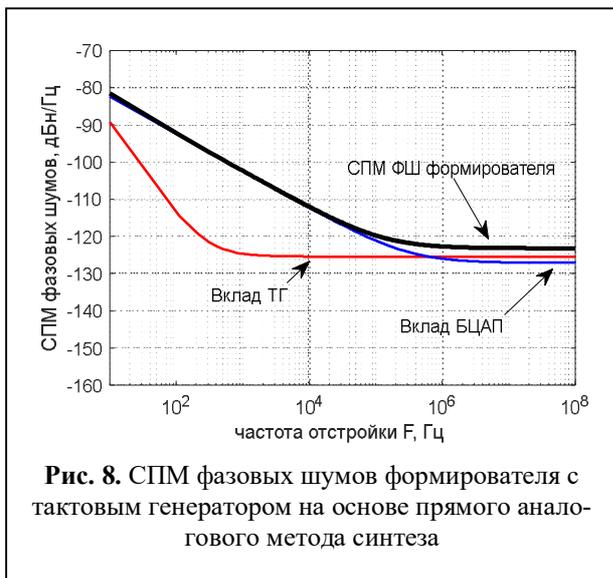


Рис. 8. СПМ фазовых шумов формирователя с тактовым генератором на основе прямого аналогового метода синтеза

$$\text{где } H(p, F) = \frac{1}{N_2} \left( \frac{F_{\text{ФНЧ}}(p, F) s_{\text{ЧФД}} s_{\text{ГУН}}}{p} \right) \text{ —}$$

передаточная функция разомкнутой петли ФАПЧ;  $N_1, N_2$  — коэффициенты деления делителей частоты;  $F_{\text{ФНЧ}}(p, F)$  — передаточная функция петлевого фильтра нижних частот;  $s_{\text{ЧФД}}$  — крутизна дискриминационной характеристики используемого частотно-фазового детектора (ЧФД);  $s_{\text{ГУН}}$  — крутизна модуляционной характеристики генератора, управляемого напряжением (ГУН);  $p$  — оператор Лапласа;  $S_{\text{Гоч}}(F)$  — СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты;  $S_{\text{имс}}(F)$  — модель СПМ собственных фазовых шумов интегральной микросхемы ФАПЧ, включающая эквивалентные шумы частотно-фазового детектора, петлевого фильтра нижних частот и делителей частоты;  $S_{\text{ГУН}}(F)$  — СПМ фазовых шумов ГУН.

Математическая модель СПМ фазовых шумов быстродействующего ЦАП в режиме RF, состоящего из  $L$  сегментированных ячеек при реализации на изолированных МОП транзисторах имеет вид [10]

$$S_{\text{БЦАП}}(F) = L \left[ 2 \left( K_{\text{лог}}^2 + K_{\text{инв}}^2 \right) \left[ \frac{2}{3} \frac{4kT}{g_m} \left( \frac{f_n}{F} \right) \right] \times \right. \\ \left. \times \left( 2\pi f_T \right)^2 + 2\overline{\Delta t_\tau^2} (2\pi)^2 f_T \right],$$

где  $K_{\text{лог}}$  и  $K_{\text{инв}}$  — усреднённые коэффициенты влияния напряжения отсечки МОП транзисторов логической части и ключа-инвертора на время задержки выходного сигнала соответственно;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $g_m$  — крутизна транзистора;  $f_n$  — частота перехода от СПМ фликкер-шума (пропорционального  $1/F$ ) к постоянному уровню в СПМ приведённого ко входу шумового напряжения;  $\overline{\Delta t_\tau^2}$  — средний квадрат изменения ширины выходных импульсов из-за влияния тепловых шумов каналов всех МОП транзисторов, входящих в состав ячейки, и рабочей частоты.

На рис. 6 и рис. 7 представлены зависимости СПМ фазовых шумов формирователя сиг-

налов по модели (2) и вклады в результирующий уровень фазового шума формирователя собственных шумов тактового генератора, реализованного на системе ФАПЧ, и собственных шумов быстродействующего ЦАП при следующих параметрах: частота тактового генератора  $f_T = 4200$  МГц, выходная частота формирователя  $f_{\text{вых}} = 5300$  МГц; основная частота быстродействующего ЦАП  $f_{\text{осн}} = 1100$  МГц. Использовался образ основной частоты в третьей зоне Найквиста. На рис. 6 частота сравнения системы ФАПЧ  $f_{\text{ср1}} = 100$  МГц, на рис. 7  $f_{\text{ср2}} = 10$  МГц.

Частота сравнения синтезаторов на основе ФАПЧ с целочисленным коэффициентом деления определяет шаг перестройки по частоте. Для обеспечения компромисса между оптимальной фильтрацией нежелательных ДПСС и временем перестройки по частоте рекомендуется установить частоту среза петлевого ФНЧ в десять раз меньше частоты сравнения [11]. В связи с этим, частота сравнения ФАПЧ влияет на уровень СПМ фазовых шумов. По рис. 6 видно, что при  $f_{\text{ср1}} = 100$  МГц результирующий уровень СПМ фазовых шумов формирователя на частотах отстройки до 100 кГц и свыше 10 МГц определяется собственными фазовыми шумами быстродействующего ЦАП. По рис. 7 видно, что при  $f_{\text{ср1}} = 10$  МГц существенно возрастают собственные фазовые шумы тактового генератора на основе ФАПЧ, и они уже определяют результирующий уровень СПМ фазовых шумов формирователя на частотах отстройки от 300 Гц до 10 МГц.

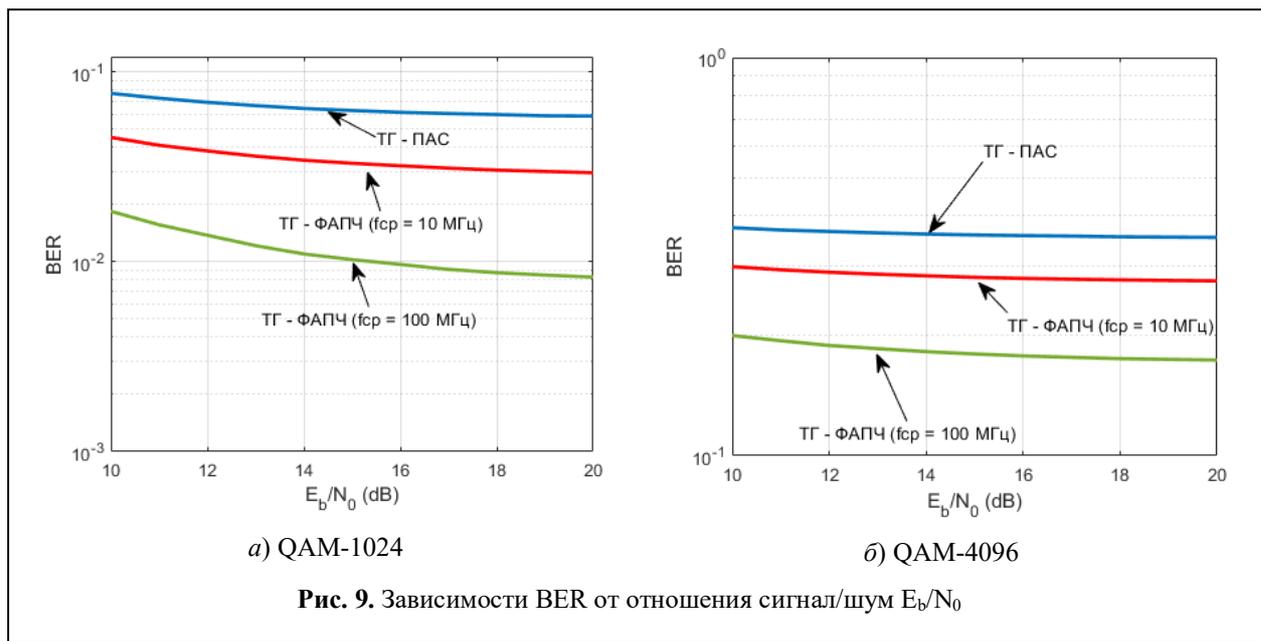
На рис. 8 представлена зависимость СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП с тактовым генератором на основе прямого аналогового метода синтеза (ПАС), который представляет собой генератор на поверхностных акустических волнах, выходная частота которого ( $f_{\text{гоч}} = 1000$  МГц) умножена с помощью умножителя частоты в четыре раза. График отличается от зависимостей на рис. 6 и рис. 7 тем, что здесь отсутствует «шумовая полка», характерная для синтезаторов на основе ФАПЧ. При

этом по графику видно, что на дальних отстройках от несущей (свыше 10 МГц) уровень СПМ фазовых шумов выше на 3 дБ.

Возникает неопределённость, связанная с неоднозначным ответом на вопрос, у какого формирователя уровень СПМ фазовых шумов выше, и как шумы на разных отстройках от несущей будут влиять на передачу данных.

Проведём оценку вероятности ошибочных битов при наличии фазового шума формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП с тактовыми генераторами на основе ФАПЧ с разными частотами сравнения и тактовым генератором на основе ПАС. Пусть сигнал проходит через канал связи с белым гауссовским шумом с отношением сигнал/шум  $E_b/N_0$ . Введём в модулированный сигнал фазовый шум со значениями СПМ из результатов моделирования, представленных на рис. 6, рис. 7, рис. 8. Значения СПМ фазовых шумов для различных частот отстройки от несущей представлены в таблице 1 и таблице 2. На рис. 9 представлены графики зависимости BER от отношения сигнал/шум  $E_b/N_0$  для квадратурной модуляции с порядками QAM-1024 и QAM-4096.

В соответствии с результатами моделирования (рис. 9, а) при модуляции QAM-1024 вероятность возникновения ошибочных битов BER при использовании в качестве тактового генератора синтезатора на основе ФАПЧ с частотой сравнения 100 МГц изменяется от 0,0083 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,0184 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ); при использовании синтезатора на основе ФАПЧ с частотой сравнения 10 МГц вероятность возникновения ошибочных битов BER изменяется от 0,029 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,045 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ); при использовании в качестве тактового генератора прямого аналогового синтезатора вероятность возникновения ошибочных битов BER изменяется от 0,058 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,077 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ). При модуляции QAM-4096 (рис. 9, б) вероятность возникновения ошибочных битов BER при использовании синтезатора на основе ФАПЧ с частотой сравнения 100 МГц изменяется



от 0,1739 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,2004 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ); при использовании синтезатора на основе ФАПЧ с частотой сравнения 10 МГц вероятность возникновения ошибочных битов BER изменяется от 0,2749 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,2984 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ); при использовании в качестве тактового генератора прямого аналогового синтезатора вероятность возникновения ошибочных битов BER изменяется от 0,3535 (при  $E_b/N_0 = 20$  дБ) до 0,3739 (при  $E_b/N_0 = 5$  дБ).

Повышение порядка модуляции приводит к существенному росту BER из-за увеличения количества точек в сигнальном созвездии и, как следствие, уменьшения начальной фазы каждой синусоиды. По результатам моделирования видно, что вероятность возникновения

ложных битов при использовании формирователя с тактовым генератором на основе ФАПЧ с частотой сравнения 10 МГц в среднем на 50–60% ниже вероятности возникновения ложных битов при использовании формирователя с тактовым генератором на основе ПАС, хотя на частотах отстройки до 10 МГц уровень фазовых шумов второго меньше (разница составляет от 2 дБ до 17 дБ). Однако на отстройках свыше 10 МГц фазовый шум формирователя с тактовым генератором на основе ПАС становится выше, причём разница составляет 2–3 дБ. Таким образом вероятность возникновения ошибочных битов в основном зависит от уровня белого фазового шума на отстройках от несущей свыше 10 МГц, в основном определяющегося тепловыми и дробовыми шумами.

**Таблица 1.** СПМ фазовых шумов формирователя с тактовым генератором на основе ФАПЧ

частота отстройки $F$	10 Гц	50 Гц	100 Гц	500 Гц	1 кГц	5 кГц	10 кГц	50 кГц
$S(F)$ , дБн/Гц	при $f_{cp} = 10$ МГц	-80	-87	-90	-96	-97	-100	-100
	при $f_{cp} = 100$ МГц	-82	-86	-92	-98	-102	-108	-111
частота отстройки $F$	100 кГц	500 кГц	1 МГц	5 МГц	10 МГц	50 МГц	100 МГц	
$S(F)$ , дБн/Гц	при $f_{cp} = 10$ МГц	-100	-103	-107	-118	-124	-127	-127
	при $f_{cp} = 100$ МГц	-118	-119	-119	-121	-124	-127	-127

**Таблица 2.** СПМ фазовых шумов формирователя с тактовым генератором на основе ПАС

частота отстройки $F$	10 Гц	50 Гц	100 Гц	500 Гц	1 кГц	5 кГц	10 кГц	50 кГц
$S(F)$ , дБн/Гц	-82	-88	-93	-99	-102	-109	-112	-118
частота отстройки $F$	100 кГц	500 кГц	1 МГц	5 МГц	10 МГц	50 МГц	100 МГц	
$S(F)$ , дБн/Гц	-120	-122	-123	-123	-123	-123	-123	

### Выводы

По результатам проведённого исследования можно сделать следующие выводы:

1. Амплитудные глитчи вызывают постоянное смещение точек сигнального созвездия. Длительность глитчей не влияет на величину модуля вектора ошибки, увеличение амплитуды глитча приводит к росту EVM. Существуют оптимальные (с точки зрения величины EVM) значения коэффициента передачи ЦАП по основной частоте, при которых наблюдается существенное снижение модуля вектора ошибки.
2. Фазовый шум формирователя сигналов оказывает существенное влияние на вероятность возникновения ошибочных битов при передаче сигналов. Результаты исследования показали, что для обеспечения низкого значения BER необходимо снижать уровень собственных фазовых шумов формирователя сигналов на частотах отстройки от несущей свыше 10 МГц.
3. Полученные результаты будут использованы при разработке алгоритмов определения оптимальных частотных соотношений в структуре формирователей сигналов при проектировании системы связи на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей.

### Литература

1. Kalcher M., Fulde M., Gruber D. Fully-digital transmitter architectures and circuits for the next generation of wireless communications // *Elektrotechnik & Informationstechnik*. 2018. No. 135/1. Pp. 89–98.
2. Winoto R. Digital Radio-Frequency Transmitters: An Introduction and Tutorial // *IEEE Solid-State Circuits Magazine*. Nov. 2018. Vol. 10. No. 4. Pp. 70–80.
3. Sadeghifar M.R., Bengtsson H., Wikner J.J. A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters // *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2019. No. 100, Pp. 683–692.
4. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А. Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом синтезе высокочастотных сигналов // *Радиотехника*. 2022. Т. 86. № 5. С. 135–144.
5. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Исследование шумовых характеристик синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразо-

вателей // *Радиотехника*. 2023. Т. 87. № 11. С. 180–191.

6. Bicici C., Ozdur I., Cerezci O. Analysis of oscillator phase noise effect on high order QAM links // *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2020. Vol. 105(1). Pp. 1–6. DOI:10.1007/s10470-020-01701-1

7. Oveysi M., Heydari P. A Study of BER and EVM Degradation in Digital Modulation Schemes Due to PLL Jitter and Communication-Link Noise // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2022. Vol. 69(8). Pp. 3402–3415.

8. Catteau B., Rombouts P., Weyten L. A Digital Calibration Technique for the Correction of Glitches in High-Speed DAC's // *Circuits and Systems, 2007. IS-CAS 2007. IEEE International Symposium*. DOI: 10.1109/ISCAS.2007.37858.

9. Adhikari G., Jiang R., Kobayashi H. Study of Gray code input DAC using MOSFETs for glitch reduction // *2016 13th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (IC-SICT)*. DOI: 10.1109/IC-SICT.2016.7998849.

10. Якименко К.А., Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Сочнева Н.А. Влияние фазового шума и нелинейных искажений быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей на параметры цифровых систем связи // *Радиотехника*. 2024. Т. 88. № 6. С. 137–148.

11. Kroupa V.F. Noise properties of PLL systems // *IEEE Trans.* 1982. Vol. Com-30. No. 10. Pp. 2244–2252.

12. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе цифрового вычислительного синтезатора и двухкольцевой ИФАПЧ // *Методы и устройства передачи и обработки информации*. 2014. № 16. С. 18–24.

13. Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н., Ромашова Л.В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого цифрового и косвенного методов синтеза // *Вестник Поволжского государственного технологического университета*. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2017. № 1 (33). С. 6–17.

14. Ромашов В.В., Якименко К.А. Программный комплекс для проектирования гибридных синтезаторов частот и моделирования их шумовых характеристик // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. 2018. № 1 (29). С. 36–44.

15. Ромашов В.В., Якименко К.А. Разработка математического аппарата для частотного планирования гибридных синтезаторов частот // *Проектирование и технология электронных средств*. 2016. №3. С. 3–9.

Поступила 1 декабря 2024 г.

English

## EVALUATION OF THE EFFECT OF AMPLITUDE GLITCHES AND PHASE NOISE OF SIGNAL GENERATORS BASED ON HIGH-SPEED DAC ON THE PARAMETERS OF QAM-MODULATED COMMUNICATION SYSTEMS

**Kirill Aleksandrovich Yakimenko** — PhD. in Engineering, Associate Professor, Department of Radio Engineering, Murom Institute (branch) of the “Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs”.

*E-mail:* [yakimenko.kirill@yandex.ru](mailto:yakimenko.kirill@yandex.ru)

**Vladimir Viktorovich Romashov** — Grand Dr. in Engineering, Professor, The Head of Department of Radio Engineering, Murom Institute (branch) of the “Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs”.

*E-mail:* [romashovmurom@mail.ru](mailto:romashovmurom@mail.ru)

**Darya Maksimovna Berezina** — Student, Department of Radio Engineering, Murom Institute (branch) of the “Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs”.

*E-mail:* [dberezina111@yandex.ru](mailto:dberezina111@yandex.ru)

**Irina Aleksandrovna Berkut** — Student, Department of Radio Engineering, Murom Institute (branch) of the “Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs”.

*E-mail:* [irinaberkut07@mail.ru](mailto:irinaberkut07@mail.ru)

*Address:* 602264, Russian Federation, Vladimir region, Murom, Orlovskaya str., 23.

*Abstract:* The latest communication systems (Wi-Fi 6, Wi-Fi 7, 5G NR) utilize high-order QAM modulation to ensure high data transfer rates. This type of modulation is highly sensitive to fluctuations in the amplitude and phase of signal generators. The purpose of this work is to evaluate the impact of amplitude glitches and phase noise in signal generators based on high-speed digital-to-analog converters (DACs) on the performance of communication systems employing high-order QAM modulation. A program has been developed to estimate the magnitude of the error vector during data transmission. A study was conducted to investigate the effect of phase noise in the signal generator when using different types of clock generators on the bit error rate (BER) during transmission. It was determined that amplitude glitches cause a constant displacement of the signal constellation points. The duration of glitches does not affect the magnitude of the error vector modulus, but an increase in the glitch amplitude leads to an increase in the error vector magnitude (EVM). There exist optimal values of the fundamental frequency transmission coefficient of the DAC, from the perspective of EVM levels, at which a significant reduction in the error vector modulus is observed. The phase noise of the signal generator has a significant impact on the bit error rate during signal transmission. The results of the study demonstrate that to ensure a low BER, it is necessary to reduce the level of the signal generator's intrinsic phase noise at carrier offset frequencies above 10 MHz. The findings of this study will be applied in the development of algorithms for determining optimal frequency ratios in the architecture of signal generators when designing communication systems based on high-speed digital-to-analog converters.

*Keywords:* direct digital synthesis, high-speed digital-to-analog converter, DAC, amplitude glitches, QAM modulation, phase noise.

### References

1. *Kalcher M., Fulde M., Gruber D.* Fully-digital transmitter architectures and circuits for the next generation of wireless communications. *Elektrotechnik & Informationstechnik*. 2018. No. 135/1. Pp. 89–98.
2. *Winoto R.* Digital Radio-Frequency Transmitters: An Introduction and Tutorial. *IEEE Solid-State Circuits Magazine*. Nov. 2018. Vol. 10. No. 4. Pp. 70–80.
3. *Sadeghifar M.R., Bengtsson H., Wikner J.J.* A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2019. No. 100, Pp. 683–692.
4. *Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A.* Improving the efficiency of the use of higher nyquist zones in direct digital synthesis of high-frequency signals. *Radiotekhnika*. 2022. Vol. 86. No. 5. Pp. 135–144.

5. *Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A.* The research of phase noise of frequency synthesizers based on high-speed direct-to-analog converters. *Radiotekhnika*. 2023. Vol. 87. No. 11. Pp. 180–191.
6. *Bicici C., Ozdur I., Cerezci O.* Analysis of oscillator phase noise effect on high order QAM links. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. 2020. Vol. 105(1). Pp. 1–6. DOI:10.1007/s10470-020-01701-1
7. *Oveisi M., Heydari P.* A Study of BER and EVM Degradation in Digital Modulation Schemes Due to PLL Jitter and Communication-Link Noise. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2022. Vol. 69(8). Pp. 3402–3415.
8. *Catteau B., Rombouts P., Weyten L.* A Digital Calibration Technique for the Correction of Glitches in High-Speed DAC's. *Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium*. DOI: 10.1109/ISCAS.2007.37858.
9. *Adhikari G., Jiang R., Kobayashi H.* Study of Gray code input DAC using MOSFETs for glitch reduction. 2016 13th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT). DOI: 10.1109/ICSICT.2016.7998849.
10. *Yakimenko K.A., Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N., Sochneva N.A.* The influence of phase noise and nonlinear distortions of high-speed digital-to-analog converters on the parameters of digital communication systems. *Radiotekhnika*. 2024. Vol. 88. No. 6. Pp. 137–148.
11. *Kroupa V.F.* Noise Properties of PLL Systems. *IEEE Trans.* 1982. Vol. Com-30. No. 10. Pp. 2244–2252.
12. *Romashov V.V., Romashova L.V., Yakimenko K.A.* Study of noise characteristics of a hybrid frequency synthesizer based on a direct digital synthesizer and a dual-loop PLL. *Metody i ustroistva peredachi i obrabotki informatsii*. 2014. No. 16. Pp. 18–24.
13. *Romashov V.V., Yakimenko K.A., Doktorov A.N., Romashova L.V.* Experimental research on noise characteristics of hybrid frequency synthesizers based on the direct digital and the indirect synthesis. *Vestnik Povolzhskogo gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta. Seriya: Radiotekhnicheskie i infokommunikatsionnye sistemy*. 2017. No. 1 (33). Pp. 6–17.
14. *Romashov V.V., Yakimenko K.A.* The software package for designing hybrid frequency synthesizers and their noise properties simulation. *Radio engineering and telecommunication systems*. 2018. No. 1 (29). Pp. 36–44.
15. *Romashov V.V., Yakimenko K.A.* Development of a mathematical framework for frequency planning of hybrid frequency synthesizers. *Proektirovanie i tekhnologiya elektronnykh sredstv*. 2016. No. 3. Pp. 3–9.