

# Влияние спектральных нестабильностей быстродействующих ЦАП на параметры цифровых систем связи

К. А. Якименко

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

yakimenko.kirill@yandex.ru

**Аннотация.** В работе представлены выражения для оценки спектральной плотности мощности фазовых шумов быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы и формирователей сигналов на их основе. Разработаны модели выходных сигналов быстродействующих ЦАП, в которых учитывается влияние дискретизации, усечения кода фазы, ошибки квантования. Разработана модель системы связи с QAM-модуляцией на основе быстродействующего ЦАП. Проведена оценка влияния спектральных нестабильностей быстродействующего ЦАП на модуль вектора ошибки и вероятность битовых ошибок при передаче информации.

**Ключевые слова:** быстродействующий цифро-аналоговый преобразователь, ЦАП, специальный режим работы, фазовый шум, цифровая модуляция

## I. ВВЕДЕНИЕ

Формирователи сигналов являются важнейшими элементами современных систем связи. От спектральных характеристик формирователей сигналов (фазовый шум, уровень дискретных побочных спектральных составляющих – ДПСС) во многом зависят скорость и достоверность передачи данных [1]–[3]. К примеру, стандарты систем связи новых поколений (Wi-Fi-6 (IEEE 802.11ax), Wi-Fi-7 (IEEE 802.11be), 5G NR) требуют физической реализации сложных способов цифровой модуляции (1024-QAM, 4096-QAM) и ортогонального мультиплексирования (OFDM, FBMC). При этом собственный фазовый шум и ДПСС выходного сигнала формирователя вызывают при приеме смещение концов вектора в созвездии, что приводит к межсимвольной интерференции и повышению частоты появления ошибочных битов.

В настоящее время при интегральной реализации составных блоков современных систем связи существует тенденция переноса большей части аналоговых функций в цифровую область. Это связано с тем, что уменьшение физических размеров КМОП транзисторов в составе аналоговых блоков негативно влияет на их характеристики [4]. В структурах формирователей сигналов систем связи начинают активно использоваться быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), на выходе которых установлены специальные ключи, срабатывающие по фронтам тактовых импульсов. За счет этого быстродействующие ЦАП способны работать в специальных режимах, позволяющих перераспределить огибающую спектра выходного

сигнала. В результате увеличивается амплитуда спектральных компонентов, находящихся в высоких зонах Найквиста [4]–[7]. Особенно широко используется RF режим, когда каждый отсчет выходного сигнала быстродействующего ЦАП заменяется двумя разнополярными импульсами. Применение специальных режимов позволяет исключить из структуры формирователя сигналов аналоговый блок преобразования частоты (на смесителях или квадратурных модуляторах), за счет чего существенно упрощается реализация формирователя.

Целью данной работы является оценка спектральных характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей и исследование влияния их спектральных нестабильностей на параметры цифровой системы связи.

## II. ОЦЕНКА СПЕКТРАЛЬНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП

На рис. 1 представлена структурная схема формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП с использованием специальных режимов работы. На рисунке применены следующие обозначения: ТГ – тактовый генератор; ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема; БЦАП – быстродействующий ЦАП в специальном режиме работы.

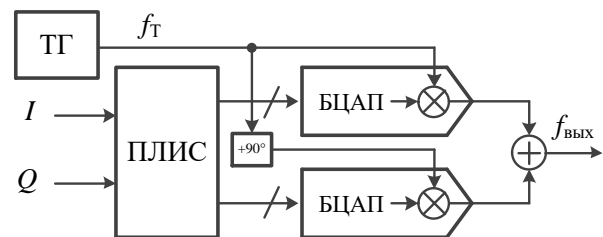


Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП

Введем понятие коэффициента передачи ЦАП по основной частоте  $K_{\text{ЦАП}}$  – отношение частоты спектрального компонента в первой зоне Найквиста к тактовой частоте  $f_T$ . Тогда частота выходного сигнала формирователя будет определяться как

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_T K_{\text{ЦАП}_\text{ЭН}}, \quad (1)$$

где  $K_{\text{ЦАП}_\text{ЭН}}$  – коэффициент передачи ЦАП при использовании спектрального компонента в

определенной зоне Найквиста. При использовании спектрального компонента во второй зоне Найквиста  $K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}} = (1 - K_{\text{ЦАП}})$ , а при использовании спектрального компонента в третьей зоне Найквиста  $K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}} = (1 + K_{\text{ЦАП}})$ .

Проведем оценку фазовых шумов быстродействующих ЦАП. Уровень фазовых шумов оценивается спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки от несущей. Для теоретической оценки уровня фазовых шумов, а также для исследования возможностей уменьшения уровня шумов используются математические модели СПМ фазовых шумов [3], [8], [9] в виде степенных функций.

Интегральные быстродействующие ЦАП с токовым выходом можно представить в виде матрицы сегментированных ячеек с источниками тока и логической части, обеспечивающей подачу цифровых данных на переключатели источников тока. Выходной сигнал быстродействующих ЦАП формируется за счет суммирования токов, генерируемых источниками тока, пропорционально двоичному коду входных значений. Специальные режимы реализуются за счет установок на выходе ячеек высокочастотных транзисторных ключей-инверторов, управляемых логическими элементами по фронтам тактовых импульсов.

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

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

где  $K_{\text{лог}}$  и  $K_{\text{инв}}$  – усредненные 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 передаточной характеристики МОП транзистора;  $f_n$  – частота перехода от СПМ фликкер-шума (пропорционального  $1/F$ ) к постоянному уровню в СПМ приведенного ко входу шумового напряжения;  $F$  – частота отстройки от несущей;  $\overline{\Delta t_r^2}$  – средний квадрат изменения ширины выходных импульсов из-за влияния тепловых шумов каналов всех транзисторов, входящих в состав ячейки, и рабочей частоты.

Проведем оценку СПМ фазовых шумов формирователя сигналов, представленного на рис. 1. Поскольку все шумы, генерируемые или добавляемые каждым составным блоком формирователя сигналов, очень малы по сравнению с мощностью полезного сигнала, в соответствии с правилом наложения их можно добавлять к соответствующим входным или выходным воздействиям [3].

СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на основе быстродействующего ЦАП с использованием специальных режимов работы (рис. 1)

$$S_{\phi_{\text{CP}}}(F) = 2S_{\text{ГГ}}(F) + 2 \left( S_{\text{ГГ}}(F) \cdot K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}}^2 + S_{\text{БЦАП}}(F) \right), \quad (3)$$

где  $S_{\text{ГГ}}(F)$  – СПМ собственных фазовых шумов тактового генератора;  $S_{\text{БЦАП}}(F)$  – СПМ собственных фазовых шумов быстродействующего ЦАП в специальном режиме (1).

С помощью выражений (1), (2), (3) проведем оценку СПМ фазовых шумов формирователя на основе быстродействующего ЦАП в специальном режиме работы RF при частоте  $f_T = 1$  ГГц при использовании в качестве ТГ синтезатора на основе системы фазовой автоподстройки частоты (рис. 2).

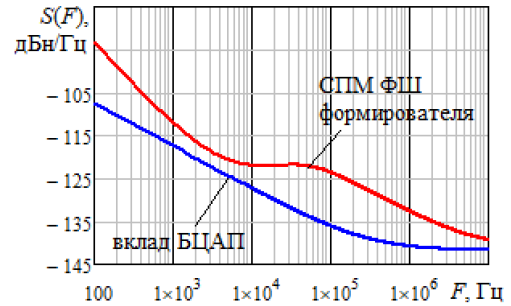


Рис. 2. СПМ фазовых шумов формирователя на основе быстродействующих ЦАП

По рис. 2 видно, что определяющим является вклад СПМ фазовых шумов тактового генератора на основе ФАПЧ, собственный фазовый шум быстродействующего ЦАП в специальном режиме работы RF на 5–12 дБ меньше.

Проведем оценку ДПСС быстродействующих ЦАП. Основными причинами возникновения ДПСС при формировании сигналов быстродействующим ЦАП являются дискретизация выходного сигнала, а также ошибки квантования. Для экономии памяти ПЗУ ПЛИС, хранящей отсчеты синусоиды, часто используется ограничение разрядности аккумулятора кода фазы, что в итоге также приводит к росту ДПСС. Математическая модель выходного сигнала быстродействующего ЦАП в специальном режиме RF, учитывающая названные выше причины возникновения ДПСС, имеет вид [11]

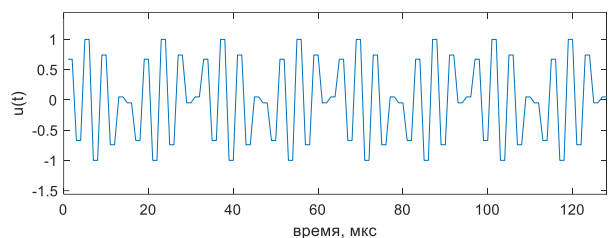
$$SRF_i = \begin{cases} SNRZ_i, & 0 \leq i \cdot \Delta t \leq \frac{1}{2f_T}, \\ -SNRZ_i, & \frac{1}{2f_T} < i \cdot \Delta t \leq \frac{1}{f_T}, \end{cases} \quad (4)$$

$$SNRZ_i = \frac{1}{Q} \text{trunc} \left[ Q \sin \left( 2\pi \frac{2^{p-a}}{2^p} \text{trunc} \left( \frac{\text{round}(K_{\text{ЦАП}_\text{ЗН}} 2^p) i \Delta t}{2^{p-a}} \right) \right) \right]$$

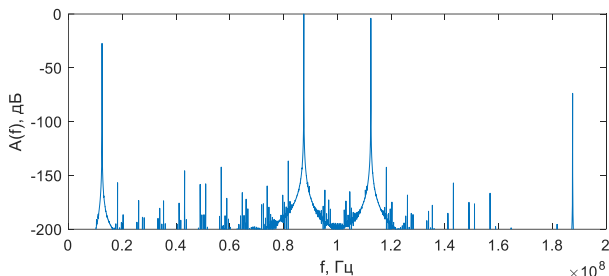
где  $i$  – отсчеты времени;  $Q$  – число уровней квантования;  $\text{trunc}(x)$  – операция выделения целой части числа  $x$ ;  $\Delta t < \frac{1}{4f_T}$  – интервал дискретизации для моделирования;  $\text{round}(x)$  – оператор округления числа  $x$  до ближайшего целого;  $p$  – разрядность аккумулятора фазы;  $a$  – разрядность ПЗУ.

Проведем оценку ДПСС выходного сигнала быстродействующего ЦАП по выражению (2). На рис. 3 представлены результаты моделирования выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме RF во

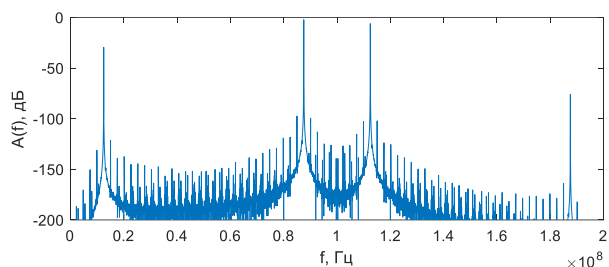
временной (а) и спектральной (б, в) областях при различных соотношениях  $p/a$  и различных значениях коэффициента передачи ЦАП  $K_{\text{ЦАП}}$ .



а) временная область



б) спектр при  $p/a = 32/10$ ,  $K_{\text{ЦАП}} = 0,1247$



в) спектр при  $p/a = 32/7$ ,  $K_{\text{ЦАП}} = 0,1248$

Рис. 3. Результаты моделирования выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме RF

Видно, что количество и уровень ДПСС увеличиваются с ростом соотношения  $p/a$ , а также существенно зависят от коэффициента  $K_{\text{ЦАП}}$ .

### III. ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СПЕКТРАЛЬНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП НА ПАРАМЕТРЫ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Для качественной оценки передачи данных при QAM-модуляции используются такие параметры как модуль вектора ошибки и частота битовых ошибок. Модуль вектора ошибки (Error Vector Magnitude, EVM) – это длина вектора, соединяющего точку идеального символа. Как правило, модуль вектора ошибки выражается в дБ или процентах. Частота битовых ошибок (Bit Error Rate) – это отношение числа неверных битов к общему числу всех отправленных битов.

Для оценки влияния спектральных нестабильностей формирователя сигналов на основе ЦАП в режиме RF на параметры системы связи с QAM-модуляцией была разработана модель системы связи, включающая передатчик, канал и приемник, позволяющая рассчитать пиковые и усредненные значения EVM, а также оценить BER, при формировании сигнала с ДПСС и фазовым шумом.

Проведем оценку влияния СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП на вероятность битовых ошибок. Для этого использовалась модель системы с модуляцией QAM-1024 с каналом с белым гауссовским шумом. На рис. 3 показаны зависимости BER от соотношения сигнал/шум в канале при использовании идеального формирователя (без фазовых шумов) и формирователя на основе быстродействующих ЦАП.

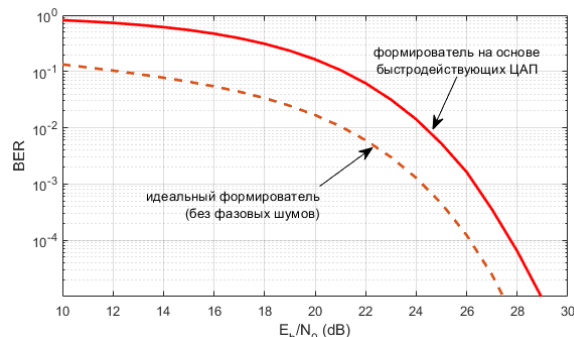


Рис. 4. Зависимость BER от соотношения  $E_b/N_0$

Проведем оценку влияния ДПСС быстродействующих ЦАП на EVM сигнала при приеме. Предполагается, что информация передается по идеальному каналу. Используется спектральный компонент в третьей зоне Найквиста, быстродействующий ЦАП работает в режиме RF. На рис. 4 представлены зависимости EVM от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте  $K_{\text{ЦАП}}$ .

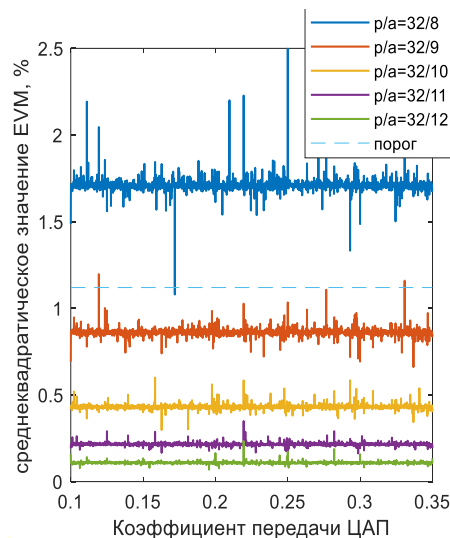


Рис. 5. Зависимость EVM от коэффициента передачи ЦАП по основной частоте

По рис. 5 видно, что с ростом усечения кода фазы, увеличивается EVM. При определенных значениях усечения EVM превышает пороговое значение (для модуляции QAM-1024 равное 1,12 %), выше которого система на приеме будет неверно трактовать входные биты. Кроме того, EVM зависит от  $K_{\text{ЦАП}}$ . Наблюдаются резкие скачки EVM при различных значениях  $K_{\text{ЦАП}}$ .

При небольшом значении  $K_{\text{ЦАП}}$  компоненты, находящиеся во второй и третьей зонах Найквиста, располагаются относительно близко друг от друга. При использовании в качестве несущей одного из этих

компонентов неполное подавление соседнего компонента может также повлиять на EVM. На рис. 6 представлена зависимость EVM от соотношения амплитуды  $A_{\text{поб}}$  спектрального компонента в соседней зоне Найквиста к амплитуде  $A$  компонента, используемого в качестве несущей, выраженного в дБн.

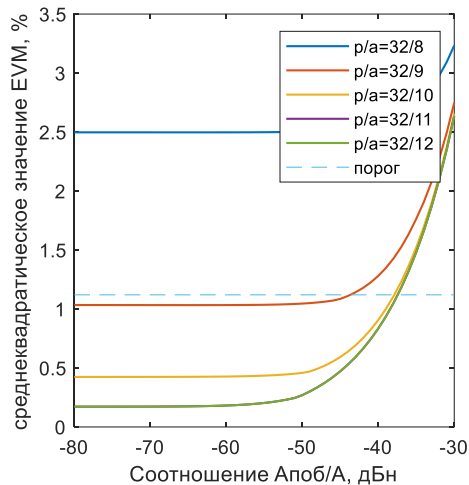


Рис. 6. Зависимость EVM от уровня спектрального компонента в соседней зоне Найквиста

По рис. 6 видно, что при подавлении соседнего компонента ниже минус 55 дБн, он практически не оказывает влияние на EVM, однако при увеличении его амплитуды от минус 55 дБн и выше происходит резкое увеличение EVM, которое может превысить пороговое значение.

#### IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Фазовый шум формирователя сигналов на основе быстродействующих ЦАП приводят к случайным смещениям концов вектора в созвездии и возможным ошибкам при принятии битовых последовательностей.

2. СПМ фазовых шумов формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП в основном определяется шумами тактового генератора, особенно если он реализован на системе ФАПЧ. В связи с этим необходимо использовать малошумящие тактовые генераторы.

3. Наиболее существенное влияние на увеличение вектора оказывают ДПСС, вызванные усечением кода фазы, а также подавленные не полностью спектральные составляющие, находящиеся в соседних зонах Найквиста. Следует учитывать, что при изменении коэффициента передачи ЦАП по основной частоте возможны как резкие скачки EVM, так и резкие провалы EVM, в связи с этим при частотном планировании формирователя важно выбрать наиболее оптимальный коэффициент передачи ЦАП по основной частоте  $K_{\text{ЦАП}}$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Menon A., Gunjagai A., Aishwarya, Kurup D. Combined Amplitude and Phase Noise Effects in QAM Direct Conversion Receivers // Conference: 2015 International Conference on Microwave, Optical and Communication Engineering (ICMOCE). 2015. Pp. 346-348. DOI:10.1109/ICMOCE.2015.7489763
- [2] Biciçi 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
- [3] Kroupa V.F. Noise properties of PLL systems // IEEE Trans. 1982. Vol. Com-30. No. 10. Pp. 2244-2252.
- [4] 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.
- [5] Kuckreja A., Ostrem G. High-Speed DACs ease transmitter designs. August 2010. Ajay K. Geir O. High-Speed DACs ease transmitter designs // Microwave & RF. 2010. No. 49(8). Pp. 66-71.
- [6] Ajay K., Geir O. High-Speed DACs ease transmitter designs // Microwave & RF. 2010. No. 49(8). Pp. 66-71.
- [7] 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. DOI: <https://doi.org/10.18127/j00338486-202205-16>
- [8] Osmany S., Herzel F., Schmalz K., Winkler W. Phase noise and jitter modeling for fractional-N PLLs. Advances in Radio Science - Kleinheubacher Berichte. 2007. Vol. 5. DOI: 10.5194/ars-5-313-2007
- [9] Жабин А.С., Кулешов В.Н. Экспериментальное исследование фазовых шумов в автогенераторах на КМОП-инверторах // Электросвязь. 2010. № 3. С. 34-37.
- [10] 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 преобразователей // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 11. С. 180-191.
- [11] Якименко К.А., Ромашов В.В., Докторов А.Н. Оптимизация спектральных характеристик гибридных синтезаторов частот на основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. № 3 (51). С. 53-60.