

УДК 621.391

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ЦАП**Храмов Константин Константинович**

кандидат технических наук, доцент, декан факультета радиотехники и компьютерных систем Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых»

E-mail: hramovkk.lan@mit.ru.

Ромашов Владимир Викторович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых»

E-mail: romashovmurom@mail.ru.

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

Аннотация: В современных устройствах формирования и генерирования сигналов широкое применение находят быстродействующие (высокочастотные) цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), позволяющие формировать радиосигнал непосредственно на несущей частоте. Функционирование таких ЦАП основано на использовании специальных режимов работы, которые определяют форму частотных характеристик преобразователей. В статье рассмотрены основные режимы работы, применяемые в быстродействующих ЦАП для цифрового формирования широкополосных сигналов. Приведены аналитические выражения и частотные характеристики для каждого из них. Исследован предложенный авторами вариант реализации тактовых импульсов, выполнен спектральный анализ выходных сигналов формирователя. Приведены сравнительные характеристики рассмотренных режимов при изменении параметров тактовых импульсов.

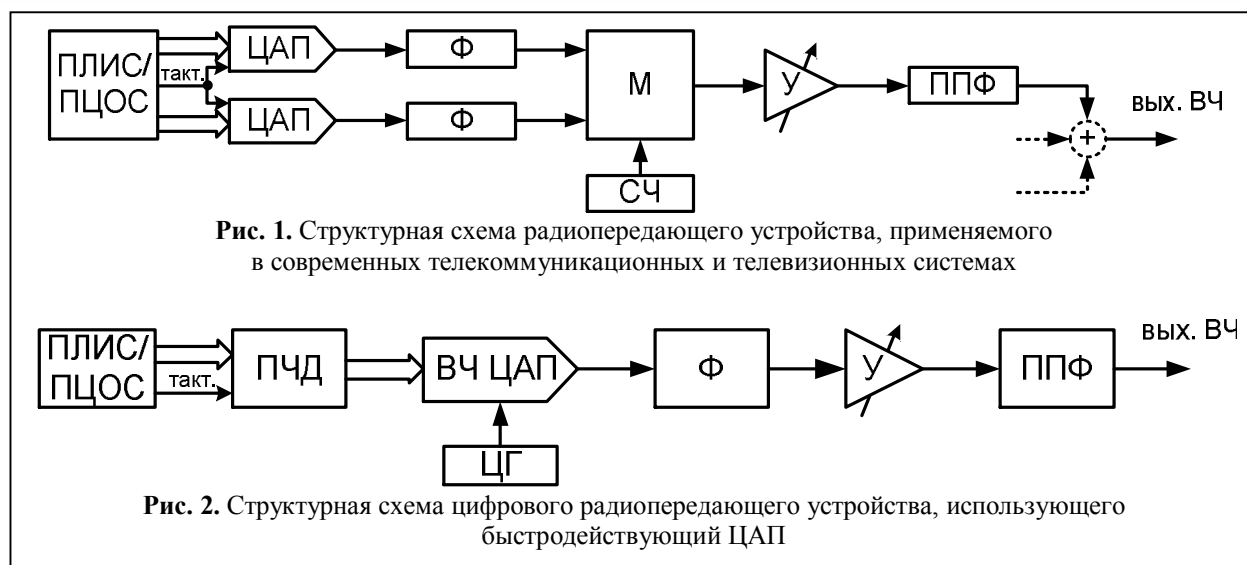
Ключевые слова: цифроаналоговый преобразователь, быстродействующий ЦАП, режимы работы ЦАП, цифровое формирование сигналов, широкополосные сигналы.

Достижения последних лет в области микроэлектроники позволили ведущим производителям интегральных микросхем существенно увеличить частоту преобразования цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) до 6...12 ГГц и создать высокочастотные (быстродействующие) ЦАП (ВЧ ЦАП, в зарубежной литературе – RF DAC), формирующие аналоговый сигнал непосредственно на несущей частоте в УВЧ-диапазоне. В настоящее время для разработчиков радиоэлектронных и телекоммуникационных устройств и систем доступна широкая номенклатура таких преобразователей, например: микросхемы серий MAX58xx и MAX196xx компании Maxim Integrated [1], серии AD91xx и AD97xx компании Analog Devices, Inc. [2], серия DAC38RFxx компании Texas Instruments, Inc. [3].

Использование современных быстродействующих ЦАП с разрядностью 12...16 бит позволило разработать широкополосные многоканальные цифровые радиопередающие уст-

ройства с прямой схемой модуляции непосредственно на радиочастоте [4]. Такие устройства применяются для формирования сигналов с несколькими несущими в системах кабельного телевидения, широкополосных сигналов с промежуточной частотой в радиолокационных станциях СВЧ-диапазона, радиосигналов с цифровой модуляцией в телекоммуникационных системах [5, 6]. Поэтому практический интерес представляет исследование и сравнительный анализ режимов работы, которые могут быть реализованы в быстродействующих ЦАП.

Рассмотрим типовую структуру радиопередающего устройства, широко используемую в различных цифровых телекоммуникационных и телевизионных системах (рис. 1). Синфазная (I) и квадратурная (Q) компоненты цифрового модулирующего сигнала, формируемого с помощью программируемой интегральной схемы (ПЛИС) или процессора цифровой обработки сигналов (ПЦОС), преобразуются в аналого-



вую форму в ЦАП, фильтруются (Φ), модулируют несущую частоту, вырабатываемую синтезатором частот ($СЧ$), в квадратурном модуляторе ($М$). Сформированный таким образом радиосигнал усиливается ($У$) по мощности до необходимого уровня и через полосно-пропускающий фильтр ($ППФ$) подаётся в линию связи [5, 7]. Рассмотренная структура достаточно хорошо себя зарекомендовала при небольшом числе каналов. При формировании многоканального радиосигнала на выходе устройства предусматривается суммирование сигналов нескольких передатчиков, при этом каждый из них имеет отдельный $СЧ$. Разброс электрических параметров и температурных свойств функциональных блоков в схеме рис. 1 приводит к нежелательному отклонению параметров суммарного сигнала, в частности, нарушению его равномерности в полосе, линейности фазы и т.д. Кроме того, из-за возникновения высших гармоник и образов основной частоты сигналов на выходах ЦАП, а также конечной величины развязки аналогового квадратурного модулятора, возрастает уровень нежелательных колебаний в формируемой полосе и значительно усложняется расчёт частотного плана многоканального радиопередающего устройства [4, 8].

На рис. 2 представлена структура цифрового радиопередающего устройства, использующего быстродействующий ЦАП [4–6].

Тактовая частота ВЧ ЦАП задается генератором с цифровым управлением ($ЦГ$) и определяется при частотном планировании. Сформированный в ПЛИС цифровой модулирующий сигнал поступает в преобразователь частоты дискретизации ($ПЧД$), в котором обобщены функции мультиплексирования, синхронизации, интерполяции и цифровой фильтрации сигнала.

К преимуществам такой архитектуры относятся:

- полностью цифровое формирование сигнала;
- гибкое частотное планирование за счёт высокой частоты преобразования ЦАП;
- возможность формирования широкополосного многоканального сигнала;
- отсутствие аналогового преобразования частоты и синтезатора частот в каждом канале;
- снижение потерь мощности сигнала из-за отсутствия сумматора на выходе.

Названные преимущества приводят, в конечном счёте, к снижению уровня дискретных составляющих в спектре выходного сигнала, улучшению шумовых характеристик передающего устройства, уменьшению его массы и габаритов, снижению сложности и стоимости изготовления.

Как известно из теории цифровой обработки сигналов [9], спектр $\dot{S}_d(\omega)$ дискретного

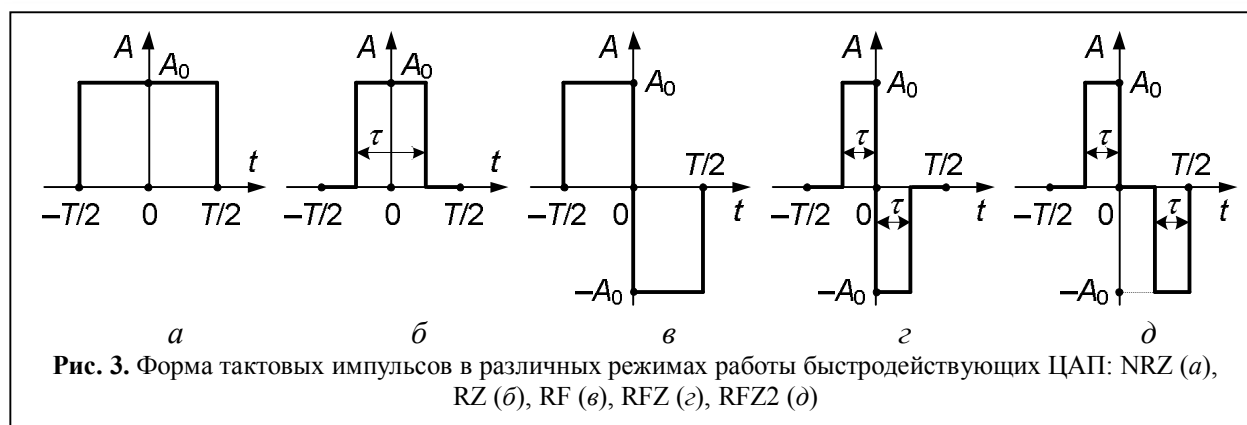


Рис. 3. Форма тактовых импульсов в различных режимах работы быстродействующих ЦАП: NRZ (а), RZ (б), RF (в), RFZ (з), RFZ2 (д)

сигнала образован бесконечным рядом сдвинутых копий (образов) спектра $\dot{S}(\omega)$ основного колебания (исходного непрерывного сигнала)

$$\dot{S}_d(\omega) = \frac{\dot{S}_0(\omega)}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right), \quad (1)$$

где $\dot{S}_0(\omega)$ – огибающая спектра, определяемая передаточной характеристикой ЦАП; $T = 2\pi/\omega_T$ – период дискретизации (тактирования); $\omega_T = 2\pi f_T$ – частота дискретизации.

Передаточная характеристика ЦАП зависит от длительности и формы тактовых импульсов [10–12], поэтому последние будут определять амплитудное распределение образов основного колебания в спектре выходного сигнала ЦАП.

Традиционно в ЦАП реализуется интерполяция нулевого порядка, когда сигнал тактируется прямоугольными импульсами длительностью T (рис. 3, а). Такой режим работы ЦАП в иностранной литературе принято называть *non-return-to-zero* (NRZ) или *normal mode*. Огибающая спектра в этом случае, с учётом симметрии импульсов, определяется выражением

$$\begin{aligned} \dot{S}_0(\omega) &= \dot{S}_{\text{NRZ}}(\omega) = A_0 T \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)} = \\ &= A_0 T \operatorname{sinc}(\omega T/2), \end{aligned} \quad (2)$$

где A_0 – амплитудный коэффициент.

Модуль $|\dot{S}_{\text{NRZ}}(\omega)|$ огибающей спектра, нормированный относительно $A_0 T$ и выраженный в децибелах, приведён на рис. 4. Очевидно, что огибающая $\dot{S}_{\text{NRZ}}(\omega)$ пропорциональна функ-

ции синуса Котельникова с нулями на частотах $\omega_k = k\omega_T$, где $k = 1, 2, \dots$. На этом же рисунке показан модуль $|\dot{S}_d(\omega)|$ спектра сигнала на выходе ЦАП при формировании гармонического колебания с основной частотой $\omega_0 = 0, 2\omega_T$. Наличие образов в спектре дискретного сигнала, повторяющихся с частотой ω_T , позволяет, путём их фильтрации на выходе ЦАП, формировать колебания на частотах, превышающих тактовую частоту преобразования [13–16]. Это позволяет снизить скорость передачи данных в основной полосе и уменьшить рассеиваемую ЦАП мощность. Ограничение заключается в том, что амплитуда копий спектра, расположенных в 2...4 зонах Найквиста, на 10...20 дБ меньше амплитуды основного колебания (рис. 4). Кроме того, при необходимости формирования широкополосного или многоканального сигнала в этих зонах в режиме NRZ возникает проблема значительной (до 3...5 дБ) неравномерности в полосе.

Быстродействующие ЦАП призваны преодолевать эти ограничения. При этом возможны два основных пути решения возникающих проблем. Первый заключается в значительном увеличении тактовой частоты ЦАП (расширении зон Найквиста) без изменения режима NRZ и дополнительном использовании корректирующей функции вида $x/\sin(x)$ для уменьшения неравномерности частотной характеристики ЦАП в основной полосе (первой зоне Найквиста) [2]. При втором подходе увеличение тактовой частоты ЦАП сопровождается

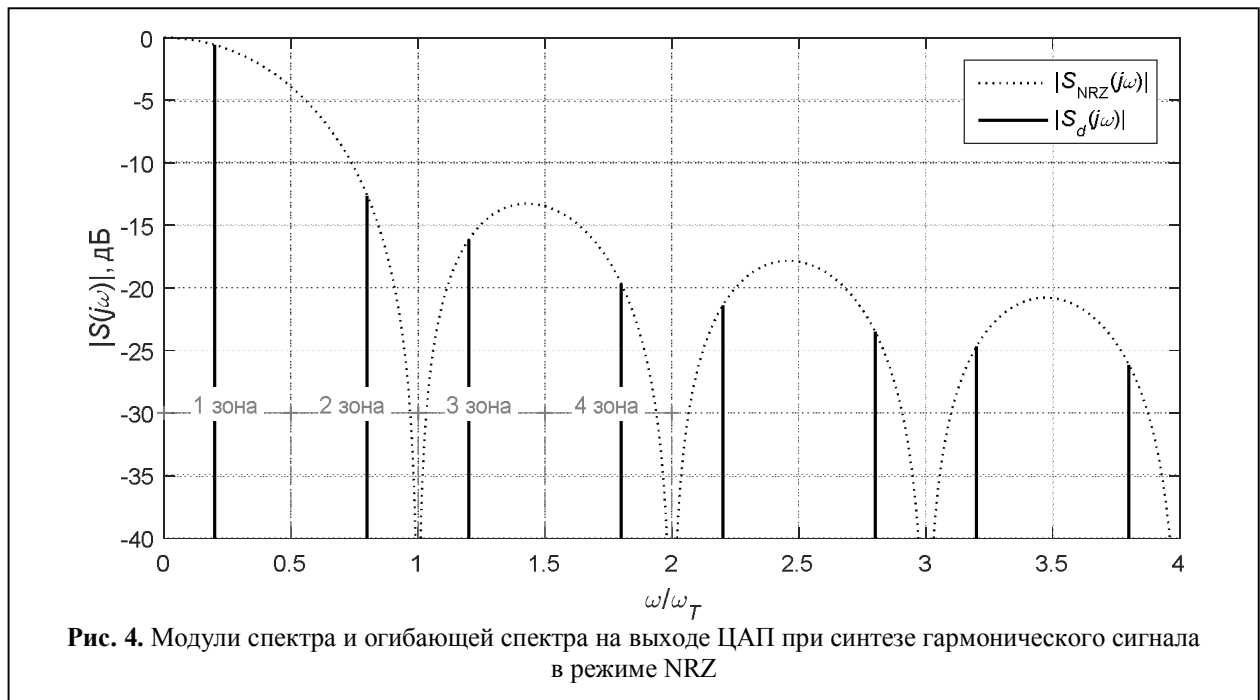


Рис. 4. Модули спектра и огибающей спектра на выходе ЦАП при синтезе гармонического сигнала в режиме NRZ

ся изменением режима работы преобразователя за счёт изменения формы и длительности тактовых импульсов. Наиболее простой и очевидный способ – уменьшение длительности τ тактовых импульсов (рис. 3, б) так, что выходной сигнал оказывается как бы «вырезан» из сигнала режима NRZ в интервалы времени $-\tau/2 < t < \tau/2$. Режим работы ЦАП, соответствующий этому способу, получил название *return-to-zero (RZ) mode*. В [9, 10, 12] показано, что в этом режиме спектральный состав $\dot{S}_{d2}(\omega)$ выходного сигнала ЦАП соответствует спектру дискретного сигнала режима NRZ

$$\dot{S}_{d2}(\omega) = \dot{S}_{RZ}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right),$$

а огибающая спектра $\dot{S}_{RZ}(\omega)$ в режиме RZ может быть выражена через $\dot{S}_{NRZ}(\omega)$ [10]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{RZ}(\omega) &= \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{q0}(\tilde{\omega}) \dot{S}_{NRZ}(\omega - \tilde{\omega}) d\tilde{\omega} = \\ &= \frac{A_0}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} = \frac{A_0}{q} \cdot \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2q}\right), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\dot{S}_{q0}(\omega) = \frac{1}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)}$; $q = T/\tau$ – скважность тактовых импульсов.

Из выражения (3) следует, что увеличение скважности тактовых импульсов приводит к расширению частотной характеристики ЦАП в q раз за счёт перераспределения амплитуд образцов основной частоты. На практике при реализации в быстродействующих ЦАП режима RZ аппаратно задается значение $q=2$ [1–5].

Принципиально другим режимом работы, применяемым в некоторых быстродействующих ЦАП, является *radio frequency (RF)* или *mix mode* [1–2]. При его реализации каждый тактовый импульс режима NRZ представляется двумя разнополярными импульсами длительностью $\tau = T/2$ (рис. 3, в). Используя выводы, полученные выше, и рис. 3, в, запишем выражение для комплексной огибающей спектра на выходе ЦАП в режиме RF

$$\begin{aligned} \dot{S}_{RF}(\omega) &= A_0 \int_{-T/2}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{T/2} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \frac{A_0 T}{2} \frac{\sin(\omega T/4)}{(\omega T/4)} \left[\exp\left(j\frac{\omega T}{4}\right) - \exp\left(-j\frac{\omega T}{4}\right) \right] = \\ &= jA_0 T \frac{\sin^2(\omega T/4)}{(\omega T/4)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Сравнивая выражения (2) и (4), можно сделать вывод, что в режиме RF тактовая частота ЦАП вдвое превышает тактовую частоту ре-

жима NRZ, а множитель $\sin(\omega T/4)$ формирует нулевые значения огибающей спектра на выходе ЦАП на частотах $\omega_k = 2k\omega_T$, где $k=0, 1, 2, \dots$. Как следует из (4), огибающая спектра на выходе ЦАП в режиме RF не зависит от скважности тактовых импульсов.

Путём уменьшения длительности разнополярных импульсов режима RF относительно момента $t=0$ так, как показано на рис. 3, з, работчики реализуют ещё один режим работы быстродействующих ЦАП, известный как RFZ (*radio frequency return-to-zero mode*) [6]. Формулу для комплексной огибающей спектра в этом режиме получим, используя (3) и (4):

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{RFZ}}(\omega) &= A_0 \int_{-\tau}^0 \exp(-j\omega t) dt - A_0 \int_0^{\tau} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= j2A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} \sin(\omega T/2q) = \\ &= j2A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin^2(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Для последнего выражения справедливы выводы, сделанные для формул (3) и (4). Также очевидно, что при $q=2$ выражение (5) совпадает с (4), т.е. режим работы RF является частным случаем режима RFZ при $\tau = T/2$. При практической реализации режима RFZ в быстродействующих ЦАП имеет место значение $q=4$ [1], что требует четырёхкратного увеличения тактовой частоты по сравнению с режимом NRZ.

Можно предложить и проанализировать ещё один режим работы ЦАП, условно названный RFZ2. В нём длительность разнополярных импульсов, также как в режиме RFZ, составляет $\tau < T/2$, однако изменение их длительности осуществляется относительно моментов времени $t=0$ и $t=T/2$ (рис. 3, д). Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП в этом случае будет определяться выражением

$$\dot{S}_{\text{RFZ2}}(\omega) = A_0 \int_{-\tau}^0 \exp(-j\omega t) dt -$$

$$\begin{aligned} &- A_0 \int_{T/2-\tau}^{T/2} \exp(-j\omega t) dt = \\ &= j2A_0 \frac{T}{q} \cdot \frac{\sin(\omega T/2q)}{(\omega T/2q)} \sin(\omega T/4) \times \\ &\times \exp \left[j\omega T \left(\frac{1}{2q} + \frac{1}{4} \right) \right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Структуры выражений (5) и (6) аналогичны, однако в отличие от формулы (5) в последнем выражении вместо множителя $\sin(\omega T/2q)$ фигурирует множитель $\sin(\omega T/4)$, который даёт фиксированные нули функции $\dot{S}_{\text{RFZ2}}(\omega)$ на частотах $\omega_k = 2k\omega_T$, где $k=0, 1, 2, \dots$, и множитель $\exp[\dots]$, который определяется смещением тактовых импульсов вдоль оси времени.

Проведём анализ зависимостей, построенных по выражениям (2)–(6). На рис. 5–6 размещены графики модулей огибающих спектра выходных сигналов ЦАП для различных режимов работы при двух значениях скважности $q=2$ и $q=4$. Приведённые зависимости нормированы относительно уровня $|\dot{S}_{\text{NRZ}}(0)|$ режима NRZ и выражены в децибелах.

Как следует из полученных графиков, во всех режимах (RZ, RF, RFZ, RFZ2) амплитудные значения некоторых спектральных компонент 2...8 зон Найквиста удаётся увеличить на несколько децибел за счёт перераспределения энергии в спектре выходного сигнала ЦАП, главным образом, из первой зоны. В режиме RZ уровень постоянной составляющей зависит от скважности тактовых импульсов: $S_{\text{RZ}}(0) = 20 \lg(q)$, в режимах RF, RFZ и RFZ2 постоянная составляющая в выходном сигнале отсутствует. При $q=2$ (рис. 5) модули огибающих спектра $S_{\text{RF}}(\omega)$, $S_{\text{RFZ}}(\omega)$ и $S_{\text{RFZ2}}(\omega)$ выходного сигнала ЦАП совпадают и имеют достаточно плоские вершины во 2-й и 6-й зонах Найквиста, что позволяет формировать в этих зонах выходной сигнал с полосой до $0,5\omega_T$.

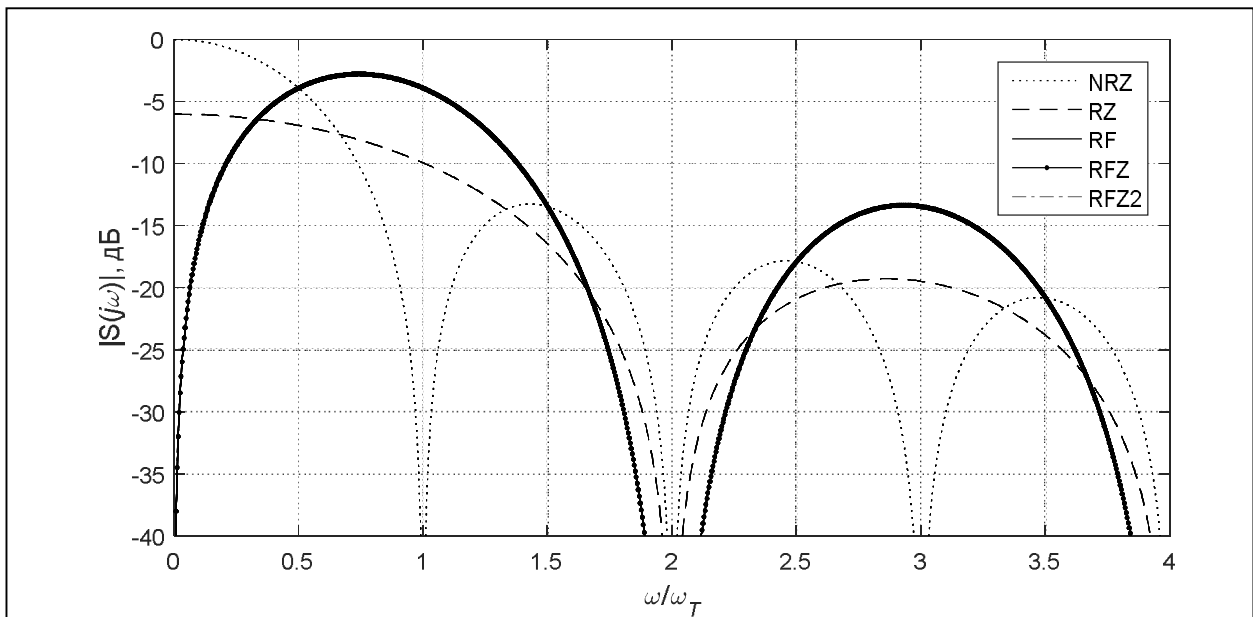


Рис. 5. Огибающие спектра выходного сигнала ЦАП для различных режимов его работы при $q=2$

При увеличении скважности тактовых импульсов до $q=4$ (рис. 6) первый лепесток зависимости $S_{RFZ}(\omega)$ расширяется, и создаются условия для формирования широкополосного сигнала, охватывающего 2...5 зоны Найквиста. Однако уровень этого сигнала не превысит значения минус 9 дБ относительно полной шкалы ЦАП. В режиме RFZ2 возможно формирование широкополосного сигнала, охватывающего вторую и третью зоны Найквиста, а

также в 6-й зоне.

Общим недостатком режимов RF и RFZ2 является принципиальная невозможность формирования сигнала в окрестностях частоты $\omega=2\omega_T$.

Для количественного анализа относительных изменений амплитуд отдельных составляющих спектра при изменении скважности тактовых импульсов и основной частоты выходного сигнала ЦАП, в [10] была введена

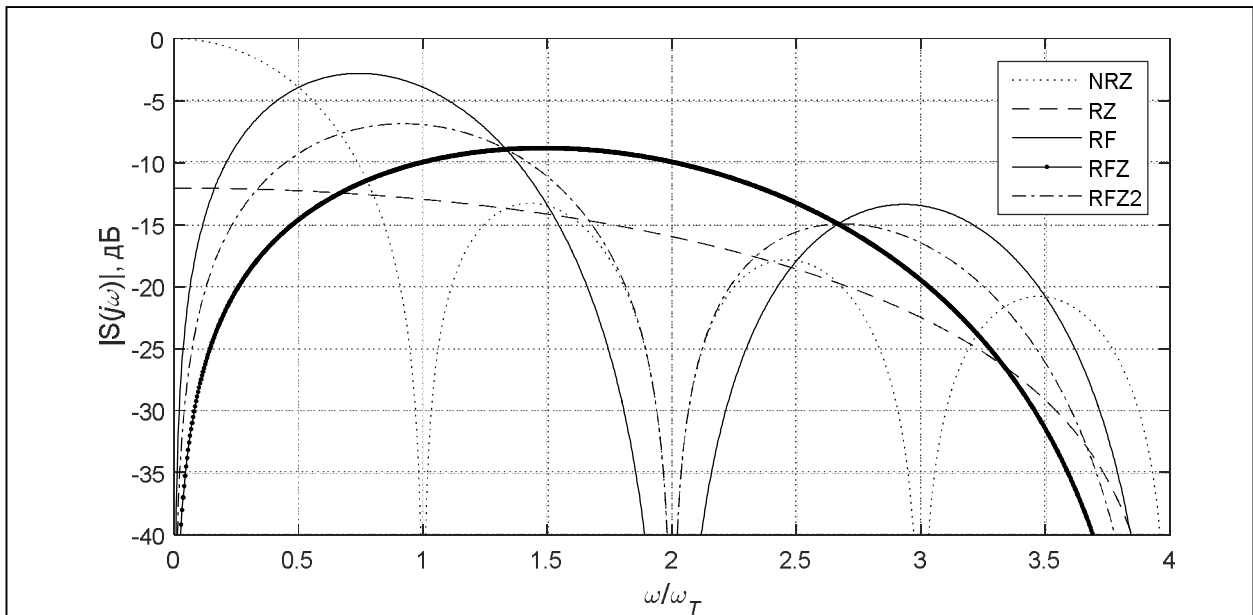


Рис. 6. Огибающие спектра выходного сигнала ЦАП для различных режимов его работы при $q=4$

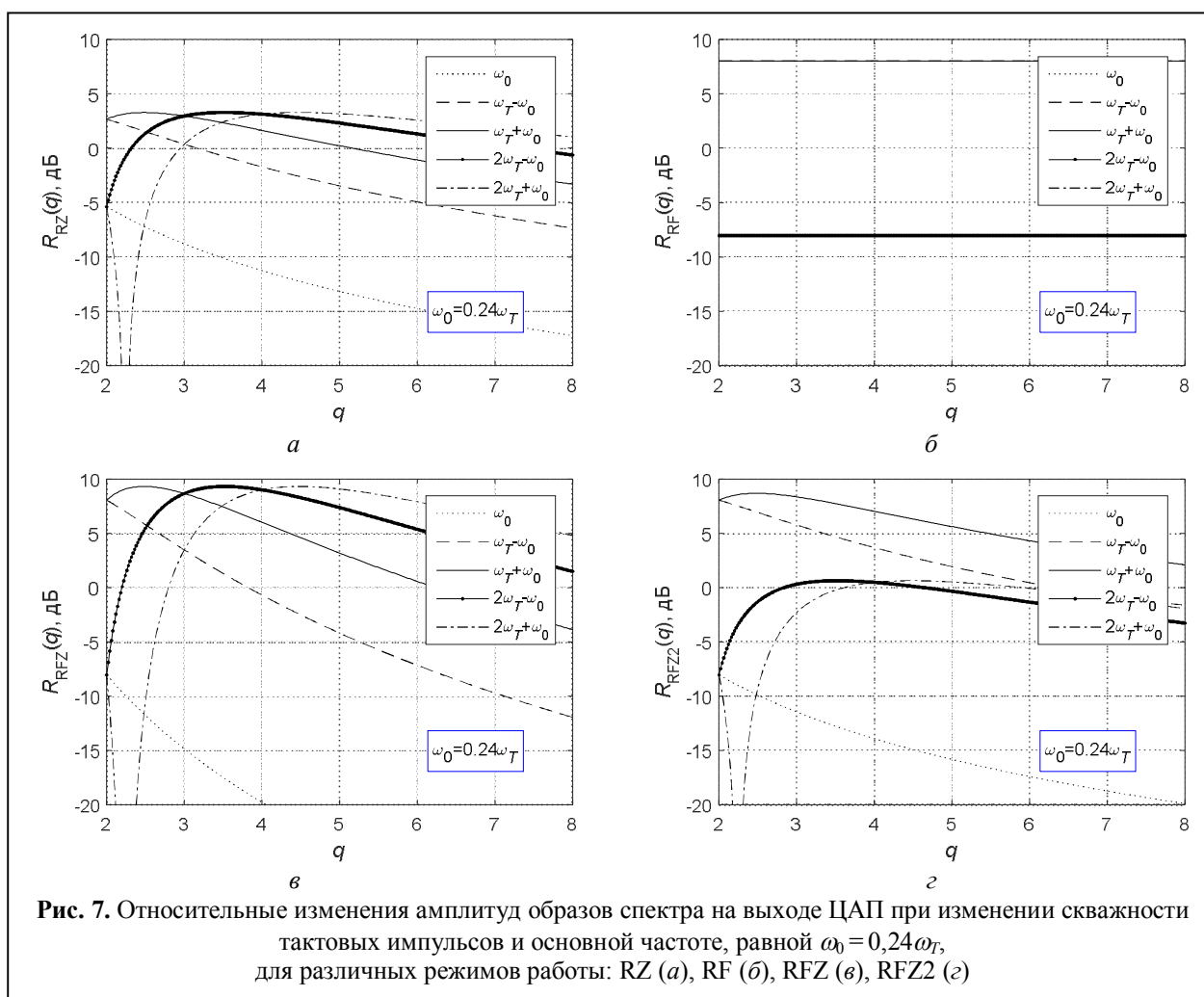


Рис. 7. Относительные изменения амплитуд образов спектра на выходе ЦАП при изменении скважности тактовых импульсов и основной частоте, равной $\omega_0 = 0,24\omega_T$, для различных режимов работы: RZ (а), RF (б), RFZ (в), RFZ2 (з)

безразмерная величина $R(\omega, q)$, равная отношению модуля огибающей спектра в заданном режиме к модулю $|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|$. Запишем выражения $R(\omega, q)$ для рассматриваемых режимов:

$$R_{RZ}(\omega, q) = 20 \lg \left(\frac{|\dot{S}_{RZ}(\omega)|}{|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|} \right) = 20 \lg \left(\left| \frac{\sin(\omega T/2q)}{\sin(\omega T/2)} \right| \right); \quad (7)$$

$$R_{RF}(\omega, q) = R_{RF}(\omega) = 20 \lg \left(\frac{|\dot{S}_{RF}(\omega)|}{|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|} \right) = 20 \lg \left(2 \left| \frac{\sin^2(\omega T/4)}{\sin(\omega T/2)} \right| \right); \quad (8)$$

$$R_{RFZ}(\omega, q) = 20 \lg \left(\frac{|\dot{S}_{RFZ}(\omega)|}{|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|} \right) = 20 \lg \left(2 \frac{\sin^2(\omega T/2q)}{|\sin(\omega T/2)|} \right); \quad (9)$$

$$R_{RFZ2}(\omega, q) = 20 \lg \left(\frac{|\dot{S}_{RFZ2}(\omega)|}{|\dot{S}_{NRZ}(\omega)|} \right) = 20 \lg \left(2 \left| \frac{\sin(\omega T/2q) \cdot \sin(\omega T/4)}{\sin(\omega T/2)} \right| \right). \quad (10)$$

Для анализа влияния скважности q тактовых импульсов на изменение уровней образов спектра при формировании с помощью ЦАП тонального сигнала с основной частотой $\omega_0 = 0,24\omega_T$ построим зависимости (7)–(10) при $\omega = const$ (рис. 7). Приведённые на этом рисун-

ке графики позволяют определить для каждого режима работы предельное относительное значение амплитуды любого образа спектра выходного сигнала ЦАП при соответствующем выборе скважности q тактовых импульсов. Так, например, для режима RZ при соотношении $\omega_0 = 0,24\omega_T$ теоретически возможно увеличение амплитуды любого образа на 3,3 дБ относительно режима NRZ, а для режима RFZ такое увеличение составляет 9,3 дБ. В режиме RF относительный уровень образов спектра не зависит от q и имеет постоянные относитель-

ные значения: минус 8,05 дБ – для образов, примыкающих к частотам $k\omega_T$, где $k=0, 2, 4, \dots$, и 8,05 дБ – для образов, в окрестностях частот $(k+1)\omega_T$. В режиме RFZ2 величины $R(q)$ имеют два предельных значения: 8,7 дБ – для образов во 2-й и 3-й зонах Найквиста и 0,63 дБ – для образов в 4-й и 5-й зонах.

В общем случае, относительные уровни образов спектра $R(\omega, q)$ будут возрастать при прочих равных условиях для всех рассмотренных режимов работы ЦАП при уменьшении основной формируемой частоты ω_0 . Сказанное

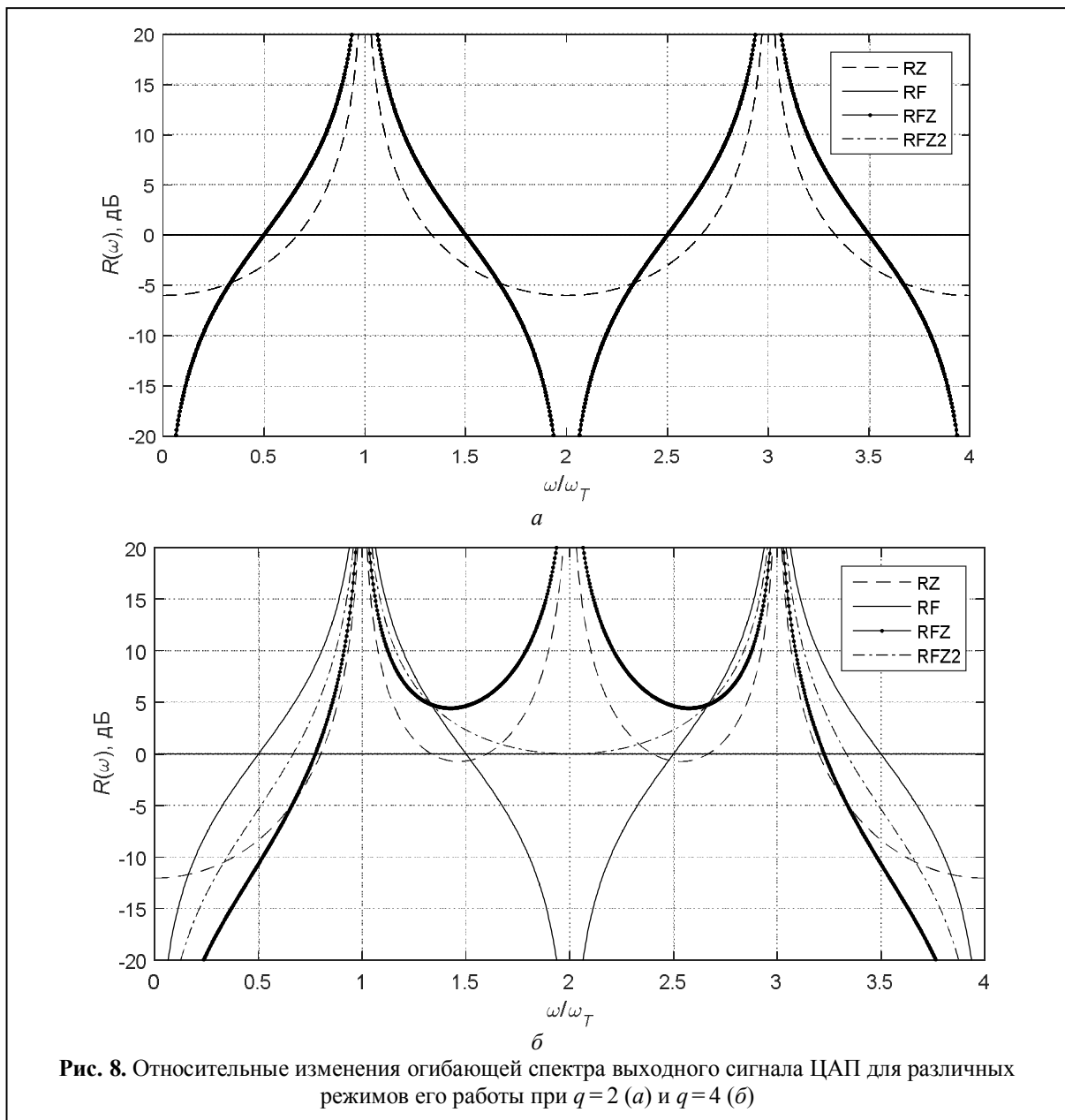


Рис. 8. Относительные изменения огибающей спектра выходного сигнала ЦАП для различных режимов его работы при $q = 2$ (а) и $q = 4$ (б)

наглядно иллюстрируется графиками на рис. 8, где приведены частотные зависимости величины $R(\omega)|_{q=const}$ при фиксированной скважности q тактовых импульсов.

Как следует из графиков рис. 8, а, при $q=2$ зависимости $R(\omega)|_{q=const}$ для режимов RF, RFZ и RFZ2 совпадают, что также вытекает из выражений (8)–(10). В режимах RZ, RFZ и RFZ2 в окрестностях частот $kq\omega_r$, где $k=0, 1, 2, \dots$ наблюдается относительное уменьшение уровня огибающей спектра выходного сигнала ЦАП. В режиме RF такое уменьшение не зависит от q и наблюдается в окрестностях частот $k\omega_r$.

Таким образом, рассмотренные варианты формирования тактовых импульсов позволяют выбрать наиболее подходящие режимы работы быстродействующих ЦАП для формирования широкополосных (многочастотных) радиосигналов с требуемыми параметрами, а полученные аналитические выражения – рассчитать относительный уровень и неравномерность выходного сигнала в полосе для произвольных значений основной формируемой частоты и скважности тактовых импульсов. Реализация приведённых режимов работы с помощью ПЛИС или ПЦОС открывает возможность прямого цифрового формирования широкополосных радиосигналов в ОВЧ- и УВЧ-диапазонах.

Литература

1. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Maxim Integrated. 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master> (дата доступа 1.10.2018).
2. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc. 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html> (дата доступа 1.10.2018).
3. High-speed DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Texas Instruments, Inc. 2017. URL: <http://www.ti.com/data-converters/dac-circuit/high-speed/overview.html> (дата доступа 1.10.2018).
4. Kuckreja A., Ostrem G. High-Speed DACs ease transmitter designs // Microwave & RF. August 2010. URL: <https://www.mwrf.com/components/high-speed-dacs-ease-transmitter-designs> (дата доступа 1.10.2018).
5. Overhoff S. Application note 5446 [Электронный ресурс]: Direct-Sampling DACs in Theory and Application by URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446> (дата доступа 1.10.2018).
6. Application note 3901 [Электронный ресурс]: Synchronizing Multiple High-Speed Multiplexed DACs for Transmit Applications“. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3901> (дата доступа 1.10.2018).
7. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011. № 13. С. 44–47.
8. Ромашов В.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 4. С. 10–15.
9. Применение цифровой обработки сигналов. Под ред. Э. Оппенгейма: Пер. с англ. / Под ред. А.М. Рязанцева. М.: Мир, 1980. 552 с.
10. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот // Радиотехника. 2007. №6. С. 39–41.
11. Ямтурин Н.П., Болознев В.В., Сафонова Е.В., Жалнин Е.Б. Формирование прецизионных частот и сигналов. Нижний Новгород: Нижегород. гос. техн. ун-т., 2003. 187 с.
12. Храмов К.К. Эффективное использование образов спектра в ОВЧ и УВЧ диапазонах при прямом цифровом синтезе частот // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. – №11 / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. М.: Радиотехника, 2009. С. 108–112.
13. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A. The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers // 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 302–303.
14. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation // 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 310–311.
15. 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. Russia, Krasno-

yarsk, September 12–13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR.

16. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Моделирование шумовых характеристик интегральных цифро-

вых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. № 4. С. 20–23.

Поступила 1 октября 2018 г.

English

COMPARATIVE ANALYSIS OF HIGH-SPEED DAC OPERATING MODES

Konstantin Konstantinovich Khramov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor; Dean, Department of Radio Electronics and Computer Systems, Murom Institute (Branch) Federal state budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigorievich Stoletovs.

E-mail: hramovkk.lan@mit.ru.

Vladimir Viktorovich Romashov – Doctor of Engineering, Professor; Department Head of Radio Engineering, Murom Institute (Branch) Federal state budgetary Educational Institution of Higher Professional Education “Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigorievich Stoletovs.

E-mail: romashovmurom@mail.ru.

Адрес: 602264, Murom, Orlovskaya str., 23.

Abstract: In modern devices for generating signals, the high-speed digital-to-analog converters (DACs) are widely used that make it possible to generate radio signals at carrier frequency in the UHF band. The conversion frequency of high-speed DACs reaches 6 ... 12 GHz. The use of high-speed DACs with a bit width of 12 ... 16 bits allows the development of wideband multichannel digital radio transmitters with direct modulation at radio frequencies. Such devices are used for generating signals in cable television systems, in microwave radar stations, and in telecommunication systems. The operation of high-speed DACs is based on the use of special operational modes that determine the shape of the frequency response of the converters. The article presents the structure of a digital radio transmitting device using a high-speed DAC, and its advantages over traditional versions of signal formers. The main operational modes used in high-speed DACs for digital generation of broadband signals are considered: non-return-to-zero (NRZ) mode, return-to-zero (RZ) mode, radio frequency (RF) mode, and radio frequency return-to-zero (RFZ) mode. The mathematical expressions describing the frequency responses for each of them are given. The suggested variant of realization of RFZ режима is investigated. The spectral analysis of the output signals of the converters is performed. The comparative characteristics of the considered modes (relative spectral envelopes and relative changes in the amplitudes of individual spectral images at the output of the DAC) are given when the parameters of impulse response are change. The features of each of the operational modes of high-speed DAC are indicated. Recommendations on the choice of the most appropriate modes for the formation of broadband radio signals with the required parameters were made.

Keywords: digital-to-analog converter, high-speed DAC, DAC operating modes, digital signal generation, broadband signals.

References

1. High-Speed DACs [Electronic resource]: Maxim Integrated company website, 2017. URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master> (access date 1.10.2018).
2. High Speed DAC [Electronic resource]: Analog Devices, Inc. website 2017. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html> (access date 1.10.2018).
3. High-speed DACs [Electronic resource]: Texas Instruments, Inc. website, 2017. URL: <http://www.ti.com/data-converters/dac-circuit/high-speed/overview.html> (access date 1.10.2018).
4. Kuckreja A., Ostrem G. High-Speed DACs ease transmitter designs // Microwave & RF. August 2010.
5. Application note 5446, “Direct-Sampling DACs in Theory and Application ” by Stephanie Overhoff. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446> (access date 1.10.2018).
6. Application note 3901, “Synchronizing Multiple High-Speed Multiplexed DACs for Transmit Applications”. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3901> (access date 1.10.2018).
7. Romashov V.V., Khramov K.K. Reference frequency spectrum generators of the transmitter driver using fundamental frequency. Methods and devices of data transmission and processing. 2011. No. 13. Pp. 44–47.

8. *Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N.* Frequency planning of radio system signal generators based on digital synthesizers. *Radio Engineering and Telecommunication Systems*. 2012. No. 4. Pp. 10–15.
9. Application of Digital Signal Processing. Ed. by Oppenheim A.: Transl. from English. Ed. by M. Ryazantsev. Moscow: Mir, 1980. 552 p.
10. *Romashov V.V., Khramov K.K.* VHF and UHF range signal shaping using the method of frequency direct digital synthesis. *Radio Engineering*. 2007. No. 6. P. 39-41.
11. *Yampurin N.P., Boloznev V.V., Safonova E.V., Zhalnin E.B.* Precision frequency and signal shaping. Nizhny Novgorod: State University of Nizhny Novgorod, 2003. 187 p.
12. *Khramov K.K.* Efficient use of VHF and UHF range images with direct digital frequency synthesis. Methods and devices of data transmission and processing: Interacademic collection of research papers №11. Ed. by V.V. Romashov, V.V. Bulkin. M.: Radio Engineering, 2009. Pp. 108–112.
13. *Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Yakimenko K.A.* The Use of Images of DDS in the Hybrid Frequency Synthesizers. 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 302–303.
14. *Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N.* The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation. 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014. Pp. 310–311.
15. *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. Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR.
16. *Romashov V.V., Romashova L.V.* Noise characteristic simulation of the integrated direct digital synthesizers. *Radio engineering and telecommunication systems*. 2011. No. 4. Pp. 20–23.