

Анализ искажений от импульсов в истоках коммутирующих транзисторов в ЦАП с коммутацией токов

Г.А. Свизев¹, Л.П. Ионов², И.И. Мухин³, А.В. Золотарёв⁴

¹ТТИ ЮФУ, ^{1,2,3}АО «НИИМА «Прогресс», ⁴ОАО «РТИ имени академика А.Л. Минца»,
¹grits1989@mail.ru

Аннотация — Рассмотрено влияние импульсов в истоках коммутирующих транзисторов и вызываемых ими помех в общих цепях смещения на искажения спектра выходного сигнала ЦАП с коммутацией токов. Предложена модель этих помех и искажений. Получены оценки их влияния на SFDR.

Ключевые слова — ЦАП с коммутацией токов, искажения спектра, SFDR, амплитудно-импульсная модуляция.

I. ВВЕДЕНИЕ

Для большинства современных приложений быстродействующих ЦАП (например, телекоммуникации) основной интерес, кроме разрядности и частоты выборки, представляет спектральная «чистота» синтезируемых сигналов и соответствующие частотные параметры искажений (SFDR, IMD и др.).

В статье подробно рассмотрено влияние одного из основных факторов, создающих искажения в спектре выходного сигнала ЦАП с коммутацией токов, а именно – импульсов в истоках коммутирующих транзисторов и создаваемых ими помех в общих цепях смещения. Предложена математическая модель возникающих искажений, позволяющая численно оценить их влияние на основной частотный параметр ЦАП – динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR).

II. ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Среди существующих архитектур ЦАП наибольшее быстродействие имеет архитектура с коммутацией токов [1], [2], что сделало её стандартом для реализации быстродействующих ЦАП.

Базовым элементом таких ЦАП являются токовые ячейки, составляющие разряды.

При переключении токовой ячейки (рис. 1а) напряжения и токи коммутирующих транзисторов M_3 и M_4 изменяются в соответствии с их нелинейными вольт-амперными характеристиками и частотными свойствами. В результате в истоках M_3 и M_4 на фоне установившегося напряжения V_S наблюдаются колебания (импульсы) $V_S^*(t)$, размах и форма которых зависят от характеристик управляющих сигналов V_A и V_B , их формы, размаха, времени переключения, но главным образом от уровня пересечения фронтов.

Поэтому для уменьшения импульсов $V_S^*(t)$ широко используется ([1]-[9]) оптимизация уровня пересечения фронтов управляющих сигналов, что наглядно проиллюстрировано на рис. 1б для случая реализации токовых ячеек на n -канальных транзисторах.

Импульсы напряжения $V_S^*(t)$ вызывают две составляющие искажений выходного сигнала ЦАП.

Первая составляющая связана с тем, что вследствие этих импульсов часть выходного тока переключаемых токовых ячеек используется для перезаряда их внутренних паразитных емкостей, что приводит к дополнительным импульсным составляющим (искажениям) в выходном дифференциальном токе ЦАП.

Вторая составляющая искажений вызвана тем, что импульсы $V_S^*(t)$ через паразитные пути передачи проникают в общие для токовых ячеек режимозадающие цепи (напряжения смещения V_{b1} и V_{b2} на рис. 1), создавая тем самым соответствующие помехи. В результате возникают соответствующие помехи в выходных токах ячеек, причём уже во всех ячейках, а не только переключаемых.

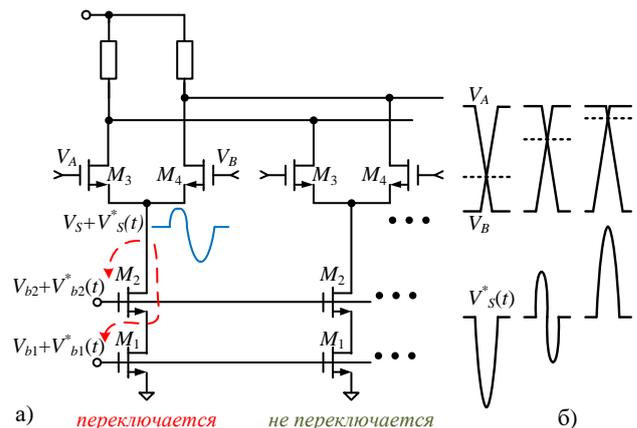


Рис. 1. Паразитная передача импульсов $V_S^*(t)$ в общие цепи смещения (а) и влияние уровня пересечения управляющих фронтов на $V_S^*(t)$ (б)

Описанные искажения отмечены в литературе [1]-[10], предложены методы для их уменьшения.

Однако в найденных источниках указанные искажения рассматриваются лишь на качественном

уровне в целом в рамках представленных выше утверждений без математических моделей и их анализа.

Например, в [2, с. 55] в самом общем виде говорится об «импульсной ошибке, ухудшающей динамические характеристики»; в [1, с. 52] утверждается, что при полностью термометрической реализации разрядов первая составляющая искажений не содержит нелинейных компонент в отличие от второй составляющей, имеющей нелинейный характер.

При этом численно авторы никак не конкретизируют влияние рассмотренных искажений на целевые параметры ЦАП – ни оценочно, ни даже по результатам моделирования конкретных схем с конкретной параметрической настройкой.

Таким образом, отсутствие математического анализа этих искажений не позволяет ни адекватно оценить уровень их влияния и важность в сравнении с другими источниками искажений выходного сигнала ЦАП, ни сравнить существующие методы для их уменьшения, ни дать количественных рекомендаций при практическом синтезе на этапе параметрической настройки схемы ЦАП.

III. ПРЕДЛАГАЕМАЯ МОДЕЛЬ ИСКАЖЕНИЙ И АНАЛИЗ ИХ ВЛИЯНИЯ НА СПЕКТР ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЦАП

Рассмотрим первую составляющую искажений.

Пусть при переключении элементарной токовой ячейки (соответствующей младшему разряду) импульс напряжения в истоках её коммутаторов приводит к дополнительной составляющей (импульсной помехе) выходного дифференциального тока, описываемой в общем виде временной зависимостью $e_{d0}(t)$. Если учитывать, что указанные помехи возникают только в переключающихся токовых ячейках, то в случае полностью термометрической реализации разрядов ЦАП суммарная импульсная помеха может быть представлена в виде, стандартном для последовательности импульсов при амплитудно-импульсной модуляции:

$$e_{d.lerms}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \Delta n_i e_{d0}(t - iT_{clk}), \quad (1)$$

где Δn_i – приращение кода ЦАП на i -ом такте преобразования, а T_{clk} – период преобразования (тактового сигнала).

Как видно из (1), возникающие на каждом такте преобразования помехи $\Delta n_i e_{d0}(t - iT_{clk})$ по размаху прямо пропорциональны приращениям кода Δn_i , а их (нормированная) форма одинакова и определяется $e_{d0}(t)$. Откуда следует, что рассмотренные помехи создают только линейные искажения и поэтому не приводят к появлению паразитных компонент в спектре выходного дифференциального сигнала ЦАП.

Если при сегментной / бинарной реализации разрядов их веса набираются строгим масштабированием (параллельным соединением)

соответствующего количества элементарных токовых ячеек, то динамические характеристики ячеек номинально согласованы, и поэтому переходные процессы внутри ячеек также имеют одинаковую форму. Тогда аналогично (1) получаем выражение, описывающее суммарную импульсную помеху от переключающихся разрядов в случае сегментной / бинарной реализации разрядов ЦАП:

$$e_{d.segm/bin}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (\Delta n_{i,on} - \Delta n_{i,off}) e_{d0}(t - iT_{clk}), \quad (2)$$

где $\Delta n_{i,on}$ и $\Delta n_{i,off}$ – суммарный вес включающихся и выключающихся разрядов соответственно на i -ом такте преобразования.

Несмотря на то, что значения $\Delta n_{i,on}$ и $\Delta n_{i,off}$ зависят от выбранной схемы сегментации разрядов, а также от предыдущего n_{i-1} и поступающего n_i входного кода ЦАП, очевидно, что $\Delta n_{i,on} - \Delta n_{i,off} = \Delta n_i$.

Поэтому (1) и (2) тождественны, а представленные ранее выводы о линейности возникающих искажений справедливы также для сегментной / бинарной реализации разрядов.

При этом разница в характерах переходного процесса для различных схем реализации будет наблюдаться лишь в синфазной составляющей выходного тока, но не дифференциальной.

Полученное утверждение о линейности этой составляющей искажений и в случае сегментной / бинарной реализации расходится с соответствующим утверждением из [1, с. 52]. Возможно, это расхождение объясняется тем, что в [1] рассматривался сигнал на каждом выходе ЦАП по отдельности (однофазно, а не дифференциально), в результате чего учитывалась также синфазная составляющая выходного тока, которая действительно содержит нелинейные составляющие.

Перейдём к анализу второй составляющей искажений, вызванной помехами в общих цепях смещения.

Рассмотрим случай полностью термометрической реализации разрядов.

Помехи $V_{b2}^*(t)$ на фоне номинально заданного напряжения смещения V_{b2} возникают вследствие передачи импульсов напряжения $V_s^*(t)$ из переключающихся токовых ячеек главным образом через паразитные ёмкости затвор-сток (C_{GD2}) транзисторов M_2 .

При этом на конкретном (i -ом) такте преобразования количество ξ_i переключающихся элементарных токовых ячеек напрямую зависит от приращения Δk_i входного кода ЦАП, а именно равно абсолютному значению этого приращения:

$$\xi_i = |\Delta k_i| = |k_{i+1} - k_i| = |k[(i+1)T_{clk}] - k(iT_{clk})|, \quad (3)$$

где T_{clk} – период преобразования, а $k(t)$ – исходный непрерывный сигнал, синтезируемый (восстанавливаемый) с помощью ЦАП по дискретным значениям $k_i = k(iT_{clk})$.

Тогда помехи $V_{b2}^*(t)$ можно представить как результат паразитной амплитудно-импульсной модуляции, при которой:

- несущее колебание $V_{b2,0}^*(t)$ создаётся импульсом $V_s^*(t)$, передаваемым из переключающейся элементарной токовой ячейки в цепь смещения V_{b2} с некоторым комплексным коэффициентом передачи

$$K_{b2s0}(j\omega) = \frac{V_{b2,0}^*(j\omega)}{V_s^*(j\omega)}; \quad (4)$$

- модулирующим сигналом является дискретный сигнал (3), соответствующий непрерывному

$$\xi(t) = |k(t + T_{clk}) - k(t)|. \quad (5)$$

Тогда при синтезе (восстановлении) периодического сигнала $k(t)$ помехи $V_{b2}^*(t)$ также будут периодическими и, соответственно, могут быть представлены суммой гармонических составляющих в общем виде:

$$V_{b2}^*(t) = \sum_{\nu=0}^{\infty} V_{b2,\nu} \cos(\omega_{b2,\nu} t - \alpha_{b2,\nu}).$$

Помехи $V_{b2}^*(t)$ приводят к соответствующим помехам $I_0^*(t)$ взвешенного тока младшего разряда I_0 во всех элементарных токовых ячейках, составляющих разряды ЦАП:

$$\begin{aligned} I_0^*(t) &= \sum_{\nu=0}^{\infty} G_{0b2}(\omega_{b2,\nu}) V_{b2,\nu} \cos(\omega_{b2,\nu} t - \alpha_{I_0,\nu}) = \\ &= \sum_{\nu=0}^{\infty} I_{0,\nu} \cos(\omega_{b2,\nu} t - \alpha_{I_0,\nu}), \end{aligned} \quad (6)$$

где $G_{0b2,0}(\omega) = |G_{0b2}(j\omega)|$ является модулем комплексной крутизны преобразования напряжение-ток $G_{0b2}(j\omega)$, определяющей частотную зависимость передачи помех $V_{b2}^*(t)$ в помехи $I_0^*(t)$:

$$G_{0b2}(j\omega) = \frac{I_0^*(j\omega)}{V_{b2}^*(j\omega)}. \quad (7)$$

Выходной дифференциальный ток ЦАП можно представить как результат умножения тока кванта преобразования $I_0 + I_0^*(t)$ на «ступенчатый» сигнал $k_{dig}(t)$, описывающий смену входного кода ЦАП во времени:

$$i_{out,dif}(t) = 2[I_0 + I_0^*(t)]k_{dig}(t). \quad (8)$$

Если сигнал $k_{dig}(t)$ также представить суммой гармоник в общем виде

$$k_{dig}(t) = \sum_{\eta=0}^{\infty} K_{\eta} \cos(\omega_{k,\eta} t - \alpha_{k,\eta}), \quad (9)$$

то из (8) с учётом (6) и (9) можно показать, что вызванная помехами $V_{b2}^*(t)$ составляющая $2I_0^*(t)k_{dig}(t)$ выходного дифференциального тока ЦАП содержит в спектре паразитные составляющие, находящиеся на суммарной $\omega_{b2,\nu} + \omega_{k,\eta}$ и разностной $\omega_{b2,\nu} - \omega_{k,\eta}$ частотах для каждой пары перемножаемых гармоник.

Согласно (6) для нахождения амплитуд $I_{0,\nu}$ составляющих помехи $I_0^*(t)$ необходимо определить крутизну преобразования напряжение-ток $G_{0b2}(j\omega)$ (выражение (7)) и спектр $S_{V_{b2}^*}(\omega)$ помех $V_{b2}^*(t)$.

Спектр сигнала, полученного посредством амплитудно-импульсной модуляции, определяется выражением [11, с. 18]

$$S_{\varphi}(\omega) = S_{\psi}(\omega)S_F(\omega), \quad (10)$$

где $S_F(\omega)$ – спектр несущего импульса $F(t)$; а $S_{\psi}(\omega)$ – спектр сигнала, полученного путём дискретизации модулирующего сигнала $f(t)$ с помощью единичных импульсов $\delta(t)$,

$$S_{\psi}(\omega) = \frac{1}{T_{clk}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_f(\omega - n\omega_{clk}), \quad (11)$$

где $S_f(\omega)$ – спектр $f(t)$.

При определении спектра $S_{V_{b2}^*}(\omega)$ с помощью выражений (10)-(11) спектр $S_f(\omega)$ сигнала $f(t)$ задаётся спектром $S_{\xi}(\omega)$ сигнала $\xi(t)$ (выражение (5)); спектр $S_F(\omega)$ несущего импульса $F(t)$ определяется спектром $S_{V_s^*}(\omega)$ импульса помехи $V_s^*(t)$, переданным в цепь смещения V_{b2} через модуль коэффициента передачи $K_{b2s0}(j\omega)$ (выражение (4)):

$$S_F(\omega) = S_{V_s^*}(\omega)K_{b2s0}(\omega). \quad (12)$$

Таким образом, спектр паразитных составляющих тока $I_0 + I_0^*(t)$ всех элементарных токовых ячеек, составляющих разряды ЦАП, определяется выражением

$$\begin{aligned} S_{I_0}(\omega) &= S_{V_{b2}^*}(\omega)G_{0b2}(\omega) = \\ &= \frac{1}{T_{clk}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_{\xi}(\omega - n\omega_{clk}) S_{V_s^*}(\omega) K_{b2s0}(\omega) G_{0b2}(\omega). \end{aligned} \quad (13)$$

В рассматриваемом контексте при работе с периодическими сигналами в частотной области удобнее оперировать не непрерывным спектром (модулем спектральной плотности), а линейчатым спектром (модулем комплексной амплитуды), полученным с помощью разложения в ряд Фурье. В этом случае выражению (13) соответствует

$$\begin{aligned} A_{I_0, nm} &= A_{V_{b2}, nm} G_{0b2}(\omega_{nm}) = \\ &= \frac{1}{T_{clk}} A_{\xi, m} S_{V_s^*}(\omega_{nm}) K_{b2s0}(\omega_{nm}) G_{0b2}(\omega_{nm}), \end{aligned} \quad (14)$$

где индексы nm соответствуют гармоникам на частотах $\omega_{nm} = n\omega_{clk} + m\omega_{\xi 1}$, а циклическая частота $\omega_{\xi 1} = 2\pi/T_{\xi}$ соответствует периоду T_{ξ} сигнала $\xi(t)$.

Отметим, что амплитуды $I_{0,v}$ в (6) соответствуют амплитудам $A_{j_{0, nm}}$ в (14) при надлежащем сопоставлении индексов. Разница же в обозначении связана с тем, что $I_{0,v}$ индексируются по v произвольно для суммы гармоник *в общем виде*, в то время как для $A_{j_{0, nm}}$ индексация по m определяется индексацией при разложении в ряд Фурье сигнала $\zeta(t)$, а индексация по n воспроизводит спектральные образы сигнала $\zeta(t)$, возникающие как неизбежное следствие процесса восстановления сигнала по его отсчётам.

Предложенная математическая модель помех $V_{b2}^*(t)$ и $I_0^*(t)$ позволяет определять искажения спектра выходного сигнала ЦАП при синтезе (восстановлении) сигнала общего вида $k(t)$.

Чтобы оценить влияние помех $V_{b2}^*(t)$ на ключевой частотный параметр ЦАП – $SFDR$ – проанализируем случай синтеза однотонового сигнала

$$k(t) = A_o \sin(\omega_o t). \quad (15)$$

Для определения амплитуд $I_{0,v}$ через $A_{j_{0, nm}}$ с помощью (14) последовательно найдём $A_{\xi, m}$, $S_{V_s}^*(\omega)$, $K_{b2s0}(\omega)$ и $G_{0b2}(\omega)$.

При синтезе однотонового сигнала (15) сигнал $\zeta(t)$ определяется (согласно (5)), выражением

$$\zeta(t) = A_o |\sin[\omega_o(t + T_{clk})] - \sin(\omega_o t)|$$

и представляет собой выпрямленные *полупериоды* гармонического сигнала, поэтому период $T_\xi = \pi/\omega_o = 1/(2f_o)$ сигнала $\zeta(t)$ вдвое меньше периода $2\pi/\omega_o$ исходной гармоники $\sin(\omega_o t)$.

С помощью разложения в ряд Фурье получаем комплексные амплитуды (спектр) сигнала $\zeta(t)$:

$$A_{\xi, m} \approx A_o \omega_o T_{clk} \frac{4}{\pi |4m^2 - 1|}, \quad (16)$$

где амплитуда $A_{\xi, m}$ соответствует гармонике с циклической частотой $\omega_{\xi, m} = m\omega_\xi$.

Определим спектр $S_{V_s}^*(\omega)$ импульса $V_s^*(t)$. Как уже отмечалось, размах и форма этого импульса могут значительно отличаться в зависимости от структуры и параметров схемы.

В частности, при благоприятном пересечении фронтов управляющих сигналов импульсы $V_s^*(t)$ имеют относительно небольшой размах и примерно симметричны относительно установившегося напряжения V_S (в центре на рис. 1б). При неблагоприятном пересечении фронтов импульсы значительно больше, а по форме близки к треугольным импульсам.

Рассмотрим этот неблагоприятный случай.

Аппроксимируем импульс $V_s^*(t)$ импульсом треугольной формы с высотой V_h и временем переднего и заднего фронтов t_1 и t_2 соответственно (рис. 2).

Тогда модуль спектральной плотности (спектр) импульса $V_s^*(t)$ в диапазоне рабочих частот аппроксимируется выражением

$$S_{V_s}^*(\omega) \approx V_h t_{12} / 2, \quad t_{12} = t_1 + t_2. \quad (17)$$

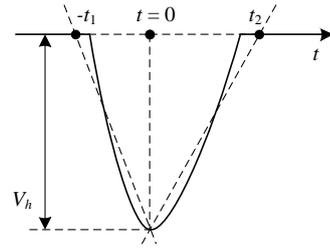


Рис. 2. Аппроксимация импульсов $V_s^*(t)$ в истоках коммутаторов импульсом треугольной формы

Определим модули комплексного коэффициента передачи по напряжению $K_{b2s0}(j\omega)$ и комплексной крутизны преобразования напряжение-ток $G_{0b2}(j\omega)$ с помощью частотного анализа эквивалентных схем рис. 3 и рис. 4, полученных из исходной схемы рис. 1.

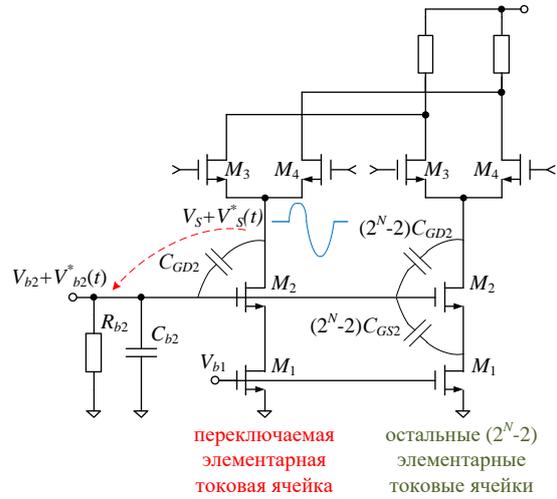


Рис. 3. Схема для определения $K_{b2s0}(j\omega)$

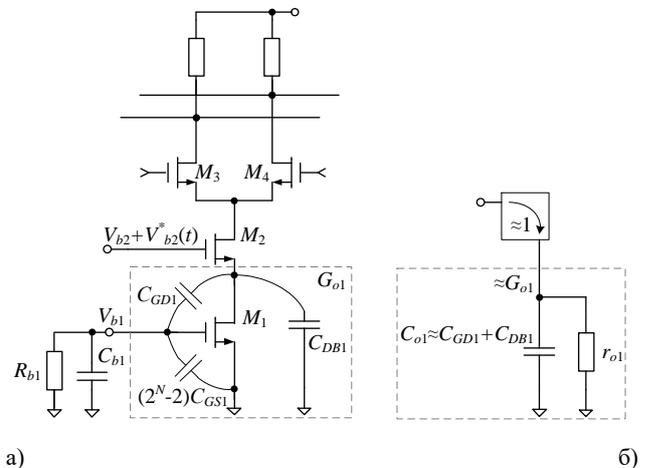


Рис. 4. Схема для определения $G_{0b2}(j\omega)$ (а) и её упрощённое представление (б)

Принимая ряд приближений, свойственных при типовой реализации токовой ячейки, получаем:

$$K_{b2s0}(\omega) \approx \frac{C_{GD2}}{C_{b2full}}, \quad (18)$$

$$C_{b2full} = C_{b2} + (2^N - 2)(C_{GS2} + C_{GD2}),$$

$$G_{0b2}(\omega) \approx \omega C_{o1}. \quad (19)$$

Таким образом, подставляя (16), (17), (18) и (19) в (14), с учётом принятых аппроксимаций получаем амплитуды $A_{I_{0, nm}}$ составляющих помех $I_0^*(t)$:

$$A_{I_{0, nm}} = A_o \omega_o \frac{4}{\pi |4m^2 - 1|} \cdot \frac{V_h t_{12}}{2} \cdot \frac{C_{GD2}}{C_{b2full}} \omega C_{o1}. \quad (20)$$

Подставляя в (20) $\omega = n\omega_{clk} + m\omega_{\xi 1} = n\omega_{clk} + 2m\omega_o$ и переходя от циклических частот к обычным, получаем:

$$A_{I_{0, nm}} = \frac{8\pi A_o f_o V_h t_{12} C_{GD2} C_{o1}}{C_{b2full}} \cdot \frac{(nf_{clk} + 2mf_o)}{|4m^2 - 1|}. \quad (21)$$

При умножении на синтезируемый сигнал $k_{dig}(t)$ составляющие $I_0^*(t)$ создают в спектре выходного сигнала ЦАП множество паразитных компонент, из которых для определения $SFDR$ интерес представляет только максимальная в рабочем диапазоне частот $0 \div f_{clk}/2$ (при синтезе сигналов в первой полосе Найквиста). Причём в зависимости от соотношения частоты синтезируемой гармоники f_o и частоты выборки ЦАП f_{clk} эта доминирующая паразитная компонента может определяться различными составляющими помех $I_0^*(t)$. В частности, выделяются 3 частотных диапазона:

- при $0 < f_o < f_{clk}/6$ $SFDR$ определяется доминирующей паразитной составляющей на частоте $3f_o$:

$$SFDR \approx 20 \log \left(\frac{2I_0 K_{0,1}}{A_{I_{0,0,1}} K_{0,1}} \right) = 20 \log \left(\frac{2I_0}{A_{I_{0,0,1}}} \right), \quad (22)$$

$$SFDR \approx 20 \log \left(\frac{3I_0 C_{b2full}}{8\pi A_o f_o^2 V_h t_{12} C_{GD2} C_{o1}} \right); \quad (23)$$

- при $f_{clk}/6 < f_o < f_{clk}/3$ $SFDR$ определяется доминирующей паразитной составляющей на частоте $f_{clk} - 3f_o$:

$$SFDR \approx 20 \log \left(\frac{3I_0 C_{b2full}}{8\pi A_o f_o (0,5 f_{clk} - f_o) V_h t_{12} C_{GD2} C_{o1}} \right); \quad (24)$$

- при $f_{clk}/3 < f_o < f_{clk}/2$ $SFDR$ определяется доминирующей паразитной составляющей также на частоте $f_{clk} - 3f_o$:

$$SFDR \approx 20 \log \left[\frac{3I_0 C_{b2full}}{8\pi A_o f_o^2 V_h t_{12} C_{GD2} C_{o1}} \left(\frac{f_{clk}}{f_o} - 1 \right) \right]. \quad (25)$$

Предложенная математическая модель возникновения и распространения помех, а также полученные на её основе оценки $SFDR$ в общем виде являются универсальными, так как могут быть использованы не только для цепи смещения V_{b2} , но и для любой другой i -ой цепи смещения V_{bi} при замене функций $K_{b2s0}(\omega)$ и $G_{0b2}(\omega)$, входящих в $A_{I_{0, nm}}$ (выражение (14)), на соответствующие i -ой цепи смещения $K_{bis0}(\omega)$ и $G_{0bi}(\omega)$.

IV. ПРОВЕРКА ПРЕДЛОЖЕННЫХ ОЦЕНОК С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Адекватность предложенной модели и оценок $SFDR$ проверена с помощью моделирования схемы (рис. 5) 12-разрядного ЦАП.

Управляющие дифференциальные сигналы для переключения разрядов ЦАП подаются с идеализированного синтезатора цифровых сигналов.

В токовых ячейках использованы модели реальных транзисторов толстооксидной опции (3,3 V) КМОП-технологии с нормой 0,18 μm .

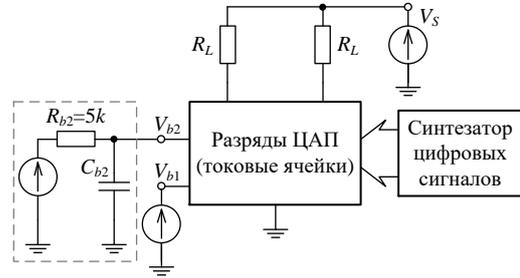


Рис. 5. Схема проверочного моделирования

Для адекватности выводов по результатам моделирования создавать искажения выходного сигнала ЦАП должен только анализируемый фактор (в данном случае – импульсы в истоках коммутаторов), в то время как влияние остальных факторов должно быть исключено или минимизировано до недоминирующего уровня. Это достигается следующими мерами:

- помехи в цепи смещения V_{b1} и на шине питания исключаются за счёт использования идеализированных источников ЭДС (с нулевым выходным импедансом).
- Идеализированная реализация синтезатора сигналов, управляющего разрядами ЦАП, снимает все вопросы относительно точности синхронизации и согласованности управляющих сигналов. Модели транзисторов при моделировании без рассогласования (*mismatch*) также имеют полностью согласованные параметры.

- Использование нагрузочных резисторов ЦАП с нулевым сопротивлением ($R_L = 0$) исключает влияние кодзависимой модуляции исходного сопротивления и выходной ёмкости ЦАП, влияние кодзависимой модуляции момента коммутации, а также нелинейные составляющие искажений от паразитного просачивания управляющих сигналов (указанные эффекты описаны, например, в [1]). При этом за измеряемый выходной сигнал ЦАП принимается непосредственно его выходной дифференциальный ток (а не дифференциальное напряжение на нагрузочных резисторах).

Как видно из результатов моделирования на рис. 6, при логических уровнях дифференциальных сигналов, управляющих разрядами, 0 V и 1,8 V уровень пересечения их фронтов (1,06 V) выбран несколько ниже оптимального с целью воспроизведения неблагоприятного параметрического случая, при котором импульс в истоках коммутаторов расположен односторонне относительно установившегося уровня и имеет относительно большой размах ($V_h = 112,7$ mV). Как видно из графика, форма импульса достаточно близка к треугольной, а его длительность оценивается в 170 ps.

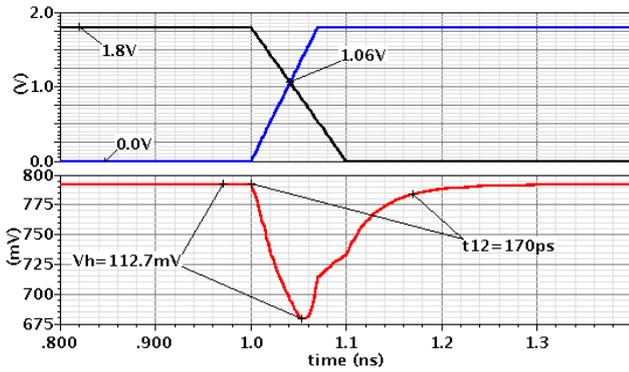


Рис. 6. Определение параметров импульса в истоках коммутаторов

Проведена серия итераций моделирования, в которых изменялась частота f_o синтезируемой гармоники. Остальные параметры были постоянны: частота выборки $f_{clk} = 1$ GS/s; ток полной шкалы $I_{FS} = 20$ mA (а соответствующий ему $I_0 = 4,884$ uA для 12-разрядного ЦАП); синтезировались гармоники максимальной (для $N = 12$) амплитуды $A_o = 2048$ LSB. Полный набор значений параметров, используемых в оценках $SFDR$, приведён в табл. 1. Паразитные ёмкости транзисторов измерены с помощью частотного анализа.

Таблица 1

Параметры тестовой схемы рис. 5

N , bit	f_{clk} , GS/s	I_0 , uA	A_o , LSB	C_{b2} , pF	C_{GS2} , fF	C_{GD2} , fF	V_h , mV	t_{12} , ps	C_{GD1} , fF	C_{DB1} , fF
12	1	4,884	2048	0	0,8	0,4	112,7	170	3,9	3,1

Результаты измерений и расчётов $SFDR$ отображены на рис. 7, где сплошная кривая $SFDR_{sim}$ с

круглыми маркерами построена по измерениям (в точках с маркером) результатов моделирования, а пунктирная кривая $SFDR_e$ соответствует расчёту по оценкам.

На рис. 7 также представлена кривая $SFDR_{es}$ (штрих-пунктирная с треугольными маркерами в точках построения), требующая пояснений.

Напомним, что при выведении выражения (21) для амплитуд $A_{j0, nm}$ составляющих помех $I_0^*(t)$ был сделан ряд аппроксимаций, в частности, для входящих в $A_{j0, nm}$ зависимостей $S_{vs}^*(\omega)$, $K_{b2s0}(\omega)$, $G_{ob2}(\omega)$ и $A_{\xi m}$.

Так вот, кривая $SFDR_{es}$ позволяет оценить влияние этих аппроксимаций на точность полученных оценок $SFDR$, так как при её расчёте амплитуды $A_{j0, nm}$ определялись не через (21), а из (14) по значениям $A_{vb2, nm}$ и $G_{ob2}(n\omega_{clk} + m\omega_{\xi 1})$, измеренным на моделировании.

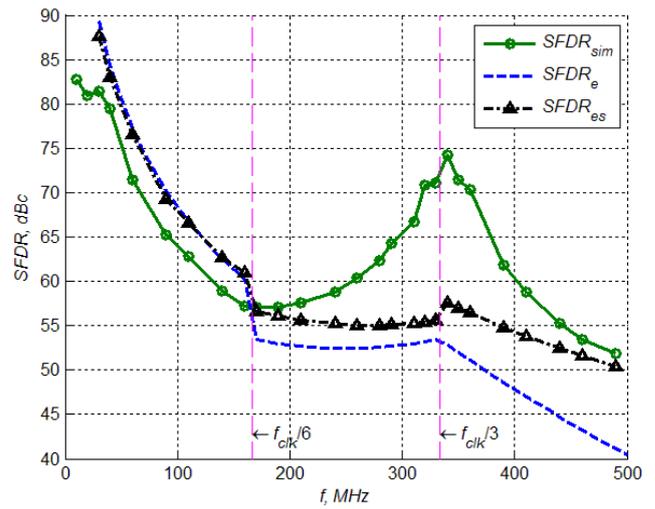


Рис. 7. Сравнение $SFDR$ по результатам моделирования и по предложенным оценкам

Поясним сказанное. Например, при синтезе гармоники частотой $f_o = 140$ MHz с частотой выборки $f_{clk} = 1$ GS/s доминирующая гармоника помех на фоне напряжения смещения V_{b2} находится на частоте $2f_o = 280$ MHz. Согласно результатам моделирования (рис. 8), её амплитуда $A_{vb2, 0, 1} = 0,87$ mV (или -61,2 dB), а крутизна преобразования напряжение-ток на этой частоте $G_{ob2}(280$ MHz) = 7,94 uA/V (или -102 dB). Тогда, согласно (14), амплитуда $A_{j0, 0, 1} = 6,9$ nA. Подставляя $A_{j0, 0, 1}$ в (22), получаем $SFDR_{es}(140$ MHz) = 63 dBc.

Таким образом, разница между кривыми $SFDR_e$ и $SFDR_{es}$ отражает погрешности аппроксимаций $S_{vs}^*(\omega)$, $K_{b2s0}(\omega)$, $G_{ob2}(\omega)$ и $A_{\xi m}$.

Разница же между кривыми $SFDR_{es}$ и $SFDR_{sim}$ объясняется тем, что в полученных оценках $SFDR$ при определении амплитуды доминирующей паразитной составляющей учитывается только одна пара перемножаемых гармоник, вносящая доминирующий вклад, а вклады остальных пар (со спектральными образами синтезируемой гармоники) пренебрегаются.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Импульсы в истоках переключаемых коммутаторов вызывают помехи в общих цепях смещения токовых ячеек. Эти помехи коррелированы с синтезируемым сигналом и создают паразитные составляющие в спектре выходного сигнала ЦАП.

Предложена математическая модель, описывающая возникновение, распространение и влияние указанных помех. Анализ модели позволил установить параметры паразитных составляющих и получить оценки (23), (24), (25), описывающие *SFDR* во всём диапазоне рабочих частот (в первой полосе Найквиста).

В литературных источниках не найдено математических моделей и численных оценок обсуждаемых помех. Поэтому предложенная модель и оценки *SFDR* имеют большую практическую значимость, так как позволяют аналитически определять допустимый уровень помех в общих цепях смещения, проводить направленную параметрическую оптимизацию схемы ЦАП и предъявлять конкретные численные требования к её элементам, например, при определении номиналов дополнительных фильтрующих емкостей в общих цепях смещения.

Адекватность предложенной модели и полученных оценок подтверждается результатами моделирования.

С помощью полученных оценок на конкретных численных примерах показано, что помехи в общих цепях смещения могут значительно ухудшать *SFDR*. Однако достаточное уменьшение их влияния не представляет значительных сложностей и может быть осуществлено при незначительном увеличении площади кристалла и без увеличения потребляемой мощности за счёт добавления фильтрующей ёмкости достаточного номинала.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] K. Doris, A. van Roermund, D. Leenaerts. Wide-Bandwidth High Dynamic Range D/A Converters. Springer, 2006. 204 p.
- [2] A. V. den Bosch, M. Steyaert, W. Sansen. Static and Dynamic Performance Limitations for High Speed D/A Converters. Kluwer Academic Publisher, 2004. 218 p.
- [3] W. Schofield, D. Mercer, L. St. Onge. A 16b 400MS/s DAC with $<-80\text{dBc}$ IMD to 300MHz and $<-160\text{dBm/Hz}$ Noise Power Spectral Density // Solid-State Circuits Conference, 2003. V. 1. 2003.
- [4] B. Schafferer, R. Adams. A 3V CMOS 400mW 14b 1.4GS/s DAC for Multi-Carrier Applications // Solid-State Circuits Conference, 2004. V. 1. 2004.
- [5] C.-H. Lin et. al. A 12 bit 2.9 GS/s DAC with $\text{IM3} < -60\text{ dBc}$ beyond 1 GHz in 65 nm CMOS // IEEE Journal of Solid-State Circuits. V. 44. №. 12. Dec. 2009. P. 3285-3293.
- [6] D. Mercer. A Study of Error Sources in Current Steering Digital-to-Analog Converters // 2004 IEEE Custom Integrated Circuits Conference. May 2004.
- [7] D. A. Mercer. Low Power Approaches to High Speed CMOS Current Steering DACs // IEEE 2006 Custom Integrated Circuits Conference (CICC). P. 153-160.
- [8] J. Bastos, A. M. Marques, M. S. J. Steyaert, W. Sansen. A 12-Bit Intrinsic Accuracy High-Speed CMOS DAC // IEEE Journal of Solid-State Circuits. V. 33. №. 12. Dec. 1998. P. 1959-1969.

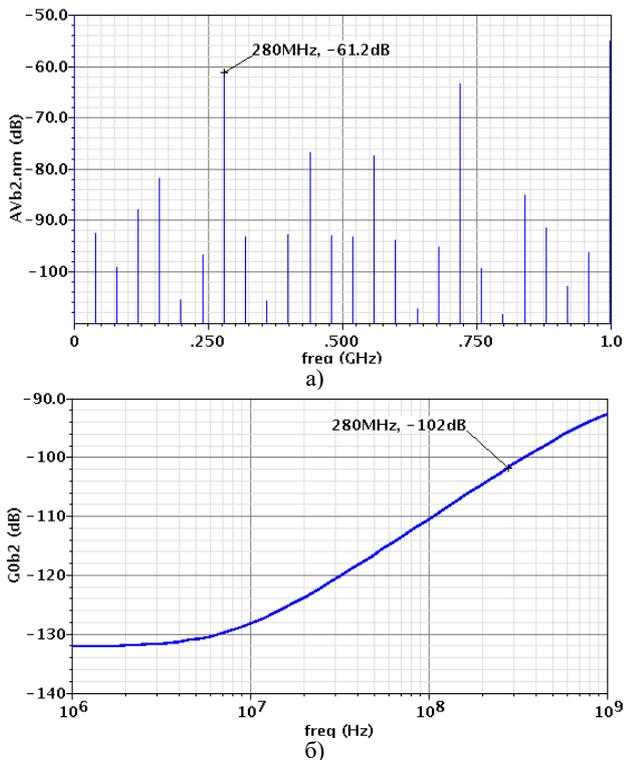


Рис. 8. Спектр помех $V_{b2}^*(t)$ при $f_0 = 280\text{ MHz}$ а) и измеренная зависимость $G_{ob2}(\omega)$ б)

Такое приближение, как видно из рис. 7, сохраняет достаточно высокую точность вплоть до частоты $f_o \approx f_{clk}/4$. При дальнейшем увеличении частоты погрешность оценки значительно увеличивается и достигает своего максимума на частоте $f_o \approx f_{clk}/3$, что объясняется следующим.

Вклады составляющих помех, доминирующих во втором ($f_{clk}/6 < f_o < f_{clk}/3$) и третьем ($f_{clk}/3 < f_o < f_{clk}/2$) частотных диапазонах, на границе $f_o = f_{clk}/3$ этих диапазонов оценочно одинаковы по амплитуде. При этом их фазы таковы, что эти вклады в значительной мере взаимно вычитаются. Поэтому реальная амплитуда доминирующего паразита в спектре выходного сигнала ЦАП оказывается значительно меньше ожидаемой по оценке, а реальный *SFDR* – выше оценочного.

Кроме того, из-за сложностей, связанных с реализацией восстанавливающего ФНЧ на выходе ЦАП, на практике верхняя граница используемого рабочего диапазона частот ЦАП значительно меньше $f_{clk}/2$. Поэтому, как видно из рис. 7, при параметрической оптимизации ЦАП для обеспечения *SFDR* не хуже заданного целесообразно исходить из расчётов для $f_o \approx f_{clk}/6$. А на этой частоте, как показывают результаты моделирования, точность оценки *SFDR* достаточно высока ($\approx 3\text{ dB}$).

Таким образом, предложенные оценки *SFDR* имеют высокую практическую значимость.

- [9] A.V. den Bosch et. al. A 10-bit 1-GSample/s Nyquist Current-Steering CMOS D/A Converter // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2001. V. 36. № 3. P. 315-324.
- [10] F.G. Weiss, T.G. Bowman. A 14-Bit, 1 Gs/s DAC for Direct Digital Synthesis Applications // Gallium Arsenide In-

- tegrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 20-23 Oct. 1991. Technical Digest 1991, 13th Annual. P. 361-364.
- [11] Карташев В.Г. Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров: Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. школа, 1982. 109 с.

Analysis of Distortions Caused by Impulses in Switching Transistors Sources in Current-Steering DAC

¹G.A. Svizev, ²L.P. Ionov, ³I.I. Mukhin, ⁴A.V. Zolotarjov

¹Southern Federal University, ^{1,2,3}JSC NIIMA Progress, ⁴JSC "RTI imeni akademika A.L. Mintsa",
¹grits1989@mail.ru

Keywords — Current-steering, SFDR, spectrum distortions.

ABSTRACT

During a switching of current-steering DAC cells (bits) voltage impulses appear in sources of switching transistors. These impulses penetrate directly into the DAC output signal, and, more importantly, they create code-dependent disturbances in common (global) biasing circuits of current cells leading to spurs in output signal spectrum.

These disturbances and spectrum distortions caused by them are widely reported in the literature [1]-[10] as one of the main reasons for deterioration of AC characteristics of current-steering DAC, as well as methods to reduce these distortions.

However, in the found publications these disturbances and distortions are considered only on a qualitative level, without mathematical models and their analysis. At the same time the authors do not specify numerically the impact of the mentioned disturbances on the key AC parameters of the DAC (SFDR, IMD, etc.), neither by assessment nor even on simulation results for specific schemes with particular parametric adjustment.

Hence, the lack of a sufficiently deep mathematical analysis of these disturbances and the related distortions permits neither reliably estimate the level of their influence and importance in comparison with other sources of distortions of DAC output spectrum, nor to compare the existing methods for distortion reduction and to give numerical recommendations for the practical synthesis in the step of DAC circuit parametric optimization.

The paper discusses the mentioned distortions in detail. A mathematical model is proposed describing the disturbances occurrence in the common biasing circuits and the distortions caused by them. Analysis of the model allowed us to determine parameters of spur components in the DAC output signal spectrum and to obtain expressions that describe SFDR over the entire range of operating frequencies (first Nyquist band).

The proposed model and SFDR expressions are of great practical importance, as they allow to determine numerically the acceptable level of disturbances in the common biasing circuits and to implement directed parametric

optimization of DAC circuit, for example, in the determination of the values of additional filtering capacitances in common biasing circuits. The model and the expressions in a common view can be applied to any common biasing circuit of current cells.

The adequacy of the proposed model and the obtained expressions is confirmed by simulation results.

Numerical examples illustrate that the disturbances in common biasing circuits can significantly degrade SFDR. However, sufficient reduction of their impact is not of significant complexity and can be realized at a slight increase in chip area and without increasing the power consumption.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] K. Doris, A. van Roermund, D. Leenaerts, Wide-Bandwidth High Dynamic Range D/A Converters, Springer, 2006.
- [2] A. V. den Bosch, M. Steyaert, W. Sansen, Static and Dynamic Performance Limitations for High Speed D/A Converters, Kluwer Academic Publisher, 2004.
- [3] W. Schofield, D. Mercer, L. St. Onge, "A 16b 400MS/s DAC with <-80dBc IMD to 300MHz and <-160dBm/Hz Noise Power Spectral Density", Solid-State Circuits Conference, 2003, vol. 1, 2003.
- [4] B. Schafferer, R. Adams, "A 3V CMOS 400mW 14b 1.4GS/s DAC for Multi-Carrier Applications", Solid-State Circuits Conference, 2004, vol. 1, 2004.
- [5] C.-H. Lin et. al., "A 12 bit 2.9 GS/s DAC with IM3 < -60 dBc beyond 1 GHz in 65 nm CMOS", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 44, no. 12, Dec. 2009, pp. 3285-3293.
- [6] D. Mercer, "A Study of Error Sources in Current Steering Digital-to-Analog Converters", 2004 IEEE Custom Integrated Circuits Conference, May 2004.
- [7] D. A. Mercer, "Low Power Approaches to High Speed CMOS Current Steering DACs", IEEE 2006 Custom Integrated Circuits Conference (CICC), pp. 153-160.
- [8] J. Bastos, A. M. Marques, M. S. J. Steyaert, W. Sansen, "A 12-Bit Intrinsic Accuracy High-Speed CMOS DAC", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, no. 12, Dec. 1998, pp. 1959-1969.
- [9] A.V. den Bosch et. al. A 10-bit 1-GSample/s Nyquist Current-Steering CMOS D/A Converter // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 2001. V. 36. № 3. P. 315-324.
- [10] F.G. Weiss, T.G. Bowman, "A 14-Bit, 1 Gs/s DAC for Direct Digital Synthesis Applications", Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 20-23 Oct. 1991. Technical Digest 1991, 13th Annual, pp. 361-364.
- [11] Kartashev V.G. The basics of discrete signal theory and digital filters. Uchebnoe posobie dlja vuzov. – M.: Vyssh. shkola, 1982. 109 p. (in Russian).