

А. А. Б ы к о в, Ю. А. С и д о р к и н а,  
А. А. К о в а л ь ч у к

## ПРИМЕНЕНИЕ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОРОВ В ДРОБНЫХ СИНТЕЗАТОРАХ ЧАСТОТЫ

*Исследовано влияние сигма-дельта модулятора в дробных синтезаторах частоты с переменным коэффициентом деления на характеристики синтезируемого сигнала.*

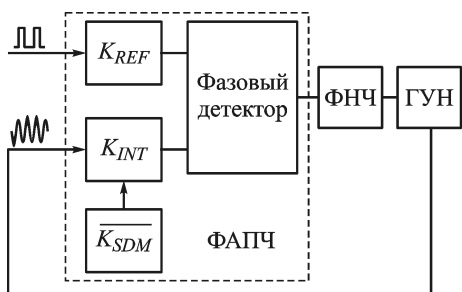
**E-mail:** arby@mail.ru; sidyulia5969@ya.ru;  
nastia\_kov\_k@rambler.ru

**Ключевые слова:** синтезаторы частот, сигма-дельта модуляция, дробный коэффициент деления, системы фазовой автоподстройки.

Синтезаторы частот (СЧ), или, как их называют в более развернутом виде, системы синтеза (формирования) дискретного множества частот, получили столь широкое распространение в самых разнообразных видах аппаратуры, что правомерно говорить о выделении их в самостоятельный класс радиотехнических устройств. В настоящее время наибольший интерес у разработчиков вызывает косвенный метод построения СЧ на базе систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). Решающую роль при этом играют такие важнейшие преимущества СЧ с ИФАПЧ, как возможность реализации высококачественных спектральных и приемлемых динамических характеристик при хороших габаритных, энергетических и других показателях, а также отсутствие каких-либо принципиальных ограничений с точки зрения выбора частотного диапазона выходного сигнала.

Синтезаторы частот с ИФАПЧ условно подразделяются на целочисленные и дробные. Существенным недостатком целочисленных СЧ является частотная сетка с низкой разрешающей способностью, напрямую зависящая от опорной тактовой частоты [1, 2]. Дробные синтезаторы частоты (ДСЧ) снимают подобные проблемы и способны генерировать частоты в  $Nf$  раз больше опорной частоты ( $N$  — целая, а  $f$  — дробная часть произвольного числа). Вместе с тем увеличение шага подстройки частоты является причиной паразитных дискретных составляющих в спектре синтезируемого сигнала. Методика применения сигма-дельта модуляторов (СДМ), используемая в ДСЧ, позволяет добиться высокой разрешающей способности и подавления паразитных составляющих [3].

**Общие положения и принцип работы СДМ.** Принципы работы СДМ и функции, которые они выполняют, рассматривались на примере схемы дробного делителя с переменным коэффициентом деления (ДДПКД) в цепи обратной связи системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [1–4].



**Рис. 1. Структурная схема СЧ с СДМ:** ФНЧ — фильтр нижних частот, ГУН — генератор управляемого напряжения

Сигма-дельта модулятор, представленный на рис. 1 как блок с коэффициентом передачи  $\overline{K_{SDM}}$ , подключается к делителю частоты в обратной связи ФАПЧ, корректируя тем самым коэффициент деления ДДПКД. Средний коэффициент деления рассчитывается по формуле [4]

$$K_{FB} = K_{INT} + \overline{K_{SDM}},$$

где  $K_{INT}$  — целочисленный коэффициент деления;  $\overline{K_{SDM}}$  — средний коэффициент деления с выхода СДМ,  $\overline{K_{SDM}} = FRAC/MOD$  ( $FRAC$  — целочисленный вход СДМ,  $MOD$  — модуль, используемый в арифметике СДМ).

Таким образом, синтезируемая частота определяется по формуле

$$f_{\text{вых}} = f_{\text{о.г}} \left( K_{INT} + \frac{FRAC}{MOD} \right),$$

(где  $f_{\text{о.г}}$  — частота опорного генератора), а разрешающая способность сетки частот рассчитывается — как

$$\Delta f_{\text{вых}} = \frac{f_{\text{о.г}}}{MOD},$$

если изменять значение на входе  $FRAC$  СДМ, и по формуле

$$\Delta f_{\text{вых}} \approx f_{\text{о.г}} \frac{FRAC}{MOD^2},$$

если изменять значение на входе  $MOD$  СДМ.

В аналоговом СДМ (рис. 2) дельта-модуляция основана на квантовании сигнала с помощью 1-битного квантователя с частотой  $f_s$ . Поскольку выходной сигнал интегратора в петле обратной связи дает оценку  $y(t) = \bar{x}(t)$  входного сигнала  $x(t)$ , то интегратор работает как предсказатель. Выходной сигнал модулятора обычно представляет собой последовательность значений  $\pm 1$ . Для выполнения операции вычитания требуется его преобразование в аналоговую форму с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП). Ошибка оценивания  $\Delta = x(t) - \bar{x}(t)$  в текущий момент времени квантуется и используется для оценки на следующем периоде квантования. Можно показать, что спектральная плотность шумов квантования ошибки предсказания в СДМ имеет равномерное распределение [3].

В СДМ квантованию подвергается интегрированный входной сигнал. В этом случае распределение шумов квантования фазы на выходе СДМ зависит от частоты входного сигнала.

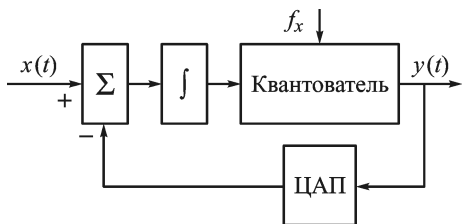


Рис. 2. Аналоговый СДМ

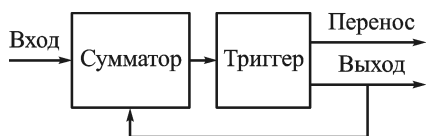


Рис. 3. Цифровой накопитель

Переходя к цифровым СДМ, можно показать, что принцип действия цифрового накопителя аналогичен работе аналогового СДМ первого порядка.

В структурной схеме на рис. 3 многобитный сигнал *Выход* — содержимое, а *Перенос* — сигнал переполнения накопителя. Такое переполнение можно рассматривать как результат работы квантователя в аналоговом СДМ. Значение, сохраненное в накопителе, является по существу интегралом разности (ошибки) между частотой на выходе идеального дробного делителя, определяемой кодом  $K_{FB}$ , и частотой на выходе реального делителя, определяемой сигналом с выхода переполнения накопителя. При этом интеграл частотной ошибки является мерой фазовой ошибки.

На рис. 4 приведена структурная схема СЧ с СДМ. Как и в СЧ с ДДПКД, так и в основе данного метода лежит переключение коэффициента деления по длительности периода времени, но, в отличие от простого ДДПКД, в СЧ с СДМ переключение от одного коэффициента деления к другому происходит по псевдослучайному закону, что обеспечивает подавление побочных составляющих в спектре выходного сигнала.

Предположим, что коэффициент деления счетчика  $N$  в цепи обратной связи равен 4,6. Теоретически этот счетчик должен был бы отсчитывать 4,6 периода выходной частоты  $f_{\text{вых}}$  за определенное время, тем самым проводя деление на 4,6. Но практически это невозможно. По сути, мы должны провести деление на 46, т.е. отсчитать 46 периодов

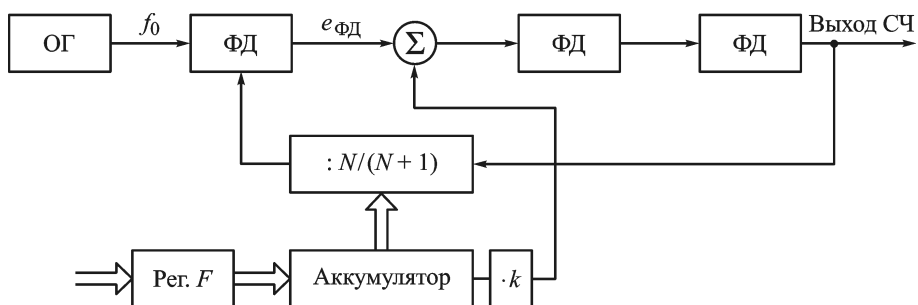


Рис. 4. Синтезатор частот с цифровым накопителем

сигнала  $f_{\text{вых}}$ , в течение которых пройдет 10 циклов (для данного случая) сигнала  $f_0$ . Дробная часть на каждом периоде сигнала  $f_0$  должна быть просуммирована в аккумуляторе, который представляет собой СДМ. В течение периода времени, необходимого для генерирования первого цикла сигнала  $f_0$ , счетчик  $N$  должен был бы отсчитать 4,6 периода выходной частоты  $f_{\text{вых}}$ . Как отмечалось ранее, это невозможно. На самом деле будет отсчитано 4 периода  $f_{\text{вых}}$  и проведено деление на 4, а значение 0,6 будет отложено в аккумуляторе. Таким образом, в первом цикле будет недоставать 0,6 периода тактовой частоты  $f_{\text{вых}}$ . Здесь необходимо отметить, что в аккумулятор записывается тот же самый код, что и в регистр  $F$ . В начале второго цикла сигнала  $f_0$  счетчик  $N$  также будет проводить деление на 4 и в аккумулятор к уже ранее записанному значению 0,6 добавится новое значение 0,6.

Важной особенностью аккумулятора является то, что он может сохранять только те значения, которые меньше единицы, поэтому на втором цикле мы получим значение аккумулятора не 1,2 (как теоретически должно было быть), а 0,2 и уже это значение будет сохранено как содержимое аккумулятора. Таким образом, в начале каждого цикла в аккумулятор прибавляется содержимое регистра  $F$  к предварительно накопленному значению и, начиная с нулевой отметки времени, он будет следить за отсутствующими дробными частями. Начиная со второго цикла, с дополнительного выхода аккумулятора будет активизироваться сигнал переполнения, который будет подаваться на второй вход схемы запрета, или удаления импульса.

К началу второго цикла с выхода этой схемы мы получим пять периодов тактовой частоты  $f_{\text{вых}}$ , так как переполнение, равное 1,2, даст один дополнительный период импульса  $f_{\text{вых}}$  и сохраненное значение в аккумуляторе, равное 0,2. И уже в начале следующего, второго периода сигнал переполнения будет блокировать прохождение первого импульса в этом цикле. С другого выхода аккумулятора сигнал переполнения будет поступать на вход блока “ $\cdot k$ ”, с выхода которого сигнал с амплитудой, пропорциональной значению переполнения, будет суммироваться в сумматоре  $\Sigma$  с сигналом ошибки фазового детектора. Тем самым будет сохраняться точность настройки ГУН с учетом дробных частей коэффициента деления  $N$  (см. рис. 1).

Аккумулятор имеет переполнение во 2, 4, 5, 7, 9 и 10-м циклах. Итак, последовательность из 10 циклов сигнала  $f_0$  будет содержать 6 переполнений, в результате которых получаем общее число периодов сигнала  $f_{\text{вых}}$ , равное  $(4 \times 4) + (6 \times 5) = 46$ . В итоге на выходе счетчика  $N$  получим последовательность импульсов с учетом добавочных периодов переполнения. С выхода счетчика эта последовательность импульсов будет поступать на второй вход фазового детектора (ФД). На выходе ФД будет сформирован сигнал ошибки, который с учетом

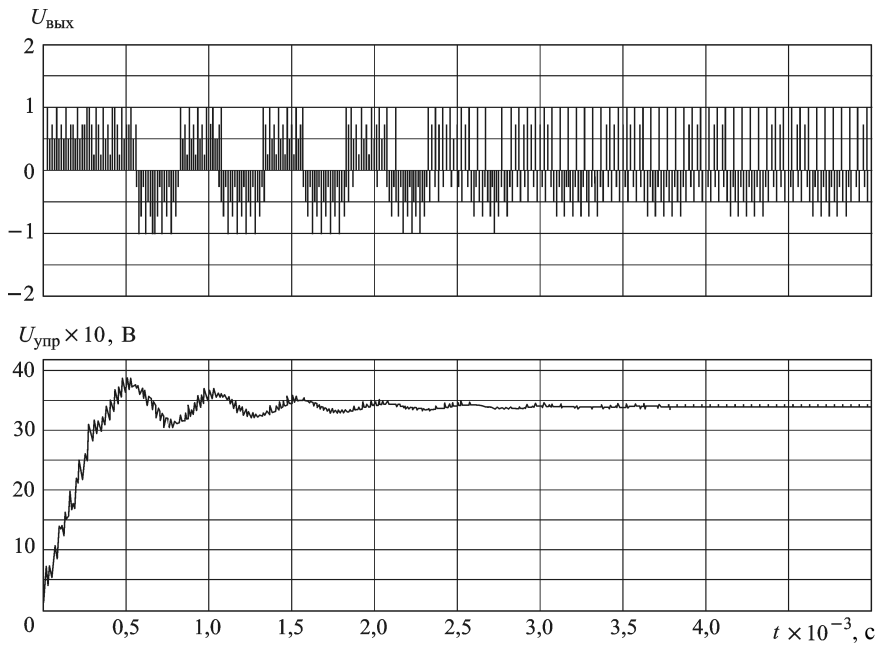


Рис. 5. Синтезатор частот с СДМ. Выход фазового детектора (вверху) и ФНЧ (внизу)

сложения в сумматоре будет поступать через ФНЧ на вход ГУН, образуя контур ФАПЧ.

**Модель СЧ с СДМ.** В среде MATLAB (Simulink) была получена модель СЧ с ДДПКД и СДМ, структурная схема которого изображена на рис. 4.

Моделирование СЧ с ДДПКД и СДМ проводилось при следующих параметрах основных узлов: опорная частота  $f_o = 1$  МГц; ток подкачки фазового детектора  $I_p = 0,25$  мА; частота УГ  $f_{o,уг} = 5$  МГц; чувствительность УГ  $K_{уг} = 1$  МГц/В; число  $N = 8$  ( $N + 2 = 10$ ). Были заданы параметры СДМ: пороговое значение квантователя  $M = 10$ , шаг квантователя  $q = 2$ . Для параметров ФНЧ были выбраны значения  $R = 23$  кОм;  $C_1 = 82$  пФ;  $C_2 = 17$  пФ.

Исходя из заданных значений, запишем

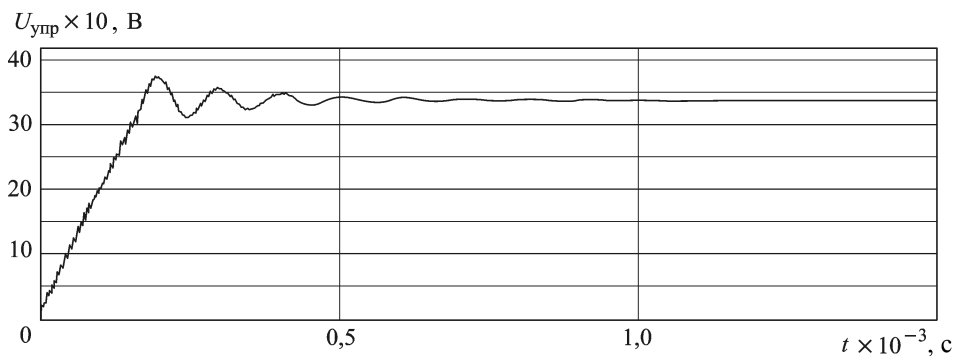
$$f_{\text{вых}} = \left( N + \frac{2q}{M} \right) f_{\text{опор}} = \left( 8 + \frac{4}{10} \right) \cdot 1 = 8,4 \text{ МГц.} \quad (1)$$

Результаты моделирования приведены на рис. 5. Видно, что среднее значение управляющего напряжения равно  $U_{\text{упр}} = 3,4$  В. Отсюда следует, что выходная частота УГ

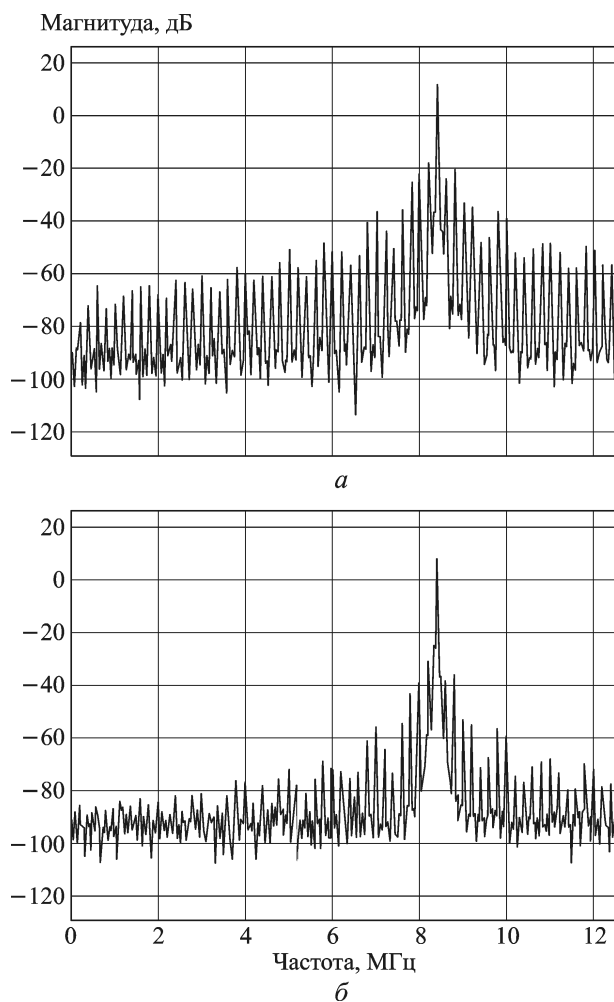
$$f_{\text{вых}} = f_{o,уг} + K_{уг} U_{\phi} = 5 + 1 \cdot 3,4 = 8,4 \text{ МГц,}$$

что полностью совпадает с результатом (1).

Для улучшения спектральных характеристик выходного сигнала были изменены параметры фильтра (увеличим  $C_1$  в 3 раза, а  $C_2$  — в



**Рис. 6. Выход ФНЧ после изменения его параметров**



**Рис. 7. Спектр выходного сигнала СЧ до (а) и после (б) изменения параметров ФНЧ**

10 раз). При этом время моделирования также увеличится. Результаты моделирования приведены на рис. 6.

Из сравнения рис. 5 и 6 следует, что после захвата частоты амплитуда колебаний выходного сигнала фильтра уменьшилась, но в то же время длительность переходного процесса возросла в 2,5 раза.

Спектр выходного сигнала представлен на рис. 7.

**Выводы.** На основе проведенного анализа функционирования разработанной имитационной модели показано, что применение сигма-дельта модулятора в структуре делителя частоты синтезатора частот дает возможность эффективно реализовать синтезаторы с дробным коэффициентом деления и позволяет существенно улучшить спектральные характеристики синтезируемого сигнала.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтарин Б. И. и др. Синтезаторы частот. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.
2. Donald R. Stephens. Phase-locked loop for wireless communications. Digital, analog and optical implementations. – Kluwer Academic publishers, NY, Moscow. 2002. – 421 pp.
3. Norsworthy S. R., Schreider R., Ternes G. C. Delta-sigma data converters: Theory, design and simulation. – NY: IEEE Press, 1997.
4. Crawford J. A. Frequency Synthesis. – NY, 1995. 656 pp.

Статья поступила в редакцию 24.11.2010

А.А. Быков родился в 1981 г., окончил МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2005 г., аспирант кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор семи научных работ в области синтезаторов частот на основе систем фазовой автоподстройки частоты.

A.A. Bykov (b. 1981) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2005. Post-graduate of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 7 publications in the field of frequency synthesizers based on phase-locked loop systems.

Ю.А. Сидоркина родилась в 1969 г., окончила МАИ им. С.Орджоникидзе в 1991 г. Канд. техн. наук, доцент кафедры “Автономные информационные и управляющие системы” МГТУ им. Н.Э. Баумана, автор более 20 научных работ в области новых методов в устройствах синхронизации систем связи.

Yu.A. Sidorkina (b. 1969) graduated from the Moscow Aviation Institute n. a. S. Ordzhonikidze in 1991. Ph. D. (Eng.), assoc. professor of “Autonomous Information and Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 20 publications in the field of new methods in synchronization devices of communication systems.

А.А. Ковальчук родилась в 1986 г., окончила МГТУ им. Н.Э. Баумана в 2010 г. Аспирантка кафедры “Системы автоматического управления” МГТУ им. Н.Э. Баумана. Специализируется в области статистических характеристик систем синхронизации.

A.A. Koval'chuk (b. 1986) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2010. Post-graduate of “Automatic Control Systems” department of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of statistical characteristics of synchronization systems.