

УДК 621.396

ДИНАМИЧЕСКИЕ И СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИГМА-ДЕЛЬТА СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А.А. Черкашин, научный сотрудник НИО-33 ФГБОУ МТУСИ; alexander@radiocomp.net

Н.Н. Удалов, профессор кафедры ФКС НИУ МЭИ, д.т.н.

Ключевые слова: синтезатор сигналов, линейная частотная модуляция, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, импульсный частотно-фазовый детектор, сигма-дельта модулятор.

Введение. Сегодня широкий круг задач, связанных с военной, промышленной и коммерческой техникой, решается с помощью сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). К таким задачам можно отнести: обнаружение и оценку параметров движения объектов, распознавание космических тел, физические измерения. ЛЧМ-сигналы (ЛЧМС) применяются также в измерительной технике и системах передачи информации.

Все основные способы формирования частот и сигналов можно разделить на две основные группы: пассивные и активные. При пассивном формировании ЛЧМС требуемый сигнал получают возбуждением коротким видео- или радиоимпульсом дисперсионной линии задержки со встречно-штыревыми преобразователями. Этому способу формирования присущи существенные недостатки: малое отношение сигнал-шум на выходе, невозможность оперативной регулировки параметров формируемых сигналов [1].

В свою очередь, активные формирователи частот и сигналов могут быть подразделены на системы прямого и косвенного синтеза, а также их комбинацию.

Системы прямого синтеза основаны на преобразовании частоты опорного генератора в выходную частоту без использования обратной связи в тракте формирования. Из всего многообразия систем прямого синтеза в основном используются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) многоуровневых сигналов. Возможности ЦВС напрямую определяются быстродействием цифровых устройств. Сегодня на широкодоступных ЦВС затруднительно получить ЛЧМС с полосой более 600 МГц.

Косвенные синтезаторы подразумевают формирование выходного сигнала с помощью управляемого по частоте генератора в сочетании с системами автоподстройки. Для формирования сигналов с ЧМ применяют комбинированные вычислительные синтезаторы (КВС), в которых используются элементы ЦВС и система ФАПЧ. Такие КВС позволяют с высокой точностью формировать множество сигналов с весьма широкими полосами, параметры которых определяются кодовыми словами, подаваемыми от устройства управления [2].

В последние годы распространение получают КВС синтезаторы ЧМ- сигналов на основе системы ИФАПЧ с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) и сигма-дельта модулятором (СДМ) [3]. Как известно, СДМ используется для перераспределения и рандомизации паразитных составляющих, возникающих при работе ДДПКД.

Структурная схема такого синтезатора ЛЧМС представлена на рис. 1 (УУ – устройство управления). Эта схема отличается от схемы синтезатора частот с СДМ [4] наличием накопителя кода НК и модулятора М. Накопитель кода зада-

ет линейно-нарастающий код на входе СДМ $K_{лчм}$, который вычисляется на основе кодов начальной частоты K_{θ} и скорости K_{ν} . Модулятор формирует напряжение на управляющем входе ГУН под воздействием напряжения $U_{лчм}$, вырабатываемого генератором пилообразного напряжения. Это напряжение задает требуемый закон формирования ЛЧМС. При этом система ИФАПЧ обрабатывает отклонения от закона, связанные с различными дестабилизирующими факторами. Формирование ЛЧМС возможно и при отсутствии в схеме модулятора. В этом случае закон изменения частоты на выходе синтезатора задается только кодом на входе СДМ.

Цикл формирования ЛЧМС состоит из времени подготовки к модуляции (паузы) и времени действия модуляции. Во время паузы или после включения питания должна установиться начальная частота ЛЧМС для следующего периода модуляции, т.е. пройти переходные процессы по частоте и фазе. Эти процессы определяют минимальное время подготовки к модуляции. Во время паузы схема работает в режиме синтеза частот. При анализе работы формирователя будем считать, что в схеме используется ИЧФД с тремя состояниями и ФНЧ 2-го порядка (рис. 2), а также положим модуляционную характеристику ГУН линейной. Для анализа воспользуемся непрерывной моделью системы.

К основному показателю качества выходного сигнала синтезатора ЛЧМС следует отнести суммарную среднеквадратическую фазовую ошибку формирования сигнала за период модуляции. Этот параметр включает регуляторную составляющую, значение которой определяется в основном нелинейностью модуляционной характеристики ГУН, и случайную составляющую за счет фазовых флуктуаций в узлах синтезатора.

Рассмотрим модели динамических процессов, происходящих в таких синтезаторах, а также их спектральные характеристики и факторы, влияющие на показатели качества выходного сигнала.

Переходный процесс по частоте в режиме стабилизации начальной частоты. Для нахождения длительности переходного процесса по частоте t_f запишем операторное уравнение системы ФАПЧ [5]:

$$p_0 \Phi + K(p_0)F(\Phi) = \gamma_n, \quad (1)$$

где $\Phi = \varphi_{\text{ГУН}} / N - \varphi_{\text{ЭГ}}$ – нормированная начальная расстройка системы; $t_0 = \Omega_c t$; $p_0 = \frac{d}{dt_0}$; $\gamma_n = \frac{\omega_{\text{ГУНО}} / N - \omega_{\text{ЭГ}}}{\Omega_c}$;

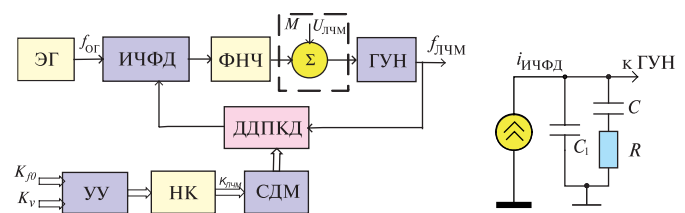


Рис. 1

Рис. 2

$\omega_{\text{ГУН}0}$ – начальная частота ГУН; $\Omega_c = \sqrt{\frac{SI}{NC_1}}$, S – крутизна модуляционной характеристики ГУН, I – максимальный выходной ток ИЧФД, N – коэффициент деления частоты ГУН; $F(\Phi)$ – характеристика зарядного тока ИЧФД; $K(p) = \frac{1+pRC}{p(C+C_1)(1+\frac{C_1RC}{C+C_1}p)}$ – передаточная функция ФНЧ.

Положим $T_0 = RC\Omega_c$, $g = \frac{C+C_1}{C_1}$, $F(\Phi)=p$ – постоянная составляющая зарядного тока.

Отметим, что в результате влияния задержки распространения сигналов в триггерах ИЧФД, а также при введении дополнительной задержки в цепь сброса триггеров ИЧФД для компенсации зоны с пониженной крутизной вблизи нулевой разности фаз, статическая характеристика ИЧФД искажается и ее максимальное значение уменьшается:

$$\Phi_{\text{ст max}} = 2\pi \left(1 - \frac{2\tau}{T_{\text{ЭГ}}}\right), \tag{2}$$

где t – суммарная задержка распространения сигнала в триггерах ИЧФД и в цепи их сброса; $T_{\text{ЭГ}}=1/f_{\text{ЭГ}}$. С учетом этого, решение уравнения (1), определяющее длительность переходного процесса по частоте будет иметь вид:

$$t_f = \begin{cases} \frac{\gamma_n}{\pi \left(1 - \frac{4\tau}{T_{\text{ЭГ}}}\right)}, & \gamma_n \leq \frac{\pi T_0 \left(1 - \frac{4\tau}{T_{\text{ЭГ}}}\right)}{g}; \\ \frac{g\gamma_n}{\pi \left(1 - \frac{4\tau}{T_{\text{ЭГ}}}\right)} - \frac{T_0}{g}(g-1), & \gamma_n > \frac{\pi T_0}{g} \left(1 + \frac{2}{g}\right) \left(1 - \frac{4\tau}{T_{\text{ЭГ}}}\right). \end{cases} \tag{3}$$

Модель синтезатора ЛЧМС в режиме переходного процесса по фазе при стабилизации начальной частоты приведена в [6].

Режим формирования ЛЧМС. Дифференциальное уравнение системы в случае, когда коэффициент деления ДДПКД меняется во времени по линейному закону, имеет вид:

$$\frac{T_0}{g} \left(1 + \frac{v}{N_0\omega_{\text{ЭГ}}\Omega_c} t_0\right) p_0^3 \Phi + \left[1 + \frac{v}{N_0\omega_{\text{ЭГ}}\Omega_c} \left(\frac{2T_0}{g} + t_0\right)\right] p_0^2 \Phi + \left(\frac{v}{N_0\omega_{\text{ЭГ}}\Omega_c} + \frac{T_0}{g}\right) p_0 \Phi + \frac{1}{g} \Phi = v_0, \tag{1}$$

где N_0 – начальное значение коэффициента деления в момент начала модуляции; $N(t)=N_0+DNt$; $\Phi = \frac{\varphi_{\text{ГУН}}}{N(t)} - \varphi_{\text{ЭГ}}$; скорость изменения частоты ЛЧМ $v = \Delta N\omega_{\text{ЭГ}}$, Гц/с; $v_0 = \frac{v}{N_0\Omega_c^2}$. Значение фазы в установившемся режиме при $\Phi=\text{const}$ определяется выражением $\frac{\Phi_{\text{ст}}}{g} = \frac{v}{N_0\Omega_c^2}$. Отсюда разность фаз в установившемся режиме:

$$\Phi_{\text{ст}} = \frac{2\pi v(C+C_1)}{SI}. \tag{5}$$

Максимальная скорость ЛЧМС, допустимая для данных параметров ФНЧ, определяется границей срыва синхронизации $F(\Phi) = \Phi_{\text{ст max}}$. Тогда,

$$v_{\text{max}} = \frac{\Phi_{\text{ст max}} SI}{2\pi(C+C_1)}. \tag{6}$$

С ростом скорости v_0 растет установившаяся фазовая ошибка. Увеличение ее значения $\Phi_{\text{ст}} \geq \Phi_{\text{ст max}}$ ведет к поте-

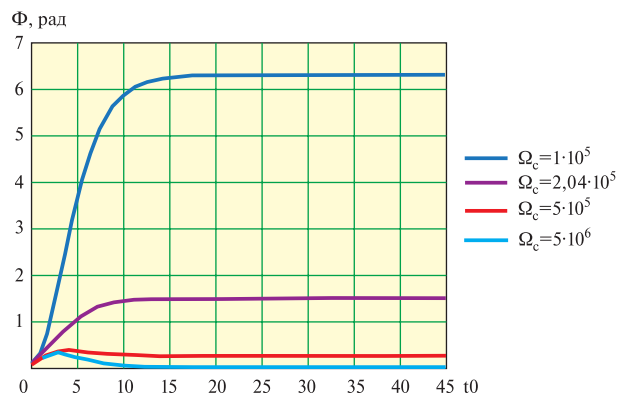


Рис. 3

ре слежения и срыву процесса формирования ЛЧМС. При включении в схему модулятора $\Phi_{\text{ст}} = 0$ (в идеальном случае), однако на практике в связи с не идеальностью элементов схемы (наличием задержек в элементах коммутации) в процессе модуляции в кольце автоподстройки имеет место некоторая остаточная разность фаз.

На рис. 3 представлены графики переходных процессов по фазе для различных значений полосы удержания Ω_c , рассчитанные по выражению (4) при следующих исходных данных: начальная частота $f_0=1,8 \times 10^9$ Гц; $\nu=1 \times 10^{11}$ Гц/с; $f_{\text{ЭГ}}=2 \times 10^7$ Гц; $S=3 \times 10^7$ Гц/В; $I=2,5 \times 10^{-3}$ А; $N_0=90$.

Как указывалось, приведенный анализ основывался на допущении линейности модуляционной характеристики (МХ) ГУН. Все реальные ГУН имеют нелинейную МХ. В этом случае нельзя говорить о постоянстве разности фаз сигналов на входе ИЧФД в установившемся режиме при формировании ЛЧМС. Анализ динамики синтезатора ЛЧМС, подобный приведенному выше, в таком случае затруднителен, поскольку крутизна ГУН S в (4) является нелинейной функцией напряжения на управляющем входе. Однако приближенный расчет можно сделать при допущении квазинепрерывности управляющего напряжения ГУН.

В процессе формирования ЛЧМС на каждом периоде частоты тактирования СДМ значения его входного и выходного кода изменяются, вследствие этого в кольце автоподстройки возникает переходный процесс. Условие квазинепрерывности состоит в том, что переходный процесс должен заканчиваться до следующего периода частоты тактирования. Обычно частота тактирования СДМ совпадает с частотой сравнения в ИЧФД. Таким образом, длительность переходного процесса должна быть много меньше периода выходного сигнала опорного генератора.

Каждому моменту времени скачка частоты в процессе формирования ЛЧМС можно поставить в соответствие текущее значение коэффициента деления ДДПКД $N_{\text{тек}}$. При аппроксимации МХ ГУН полиномом четвертого порядка выражение для изменения частоты выходного сигнала формирователя ЛЧМС в процессе модуляции будет иметь вид:

$$f_{\text{ЛЧМ}}(y) = S_3 u(y)^4 + S_2 u(y)^3 + S_1 u(y)^2 + S_0 u(y),$$

где $f_{\text{ЛЧМ}} = N_{\text{тек}} \times f_{\text{ЭГ}}$, $y = f_{\text{ЭГ}} \times t$ – нормированное время; $u(y)$ – управляющее напряжение ГУН. Из этого выражения находим значения $u(y)$, $y=1,2,3,\dots$, соответствующие моментам переключения коэффициентов деления ДДПКД. Далее определяем текущую крутизну ГУН:

$$S_{\text{тек}}(y) = 4S_3 u(y)^3 + 3S_2 u(y)^2 + 2S_1 u(y) + S_0.$$

Подстановкой этого выражения в (7), находим закон из-

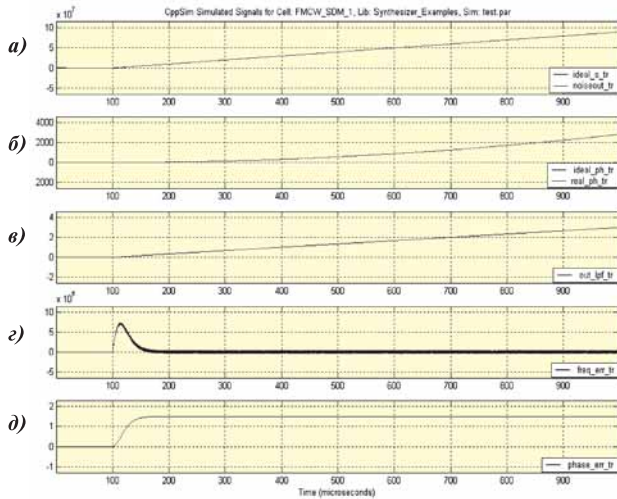


Рис. 4

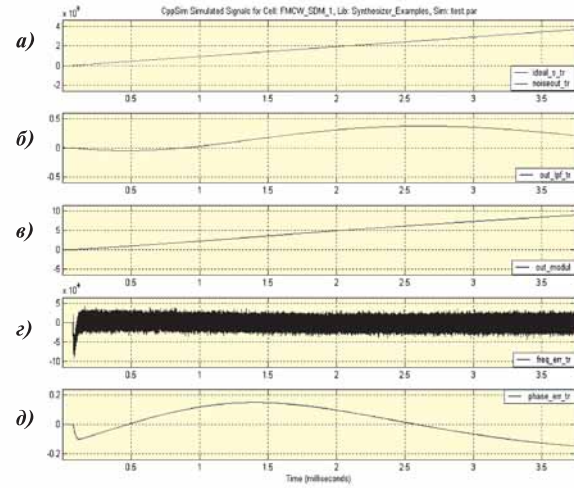


Рис. 5

менения фазовой ошибки, приведенной ко входу ИЧФД в процессе формирования ЛЧМ сигнала:

$$\Phi_{ct}(y) = \frac{2\pi\nu(C + C_1)}{S(y)I}. \quad (7)$$

Моделирование синтезатора ЛЧМС было проведено с помощью системы моделирования CppSim [7] и пакета MATLAB. Параметры фильтра рассчитаны для значения установившейся фазовой ошибки $\Phi_{ct} = 1,5$ рад. На рис. 4 представлены результаты моделирования динамических характеристик для системы с линейной МХ ГУН и без модулятора: а) график изменения частоты идеального ЛЧМ сигнала и сигнала на выходе ГУН; б) значения идеальной фазы и фазы на выходе ГУН. В принятом масштабе они практически совпадают, поэтому разница между сигналами а) и б) показана на г) и д) соответственно. График в) представляет сигнал на выходе ФНЧ.

Результаты моделирования для системы с модулятором и ГУН типа ROS-1990+ приведены на рис. 5: кривая б) отражает сигнал на выходе ФНЧ; в) сигнал на выходе модулятора. Остальные сигналы идентичны приведенным на рис. 4. На рис. 5 наблюдается значительное снижение установившегося фазового рассогласования идеального и формируемого сигналов и почти полное отсутствие переходного процесса по частоте. На графике частотного рассогласования г) хорошо видны шумы (побочный продукт работы СДМ), наблюдается изменение фазовой ошибки обратно пропорционально МХ ГУН, согласно выражению (7).

Результаты, полученные из приведенных выше линейных динамических моделей, находят свое подтверждение при моделировании. При использовании ГУН с большой нелинейностью характеристики в схеме без модулятора возникает опасность срыва синхронизации. Кроме того, в большинстве случаев требуется малая среднеквадратическая ошибка формирования сигнала. Исходя из этого, встает задача линейризации МХ ГУН, например, путем введения предуслаживаний в ЛЧМС с помощью цифроаналогового преобразования отсчетов характеристики, записанной в ОЗУ, или использования автоматических компенсаторов регулярных искажений

Значения μ для различных типов СДМ

Тип СДМ	MASH 1-1	MASH 1-1-1	MASH 1-1-1-1	MBSL-II
μ	1/6	1/2	5/3	1/5

[1].

Спектральные характеристики и оценка показателей качества выходного сигнала синтезатора ЛЧМС. Составляющая фазового шума в выходном сигнале формирователя ЛЧМС играет существенную роль в точности определения параметров обнаруживаемого объекта. В отличие от синтезаторов частот, случайный процесс, определяющий фазовые флуктуации выходного сигнала синтезатора ЛЧМС, является нестационарным. Действительно, в процессе модуляции происходит смена коэффициента деления делителя в кольце автоподстройки, что, в свою очередь, приводит к изменению полосы пропускания кольца и передаточных функций по фазовому шуму.

Можно показать, что для оценки шумовых свойств таких синтезаторов возможно использование известной математической модели фазовых флуктуаций синтезатора частот (СЧ) с ИФАПЧ и СДМ [8]. Графики спектральной плотности мощности (СПМ) шумов квантования СДМ типа MASH 2-го–4-го порядков [4] и однокольцевого СДМ (MBSL-II) представлены на рис. 6. СПМ шума квантования однокольцевого СДМ имеет вид:

$$S_{СДМ\ MBSL}(f) = \frac{(2\pi)^2}{12f_{гр}} \cdot \frac{\left(2\sin\left(\frac{\pi f}{f_{гр}}\right)\right)^4}{\left[1 - A\cos\left(\frac{2\pi f}{f_{гр}}\right) + B\cos\left(\frac{4\pi f}{f_{гр}}\right)\right]^2 + \left[A\sin\left(\frac{2\pi f}{f_{гр}}\right) - B\sin\left(\frac{4\pi f}{f_{гр}}\right)\right]^2}. \quad (8)$$

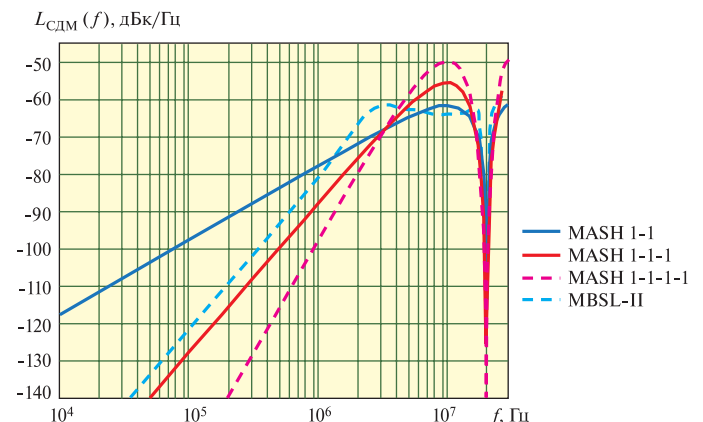


Рис. 6

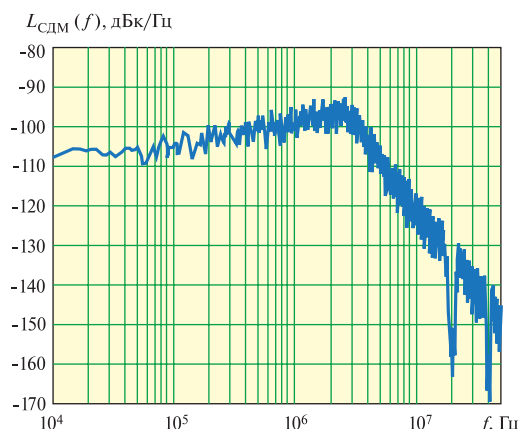


Рис. 7

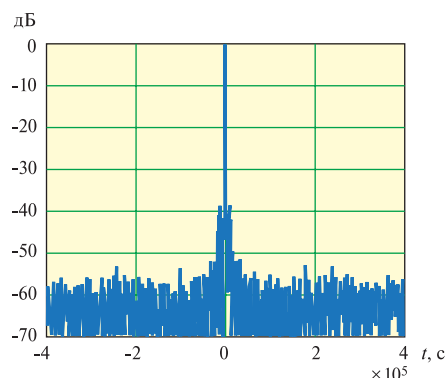


Рис. 8

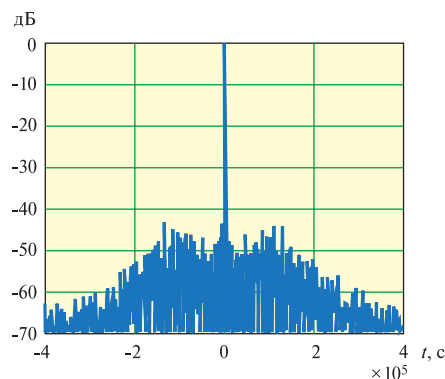


Рис. 9

Для СДМ типа MBSL-II: $A = 1$, $B = 0,5$.

На рис. 7 приведена СПМ фазового шума выходного сигнала формирователя ЛЧМС для девиации сигнала $W=100$ МГц при указанных ранее параметрах системы, полосе пропускания кольца автоподстройки $f_c=180$ кГц и однокольцевом СДМ. Согласно [8], расчет СПМ по математическим моделям блоков СЧ дает близкий результат. При значительной девиации суммарная среднеквадратическая ошибка формирования сигнала, рассчитанная по математической модели, может служить оценкой сверху. В случае необходимости, при практической реализации синтезатора во время модуляции возможна корректировка изменения полосы пропускания с помощью управляемого усилителя.

Моделирование показывает, что при синтезе ЛЧМС не требуется дополнительная рандомизация, которая обычно вводится в СДМ во время синтеза частот для устранения паразитных составляющих в спектре выходного сигнала, воз-

никающих при некоторых входных кодах частоты [9].

Неидентичность выходных значений источников зарядного и разрядного токов подкачки ИЧФД за счет разброса технологических параметров приводит к увеличению составляющей СПМ шума СДМ в низкочастотной области. Уровень СПМ в этой области определяется выражением:

$$S_{\varphi I_{\text{СДМ}}} = \pi(\pi - 2) \frac{\varepsilon^2 \mu}{f_{\text{ЭГ}}}, \quad (9)$$

где ε – относительная разность токов заряда и разряда ИЧФД, значение μ находится из таблицы.

Тогда общее выражение для СПМ шума квантования СДМ имеет вид:

$$S_{\varphi \text{СДМ}}(f) = (S_{\text{СДМ}}(f) + S_{\varphi I_{\text{СДМ}}}), \quad (10)$$

где $S_{\text{СДМ}}(f)$ – СПМ шума СДМ.

Можно показать, что при использовании идеального ИЧФД с равными токами подкачки, наименьшее значение фазовой ошибки наблюдается при использовании СДМ типа MASH третьего порядка. В реальных ИЧФД имеет место неидентичность значений токов заряда и разряда. В этом случае фазовая ошибка будет больше у синтезатора, СДМ которого имеет больший уровень шумов в полосе, близкой к $f_r/2$, где f_r – частота тактирования СДМ за счет переноса шумов в полосу пропускания кольца автоподстройки.

Исходя из этого, СДМ типа MASH 4-го порядка и выше нецелесообразно применять в синтезаторах, имеющих большую разницу значений токов генераторов подкачки заряда. СДМ MASH второго порядка обеспечивает малый уровень помех в высокочастотной области, однако шум квантования на частотах $f < f_r/3$ существенен, что также не очень приемлемо. В то же время для использования в синтезаторах могут быть рекомендованы либо СДМ типа MBSL-II, для которых практически не наблюдается увеличения среднеквадратической фазовой ошибки с ростом разницы токов, либо MASH 3-го порядка.

На рис. 8 и 9 приведены сигналы на выходе модели фильтра сжатия, сформированного ЛЧМС с весовой обработкой по Хэммингу при разности токов ИЧФД в 10% и использовании в схеме формирователя СДМ типа MASH 3-го порядка и MBSL-II, соответственно. Как следует из графиков, СДМ типа MASH 3-го порядка имеет больший уровень шума вблизи главного лепестка по сравнению с СДМ MBSL-II, что также подтверждает представленные выше соображения.

Заключение. Таким образом, фазовая ошибка формирования сигнала, возникающая из-за влияния процесса установления фазы в режиме формирования ЛЧМС и нелинейности МХ ГУН, может быть снижена путем увеличения полосы пропускания кольца импульсной ФАПЧ. Однако для снижения шумовых фазовых флуктуаций выходного сигнала требуется уменьшать полосу пропускания ФНЧ. Оптимальное значение полосы пропускания нужно подбирать в каждом конкретном случае при проектировании формирователя ЛЧМС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Окочешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
2. Кочемасов В.Н. Компенсация шумов дробности в синтезаторах ЧМ сигналов с дробным делителем с переменным коэффициентом деления // Электросвязь. – 1984. – №3. – С. 54–56.
3. Musch T., Schiek B. A Fractional Ramp Generator with Improved Linearity and Phase-Noise Performance for the Use in Heterodyne Measurement / Advances in Radio Science. Copernicus GmbH. –

- 2005.
4. **Rogers J., Plett C., Dai F.** Integrated Circuit Design for High Speed Frequency Synthesis / Artech House. – 2005.
 5. **Макаров А.К., Удалов Н.Н.** Динамика синтезатора частоты с частотно-фазовым детектором. // Сб. лекций, обзорные доклады, тезисы докладов 7-го научного совещания «Стабилизация частоты и формирование сигналов радио- и оптического диапазонов». – Минск, 1992. – С. 84–90.
 6. **Удалов Н.Н., Черкашин А.А.** Динамика синтезатора ЛЧМ сигналов с ИФАПЧ и сигма-дельта модулятором. // Сб. докл. междунар. научно-техн. семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». – Одесса, 2011. – С. 69–71.
 7. **Perrott M.H.** CppSim Reference Manual. Ver.4, 2010, <http://www.cppsim.com>.
 8. **Herzel F., Osmany S.A., Sheyft J.C.** Analytical Phase-Noise Modeling and Charge Pump Optimization for Fractional-N PLLs // IEEE Trans. On Circuits and Systems – I, August 2010.
 9. **Arora H., Klemmer N., Morizio J.C., Wolf P.D.** Enhanced Noise Modeling of Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Trans. On Circuits and Systems – I, February 2005.

Получено 1.12.11.