

Г.С. Васильев, Д.И. Суржик, И.А. Курилов
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ сигналов с паразитной фазовой модуляцией в ЦВС с автокомпенсацией фазовых помех

Наиболее распространенными методами подавления помех на выходе цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) является фильтрация выходного сигнала синтезатора, а также компенсация данных помех. Метод автоматической компенсации помех сочетает достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией [1].

Структурная схема автокомпенсатора включает в себя устройство управления задержкой (УУЗ), опорный тракт (ОТ), информационный тракт (ИТ), управляющий тракт (УТ) и фазовый детектор (ФД). Также на схеме обозначены ОГ - опорный генератор, УЧ - умножитель частоты, цифроаналоговый преобразователь (ЦАП), полосовой фильтр (ПФ). Паразитное фазовое отклонение может быть скомпенсировано противофазным изменением задержки опорного сигнала в УУЗ. Данная схема может применяться в составе различных формирователей сигналов или гибридных синтезаторов частот на основе ЦВС и фазовой автоподстройки частоты для уменьшения фазового шума выходного колебания.

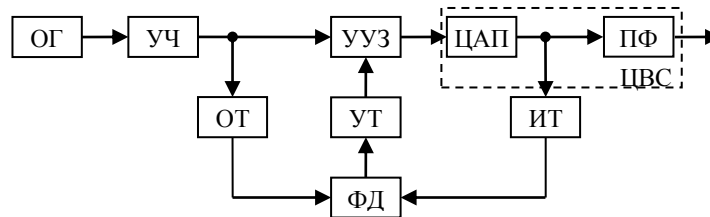


Рис. 1. Структурная схема автокомпенсатора фазовых помех ЦВС

При аналитическом исследовании переходных режимов автокомпенсатора необходимо получить выражения для сигналов его управляющего тракта, а также их спектров. При вариации параметров автокомпенсатора и наличии паразитной фазовой модуляции (ФМ) исследуемых сигналов (даже в простейшем случае однотональной модуляции) получение аналитических выражений для спектров сигналов управляющего тракта в общем случае затруднительно или невозможно. Так, в работе [2] выполнено аналитическое представление периодической последовательности прямоугольных импульсов с однотональной фазовой модуляцией рядом Фурье и проведен анализ спектрального состава модулированной последовательности с использованием функций Бесселя.

Применительно к исследуемому автокомпенсатору данные результаты справедливы только для прямоугольных сигналов на выходе Т-триггеров в составе ОТ и ИТ. При анализе спектров других ФМ сигналов более сложной формы (например, экспоненциальных импульсов на выходах дифференцирующих цепей или двухполупериодного выпрямителя) аналитические решения в общем виде отсутствуют, поэтому приходится прибегать к численным методам.

Авторами была предложена аппроксимация произвольных детерминированных воздействий на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) и выполнен аналитический расчет переходных режимов различных преобразователей радиосигналов спектральным методом [3]. Представляется возможным обобщить данный подход также на ФМ сигналы.

Комплексные амплитуды гармоник в спектре кусочно-линейного сигнала имеют вид

$$c_{n,k} = [a_{n,k} - jb_{n,k}] e^{-jn\omega_1 t_k^*} = \left[\frac{1}{T} \int_{-\Delta t_k/2}^{\Delta t_k/2} B_k \cos(n\omega_1 t) dt - j \frac{1}{T} \int_{-\Delta t_k/2}^{\Delta t_k/2} K_k t \sin(n\omega_1 t) dt \right] e^{-jn\omega_1 t_k^*}, \quad (1)$$

где k – текущий номер узла аппроксимации, $\omega_1 = 2\pi/T$ – частота сигнала с периодом T , K_k и B_k – коэффициенты аппроксимации, $\Delta t_k = t_{k+1} - t_k$ – шаг аппроксимации. В данном выраже-

нии множитель $e^{-jn\omega_k^*}$ учитывает временной сдвиг на t_k^* для каждого линейного отрезка.

Полагаем, что временной сдвиг аппроксимирующих отрезков (импульсов) пропорционален значениям модулирующего сигнала в узлах аппроксимации, что эквивалентно фазоимпульсной модуляции второго рода (ФИМ-2) исходного (модулирующего) сигнала [1]. На основе выражения (1) и свойства функций Бесселя [2] $\sin(\alpha + \beta \sin \phi) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l(\beta) \sin(\alpha + l\phi)$ получено пред-

ставление сигнала с ФИМ:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) = & \sum_{k=0}^{K-1} \tilde{s}_k(t) = A_0 + \sum_{k=0}^{K-1} A_{mk} \cos \omega_m(t-t_k^*) + \\ & + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^L B_{k,n,l}^* \cos \omega_{n,l}(t-t_k^*) + K_{k,n,l}^* \sin \omega_{n,l}(t-t_k^*), \end{aligned} \quad (2)$$

где обозначено $A_0 = \sum_{k=0}^{K-1} A_{0k}$ - постоянная составляющая сигнала с ФИМ, $A_{mk} = \frac{B_k}{Q_{0k}} \Delta\varphi_{\max}$ - ам-

плитуда k -го линейного фрагмента сигнала, $B_{k,n,l}^*$ и $K_{k,n,l}^*$ - амплитуды нечетной и четной составляющей сигнала с частотами $\omega_{n,l} = n\omega_1 \pm l\omega_m$, $\Delta\varphi_{\max}$ - индекс модуляции. ω_m - частота фазовой модуляции. Также на основе (2) было получено аналитическое представление спектра кусочно-линейного сигнала с однотоновой фазовой модуляцией.

По выражению (2) выполнен расчет последовательности экспоненциальных импульсов на выходе двухполупериодного выпрямителя (ДВ) в информационном тракте автокомпенсатора фазовых помех. Параметры исследуемого сигнала приняты равными: число узлов аппроксимации $K=6$, число аппроксимирующих отрезков $K-1=5$, верхние пределы сумм (10) $N=10$, $L=6$, индекс и частота модуляции $\Delta\varphi_{\max}=0,6$ и $\omega_m=0,05\omega_1$.

Из сравнения спектров модулированного сигнала ДВ при индексах модуляции $\Delta\varphi_{\max}=0,2$ и $0,6$ установлено, что увеличение $\Delta\varphi_{\max}$ приводит к расширению спектров около гармоник частоты дискретизации $\omega_{n,0} = n\omega_1$ и росту амплитуды составляющей с частотой модуляции A_m , амплитуда постоянной составляющей остается неизменной ($A_0=0,108$). Проверка полученных значений гармоник, выполненная с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ), показала точное совпадение рассчитанных спектров (при кратных отношениях интервала дискретизации и периода модулирующего сигнала $T_m=2\pi/\omega_m=20T$).

Хорошая точность представления сигнала с ФМ формулой (2) и его спектра при малом влиянии эффекта Гиббса подтверждает справедливость предложенного подхода и полученных выражений для анализа фазомодулированных сигналов. Полученные результаты могут быть использованы для аналитического исследования режимов работы цифровых вычислительных и гибридных синтезаторов частот, а также других радиоустройств при наличии паразитной фазовой модуляции (джиттера).

Статья подготовлена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.
2. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей: Учебник для вузов / Под ред. В.Н. Гордиенко и В.В. Крухмалева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 510 с.
3. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. – Научно-технический вестник Поволжья. 2010. № 1. С. 100-104.