

Анализ динамических процессов полосовых фильтров четвертого и пятого порядков на основе НКЛФ

В работе рассматривается получение аналитических выражений динамических характеристик полосовых фильтров четвертого и пятого порядков на основе спектрального метода.

Комплексная передаточная функция фильтров четвертого и пятого порядков $M(j\omega)$, задана в виде

$$M(j\omega) = \prod_{\epsilon=1}^B \frac{1}{1 + j\lambda_{\epsilon}\omega T_{\epsilon}} * \frac{j\omega\epsilon_{\epsilon}T_{\epsilon}}{1 + j\omega\epsilon_{\epsilon}T_{\epsilon}},$$

где B – максимальное значение порядка ПФ, λ_{ϵ} и ϵ_{ϵ} – коэффициенты фильтров нижних и верхних частот, составляющих полосовой фильтр.

На вход устройства воздействует сигнал $x(t)$, спектр которого $X(j\omega)$. Тогда спектр отклика фильтра на воздействие $x(t)$:

$$Y(j\omega) = X(j\omega) \cdot M(j\omega).$$

Необходимо найти выходной сигнал во временной форме $y(t) \leftarrow Y(j\omega)$.

Общепринятый подход к решению поставленной задачи – применение формулы обратного преобразования Фурье. Данный расчет требует громоздких вычислений при сложной форме спектральной плотности, так как в данном случае интеграл не поддается аналитическому решению. Алгоритмы оптимизации на основе быстрого преобразования Фурье не позволяют получить обобщенные решения, поскольку ориентированы на численное решение задачи спектрального анализа.

Для нахождения временной функции $y(t) \leftarrow Y(j\omega)$, достаточно воспользоваться мнимой составляющей $Y_2(\omega)$, выражения для спектральной плотности выходного сигнала фильтров

$$y_1(t) = \frac{2}{\pi} \int_{0+}^{\infty} Y_2(\omega) \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{0-}^{0+} Y_2 \cos(\omega t) d\omega;$$

Результаты расчета временного отклика исследуемых полосовых фильтров для анализа только по действительным или только по мнимым составляющим спектральной плотности совпадают.

Рассматриваемый метод сокращает вычислительные затраты и позволяет получать аналитические выражения динамических характеристик фильтров, более удобные при исследовании, чем численные решения.

В результате исследования получены аналитические выражения динамических процессов полосовых фильтров четвертого и пятого порядков при входных сигналах следующего вида: ступенчатая функция, линейно нарастающее напряжение, импульсный сигнал.

Спектр выходного сигнала полосовых фильтров аппроксимируется на базе аппарата непрерывных кусочно–линейных функций. Получены аналитические выражения динамических процессов для трех наборов аппроксимирующих прямых -5, 7 и 9 линий. Определены погрешность аппроксимации и её зависимость от количества узлов аппроксимации, а так же от длины аппроксимируемого участка характеристики фильтров.

По результатам аналитических исследований построены графики динамических процессов полосовых фильтров четвертого и пятого порядков для пяти вариантов численных значений параметров составляющих звеньев.

Проводится сравнительное исследование продолжительности процесса установления выходных сигналов анализируемых фильтров для восьми значений постоянных времени звеньев, составляющих фильтры. Построены графики зависимости времени установления от λ_{ϵ} и ϵ_{ϵ} .

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Анализ динамических характеристик фильтра со сложной частотной характеристикой на основе НКЛФ

При построении автоматических компенсаторов фазовых помех с регулированием по возмущению, в ряде случаев требуется обеспечить сложную заданную характеристику избирательности. При широкополосном управляемом фазовращателе автокомпенсатора, динамические характеристики устройства будут определяться динамическими характеристиками фильтра управляющего тракта.

Частотная характеристика исследуемого фильтра должна обеспечить затухание сигнала в области верхних частот и одновременно в области средних частот она имеет режекторный участок. Структурная схема фильтра содержит: параллельно включенные первый фильтр нижних частот и фильтр верхних частот, сигналы которых суммируются; выход сумматора соединен с входом второго фильтра нижних частот, выход которого является выходом устройства.

Анализ исследуемого фильтра удобно проводить на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). Данный подход позволяет упростить анализ и получить аналитические выражения характеристик в том числе и для сложных фильтров более высокого порядка.

Для удобства расчетов принята постоянная времени фильтра верхних частот, ходящего в устройство $T_в = \lambda_в T_n$, где T_n - постоянная времени первого фильтра нижних частот, $\lambda_n T_n$ - постоянная времени второго фильтра нижних частот, λ_n и $\lambda_в$ – постоянные коэффициенты.

Применение непрерывных кусочно-линейных функций позволило аппроксимировать нелинейную частотную характеристику, как самого фильтра, так и спектра его выходного сигнала с любой заданной степенью точности.

Выражение динамической характеристики фильтра со сложной частотной характеристикой получено спектральным методом. Другие методы имеют ряд недостатков. Так, использование таблицы оригиналов и изображений не всегда дает возможность получить обобщенные решения, а расчет по теореме разложения при больших порядках фильтра требует нахождения корней полиномов высоких порядков. Анализ может быть существенно упрощен, если, для исследования динамических характеристик спектральным методом использовать не полную информацию о комплексном спектре выходного сигнала, а только его действительную или мнимую часть.

В работе проведены исследования динамических характеристик устройства с постоянной времени $T_n=1$, и при аппроксимации выходного спектра шестью и двенадцатью прямыми: $N=6$ и $N=12$.

Общее выражение динамической характеристики исследуемого фильтра находится суммированием частных решений. Графики динамических характеристик сравниваются с характеристиками, полученными численным методом, путем решения дифференциальных уравнений в среде Matchkad. Определены зависимости погрешности метода от числа аппроксимирующих прямых в составе НКЛФ

В результате анализа на основе спектрального метода получены выражения и построены графики динамических характеристик фильтра со сложной частотной характеристикой.

При анализе динамических режимов конкретного устройства, его характеристики записываются простой подстановкой соответствующих числовых коэффициентов конкретного устройства в выражения полученных динамических характеристик фильтра.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Г.С. Васильев
Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. И.А. Курилов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Автокомпенсатор фазовых помех цифровых вычислительных синтезаторов частот с суммированием опорного и информационного сигналов ЦАП

Задача снижения уровня амплитудных и фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС) является актуальной. Применение пассивной фильтрации позволяет главным образом амплитудные шумы в полосе пропускания фильтра.

Известен синтезатор частот с пониженным уровнем фазовых шумов [1]. В нем переключаются конденсаторы контура генератора с целью компенсации производственных разбросов компонентов, температурных влияний на них и определенного снижения фазовых шумов. Недостатком этой схемы в связи с использованием схем накачки заряда является неравномерность коэффициента подавления шумов в зависимости от частоты выходного сигнала синтезатора. Еще одним недостатком данной модели является то, что в ней не учитывается влияние дестабилизирующих факторов на отдельные блоки синтезатора частот.

Перспективным методом снижения фазовых шумов является метод автоматической компенсации. В работах [2,3] разработана и исследована схема автокомпенсатора, реализующего выделение паразитного временного отклонения выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) синтезатора посредством фазового детектирования с последующим противофазным управлением тактирующих импульсов синтезатора. Недостатком схемы является сложность технической реализации фазового детектора с высокой частотой сравнения, равной половине частоты тактирующих импульсов ЦВС. Кроме того, отдельные варианты исполнения фазового детектора (например, аналоговый) обладают существенным уровнем собственного фазового шума и амплитудно-фазовой конверсии.

Предлагается выполнить автокомпенсатор фазовых помех с суммированием опорного и информационного сигналов ЦВС (схема на рис. 1). Применение сумматора вместо фазового детектора в управляющем тракте автокомпенсатора позволяет упростить реализацию устройства и повысить качество выходного сигнала синтезатора благодаря уменьшению фазового шума.

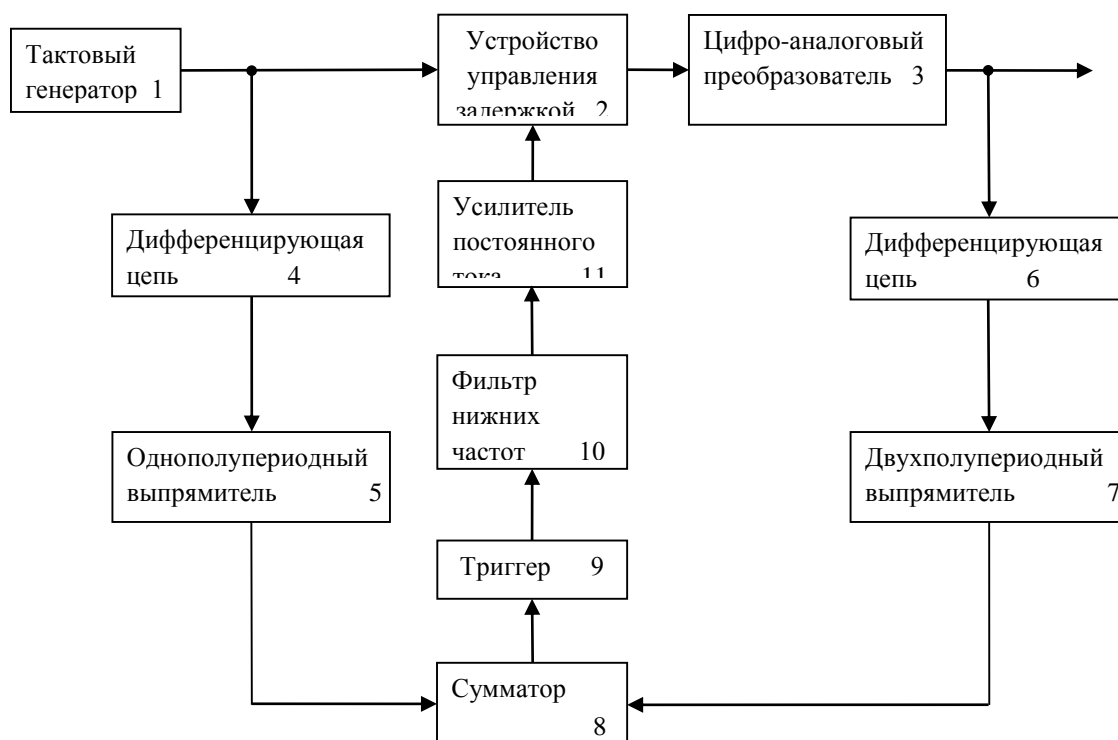


Рис. 1. Блок-схема автоматического компенсатора фазовых помех с суммированием опорного и информационного сигналов цифро-аналогового преобразователя

Выполнено моделирование шумовых свойств предложенного автокомпенсатора, построены графики частотных характеристик устройства для различных параметров цепи автокомпенсации (порядок и постоянная времени фильтра и коэффициент регулирования).

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 15-08-05542.

Литература

1. Симонов Л.А., Панов С.И., Морозов В.Н. Синтезатор частоты с пониженным уровнем фазовых шумов. Патент РФ 2467475, МПК H03L 7/08.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
3. 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.

Анализ абсолютной устойчивости системы подавления помех цифровых синтезаторов частот в нелинейном режиме на основе критерия Попова

Активными источниками фазовых и (в меньшей мере) амплитудных помех цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС) является каждый отдельно взятый блок ЦВС (накопитель фазы, блок памяти отсчетов \sin/\cos , цифро-аналоговый преобразователь ЦАП) и интерфейсы между блоками. К многочисленным факторам, вызывающим рост фазовых помех, относятся: шумы квантования, дискретизации, вызванные конечной разрядностью цифровых блоков синтезатора и погрешности преобразования ЦАП; переходные процессы ЦАП, вызывающие выбросы выходного сигнала при смене управляющего кода; джиттер отдельных звеньев синтезатора и интерфейсов между блоками. Меры по снижению уровня фазовых помех на выходе ЦВС зачастую ограничиваются пассивной фильтрацией, которая имеет ряд существенных недостатков, а в частности весьма низкий коэффициент подавления помех вне полосы пропускания фильтра.

Повысить стабильность выходной частоты синтезатора позволяет использование системы подавления помех (СПП). Структурная схема СПП содержит: устройство управления задержкой (фазой) сигнала тактового генератора, тракты формирования опорного и информационного сигналов, фазовый детектор, фильтр и усилитель постоянного тока. Недостатком СПП является наличие обратной связи, что определяет необходимость проверки системы на устойчивость.

В [1,2] на основе частотного критерия Найквиста получены аналитические выражения устойчивых коэффициентов N_2 преобразователя сигналов в линейном режиме («в малом») для различных фильтров в цепи обратной связи. В настоящей работе приводятся полученные обобщенные соотношения для анализа абсолютной устойчивости СПП в нелинейном режиме («в целом») на основе критерия Попова и кусочно-линейной аппроксимации годографа устройства. Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [1,2] позволяет выполнить анализ устойчивости системы с различными типами и порядками фильтра.

Нижнее \tilde{N}_2^H и верхнее \tilde{N}_2^B граничные значения коэффициента регулирования (коэффициента петлевого усиления цепи обратной связи) соответствуют границам устойчивости нелинейной СПП:

$$\tilde{N}_2^H = \max\{k_{m,n}[1 - \tilde{q}(k_{m,n})]\}, \quad \tilde{N}_2^B = \min\{k_{m,n}\tilde{q}(k_{m,n})\},$$

где переключающая НКЛФ $\tilde{q}(\vartheta) = \frac{1}{2\Delta} [|\vartheta + \Delta| - |\vartheta - \Delta|]$ принимает значение 1 при $\vartheta \geq 0$ и 0 при $\vartheta < 0$,

$\Delta \rightarrow 0$ - малый параметр [1], $k_{m,n} = -1/b_{m,n}Q_{m,n}(b_{m,n})$, $b_{m,n}$ - абсциссы прямых, аппроксимирующих годограф комплексной передаточной функции фильтра, включающая НКЛФ

$Q_{m,n}(\vartheta) = \frac{1}{2\Delta} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} |\vartheta + \vartheta_n - \vartheta_m(1-\gamma) - \Delta\lambda|$ принимает значение 1, если ее аргумент принадлежит

участку $[\omega_n; \omega_m]$, и 0 – в противном случае.

Годограф изменяется наиболее быстро в области малых значений частоты и медленно – при больших. Для уменьшения погрешности расчета граничных коэффициентов расположение узлов аппроксимации годографа ω_n и ω_m выполнено по экспоненциальному закону.

Анализ устойчивости нелинейной СПП с фильтром нижних частот (ФНЧ) различного порядка (от 1-го до 10-го включительно) показал, что области устойчивой работы СПП в линейном режиме («в малом») и в нелинейном режиме («в целом») совпадают для данного типа фильтра. Каждый фильтр состоит из одинаковых каскадно соединенных RC-звеньев. Нижнее граничное значение коэффициента регулирования одинаково для любого порядка ФНЧ и равно -1 . Система с ФНЧ 1-го и 2-го порядка теоретически сохраняет устойчивость при произвольном увеличении коэффициента регулирования (на практике значение коэффициента ограничено из-за влияния паразитных параметров). С ростом порядка фильтра области устойчивости сужаются сверху (от 8 для ФНЧ 3-го порядка до 1,652 для ФНЧ 10-го

порядка).

Получены выражения, определяющие граничные значения коэффициента регулирования по отклонению, соответствующего устойчивой работе СПП «в целом» (при больших величинах дестабилизирующих воздействий). Применение НКЛФ позволяет исследовать на основе обобщенных соотношений абсолютную устойчивость устройств подавления помех с различным типом и порядком фильтра в цепи обратной связи.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №1, 2012. – С. 4-7.
2. Васильев Г.С. Исследование устойчивости амплитудно-фазового преобразователя на основе частотного критерия. – Научный потенциал молодежи - будущее России [Электронный ресурс]: IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов IV Всероссийской молодежной научной конференции. Муром, 12 апреля 2013 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

Анализ переходных режимов нелинейного автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора частот

Амплитудные и фазовые помехи оказывают негативное воздействие на качество выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС), причем влияние фазовых помех является более существенным [1]. Автокомпенсатор (АК) помех ЦВС позволяет эффективно уменьшить уровень побочных отклонений фазы выходного сигнала синтезатора. АК выполняет предварительную обработку выходного сигнала синтезатора, выделяет закон паразитного отклонения фазы выходного сигнала посредством детектирования и осуществляет противофазное управление задержкой сигнала опорного генератора синтезатора. При этом компенсируется паразитное отклонение фазы, вызванное несовершенством отдельных блоков ЦВС: накопителя кода фазы, блока памяти отсчетов \sin и (или) \cos , цифро-аналогового преобразователя (ЦАП); несовершенством интерфейсов между блоками, а также воздействием внешних и внутренних дестабилизирующих факторов (наводки, изменение питающих напряжений, температуры и пр.).

Представляется актуальным выполнять анализ АК фазовых помех ЦВС в широком диапазоне отклонения параметров устройства, для чего требуется построение нелинейной модели автокомпенсатора (необходимо учитывать нелинейности фазового детектора, устройства управления задержкой (УУЗ) и ЦАП). Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2] позволяет кусочно линеаризовать исходные характеристики и получить уравнения АК при произвольных величинах и формах дестабилизирующих воздействий. НКЛФ определены во всей области изменения аргумента и при анализе не требуют разбиения области на отдельные ограниченные участки исследования.

Обобщенное уравнение для операторного изображения переходного процесса нелинейного АК получено на основе кусочно-линейных передаточных характеристик [3, 4] с учетом начальных условий. Поведение выходного параметра $y_k(t)$ (отклонения фазы выходного сигнала синтезатора) на текущих участках аппроксимации характеристик УУЗ - m_k , фазового детектора - s_k , ЦАП - n_k описывается линейным дифференциальным уравнением, имеющим аналитическое решение.

Начальное значение выходного параметра получено из выражения для передаточных характеристик при $p=d/dt$, $p \rightarrow \infty$, установившееся значение при $p=0$. Конечные значения выходного параметра y для текущих участков равны начальным условиям для последующих участков. Для получения временной формы переходного процесса применен спектральный метод на основе НКЛФ, разработанный в [5]. Для аппроксимации частотной характеристики выходного спектра с высокой точностью была выбрана НКЛФ от логарифмической частоты.

Общее решение $y(t)$ получено суммированием частных решений $y_k(t)$ с учетом их временного сдвига t_k :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} y_k(t-t_k) Q_{m_k} Q_{s_k} Q_{n_k}, \quad (1)$$

где K – число частных решений, $Q_{m_k} = Q_m(u_k)$, $Q_{s_k} = Q_s(x_k)$, $Q_{n_k} = Q_n(y_k)$ - включающие НКЛФ, x_k , u_k - значения входного параметра и сигнала управления на k -м участке общего решения. Характеристики линейного автокомпенсатора являются частным случаем общего выражения (1) при $K=1$.

Применение передаточных характеристик позволяет рассчитать динамический режим различных вариантов построения автокомпенсатора при произвольных дестабилизирующих воздействиях. На рис. 1 изображены переходные процессы АК с линейными УУЗ и ЦАП и фазовым детектором с треугольной дискриминационной характеристикой. В качестве внешнего дестабилизирующего воздействия на ЦВС выбран скачок амплитудой 3,5, коэффициент регулирования автокомпенсатора 2 (малое значение выбрано для достаточного запаса устойчивости схемы с фильтром высокого порядка). Фильтры нижних

частот управляющего тракта имеет 1, 2, 3-й порядок, постоянная времени каждого фильтра нормирована к единице.

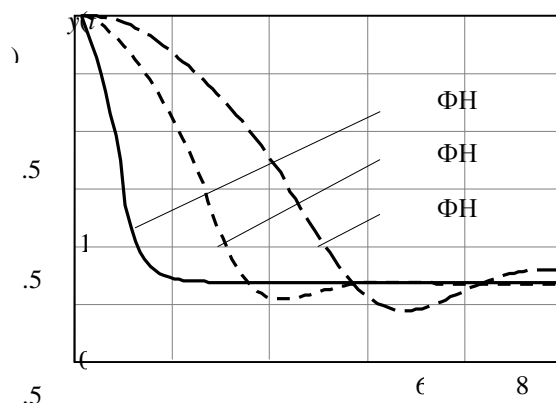


Рис. 1. Переходные процессы автокомпенсатора фазовых помех ЦВС с фильтром нижних частот 1, 2, 3-го порядка;

На основе полученных выражений аналогично может быть выполнен расчет переходных процессов автокомпенсатора с различными нелинейностями характеристик составляющих блоков и произвольным типом и порядком фильтра его управляющего тракта.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. 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.
3. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование преобразователя сигналов с комбинированным регулированием на основе передаточных характеристик // Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, 2011. – №1. – С. 34-38.
4. 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.
5. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Исследование переходных процессов амплитудно-фазовых преобразователей спектральным методом на основе НКЛФ // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. научн. тр. – Вып. 11./Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: «Радиотехника», 2009. – С. 72-78.

Анализ динамических режимов формирователя сигналов на основе ЦВС

Формирователи сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС), работающих по принципу прямого частотного синтеза, получили широкое распространение в технике радиосвязи благодаря удобству цифрового интерфейса, высокому разрешению по частоте и фазе, быстрой перестройке по частоте. Однако фазовые помехи снижают качество выходного сигнала формирователя. Влияние амплитудных помех менее существенно и может быть уменьшено применением ограничителей сигналов.

Наиболее распространенными методами подавления помех на выходе прямого цифрового синтезатора частот является фильтрация выходного сигнала синтезатора, а также компенсация данных помех. Действенным методом подавления помех, как показывают исследования, является метод автоматической компенсации помех. Он сочетает достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может эффективно дополнять фильтрацию [1]. Анализ динамических режимов различных вариантов построения Формирователей сигналов с автокомпенсацией является актуальной задачей.

Анализ формирователя проводится на основе структурной аппроксимации схемы Формирователя сигналов соответствующей схемой амплитудно-фазового преобразователя

При таком подходе отсутствуют ограничения на порядок фильтров преобразователя. Передаточная функция блока автоматической компенсации фазовых помех

$$H(p) = \frac{1}{1 + N_p M(p)},$$

где N_p – коэффициент регулирования, $M(p)$ – передаточная функция фильтра управляющего тракта блока автокомпенсации.

Применение спектрального метода и аппроксимации выходного спектра устройства $S_y(\omega)$ непрерывными кусочно-линейными функциями [2] позволяет получить общее выражение динамической характеристики

$$y(t) = H_{cy}(0) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{a_{0i}}{\Delta_i} \cdot [Si(\omega_{i+1}t) - Si(\omega_i t)],$$

где N – общее число аппроксимирующих функций, i – текущий номер аппроксимирующей функции, $H_{cy}(0)$ – коэффициент передачи преобразователя при $\omega=0$, a_{0i} – высота аппроксимирующей функции, ω_i – значение частоты в текущем узле аппроксимации, Δ_i – шаг аппроксимирующей функции.

Выражение динамической характеристики для исследования конкретного формирователя сигналов может быть получено подстановкой параметров схемы и воздействия в полученные соотношения. В работе исследуются переходные характеристики формирователя с полосовым фильтром и с фильтрами нижних частот первого и второго порядков.

Получены переходные характеристики формирователя с исследуемыми типами фильтров. Проведенные исследования позволяют выполнять расчет переходных режимов формирователей сигналов на основе ЦВС, по выражениям динамических характеристик.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

Секция 18. Радиотехника

2. 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.

Исследование динамических процессов активных режекторных фильтров пятого и шестого порядков на основе интеграла Симпсона

Анализ динамических процессов активных режекторных фильтров пятого и шестого порядков предлагается поводить с применением непрерывных кусочно–линейных функций (НКЛФ). Аппроксимация осуществляется для функций выходных сигналов фильтров. Выражение для выходного сигнала фильтра, аппроксимированное на основе НКЛФ имеет вид:

$$U(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [K_n(t-t_r) + B_n] Q_n,$$

где n и N – текущий и максимальный номера узлов аппроксимации, K_n , B_n – коэффициенты аппроксимирующих отрезков прямых, $Q_n = Q_n(t-t_r)$ – функция включения НКЛФ, принимающая значения в интервале от 0 до 1,

$$Q_n = 1/2\Delta \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} |U-t_r - U_n + T_{r_n} - \gamma\Delta_{U,T} + \Delta(1-\lambda)|,$$

где λ и γ – целые числа U_n и T_{r_n} – значения U и t_r в узлах n , $\Delta_{U,T}$ – шаг аппроксимации, Δ произвольно малая величина ($\Delta \rightarrow 0$).

В качестве входного сигнала фильтров рассматривается ступенчатая функция времени. Временная характеристика входного сигнала так же аппроксимируется на основе НКЛФ. Максимальное значение входного сигнала ограничено линейностью характеристики активного элемента фильтра.

Вывод обобщенного аналитического выражения динамических характеристик активных режекторных фильтров осуществляется с применением интеграла Симпсона.

Для проверки полученного аналитического выражения проводится исследование динамических характеристик режекторных фильтров пятого и шестого порядков. Функция изображения выходного сигнала устройства аппроксимируется на основе НКЛФ, при этом каждый участок описывается отрезком прямой. Функции определены во всей области изменения переменной и не требуют отдельного анализа на каждом интервале аппроксимации. С помощью обратного преобразования Лапласа получены временные характеристики на каждом участке, и полученные результаты суммируются.

Найдены составляющие выражений переходных процессов каждого из аппроксимированных участков режекторных фильтров пятого и шестого порядков и получены общие выражения динамических характеристик.

Проведен сравнительный анализ переходных характеристик, при разных значениях длины аппроксимируемого участка функции выходного сигнала. Для каждого значения проводится анализ погрешностей результирующих динамических характеристик.

Полученные выражения путем подстановки соответствующих коэффициентов и постоянных времени составляющих звеньев, позволяют описывать динамические процессы режекторных фильтров пятого и шестого порядков.

Построены графики переходных процессов исследуемых фильтров для пяти значений параметров аппроксимации динамической характеристики. Приведены графики зависимости величины погрешности рассматриваемого метода от количества аппроксимирующих прямых.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Ю.Г. Кряжова
 Научный руководитель: ст. преподаватель М.С. Смирнов
Муромский институт Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23

Исследование возможностей обработки радиолокационных сигналов в системе визуального программирования LabView

Оценка основных характеристик ЛЧМ-импульсов зондирующих сигналов, сформированных гетеродином РЛС, является задачей направленной на выявление неисправностей, которые могут возникать в системе формирования сигналов РЛС.

Для возможности анализа сигналов формируемых гетеродином РЛС использовался стенд, созданный на основе контрольно-измерительного оборудования компании National Instruments (рис. 1).

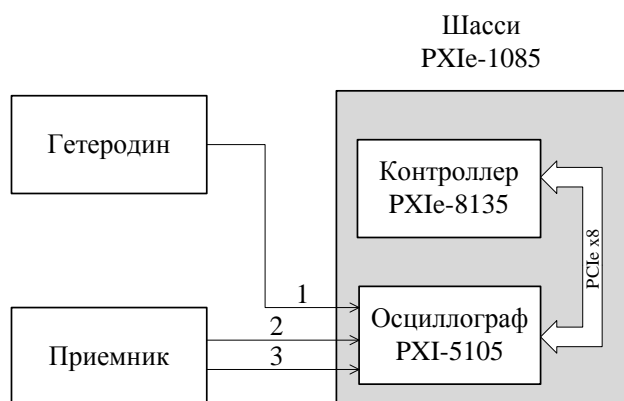


Рис. 1. Блок-схема измерительного блока

Измерительный блок включает в себя высокоскоростной регистратор/осциллограф PXI-5105, предназначенный для аналого-цифрового преобразования поступающего ЛЧМ сигнала. Регистратор принимает ЛЧМ импульсы пилот-сигнала (ПС) на промежуточной частоте 30МГц с девиацией частоты 1,2МГц, сигналы начала пачки импульсов и когерентный гармонический сигнал с частотой 24МГц.

В регистраторе происходит оцифровка пилот-сигнала когерентно с сигналом 24МГц. После чего оцифрованные значения передаются в контроллер-обработчик PXIe-8135. Этот блок предназначен для регистрации и определения основных параметров, формируемых пачек импульсных ЛЧМ-сигналов гетеродина РЛС. Его основными функциями являются:

- визуальное отображение оцифрованных пачек импульсов;
- расчет значений фазы в каждом импульсе пачки в градусах и определения диапазона изменения фазы в импульсах пачки;
- расчет диапазона изменения максимальных значений амплитуды импульсов в пачке;
- сжатие пачек импульсов;
- оценка диапазона изменения максимумов сжатых сигналов в пачке;
- расчет диапазона изменения максимальных уровней боковых лепестков (УБЛ) в пачке сжатых сигналов.

Литература

1. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments

А.Е. Ракутин

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. И.А. Курилов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ переходных процессов фильтров нижних частот шестого и восьмого порядков с применением интеграла Симпсона

Для анализа динамических процессов фильтров нижних частот шестого и восьмого порядков используется аппроксимация функции выходного сигнала устройства $U_2(t)$ с применением непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). В качестве входного сигнала рассматривается ступенчатое воздействие величиной $U_1(t)$.

Вывод аналитического выражения переходной характеристики фильтров нижних частот осуществляется на основе применения интеграла Симпсона.

Для проверки полученных аналитических выражений проводится исследование переходных характеристик фильтров шестого и восьмого порядков. Функция изображения выходного сигнала устройства разбивается на N участков, каждый из которых описывается НКЛФ и соответственно отрезком прямой $f_n(p)=k_n p+b_n$, где k_n и b_n – коэффициенты аппроксимирующей прямой на участке $n \dots n+1$, p – оператор. Временные характеристики на каждом участке, получены классическим методом.

Найдены составляющие выражения переходных процессов каждого из аппроксимированных участков исследуемых фильтров и получены выражения переходных характеристик.

Проводится анализ погрешностей рассчитанных переходных характеристик фильтров в зависимости от количества узлов аппроксимации переходных характеристик $N=5..15$.

Полученные выражения путем подстановки соответствующих коэффициентов реальных фильтров, позволяют описывать переходные процессы конкретных фильтров нижних частот шестого и восьмого порядков.

Построены графики переходных процессов фильтров, для четырех значений параметров аппроксимации переходной характеристики. Так же приведены графики зависимостей погрешностей от количества используемых отрезков аппроксимирующих прямых.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Анализ ЧХ гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых помех ЦВС

Гибридный метод синтеза позволяет существенно снизить влияние недостатков прямого и косвенного методов синтеза. Ряд недостатков присущих одним синтезаторам, компенсируются достоинствами других. В гибридных синтезаторах широко применяются цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) и фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ), которые позволяют достичь высокого значения выходной частоты, упростить реализацию синтезатора, управление им, при этом получить достаточно низкий уровень фазовых шумов [2].

ЦВС, входящие в состав гибридных синтезаторов (ГСЧ), является активным источником фазовых помех. При отсутствии помех во входном сигнале основной причиной появления паразитных составляющих в спектре выходного сигнала ЦВС является ошибки квантования, дискретизации и цифро-аналогового преобразования. Для снижения уровня фазовых шумов ЦВС предложено использовать метод автоматической компенсации (АФП). Принцип действия автокомпенсатора основан на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦВС и последующем вычитании выделенного сигнала из сигнала системы ФАПЧ непосредственно перед его подачей на генератор, управляемый напряжением (ГУН).

Прямой цифровой синтезатор в составе ГСЧ может использоваться в качестве опорного генератора (ОГ) системы ФАПЧ, как делитель частоты (ДЧ) в цепи обратной связи (ОС), а также как генератор подставки системы ФАПЧ. Для указанных схем получены передаточные функции по действующим помехам ЦВС, которые имеют вид:

Для схемы ГСЧ с АФП и ЦВС в качестве ОГ системы ФАПЧ:

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Pi}\Delta\varphi_{\Gamma}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma}}{\Delta\varepsilon_{\Pi}} = \frac{-N_{\Pi} \frac{M_1(p)}{p} + N_A \frac{M_2(p)}{K_{\text{ЦВС}} p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}}, \quad (1)$$

Для схемы ГСЧ с АФП и ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС:

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Pi}\Delta\varphi_{\Gamma}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma}}{\Delta\varepsilon_{\Pi}} = \frac{-N_{\Pi} \frac{M_1(p)}{p} + N_A \frac{M_2(p)}{K_{\text{ЦВС}} p}}{1 + \frac{K_{\text{ЦВС}} M_1(p)}{T_c p}}, \quad (2)$$

Для схемы ГСЧ с АФП и ЦВС в качестве генератора подставки системы ФАПЧ:

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Pi}\Delta\varphi_{\Gamma}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma}}{\Delta\varepsilon_{\Pi}} = \frac{-N_{\Pi} \frac{M_1(p)}{N_2 p} + N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}}, \quad (3)$$

где $T_c = \frac{N_{\text{ОС}}}{K_{\Gamma} K_{\text{Д1}}}$ - собственная постоянная времени ФАПЧ-синтезатора; $N_{\Pi} = K_{\Gamma} K_{\text{Д1}} K_{\Pi}$ -

коэффициент передачи помехи; $N_A = \frac{1}{2} n K_{\Gamma} K_{\text{Д1}} K_{\Pi}$ - коэффициент регулирования АФП; K_{Γ} - крутизна управляющей характеристики ГУН; p - оператор Лапласа; $M_1(p)$ - коэффициент передачи ФНЧ1 в кольце фазовой автоподстройки; $K_{\text{Д1}}$ - крутизна дискриминационной характеристики ФД1; N_1, N_2, N_3 - коэффициенты деления ДЧ1, ДЧ2 и ДЧ3, $N_{\text{ОС}}$ - коэффициент деления цепи ОС, K_{Π} - коэффициент передачи дестабилизирующего фактора; n - коэффициент усиления УПТ, $M_2(p)$ - коэффициент

Секция 18. Радиоэлектроника

передачи ФНЧ2 в УТ АФП, $K_{Д2}$ - крутизна дискриминационной характеристики ФД2; K_{OT} и $K_{ИТ}$ - коэффициенты передачи ОТ и ИТ; $K_{ЦВС}$ - коэффициент передачи ЦВС; n_1 - коэффициент умножения УЧ.

В работе проводится исследование частотных характеристик (ЧХ) гибридных синтезаторов частот с АФП ЦВС. Заменим $p \rightarrow j\Omega$, тогда соотношения (1)-(3) превратятся в комплексную дробь. Выделив вещественные и мнимые составляющие, получили выражения для амплитудно-и фазочастотных характеристик (АЧХ) и (ФЧХ) исследуемых устройств. На основании полученных выражений построены графики частотных характеристик ГСЧ с АФП ЦВС с различными параметрами цепи автокомпенсации. Проведенные исследования позволяют выбирать параметры блоков АФП (постоянную времени фильтра нижних частот и коэффициента передачи усилителя постоянного тока) для увеличения подавления помехи и улучшения избирательных свойств устройства.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. Курилов И.А., Ромашов В.В., Жиганова Е.А., Романов Д.Н., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации. Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2014, №1.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.

Д.И. Суржик
 Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. И.А. Курилов
Муромский институт Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Исследование параметрической устойчивости гибридных синтезаторов частот с АФП ЦВС

В работе проводится исследование устойчивости гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых помех (АФП) прямого цифрового синтезатора частот (ЦВС). Автокомпенсатор фазовых помех прямого цифрового синтезатора (рис. 1) содержит в своем составе опорный и информационный тракты. Опорный тракт включает в себя дифференцирующую цепь (ДЦ1) и триггер (Тр1). Информационный тракт состоит из дифференцирующей цепи (ДЦ2), двухполупериодного выпрямителя (ДВ) и триггера (Тр2) [3]. Компенсация фазового отклонения основана на выделении закона паразитного отклонения фазы выходного сигнала ЦВС и последующем вычитании выделенного (управляющего) сигнала из сигнала системы ФАПЧ непосредственно перед его подачей на генератор, управляемый напряжением (ГУН). Управляющий сигнал формируется в фазовом детекторе (ФД), фильтре нижних частот (ФНЧ) и усилителе постоянного тока (УПТ) [3].

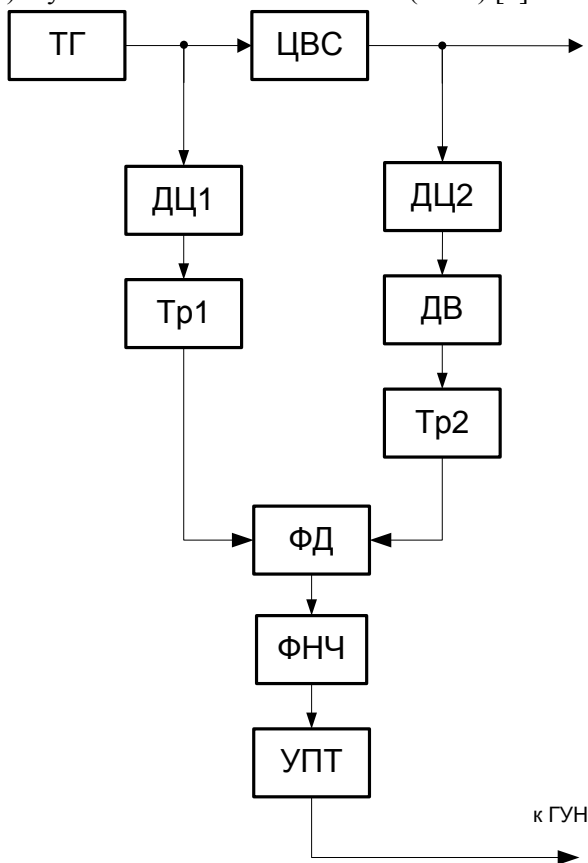


Рис. 1.

Устойчивость является важным параметром, определяющим работоспособность гибридных синтезаторов частот. При этом первой и наиболее важной проблемой анализа является определение условий, позволяющих полностью гарантировать отсутствие самовозбуждения по кольцу обратной связи; второй – определение влияния различных параметров системы на процесс установления этого режима [1]. Следствием нарушения устойчивости системы могут быть явления образования периодических автоколебаний разности фаз (режим квазисинхронизма), либо непрерывного неперидического возрастания разности фаз с периодическими колебаниями скорости (режим биений).

Секция 18. Радиоэлектроника

Устойчивость гибридных синтезаторов определяется как параметрами подстраиваемого генератора управляемого напряжением, так и параметрами звеньев, формирующих управляющий сигнал (фазовый детектор, фильтр) [2]. Сложность задачи исследования устойчивости обусловлена высоким порядком уравнения устройства, а также наличием нелинейных характеристик.

Для определения устойчивости исследовали свойства корней характеристического полинома – знаменателя передаточной функции синтезатора с АФП, приравняв его к нулю

$$1 + \frac{M_1(p)}{T_c p} = 0, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа; T_c - собственная постоянная времени косвенного синтезатора; $M_1(p)$ - операторный коэффициент передачи фильтра системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Выразив из (1) значение собственной постоянной времени ФАПЧ и проведя ряд преобразований, получили условия для определения границ параметрической устойчивости. Полученные аналитические выражения позволяют определять границы диапазона значений \dot{O}_c , соответствующие устойчивой работе устройства с фильтрами произвольных порядков. В среде Mathcad построены годографы системы синтеза и исследована зависимость запаса устойчивости для основных вариантов рассматриваемых фильтров системы.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., Связь, 1972. – 447 с.
2. Курилов И. А., Суржик Д. И., Васильев Г. С., Харчук С. М. Исследование устойчивости системы ФАПЧ на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Методы и устройства передачи и обработки информации. 2012. № 1(14). – С. 11-15.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.

Д.И. Суржик

Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. И.А. Курилов
 Муромский институт Владимирского государственного университета
 602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Переходные характеристики гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых помех ЦВС

Помехи цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) оказывают негативное влияние на характеристики как самих ЦВС, так и гибридных синтезаторов, в состав которых они входят в целом. Их действие проявляется образованием в выходном спектре синтезатора дополнительных дискретных побочных составляющих и фазового шума, приводящих к появлению дополнительных нестабильностей выходного сигнала управляемого генератора. В работе рассматривается схема автоматической компенсации фазовых помех (АФП) ЦВС гибридных синтезаторов частот, позволяющая уменьшить их влияние на выходной сигнал устройства.

Для анализа переходных режимов гибридных синтезаторов с АФП воспользуемся общим выражением передаточной функции синтезатора по помехе ЦВС в операторной форме, представляющей собой отношение мгновенных отклонений фаз генератора управляемого напряжением (ГУН) и действующей помехи:

$$H(p) = \frac{\varphi_{\text{ГУН}}(p)}{\varphi_{\text{П}}(p)}. \quad (1)$$

Поскольку объектом регулирования устройства является мгновенное отклонение фазы подстраиваемого ГУН, выразим его из выражения передаточной характеристики системы

$$\varphi_{\text{ГУН}}(p) = H(p)\varphi_{\text{П}}(p). \quad (2)$$

Требуется найти мгновенное изменение фазы ГУН во временной форме, спектр которого

$$\Phi_{\text{ГУН}}(j\omega) = \Phi_{\text{П}}(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (3)$$

Доказано, что для нахождения оригинала $\varphi_{\text{ГУН}}(t) \leftarrow \Phi_{\text{ГУН}}(j\omega)$ не обязательно обладать полной информацией о спектральной плотности, а достаточно только знать либо действительную $\Phi_{\text{ГУН1}}(\omega)$, либо мнимую часть $\Phi_{\text{ГУН2}}(\omega)$:

$$\Phi_{\text{ГУН}}(j\omega) = \Phi_{\text{ГУН1}}(\omega) - j\Phi_{\text{ГУН2}}(\omega). \quad (4)$$

Аппроксимация действительной и мнимой частей спектральной плотности выходного сигнала (4) непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ) по имеющимся обобщенным аналитическим выражениям позволяет получить переходные характеристики фазы на выходе гибридного синтезатора с АФП ЦВС.

В среде *Mathcad* построены графики переходных процессов гибридных синтезаторов частот с фильтрами нижних частот (ФНЧ) первого и второго порядков при различных помеховых возмущениях: скачок фазы, линейное изменение, гармоническая помеха. Исследованы зависимости времени установления выходной фазы ГУН и влияние на процесс установления параметров цепи автокомпенсации (порядка и постоянной времени фильтра АФП и коэффициента передачи усилителя постоянного тока).

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-05542

Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2014. – С. 30-38.
3. Белов Л. А. / Синтезаторы частот и сигналов: Учебное пособие. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 80 с.: ил.

Секция 18. Радиотехника

4. Курилов И. А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Исследование переходных процессов амплитудно-фазовых преобразователей спектральным методом на основе НКЛФ. / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. научн. тр.- Вып. 11./ Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. - М.: «Радиотехника», 2009. – С. 72-78.

Создание программной модели генератора в среде программирования LabVIEW

При моделировании радиосистем важную роль играет реализация моделей формирователей сигнала. В данной работе создана программная модель генератора сигнала с аналоговой модуляцией.

Модель создается при помощи среды программирования LabVIEW от National Instruments.

LabVIEW – это среда графического программирования, которую используют технические специалисты, инженеры, преподаватели и ученые по всему миру для быстрого создания комплексных приложений в задачах измерения, тестирования, управления, автоматизации научного эксперимента и образования. В основе LabVIEW лежит концепция графического программирования - последовательное соединение функциональных блоков на блок-диаграмме.

Данная среда отличается видом языка программирования. В ней используется не привычный блок – схемный вид программирования, который позволяет, даже начинающему программисту разобраться в структуре программы. Так же отличительной особенностью данного языка программирования, является большое количество встроенных компонентов, позволяющих в полной мере спроектировать любой сложности интерфейс программы.

В модели были реализованы следующие сигналы:

- Немодулированные сигналы:
 - гармонический сигнал;
 - прямоугольный сигнал;
 - треугольный сигнал;
 - пилообразный сигнал.
- Модулированные сигналы:
 - с амплитудной модуляцией;
 - с фазовой модуляцией;
 - с частотной модуляцией.

Модуляция сигналов осуществляется либо с заданной формой, либо внешним файлом.

Программная модель реализует сигналы во временной и в частотной области.

Для создания немодулированного сигнала использовались встроенные функции (VI). Входными параметрами для всех этих функций являются амплитуда (amplitude), частота (frequency), фаза (phase) и постоянная составляющая (offset), а для сигнала прямоугольной формы дополнительным параметром является коэффициент заполнения (duty cycle).

В связи с отсутствием стандартных модулей формирования модулированных сигналов для реализации АМ, ФМ и ЧМ использовался блок, созданный вручную. Блок состоит из цикла, количество итераций которого задает количество точек формируемого сигнала. Тип сигнала выбирается при помощи блока выбора (Case). Для создания модулирующего сигнала используется либо стандартный блок, либо внешний файл, содержащий отсчеты звукового сигнала.

Литература

1. Блюм П. LabVIEW: стиль программирования. – М.: ДМК, 2009. – С. 400.
2. Баран Е.Д. LabVIEW FPGA. Реконфигурируемые измерительные и управляющие системы. – М.: ДМК, 2009. – 448 с.