

СЕКЦИЯ № 8

**Методы и устройства
повышения качества
передачи информации**

Г.С. Васильев,
И.А. Курилов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
e-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ устойчивости преобразователя сигналов с регулированием по отклонению на основе НКЛФ

Анализ различных радиотехнических устройств удобно проводить на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) с регулированием по отклонению [1]. Это позволяет исключить этапы вывода уравнений конкретного устройства и их решения, а также позволяет получить аналитические выражения характеристик исследуемого устройства.

Уравнение АФП с регулированием по отклонению имеет вид

$$y = x - K_y n_p M(p) F_D(y), \quad (1)$$

где x, y – входной и выходной сигналы АФП, K_y, n_p – коэффициенты передачи управляющего устройства и весового распределителя, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, $F_D(y)$ – характеристика детектора отклонения.

На практике используются различные схемы фильтров нижних частот. Анализ устойчивости проведен для преобразователя с интегрирующим фильтром и пропорционально-интегрирующим фильтром.

Обобщенный операторный коэффициент передачи пропорционально-интегрирующего фильтра имеет вид:

$$M(p) = \frac{m \cdot Tp + 1}{Tp + 1}, \quad (2)$$

где T – постоянная времени фильтра, m – безразмерный параметр фильтра ($0 \leq m \leq 1$).

Выполним анализ устойчивости АФП с характеристикой детектора отклонения треугольной формы. Для этого применим аппроксимацию характеристики детектора суммой произведений линейных функций, описывающих отдельные участки, и соответствующих им непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2,3]. НКЛФ $Q_n(y)$ принимает значение 1, если аргумент принадлежит текущему отрезку аппроксимации, и 0 в противном случае.

Производная характеристики детектора на n -м отрезке аппроксимации равна крутизне аппроксимирующей прямой K_n в данной точке. Таким образом, уравнение (1) с учетом (2) примет вид:

$$T(1 + mN_n)py + (1 + N_n)y + K_y n_p (2n - 1)\pi / 2 \cdot Q_n(y) - Tpx - x = 0, \quad (3)$$

где $N_n = K_n K_y n_p$ – коэффициент регулирования.

Согласно критерию Рауса – Гурвица, АФП с пропорционально-интегрирующим фильтром будет устойчив при выполнении условий

$$\begin{cases} 1 + mN_n > 0 \\ 1 + N_n > 0. \end{cases} \quad (4)$$

Решая систему неравенств (4), для $0 \leq m \leq 1$ получим

$$N_n > -1. \quad (5)$$

Таким образом, устойчивость преобразователя с пропорционально-интегрирующим фильтром определяется (5) и не зависит от значения m . При $m = 0$ пропорционально-интегрирующий фильтр превращается в обычный интегрирующий фильтр. Для него уравнение (1) имеет вид:

$$Tpy + (1 + N_n)y + K_y n_p (2n - 1)\pi / 2 \cdot Q_n(y) - Tpx - x = 0,$$

а условие устойчивости также соответствует условию (5).

В результате анализа получено условие устойчивости преобразователя сигналов для двух типов фильтров и различных значений коэффициентов регулирования. Применение данного метода возможно для произвольного типа и порядка фильтра при любых параметрах схемы преобразователя.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование динамических процессов преобразователя сигналов с нелинейным детектором и произвольным фильтром. – Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, 2010. С. 81 – 85.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Непрерывная кусочно-линейная аппроксимация характеристик/Данные, информация и их обработка: Сборник научных статей/Под. ред. С.С. Садыкова, Д.Е. Андрианова – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – с. 175-180.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н. Базовая непрерывная кусочно-линейная функция /Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр.–Вып.4. / Под. Ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – СПб: Гидрометеиздат, 2004., с 75-79.

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

Переходные режимы нелинейного гистерезисного амплитудно-фазового преобразователя

Исследование характеристик радиотехнических устройств удобно выполнять на основе схем амплитудно-фазовых преобразователей (АФП). Расчет осуществляется на основе обобщенных выражений для схемы преобразователя. При этом не требуется составлять уравнения для каждой конкретной схемы, чтобы получить аналитические выражения, требуемых характеристик. Это позволяет сократить время и упростить анализ различных радиоустройств.

Структурная схема АФП с регулированием по отклонению содержит: аналогичный ему амплитудно-фазовый преобразователь, управляющее устройство, управляющий тракт и весовой распределитель. Управляющее устройство изменяет амплитуду и (или) фазу входного сигнала. В состав управляющего тракта входят последовательно соединенные детектор отклонения выходного параметра и фильтр.

Для вывода аналитического выражения динамической характеристики (ДХ) гистерезисного АФП проведена аппроксимация нелинейной характеристики детектора на основе непрерывных кусочно-линейных функций [1] в виде суммы M линейных участков.

Дифференциальное уравнение АФП для каждого отдельного отрезка является линейным. Общее нелинейное уравнение преобразователя может быть представлено суммой уравнений для всех участков аппроксимации.

Уравнение для каждого отрезка составлены в операторной форме с учетом начальных условий (значения функции и производной) входного и выходного параметра преобразователя. Для участка, соответствующего началу переходного процесса, начальные условия нулевые. Для каждого последующего участка начальные значения воздействия, отклика и их производных равны значениям соответствующих параметров в конце предыдущего участка.

Для расчета длительности частного решения переходного процесса для каждого участка, необходимо определить время, при котором значение ДХ равно значению выходного параметра в текущем узле аппроксимации. Временной сдвиг каждого частного решения складывается из суммы длительностей переходного процесса на всех предыдущих участках. Суммирование частных решений осуществляется при изменении выходного параметра преобразователя во всем диапазоне от начального до установившегося значения. При достаточно широкополосном управляющем устройстве начальные и установившиеся параметры системы определяются соответствующими значениями сигнала на выходе фильтра управляющего тракта.

Аналитическое выражение ДХ для каждого отрезка характеристики детектора основано на аппроксимации вещественной частотной характеристики спектра выходного параметра суммой логарифмических непрерывных кусочно-линейных функций трапецеидальной формы [2]. Общее решение получаем суммированием частных решений с учетом временного сдвига.

На основе полученных обобщенных выражений выполнен расчет ДХ гистерезисного АФП треугольной характеристикой детектора и с тремя типами фильтров: фильтрами нижних частот (ФНЧ), фильтрами верхних частот (ФВЧ) и полосовыми (ПФ) 1, 2, 3 порядка. Фильтры второго и третьего порядков состоят из последовательно соединенных, одинаковых фильтров первого порядка. Для представления одного периода характеристики потребовалось три линейных участка ($M=3$). Коэффициенты передачи внутреннего (аналогичного) АФП и весового распределителя приняты равными 1. Входное воздействие имеет скачкообразную форму.

Детекторная характеристика гистерезисного преобразователя содержит отрезки с отрицательной крутизной [3]. Начальный участок переходного процесса АФП с ФНЧ любого порядка является неустойчивым (частное решение общей ДХ неограниченно возрастает или убывает в зависимости от амплитуды входного воздействия).

Переходной процесс АФП с ФНЧ любого порядка является возрастающим, с ФВЧ – убывающим, с ПФ – имеет колебательный характер. С увеличением порядка фильтра длительность процесса изменяется следующим образом: АФП с ФНЧ – увеличивается, с ФВЧ – уменьшается, с ПФ – уменьшается. С увеличением порядка ПФ также уменьшается амплитуда колебаний.

Полученные выражения позволяют выполнить расчет динамических процессов гистерезисного преобразователя с произвольным фильтром и детектором с произвольной нелинейностью при любой форме и величине входного воздействия. Характеристики линейного АФП являются частным случаем общего выражения при $M=1$.

Для анализа динамических режимов конкретного радиоустройства, аппроксимированного АФП с регулированием по отклонению, его характеристики могут быть получены подстановкой соответствующих числовых коэффициентов устройства в общие выражения ДХ. Изменение параметров устройства учитывается простым изменением коэффициентов в общих выражениях переходных характеристик.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С. Динамические характеристики нелинейного амплитудно-фазового преобразователя с регулированием по отклонению. – Радиотехника, 2009, № 5, С 3-8.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование динамических процессов преобразователя сигналов с нелинейным детектором и произвольным фильтром. – Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, 2010. С. 81 – 85.
3. Курилов И.А., Ромашов В.В., Васильев Г.С. Статические характеристики гистерезисных амплитудно-фазовых преобразователей сигналов. – Радиотехника, 2009, №5. С. 8-11.

В.А. Ермолаев,
Ю.А. Кропотов

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: kaf-eivt@yandex.ru

Адаптивная компенсация помех в каналах с нелинейными искажениями

Для телекоммуникационных систем обмена речевой информацией, систем оповещения и связи, является обычным наличие разного рода акустических помех [1]. Один из подходов к их подавлению основывается на теории адаптивной фильтрации и компенсации сигналов [2 – 5]. В ряде случаев сигнал, подлежащий подавлению, характеризуется заметными нелинейными искажениями, как в электрических, так и в акустических каналах их распространения. Подобная ситуация имеет, например, место в задаче компенсации акустического эха [6]. Искажения в этом случае могут быть обусловлены нелинейными характеристиками электроакустических преобразователей. Аналогичная проблема возможна и в других областях, требующих применения адаптивных методов. В настоящей работе сообщается о результатах моделирования влияния нелинейных искажений на степень компенсации помехи.

Из множества методов компенсации рассматривается алгоритм наименьших квадратов (алгоритм LMS). Компенсация заключается в удалении из сигнала $x(n) = v(n) + y(n)$ помехи $y(n)$ по известному опорному сигналу $u(n)$, связанному с помехой нелинейным, в общем случае инерционным, преобразованием. Задача при этом заключается в нахождении импульсной функции h фильтра с конечной импульсной характеристикой. Коэффициенты такого фильтра в рамках алгоритма наименьших квадратов задаются выражением [6]

$$\mathbf{h}(n+1) = \mathbf{h}(n) + \alpha (\gamma \mathbf{I} + \mathbf{U}(n)\mathbf{U}^T(n))^{-1} \mathbf{U}(n)\mathbf{e}(n).$$

Здесь $\mathbf{h}(n) = (h_0 \ h_1 \ \dots \ h_L)^T$ – вектор коэффициентов соответствующего адаптивного фильтра, $\mathbf{U}(n) = (\lambda^0 \mathbf{u}(n) \ \lambda^1 \mathbf{u}(n-1) \ \dots \ \lambda^M \mathbf{u}(n-M))$ – матрица, столбцами которой являются векторы $\mathbf{u}(n) = (u(n) \ u(n-1) \ \dots \ u(n-L))^T$ наблюдаемых данных, $\mathbf{e}(n) = \mathbf{x}(n) - \mathbf{U}^T(n)\mathbf{h}(n)$ – вектор ошибки компенсации, $\mathbf{x}(n) = (\lambda^0 x(n) \ \dots \ \lambda^M x(n-M))$, и α , λ , γ – положительные, меньшие единицы, числа, выбираемые из условий устойчивости и скорости сходимости алгоритма.

Следует отметить, что матрица $\mathbf{U}(n)\mathbf{U}^T(n)$ размера $(L+1) \times (L+1)$ является матрицей Грама. Ее компонентами являются скалярные произведения строк матрицы $\mathbf{U}(n)$ размерностью $M+1$. Это означает, что в случае $M < L$ матрица $\mathbf{U}(n)\mathbf{U}^T(n)$ является вырожденной, что исключает применение приведенного выше алгоритма (алгоритма Ньютона, когда $\gamma = 0$). При моделировании алгоритма использовались значения $M > L$.

Линейные искажения в каналах моделировались фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой. Пример процесса настройки фильтра при отсутствии нелинейных искажений в каналах приведен на рис. 1. Нелинейные искажения вводились по формуле

$$y(n) = \frac{1}{\varepsilon H(1-\varepsilon) + H(\varepsilon-1)} \text{th}(\varepsilon \cdot u(n)), \quad H(q) = \begin{cases} 1/2, & q=1, \\ 1, & q>0, \\ 0, & q<0. \end{cases}$$

Здесь $H(q)$ – функция Хевисайда. При этом параметр искажений $\varepsilon > 0$.

Полученная в результате моделирования зависимость величины компенсации помехи от параметра ε , характеризующего нелинейные искажения, приведена на рис. 2. В соответствии с приведенным выражением нелинейные искажения вводились с помощью функции гиперболического тангенса – симметричной функции с областью значений $(-1, 1)$, нормированной в диапазоне значений $\varepsilon \in (0, 1)$ величиной ε .

Величина ε , как это видно из рисунка, изменялась в пределах от 0,001, до 3. При этом среднее значение компенсируемого нестационарного (речевого) сигнала составляло величину

приблизительно равную минус 20 дБ, принимая на различных интервалах значения от –10 до –30 дБ. Значения уровня компенсации, приведенные на рис. 2, выбирались по наихудшему случаю.

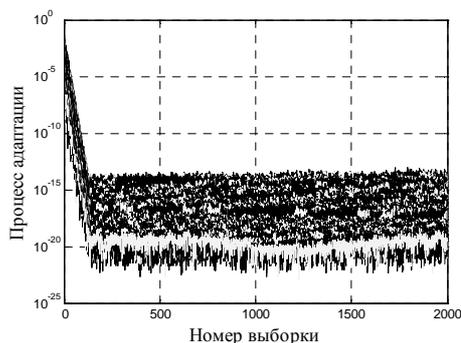


Рис. 1. Процесс настройки адаптивного компенсатора помехи

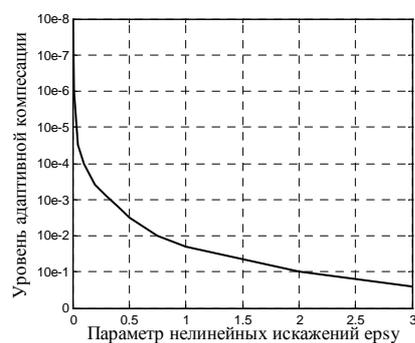


Рис. 2. Зависимость уровня адаптивной компенсации помехи от параметра нелинейных искажений $\epsilon_{py} \equiv \epsilon$

Полученные результаты указывают на существенную зависимость характеристик адаптивной компенсации помех от уровня их неконтролируемых нелинейных искажений в каналах распространения. Как это видно из приведенных рисунков, если компенсация помех при отсутствии искажений достигает величины 10^{-12} , то при неблагоприятной ситуации она может снижаться до 10 дБ и даже ниже. Чтобы решить эту проблему необходимо переходить к технике нелинейной адаптивной фильтрации – интенсивно развивающемуся направлению, представленному множеством как обобщающих [4], так и специализированных работ [5]. В рамках этого направления нашли широкое развитие и применения методы нелинейной фильтрации Вольтерра и Винера. С самых различных сторон рассматриваются возможности нелинейных фильтров и систем Вольтерра, Винера и Гаммерштейна.

Литература

1. Speech processing in modern communication. / I. Cohen, J. Benesty, S. Canot (Eds.). – Berlin Heidelberg: Springer, 2010. 342 p.
2. Адаптивные фильтры / Под редакцией К.Ф.Н. Коузэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. 392 с.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Diniz P.S.R. Adaptive filtering: Algorithms and practical implementation. – New York: Springer, 2008. 627 p.
5. Ogunfunmi T. Adaptive nonlinear system identification: The Volterra and Wiener model approaches. – New York: Springer, 2007. – 230 pp.
6. Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А. Об адаптивном алгоритме наименьших квадратов в задачах компенсации акустического эха // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2012, вып. 2, с. 40 – 44.

Задачи моделирования и применения мемристоров в цифровых и аналоговых системах

Мемристор (от словосочетания – резистор с памятью) является, по существу, нелинейной инерционной системой. Его реализация в форме пассивного наноприбора привлекла к себе внимание, как в плане возможных применений в цифровой и аналоговой технике [1 – 4], так и в связи с обнаружившейся распространенностью подобных элементов в живой природе. Изучение их свойств является многообещающим для понимания и построения нейронных сетей [4 – 6].

В области цифровой техники применение мемристоров связывается с запоминающими устройствами и вычислительными системами [3 – 5], имеющими решетчатую (crossbar array) архитектуру. Естественно, что требования к характеристикам мемристоров и как элементов кратковременной и долговременной памяти и как элементов вычислительных устройств могут существенно различаться. В первую очередь это относится к быстродействию приборов [7] и способности сохранять свое состояние в течение заданного времени.

Увеличению быстродействия способствует уменьшение характерных размеров, достигнутых в нанотехнологиях. При этом дальнейшее уменьшение размеров ведет к необходимости учета квантовых законов природы, позволяя, в свою очередь, надеяться на создание приборов, функционирующих на иных принципах. Например, на принципах спиновой электроники. И полученные в этом направлении результаты указывают на возможность создания быстродействующих мемристивных элементов.

Применения мемристоров в аналоговой технике связывается с генераторами хаотических колебаний [2] и искусственными нейронными сетями [1, 4, 5] и требует развития соответствующих методов анализа [2, 5] и моделирования [8, 9] как отдельных мемристивных приборов, так и построенных на их основе систем. Базисом этих методов, естественно, является теория нелинейных систем. Одна из моделей [8] приведена на рис. 1.

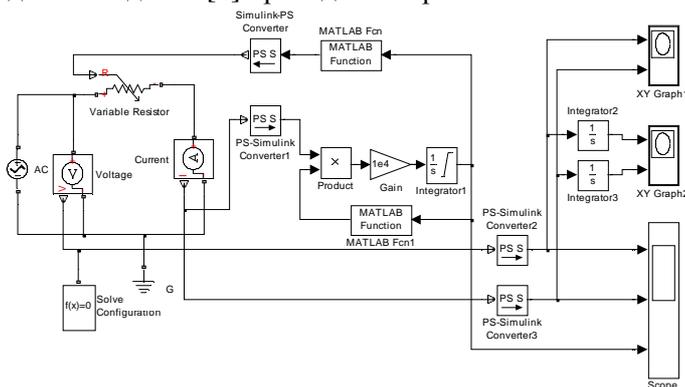


Рис. 1. Схема моделирования и измерения характеристик мемристора

На этом рисунке элементами собственно мемристора являются переменный резистор, измеритель тока и управляющая система с обратной связью, состоящая из умножителя, усилителя, интегратора и двух преобразователей выхода интегратора в сигнал обратной связи и управляющий сигнал переменного резистора. Остальные элементы – это элементы измерительной системы и элементы согласования пакетов системы Matlab – Simulink (конверторы и конфигуратор). Математическая модель описывается уравнениями

$$\dot{x}(t) = k f(x(t))i(t), \quad i(t) = u(t) / R(t), \quad R(t) = x(t)R_{\min} + (1 - x(t))R_{\max}, \quad 0 \leq x(t) \leq 1.$$

Нелинейная функция $f(x)$ обычно описывается выражениями [8, 9]

$$1 - (x - 1)^{2q}, 1 - (2x - 1)^{2q}, 1 - (x - H(i))^{2q}.$$

Здесь функция Хевисайда $H(i) = 1, i \geq 0$ и $H(i) = 0, i < 0$.

Результаты моделирования по первому из приведенных выше выражений для функции $f(x)$ изображены на рис. 2. Использовалось значение параметра $q = 5$. При этом входное напряжение $u(t) = 1 \cdot \sin(2\pi t)$. Коэффициент $k = 10^4$.

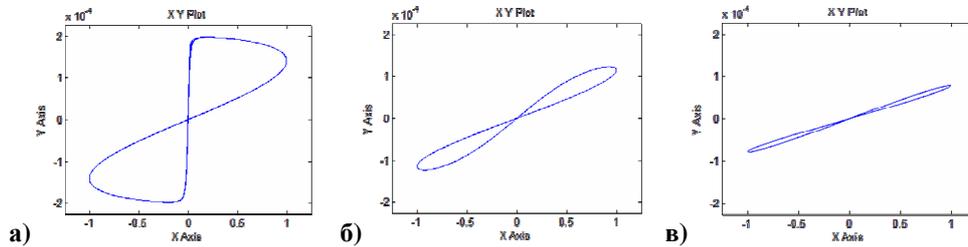


Рис. 2. Вольт-амперные характеристики мемристора при значениях:

а) $x_0 = 0,373988$, б) $x_0 = 0,3$ и в) $x_0 = 0,1$

Полученные результаты характеризуются определенной асимметрией относительно постоянной составляющей выхода интегратора x_0 . При больших значениях x_0 изменение сопротивления резистора происходит практически в максимальном диапазоне от значения $R_{\min} = 100$ Ом до $R_{\max} = 16$ кОм. Увеличение частоты сигнала ограничивает диапазон изменения сопротивления в окрестности 100 или 16000 Ом, что обуславливает применение мемристоров в цифровой технике и требует привлечения теории дифференциальных уравнений.

Литература

1. Pd. Sah M., Yang C., Kim H., Chua L.O. A voltage mode memristor bridge synaptic circuit with memristor emulators // *Sensor*, 2012, 12, 3587 – 3604 pp.
2. Muthuswamy B., Chua L.O. Simplest chaotic circuit // *International Journal of Bifurcation and Chaos*, Vol. 20, No. 5, 2010, 1567 – 1580 pp.
3. Shadaram A., Mirzakuchaki S., Zakerian F. A one-memristor cell implementation of a non-volatile memory system // *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering*, Vol. 2, No. 7, 2011, 346 – 352 pp.
4. Chabi D., Zhao W., Querlioz D., Klein J-O. Robust neural logic block (NLB) based on memristor crossbar array // *2011 IEEE/ACM International Symposium on Nanoscale architectures*, 137 – 143 pp.
5. Hu J., Wang J. Global uniform asymptotic stability of memristor-based recurrent neural networks with time delays // *WCCI 2010 IEEE World Congress on Computational Intelligence*, July, 18-23, 2010 – CCIB, Barcelona, Spain, 2012 – 2134 pp.
6. Ермолаев В.А. Вопросы применения элементов с памятью в электронных системах и нейронных сетях // *Методы и устройства передачи и обработки информации*, 2012, Вып. 14, 5 – 10 с.
7. Wang F.Z., Helian N., Wu S., Lim M-G., Guo Y., Parker M.A. Delayed switching in memristors and memristive systems // *IEEE Electron device letters*, Vol. 31, No. 7, 2010, 785 – 757 pp.
8. Zaplatilek K. Memristor modeling in Matlab & Simulink // *Proceeding of the European Computing Conference*, 62 – 67 pp.
9. Biolek Z., Biolek D., Biolkova V. SPICE model of memristor with nonlinear dopant drift // *Radioengineering*, Vol. 18, No. 2, 2009, pp. 210 – 214.

Применение функций Бесселя при анализе выходного сигнала нелинейного устройства

Цилиндрические и модифицированные функции Бесселя – это очень удобный математический инструмент, с помощью которого можно разложить на спектральные составляющие выходной сигнал нелинейного радиотехнического устройства, с целью проведения анализа спектрального состава сигнала. Такие функции упрощают аналитический расчет устройства, описание моделей сигналов и элементов устройства, создание программ для проведения математического моделирования нелинейных элементов [1]. Аналитическая запись выходных сигналов нелинейных устройств при использовании функций Бесселя дает возможность еще на стадии проектирования выяснить, какие гармонические составляющие (их амплитуды, частоты, степень близости к основному полезному сигналу) будут преобладать в спектре выходного сигнала устройства. А значит, уже на этой стадии можно будет принять меры по снижению уровня побочного излучения и степени искажения информационного сообщения.

Другим неоспоримым преимуществом функций Бесселя является то, что математическую запись выходного сигнала можно упростить путем исключения тех спектральных составляющих, которые имеют либо высокий порядок, а значит, будут исключены фильтрующими системами, стоящими на выходе нелинейных усилителей, либо они не представляют интереса при анализе данного устройства. И, наоборот, можно оставить в выражении те составляющие, которые представляют наибольший интерес из-за трудностей, связанных с их компенсацией, как, например, интермодуляционные колебания нечетных разностных порядков, попадающие в полосу пропускания фильтров вследствие их близкого расположения к основному сигналу.

В [2] для описания сигнала была использована полиэкспоненциальная аппроксимация вида

$$i(t) = \sum_{m=0}^M a_m e^{mU(t)} \quad (1)$$

Этот вид аппроксимации в наибольшей степени соответствует виду законов, отражающих сущность физических процессов, происходящих в полупроводниковых приборах, что позволяет использовать табулированные модифицированные функции Бесселя. В результате математических преобразований и использования функций Бесселя выражение (1) примет вид

$$i(t) = \sum_{m=0}^M a_m e^{mU(t)\cos\hat{\theta}(t)} e^{mU_0} = \sum_{m=0}^M a_m \left\{ I_0(mU(t)) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [I_n(mU(t)) \cos(n\hat{\theta}(t))] \right\} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(mU_0), \quad (2)$$

где $I_X(y)$ – модифицированная функция Бесселя, n – целое число (порядок гармоник).

Упрощая выражение (2) исключением постоянной составляющей, составляющих второго и более высоких порядков гармоник, для выходного тока нелинейного устройства имеем

$$i(t) = 2 \cos(\hat{\theta}(t)) \sum_{m=0}^M \left\{ a_m I_1(mU(t)) \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n(mU_0) \right\}. \quad (3)$$

Выражение (3) описывает выходной сигнал нелинейного устройства, причем содержит информацию только о первой гармонике и спектре вокруг нее. Ширина спектра основного сигнала определяется только нечетными разностными порядками интермодуляции.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-97521-р_центр_а.

Литература

1. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. - Л.: Энергия, 1971. - 528 с.
2. Ромашов В.В., Мошнина Е.Н., Шуненкова Е.А. (Жиганова Е.А.) Использование полиэкспоненциальной аппроксимации для анализа комплексной огибающей выходного сигнала нелинейного безинерционного устройства / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2001. – С.40-41.

Требования, предъявляемые к фильтрующему устройству в автокомпенсаторе амплитудно-фазовых искажений

Фильтрующие устройства в трактах выделения амплитудных и фазовых искажений автокомпенсатора квадратурного усилителя мощности АК КУМ [1, 2], выполняют функцию фильтрации определенных составляющих, возникающих в цепях с обратной связью, которые могут привести к нежелательному возбуждению системы.

В данной работе была детально рассмотрена работа автокомпенсатора КУМ с тем, чтобы выявить основные требования, предъявляемые к его фильтрующим системам.

Как оказалось, для того, чтобы сигналы, формируемые трактами управления ТУС1 и ТУС2 в АК КУМ, содержали в полной мере информацию обо всех нежелательных колебаниях, возникающих в выходном сигнале устройства, необходимо, чтобы выходные сигналы фильтров содержали составляющую с частотой помехи и комбинационные составляющие, возникшие из-за воздействия сигнала помехи и собственных флуктуаций различных нелинейных устройств, входящих в схему.

Кроме того, известно, что в цепях обратной связи возникают высокочастотные составляющие, поэтому фильтрующие системы должны быть реализованы по типу фильтров нижних частот. С этой точки зрения, в трактах обработки амплитудной и фазовой составляющих в автокомпенсаторе установлены фильтры ФНЧа и ФНЧб, соответственно.

В работе [3] был разработан макет программы в среде MathCad для проведения математического моделирования АК КУМ, который позволяет оценить степени компенсации интермодуляционных колебаний автокомпенсатором при изменении частоты среза амплитудно-частотной характеристики ФНЧ. Воспользовавшись этой программой рассчитали при определенных параметрах входных сигналов оптимальное значение частоты среза, при котором происходит наибольшая компенсация интермодуляционных колебаний.

Проведенное математическое моделирование показало, что, чем больше значение соотношения частоты среза амплитудной характеристики ФНЧ f_{cp} и расстройки помехового сигнала Δf_{Π} ($f_{cp}/\Delta f_{\Pi}$), тем более эффективно работает автокомпенсатор. Другими словами, полоса пропускания фильтра нижних частот должна быть большой, чтобы в нее попали все комбинационные составляющие помехового сигнала, составляющие, вызванные собственными шумами устройства. В этом случае тракты управляющих сигналов сформируют более точные управляющие сигналы с тем, чтобы компенсировать их в выходном сигнале устройства.

Целесообразнее выбирать соотношения частот $f_{cp}/\Delta f_{\Pi}$ близким к 50, потому что именно при приближении к этому значению происходит наибольшее подаление самых опасных нечетных разностных порядков интермодуляции. При этом коэффициент внутрисигнальных колебаний $K_{ВПК}$ составляет 20 %. При уменьшении значения соотношения частот $f_{cp}/\Delta f_{\Pi}$ $K_{ВПК}$ начинает резко увеличиваться, а при увеличении - $K_{ВПК}$ уменьшается лишь на 2%.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-07-97521-р_центр_а.

Литература

1. Жиганова Е.А., Ромашов В.В. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеоиздат, С.-Петербург, 2002. – С.189-194.
2. Жиганова Е.А. Разработка и исследование методов анализа и автоматической компенсации интермодуляционных колебаний в усилителях мощности ЧМ сигналов: Дис. ... канд. техн. наук. - Владимир, 2003. – 158 с.
3. Жиганова Е.А. Влияние частоты среза ФНЧ на степень уменьшения интермодуляционных колебаний / Материалы международной конференции «Инновации в обществе, технике и культуре» - часть 3 – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2008. – С. 14-16.

Практическая реализация активных фильтров диапазона сверхнизких частот

Микроконтроллерные системы сбора и обработки информации, поступающей с различного рода датчиков, включают тракты усиления и фильтрации аналоговых сигналов. Практическая реализация измерительных усилителей и фильтров диапазона сверхнизких частот представляет определённую сложность. Следует сразу заметить, что активных фильтров в интегральном исполнении для диапазона частот (0,002 - 5) Гц автору выявить не удалось.

Теория активных фильтров к настоящему времени является завершённой, а проблемы реализации сводятся к технической задаче построения постоянной времени фильтра [1]. Разработка фильтров диапазона сверхнизких частот, являющихся частью тракта измерительной системы, определяется рядом требований [2].

1. Требование со стороны чувствительности: обеспечение стабильности коэффициентов передач всех узлов измерительного тракта с необходимой метрологической точностью.

2. Требование к резисторам и конденсаторам хранирующих цепей: обеспечение стабильности постоянной времени с заданной точностью.

Согласно рекомендациям [3] для обеспечения высокого качества работы активных фильтров в их схемах следует использовать резисторы с допуском не более $\pm 1\%$ и конденсаторы с допуском не более $\pm 2\%$.

При разработке многодиапазонных фильтров ультранизких частот с сопряжёнными границами задача реализации постоянной времени в 100 сек и более становится на практике трудновыполнимой, так как требуются конденсаторы и резисторы больших номиналов. Применение конденсаторов большой ёмкости, как правило, связано с резким увеличением габаритов и увеличением собственной утечки конденсатора, а резисторы больших номиналов обладают большим температурным дрейфом.

В работе [2] даётся теоретическое обоснование нового подхода к решению вопроса о сопряжении границ многодиапазонных фильтров с учётом специфики ультранизкочастотного диапазона. Реализация этого подхода подтверждена патентом, полученным в 2006 году: патент на многодиапазонный активный фильтр [4].

Обеспечить постоянную времени в 100 и более секунд возможно путём аппаратного умножения - или ёмкости конденсатора, или сопротивления резистора или самой постоянной. В настоящей статье автор предлагают структуры активных фильтров и соответствующие расчётные соотношения.

$$K(p) = \frac{p^2 \tau_1 \tau_2}{1 + p \tau_1 + p^2 \tau_2 \tau_2} \quad \text{- передаточная функция квадратичного сопряженного ФНЧ.}$$

$$\tau_1 = b^2 \tau_2; \quad b = \sqrt{\frac{\tau_1}{\tau_2}}; \quad \text{По условию Брауде (максимально-плоская АЧХ) - } |b^2 - 2| = d.$$

Частота среза ФНЧ на уровне 0.7: $X_{nc}^2 = 0,5(\sqrt{4 + d^2} + d)$; $R_2 = \frac{X_c}{\omega_c C_2 b}$; $R_1 = R_2 b^2 \frac{C_2}{C_1}$.

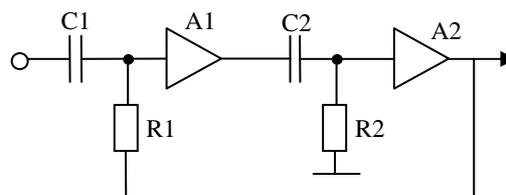


Рис.1. ФНЧ второго порядка

На рис. 2 показана схема фильтра верхних частот (ФВЧ), где увеличение постоянной времени достигается охватом хранирующей ячейки общей петлёй обратной связи. Её передаточная функция:

$$K(p) = \left[\frac{p \cdot \tau \cdot K_2 \cdot R_2}{(R_2 + R_1)} \right] \times \left[1 + p\tau \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(K_2 + 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R} \right) + p\tau_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + p^2 \tau (K_2 + 1) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \tau_2 \right]^{-1}$$

где $\tau = CR$, $\tau_2 = C_2 R_2$.

Такое решение требует дополнительного операционного усилителя (повторитель K2). На схеме элементы $C_1 R$, образуют хранирующую ячейку (ёмкостная связь), а элементы $C_2 R_2$ – фильтрующее звено (ФНЧ, $f_{cp} \geq 3 \text{ Гц}$).

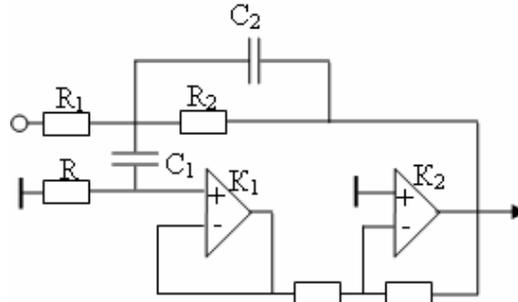


Рис.2. Схема ФВЧ диапазона СНЧ

Литература

1. Хейнлейн В.Е., Холмс В.Х. Активные фильтры для интегральных схем. – М.: Связь, 1980. – 656 с.
2. Кулигин М.Н. Исследование характеристик распространения геомагнитных пульсаций типа Рс-3 и Рi-2: Автореферат дис....канд. физ.-мат. наук. – М.: ИФЗ АН СССР, 1989.
3. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 572с.
4. Кузичкин.О.Р., Кулигин М.Н., Цаплев А.В., Благоев М.Н. Многодиапазонный активный фильтр. Пат. РФ на полезную модель №55232.

И.А. Курилов,
Г.С. Васильев
Муromский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail:kh@mivlgu.ru

Исследование устойчивости АФП с треугольной характеристикой детектора на основе НКЛФ

Широкий класс радиоустройств возможно представить с помощью обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) [1]. Конкретное устройство аппроксимируется одним из вариантов построения преобразователя с соответствующими коэффициентами. При исследовании другого устройства не требуется заново составлять уравнения и решать их, что существенно упрощает их анализ.

Схема АФП включает в себя управляющее устройство (управляет амплитудой и (или) фазой входного сигнала), первый и второй управляющие тракты, и весовой распределитель. Первый и второй управляющие тракты реализуют принцип регулирования по возмущению и по отклонению соответственно. Каждый тракт состоит из детектора отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала, а также фильтра. Значения коэффициентов передачи весового распределителя определяют пропорции передачи сигналов и позволяют реализовать различные варианты АФП.

В работе выполнен анализ устойчивости обобщенного АФП. Согласно [2], параметры цепи регулирования по возмущению не влияют на устойчивость. По этому исследованию проведены для варианта преобразователя с регулирование по отклонению. Для моделирования данной схемы преобразователя необходимо приравнять к нулю коэффициент передачи весового распределителя для первого управляющего тракта.

Уравнение АФП с регулированием по возмущению имеет вид

$$y = x - N_p M(p) F(y), \quad (1)$$

где x, y – входной и выходной сигналы АФП, N_p – коэффициент регулирования, равный произведению коэффициентов передачи управляющего устройства и весового распределителя, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, $F(y)$ – характеристика детектора отклонения.

Чтобы получить аналитические выражения для исследования устойчивости АФП в обобщенной форме, применим аппроксимацию характеристики детектора на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [3,4]. Для этого представим характеристику детектора в виде суммы произведений линейных функций, описывающих отдельные участки, и соответствующих им НКЛФ.

Использование НКЛФ позволяет в каждый момент времени рассматривать только один участок прямой n в пределах y_n и y_{n+1} . Треугольная характеристика детектора имеет вид

$$F_n(y) = [K_n \cdot y + (2 \cdot n - 1) \cdot \pi/2] \cdot Q_n(y),$$

где K_n – крутизна наклона характеристики, $Q_n(y)$ – НКЛФ включения.

Коэффициент передачи фильтра в операторной форме:

$$M(p) = \sum_{i=0}^I a_i \cdot p^i / \sum_{i=0}^I b_i \cdot p^i, \quad (2)$$

где a_i, b_i – коэффициенты, характеризующие тип фильтра, I – порядок фильтра.

Дифференциальное уравнение АФП с регулированием по отклонению получим подстановкой (2) в (1) с учетом $p=d/dt$:

$$\sum_{i=0}^I (\beta_i + \alpha_i N_p) \frac{d^i y}{dt^i} \cdot Q_n(y) = \sum_{i=0}^I \beta_i \frac{d^i x}{dt^i} - A_0 (2 \cdot n - 1) \cdot \pi/2,$$

где $N_n = K_n N_p$, $A_0 = \alpha_0 N_p$.

На основе критерия Рауса - Гурвица получены аналитические выражения, позволяющие исследовать условия устойчивости АФП. Выражения справедливы для произвольной точки стационарного режима и произвольных видов фильтров управляющих трактов обобщенной схемы.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, № 6.
2. Воронов А.А. и др. Основы теории автоматического регулирования и управления. Учеб. пособие для вузов. М.: Высш. шк., 1977. - 519 с., ил.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Непрерывная кусочно-линейная аппроксимация характеристик/Данные, информация и их обработка: Сборник научных статей/Под. ред. С.С. Садыкова, Д.Е. Андрианова – М.: Горячая линия – Телеком, 2002. – с. 175-180.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н. Базовая непрерывная кусочно-линейная функция /Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр.–Вып.4. / Под. Ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – СПб: Гидрометеиздат, 2004., с 75-79.

И.А. Курилов,
А.М. Рудаков,
С.М. Харчук

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail:kh@mivlgu.ru

Автоматический компенсатор фазовых помех синтезатора DDS

В работе проведен сравнительный анализ нескольких устройств компенсации фазовых помех, возникающих в цифроаналоговом преобразователе синтезатора прямого синтеза частот (DDS). В результате исследования определена степень влияния отдельных блоков компенсатора на временные параметры выходного сигнала синтезатора. Определено, что каждый из блоков компенсатора обладает характерной инерционностью, т.е. задерживает сигнал в цепи на определенное время и вносит собственные фазовые искажения в спектр выходного сигнала.

Одним из вариантов уменьшения искажений данного вида является подстройка устройства управляемой задержки таким образом, чтобы вносимые этим блоком задержки компенсировали паразитные отклонения фазы, возникающие в цифроаналоговом преобразователе синтезатора. Структурная схема такого устройства приведена на рис. 1.

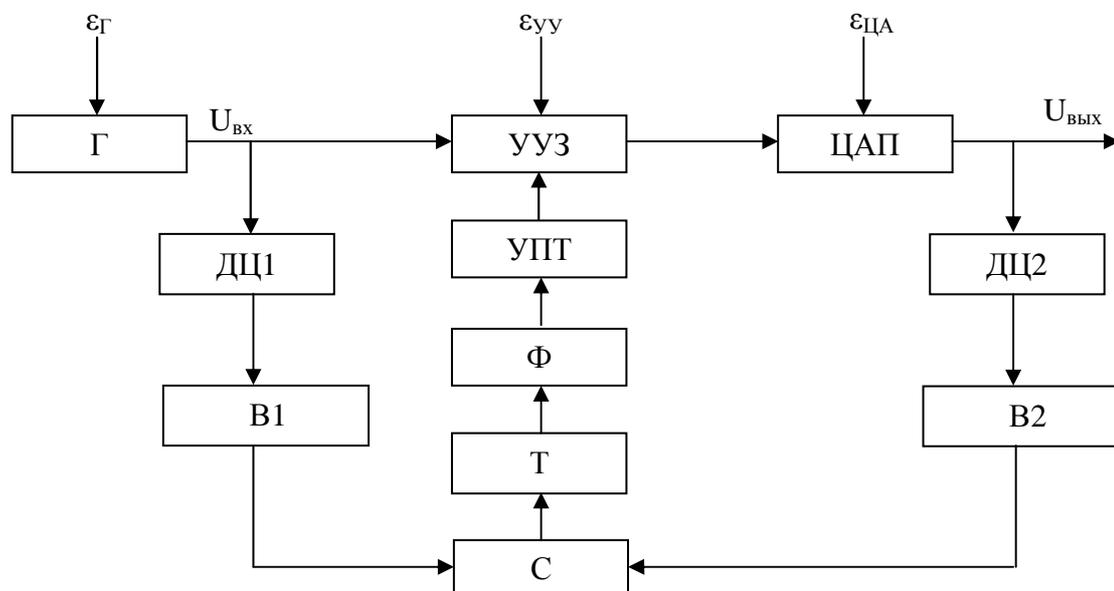


Рис. 1. Структурная схема автокомпенсатора фазовых помех

На схеме приняты следующие обозначения: Г - тактовый генератор, УУЗ – устройство управляемой задержки, ЦАП -цифроаналоговый преобразователь, ε_G - дестабилизирующий фактор, воздействующий на тактовый генератор устройства, $\varepsilon_{УУ}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на устройство управляемой задержки, $\varepsilon_{ЦА}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на цифроаналоговый преобразователь, ДЦ1,2 – дифференцирующие цепи, В1,2 – выпрямители, С – сумматор, Т – триггер, Ф- фильтр нижних частот, УПТ – усилитель постоянного тока.

В предлагаемой схеме операция умножения сигналов прямой и обратной цепей, при выделении закона паразитного отклонения фазы отсутствует. Эту функцию выполняет сумматор, с последующей подачей его выходного сигнала на счетный триггер.

В работе рассмотрены принципы работы устройства, приведены временные диаграммы сигналов на выходах отдельных блоков, составляющих автоматический компенсатор. Также произведен сравнительный анализ качества компенсации помех исследуемого автокомпенсатора с другими вариантами построения автоматических компенсаторов фазовых помех.

Применение компенсаторов является перспективным методом подавления амплитудных и фазовых помех. Кроме того, в случае недостаточной чистоты спектра сигнала тактового генератора, на выходе генератора может быть установлен не перестраиваемый фильтр с высокой избирательностью и высоким уровнем подавления сигнала вне основной полосы. В Сигнал на вход автокомпенсатора при этом подается с выхода фильтра.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

И.А. Курилов,
Д.И. Суржик,
С.М. Харчук

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Характеристики ФАПЧ при воздействии гармонической помехи на основе спектрального подхода и НКЛФ

На практике часто встречаются неавтономные системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), у которых один или несколько параметров явно зависят от времени. В частности, в результате полезной модуляции эталонного сигнала по фазе или воздействия на его амплитуду и фазу помех параметры этого сигнала могут оказаться непостоянными [1]. Предположив, что модуляция эталонного сигнала не приводит к нарушению синхронизма работы система автоподстройки, в общем случае можно считать, что фаза эталонного сигнала может изменяться по произвольному закону (будем считать его гармоническим):

$$\varphi_{ЭГ}(t) = \beta_{ЭГ} \cdot \sin(\Omega_M t), \quad (1)$$

где $\beta_{ЭГ}$ - амплитуда девиации фазы эталонного сигнала; Ω_M - частота модуляции фазы эталонного сигнала.

Исследование динамических режимов с использованием передаточной функции системы автоподстройки при воздействии сигнала, модулированного помехой, в общем случае математически представляет собой весьма сложную задачу, поскольку дифференциальное уравнение, описывающее систему, является нелинейным и может иметь высокий порядок при наличии в цепи регулирования многозвенного фильтра. Так использование обратного преобразования Лапласа для отыскания оригинала функции изменения фазы подстраиваемого генератора потребует сведения слагаемых к табличным. В то же время, при спектральном анализе на основе преобразования Фурье подобный расчет потребует громоздких вычислений при сложной форме спектральной плотности, так как в данном случае интеграл не поддается аналитическому решению.

Для получения переходной характеристики системы применена аппроксимация действительной и мнимой частей спектральной плотности выходного сигнала (изменения фазы подстраиваемого генератора) трапецидальными непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ) [2]. На основании аналитических выражений проведено математическое моделирование динамических характеристик систем ФАПЧ с фильтрами различных порядков и конфигураций.

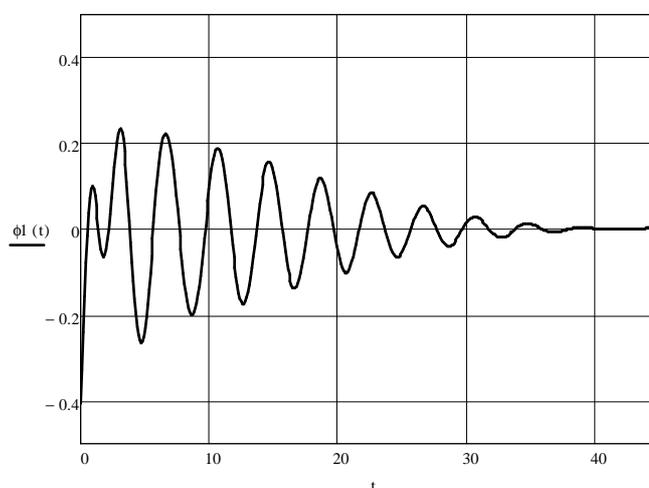


Рис.1.

На рис.1 приведена динамическая характеристика мгновенной разности фаз генераторов системы ФАПЧ с фильтром нижних частот первого порядка и треугольной характеристикой фазового детектора при воздействии гармонической помехи. Помеха определяется выражением (1). При расчете выбирались следующие параметры аппроксимации: диапазон изменения частоты ω $[10^{-3};100]$, число аппроксимирующих трапеций $N = 100$, постоянная времени фильтра $T=1$ с; собственная постоянная времени системы ФАПЧ $T_c = 0,2$ с.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Литература

1. Юдаев А. Ю., Суржик Д. И. Анализ детерминированных воздействий на нелинейную систему фазовой автоподстройки частоты на основе непрерывных кусочно-линейных. / 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)/ Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – С. 356-358.
2. 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.

В.В. Ромашов,
А.Н. Докторов

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: romashovamur@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru

Моделирование шумовых характеристик новых интегральных цифровых вычислительных синтезаторов

При проектировании различных устройств на цифровых вычислительных синтезаторах (ЦВС) необходимо учитывать их шумовые характеристики. Для этого применяют моделирование фазовых шумов ЦВС.

В 2012 году появились новые ЦВС - AD9914, AD9915 производства компании Analog Devices. Некоторые параметры данных цифровых вычислительных синтезаторов приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1

Параметр	AD9914	AD9915
Тактовая частота	мин макс (МГц)	мин макс (МГц)
При отключенном умножителе	2500 3500	500 2500
При подключенном умножителе	9.8 437	1.96 312,5
Коэффициент умножения ФАПЧ	8 255	8 255

Как видно, данные ЦВС отличаются повышенной тактовой частотой. Максимальная частота синтезируемого сигнала может достигать 1500 – 1700 МГц. В результате повышаются возможности устройств формирования сигналов, построенных на основе данных ЦВС.

Важнейшей характеристикой ЦВС является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов, для расчета которых используются математические модели [2,3]

$$S_{\text{ЦВС}}(F) = S_{\text{ЦАП}}(F) + S_n + S_{\text{кв}}, \quad (1)$$

где $S_{\text{ЦАП}}(F) = \left[\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right] \cdot \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2$ - СПМ шума элементов цифро-аналогового преобразователя (ЦАП); F - частота отстройки, f_{out} - основная выходная частота ЦВС, f_T -

тактовая частота; $S_n = 10^{k_3}$ - СПМ шума нагрузки; $S_{\text{кв}} = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right)$ - СПМ шума квантования ЦАП; N - число разрядов ЦАП ЦВС; k_1, k_2, k_3, k_4 - коэффициенты аппроксимации [4].

Данная модель позволяет с достаточной точностью провести моделирование СПМ фазовых шумов интегрального цифрового вычислительного синтезатора, при работе ЦВС в режиме основной выходной частоты.

Для исследования СПМ фазовых шумов интегрального ЦВС, работающего на высокой тактовой частоте, необходимо учитывать огибающую спектра выходного сигнала, определяемую частотной характеристикой ЦАП

$$\left(\frac{\sin\left(\pi \frac{f_{\text{out}}}{f_T}\right)}{\left(\pi \frac{f_{\text{out}}}{f_T}\right)} \right)^2.$$

Проведем анализ шумовых свойств ЦВС AD9914, AD9915, используя полную модель СПМ собственных фазовых шумов ЦВС [5]:

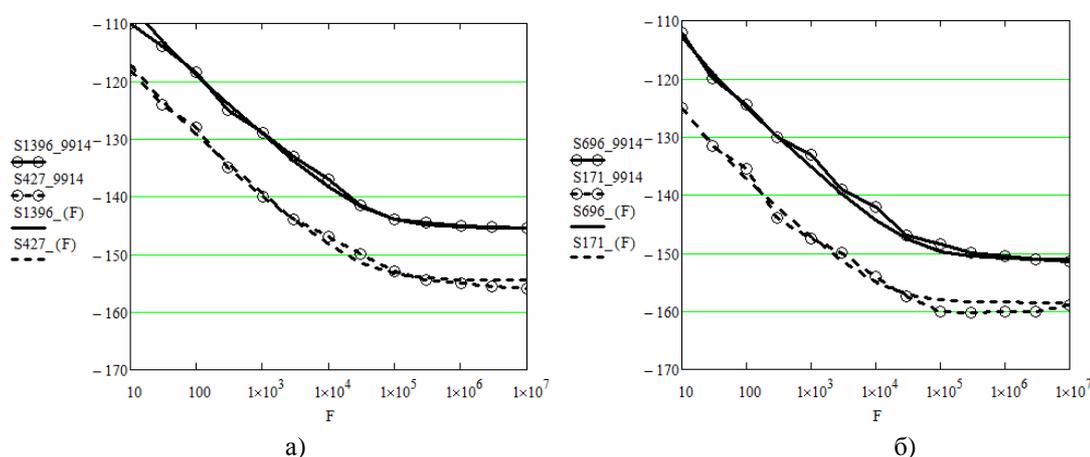
$$S_{\text{ЦВС-ВЧ}}(F) = \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right) + \left(10^{k_3} + 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{\text{out}}}{f_T^2} \right) \right) \left(\frac{\left(\pi \frac{f_{\text{out}}}{f_T} \right)}{\sin\left(\pi \frac{f_{\text{out}}}{f_T}\right)} \right)^2 \quad (2)$$

Используя [4], определим коэффициенты аппроксимации k_1 , k_2 , k_3 , k_4 .
Данные коэффициенты приведены в таблице 2.

Таблица 2

ЦВС	k_1	k_2	k_3	k_4
AD9914	-9,128	-8,237	-16,006	-13,778
AD9915	-9,184	-8,871	-16,007	-13,76

Сравним СПМ собственных фазовых шумов ЦВС AD9914, снятые экспериментально и приведенные разработчиками в технических характеристиках (data sheet) данной микросхемы, с СПМ собственных фазовых шумов ЦВС, полученных с помощью моделирования (рис. 1). Экспериментальные зависимости обозначены символом \circ . Видно хорошее совпадение расчетных и экспериментальных зависимостей, что говорит о достаточной точности модели.



а) б)
Рис.1. СПМ собственных фазовых шумов ЦВС AD9914:
а) при частотах выходного сигнала 1396, 427 МГц;
б) при частотах выходного сигнала 696, 171 МГц

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. <http://www.analog.com/ru/index.html>
2. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers // Proceedings of the 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON, Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15–16, 2011. – IEEE Catalog Number: CFP11794-CDR. - Pp. 168-171.
3. Никитин О.Р., Ромашова Л.В. Разработка модели относительной спектральной плотности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛС. – 2011. - Вып. 1. - С.25 – 33.
4. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №1. с. 24 – 27.

В.В. Ромашов,
Л.В. Ромашова,
К.А. Якименко

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru

Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе системы ФАПЧ с ЦВС в цепи обратной связи

В настоящее время широкое распространение получили гибридные синтезаторы частоты, представляющие собой комбинацию различных типов синтезаторов.

Важнейшей характеристикой синтезаторов частот является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов $S(F)$ при отстройке от несущей частоты F .

Цель данной работы – моделирование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе системы ИФАПЧ с цифровым вычислительным синтезатором (ЦВС) в качестве делителя частоты в цепи обратной связи.

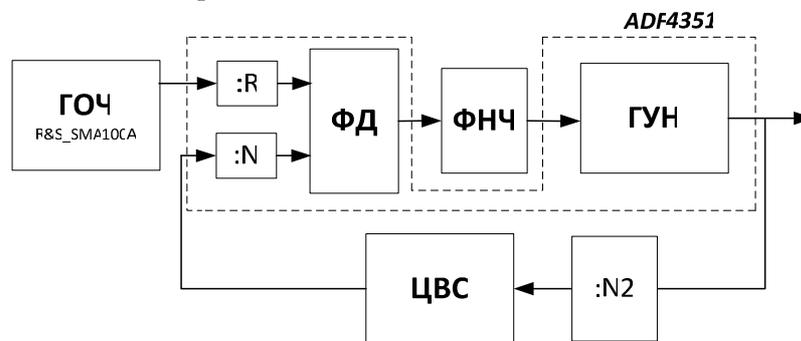


Рис. 1. Структурная схема синтезатора частот

На рис.1 представлена структурная схема системы ИФАПЧ, состоящей из генератора опорной частоты ГОЧ, фазового детектора ФД, фильтра нижних частот ФНЧ, а также управляемого о частоте генератора ГУН. Выходная частота сигнала ГУН делится в делителе на коэффициент N_2 и является тактовой для ЦВС.

Для расчета шумовых характеристик такого синтезатора использованы реальные интегральные устройства и определены их шумовые характеристики.

В качестве ГОЧ использовался генератор R&S@SMA100A фирмы Rohde & Schwarz, в качестве модели шумовых характеристик которого была взята экспериментальная зависимость СПМ фазовых шумов из [2].

В качестве схемы ИФАПЧ применена микросхема ADF4351 фирмы Analog Devices, которая содержит интегрированный ГУН с изменяемой выходной частотой в диапазоне от 2200 МГц до 4400 МГц. Максимальная частота ФД данной микросхемы составляет 90 МГц. ФНЧ включается дополнительно и представляет собой пропорционально-интегрирующий фильтр 2 порядка.

Спектральную плотность мощности шумов синтезатора определим по формуле [3]

$$S_{\text{ФАПЧ}}(F) = \left[S_{\text{ГОЧ}}(F) + \left(S_{\text{ДПКД}}(F) + \frac{S_{\text{ЦВС}}(F)}{N^2} + \frac{S_{\text{ИФД}}(F) + S_{\text{РФНЧ}}}{E_{\text{ИФД}}^2} \right) \right] \cdot N_{21}^2 \times \\ \times \left(|H_{311}(p, F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) \cdot |H_{321}(p, F)|^2 \right)$$

где $K_{\text{цвс}}$ - коэффициент передачи ЦВС, $N_{21} = K_{\text{цвс}} N_2$, H_{311} и H_{321} - передаточные функции замкнутого кольца ИФАПЧ по внешним и внутренним шумам без учета N_{21} .

СПМ фазовых шумов ФД, ДПКД, ГУН рассчитываются по моделям из [7].

В качестве модели СПМ фазовых шумов ЦВС воспользуемся формулой [3]

$$S_{\text{ЦВС}}(F) = \left[\frac{10^{k_2}}{F^2} \right] \cdot \left(\frac{f_{\text{outЦВС}}}{f_T} \right)^2 + \left[\frac{10^{k_1}}{F^1} \right] \cdot \left(\frac{f_{\text{outЦВС}}}{f_T} \right)^2 + 10^{k_3} + 10^{k_4} \left(\frac{f_{\text{outЦВС}}}{f_T} \right)^2 + 2^{-2N_{\text{Ц}} - 0.59} \cdot A^{-2} \cdot \left(\frac{f_{\text{outЦВС}}}{f_T} \right)$$

Здесь k_1, k_2, k_3, k_4 определяются для каждой микросхемы по формулам из [3]; $f_{\text{outЦВС}}$ – выходная частота ЦВС; $N_{\text{Ц}}$ – разрядность ЦАП.

В качестве ЦВС использовались микросхемы фирмы Analog Devices AD9910, AD9912, AD9911, AD9914, AD9915, AD9958.

На рис.2 представлены рассчитанные зависимости вкладов шумов звеньев в СПМ фазовых шумов синтезатора при использовании в качестве ЦВС микросхемы AD9914. Частота сравнения в ФД детекторе составляет 90 МГц.

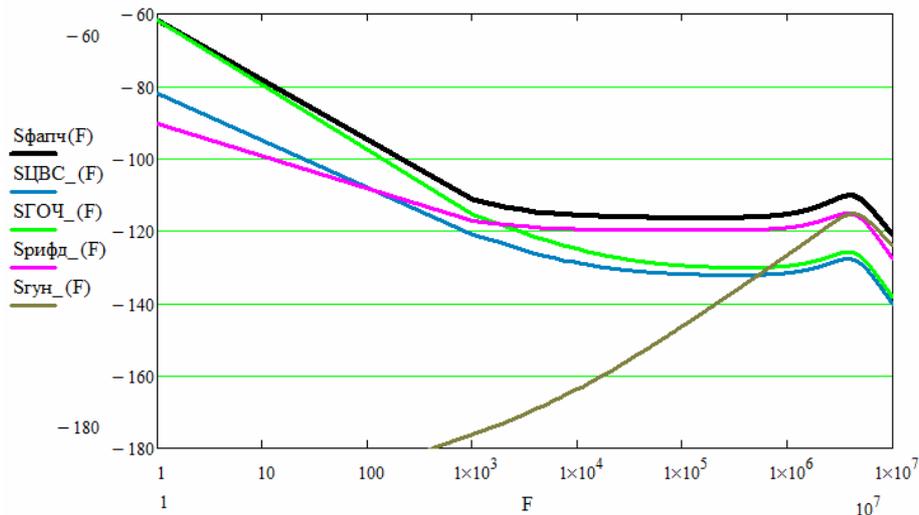


Рис. 1. Вклад шумов звеньев в СПМ фазовых шумов ФАПЧ от частоты отстройки для микросхемы AD9914 при тактовой частоте 3000 МГц (коэффициент деления $N_2=1$)

Из полученных зависимостей видно, что на частотах отстройки до 1 кГц основной вклад в СПМ фазовых шумов вносит генератор опорной частоты. На частотах выше 1 МГц основной вклад вносит фазовый детектор.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. R&S®SMA100A Signal Generator - Data sheet English (PD 5213.6412.22) [Электронный ресурс] - www.rohde-schwarz.com
2. Ромашова Л.В., Фомичев А.Н. Исследование спектральных характеристик системы ИФАПЧ в режиме умножения частоты // Вопросы радиоэлектроники, сер. ОТ. - 2010. - Выпуск 1. - С. 23-28.
3. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
4. Ромашов В.В., Ромашова Л.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №1. – С. 23 - 27.

А.М. Рудаков,
И.А. Курилов,
С.М. Харчук

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail:kh@mivlgu.ru

Устройство компенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот

Цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) является основным источником фазовых помех в синтезаторах частот. Сигнал на выходе ЦАП содержит паразитные искажения амплитуды и фазы. Амплитудные искажения менее опасны и незначительно влияют на конечное качество выходного сигнала синтезатора частот, а методы борьбы с ними, как правило, ограничиваются пассивной фильтрацией. Наибольшие искажения в выходной сигнал вносят фазовые шумы, борьба с которыми ведется в основном с помощью пассивной фильтрации выходного сигнала ЦАП.

Исследования показали, что эффективным методом борьбы с фазовыми нестабильностями сигналов синтезаторов частот является применение автоматических компенсаторов помех.

В работе приведена структурная схема компенсатора фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот, описан принцип действия компенсатора. Получены аналитические выражения, описывающие выходной сигнал устройства при различных характеристиках, составляющих компенсатор звеньев. Выходной сигнал ЦАП представлен в виде последовательности элементарных импульсов трапецеидальной формы. Аналитическое выражение элементарного импульса имеет вид

$$Q_{\text{вых}}(t) = K \cdot \sum_{\lambda=0}^l \sum_{\gamma=0}^l \left\{ [(-1)^{\lambda+\gamma}] \cdot \left| t - [T_n + \tau(\varepsilon_{\Sigma})] - \gamma \cdot \Delta T - \frac{\lambda}{2K} \right| \right\},$$

где ΔT – длительность импульса; T_n – время начала импульса; $K = \frac{1}{2 \cdot \Delta q}$ – коэффициент на-

клона функции; Δq – длительность переходного процесса; τ – время задержки начала импульса; $\varepsilon_{\Sigma} = \varepsilon_{\Gamma} + \varepsilon_{\text{УУ}} + \varepsilon_{\text{ЦАП}}$ – дестабилизирующий фактор на выходе устройства; ε_{Γ} – дестабилизирующий фактор, воздействующий на тактовый генератор устройства; $\varepsilon_{\text{УУ}}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на устройство управляемой задержки; $\varepsilon_{\text{ЦАП}}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на цифроаналоговый преобразователь.

В работе приведены аналитические выражения для нахождения сигналов прямой и обратной ветви устройства компенсации фазовых помех. Так для обратной цепи оно имеет вид

$$U_{\text{обр.цепи}}(t) = \sum_{i=0}^N Q_{\text{вых}} [t - [T_n + \tau(\varepsilon_{\Sigma})] - 2 \cdot (2 \cdot i + 1) \cdot \Delta T].$$

Аналитическое выражение для сигнала, поступающего на опорный вход фазового детектора

$$U_{\text{опорн}}(t) = \sum_{i=0}^N Q_{\text{вых}} [t - [T_n + \tau(\varepsilon_{\Gamma})] - 2 \cdot (2 \cdot i + 1) \cdot \Delta T].$$

Полученные сигналы в фазовом детекторе перемножаются, затем полученный в детекторе сигнал поступает на вход фильтра нижних частот и после фильтрации - на усилитель постоянного тока. Сформированный таким образом сигнал поступает на управляющий вход устройства управления задержкой.

На основании изложенного выше, выходной сигнал цифровоаналогового преобразователя может быть представлен следующим выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(t) - \left\{ F(U_{\text{опорн}} \cdot U_{\text{обр.цепи}}) \cdot M(p) \cdot n + \varepsilon_{\Gamma} + \varepsilon_{\text{УУ}} \right\} \cdot K_{\text{УУ}} + \varepsilon_{\text{ЦАП}} \left\} \right.$$

где $U_{\text{вх}}$ – выходной сигнал опорного генератора; F – передаточная функция детектора; $M(p)$ – передаточная функция фильтра нижних частот; n – коэффициент передачи УПТ; $K_{\text{УУЗ}}$ – коэффициент передачи УУЗ.

Полученное выражение учитывает воздействия основных дестабилизирующих факторов на временные параметры выходного сигнала цифроаналогового преобразователя. Оно учитывает также и влияние устройства компенсации фазовых помех на параметры выходного сигнала преобразователя. Изменение каких-либо параметров звеньев компенсатора не потребует повторного вывода аналитического выражения. Данные изменения можно учесть, подставив соответствующие коэффициенты в конечной формуле.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

А.М. Рудаков,
С.М. Харчук,
И.А. Курилов

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Компенсатор фазовых помех с фазовым детектором в управляющем тракте

В работе проведено исследование влияния фазовых помех и дестабилизирующих факторов составляющих блоков на качество выходного сигнала синтезатора прямого синтеза частот. Проведенные исследования показали, что большой вклад в ухудшение качества выходного спектра синтезатора вносит цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Проводиться сравнительный анализ применяемых методов снижения собственных фазовых помех ЦАП, их достоинств и недостатков

Предложен метод подавления фазовых помех на основе их автоматической компенсации. Структурная схема устройства автоматической компенсации помех приведена на рис.1.

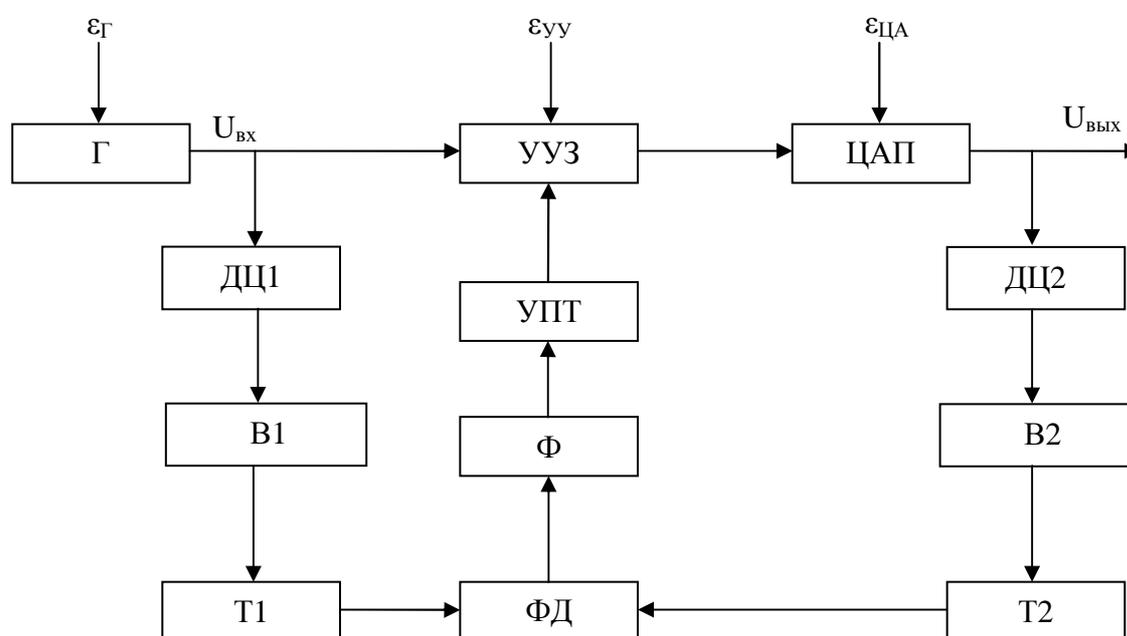


Рис. 1. Структурная схема автокомпенсатора фазовых помех на выходе ЦАП синтезатора частот

На схеме приняты следующие обозначения: Г - тактовый генератор, УУЗ – устройство управляемой задержки, ЦАП -цифроаналоговый преобразователь, ϵ_{Γ} - дестабилизирующий фактор, воздействующий на тактовый генератор устройства, $\epsilon_{УУЗ}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на устройство управляемой задержки, $\epsilon_{ЦАП}$ – дестабилизирующий фактор, воздействующий на цифроаналоговый преобразователь, ДЦ1,2 – дифференцирующие цепи, В1,2 – выпрямители, С – сумматор, Т1,2 – триггеры, Ф- фильтр нижних частот, УПТ – усилитель постоянного тока.

В работе рассмотрены принципы работы устройства, приведены временные диаграммы сигналов на выходах отдельных блоков, составляющих компенсатор.

Все блоки, входящие в состав устройства компенсации фазовых помех, являются инерционными и оказывают влияние на временные (а соответственно и фазовые) характеристики проходящих через них сигналов. В то же время, применяемые в компенсаторе блоки являются стандартными изделиями, их параметры известны и могут быть учтены при формировании величины задержки под действием управляющего сигнала управляющего устройства. Данное обстоятельство позволяет эффективно применять автоматические компенсаторы для подавле-

ния фазовых помех. К преимуществам устройства относится и низкий уровень собственных шумов опорного генератора (до -120дБ), сигнал которого используется в качестве эталонного в прямой ветви компенсатора помех. Отсутствие различного рода активных устройств (усилителей) в прямой и обратной цепях компенсатора, также положительно влияет на чистоту спектра выходного сигнала синтезатора частот.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Алгоритмы вычисления обратной величины числа

Требуется разработать быстродействующий алгоритм вычисления обратной величины некоторого целого числа в диапазоне значения аргумента $x \in [0;1]$.

Данная задача актуальна при вычислении частного, когда операция деления заменяется операцией умножения числителя на обратную величину знаменателя: $A/B = A \times (1/B)$. Формат представления чисел имеет вид $x=0.xxxxxx$. Диапазон представления погрешностей при измерениях может изменяться от 50% до 0,001% и менее, что соответствует интервалу от 1 до 24 и более двоичных разрядов результата в формате с фиксированной запятой перед старшим разрядом. Поскольку в окрестности нуля функция стремится к нулю, необходимо ограничить нижний предел аргумента.

Рассмотрим полиномиальные алгоритмы вычисления обратной величины на всем интервале $x \in [0;B_{\min}]$, в качестве B_{\min} будем рассматривать 2^{-7} .

Таблица 1

Полиномиальный метод поиска обратного значения числа на интервале $x \in [2^{-7};1]$				
	Полином	δM_{10}	δM_2	$\delta M\%$
$P_{1,1}$	$75,75103-127,89308x$	75,75	$1,184 \times 2^6$	7575%
$P_{2,1}$	$87,65261+x(-476,01278+434,05202x)$	44,97	$1,41 \times 2^5$	4497%
$P_{3,1}$	$98,35993+x(-1010,02233+x(2334,11553-1458,70706x))$	37,389	$1,168 \times 2^5$	3739%

Как видно, прямые полиномиальные методы малоэффективны, поскольку не обеспечивают высоких точностных показателей, следовательно необходимо рассматривать иные подходы к решению поставленной задачи.

В качестве следующего алгоритма рассмотрим комбинированный полиномиальный метод. Весь интервал разобьем на 3 подынтервала и произведем поиск аппроксимирующей функции для каждого. В качестве аппроксимирующей функции рассматриваются полиномы степени 4. Результаты представлены в таблице 2.

Таблица 2

Комбинированный полиномиальный метод поиска обратного значения числа на интервале $x \in [2^{-7};1]$				
	полином	δM_{10}	δM_2	$\delta M\%$
[0,11;1]	$17,10339+x(-99,05087+x(245,02873+x(-266,11109+104,28694x)))$	0,257	$1,029 \times 2^{-2}$	25,7%
[0,025;0,11]	$100,60647+x(-3771,00325+x(65912,07329+x(-540303,56371+1674371,06078x)))$	0,262	$1,047 \times 2^{-2}$	2,88%
[0,0078;0,025]	$44,71371+x(-787,71024+x(6834,59088+x(-29214,59559+49240,27513x)))$	0,259	$1,036 \times 2^{-2}$	0,196%

Комплексный анализ демонстрирует, что высокие точностные показатели достигаются в максимальном удалении от нуля. Предлагается перенормирование значений аргумента в интервалы близкие к единице. Данный алгоритм предполагает, что при значении аргумента не входящем в указанный интервал производится операция сдвига так, чтобы значение лежало в требуемой области, затем производится поиск требуемого значения для новой, нормированной величины, затем выполняется операция обратного нормирования.

В качестве интервала нормирования рассматривается $x \in [2^{-2}; 1]$. В таблице 3 приведены точностные показатели для полиномов степеней 1-5 при вычислении обратной величины нормированного значения.

Таблица 3

Полиномы наилучшего приближения для нормированного интервала $x \in [2^{-2}; 1]$

степень полинома	полином	$\delta_{M_{10}}$	δ_{M_2}	$\delta_{M\%}$
1	$4,4997951-3,9997148x$	0,5	1×2^{-1}	12,5%
2	$6,4985376+x(-12,4397685+7,1075869x)$	0,167	$1,337 \times 2^{-3}$	4,18%
3	$8,4991304+x(-24,9347746+x(30,0210506-12,6411297x))$	$5,576 \times 10^{-2}$	$1,784 \times 2^{-5}$	1,44%
4	$10,4989885+x(-41,4312504+x(76,8908126+x(-67,4095038+22,4694797x)))$	$1,865 \times 10^{-2}$	$1,194 \times 2^{-6}$	0,46%
5	$12,4992286+(-61,929854+x(155,7521527+x(-210,1787156+x(144,7904856-39,9394214x))))$	$6,183 \times 10^{-3}$	$1,583 \times 2^{-8}$	0,15%

Приемлемые точностные показатели достигаются при применении полиномов высоких степеней, что значительно усложняет вычислительную сложность алгоритма и увеличивает время его выполнения. Но при необходимости высоких точностных показателей, предложенный метод может быть применен, т. к. обеспечивает высокие точностные показатели. При вычислении сложности следует учитывать так же операцию нормирования и обратного преобразования значения.

Литература

1. Чекушкин В.В. Вычислительные процессы в информационно-измерительных системах/ В.В. Чекушкин, В.В. Булкин. - Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2009.-120с.

Сравнительный анализ погрешностей спектрального метода при аппроксимации трапецеидальными НКЛФ

Решение ряда задач, связанных с анализом радиотехнических устройств (спектральный анализ, цифровое моделирование), требует проведения аппроксимации нелинейных, функциональных зависимостей. Исследования показали, что эффективным методом является аппроксимация функциональных зависимостей на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ).

Недостатком метода является наличие погрешности анализа, связанной с отклонением НКЛФ от аппроксимируемой функции вне точек «интерполяции». Целью работы являлось проведение сравнительного анализа относительных погрешностей и среднеквадратических отклонений (СКО) трех типов аппроксимации спектральной плотности на основе трапецеидальных НКЛФ (простых, простых с логарифмическим шагом и логарифмических) с целью выбора оптимального с точки зрения минимизации ошибок; а также учет различных параметров аппроксимации на погрешность расчета.

Исследования проводились для системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с фильтром нижних частот первого порядка в цепи обратной связи и треугольной характеристикой фазового детектора при скачкообразном изменении фазы эталонного генератора. Приняты следующие параметры аппроксимации: диапазон изменения частоты ω [10^{-3} ;100], собственная постоянная времени системы ФАПЧ $T_c = 1$ с, постоянная времени фильтра $T = 1$ с.

Величина максимальной относительной погрешности расчета мгновенной разности фаз генераторов системы автоподстройки при аппроксимации простыми трапецеидальными НКЛФ при указанных параметрах составила около 10%, простыми с логарифмическим шагом - 0,25%, логарифмическими - 0,13%. При этом следует отметить, что с установлением переходного процесса в системе автоподстройки ($t > 7c$) ошибка существенно снижается.

В таблице 1 отображено исследование влияния количества аппроксимирующих трапеций N на СКО при аппроксимации действительной части спектральной плотности выходного сигнала системы исследуемыми методами. Отсутствие в таблице результатов для аппроксимации мнимой части обусловлено заметным превышением ошибки расчета для всех видов аппроксимации ввиду особенности аппроксимирующей функции (сходимости ряда), а также из-за характера передаточной функции, благодаря которому мнимая часть спектра сигнала на выходе произвольного устройства убывает с ростом частоты медленнее, чем действительная.

Таблица 1

N	СКО простыми трапецеидальными НКЛФ	СКО простыми трапецеидальными НКЛФ с логарифм. шагом	СКО логарифм. трапецеидальными НКЛФ
6	0,7745	0,3823	0,0784
8	0,5353	0,1726	0,0231
10	0,3879	0,0513	0,0205
16	0,2117	0,0499	0,0152
20	0,1583	0,0176	0,0081
50	0,0889	0,0044	0,0014
100	0,0525	0,001	0,0003

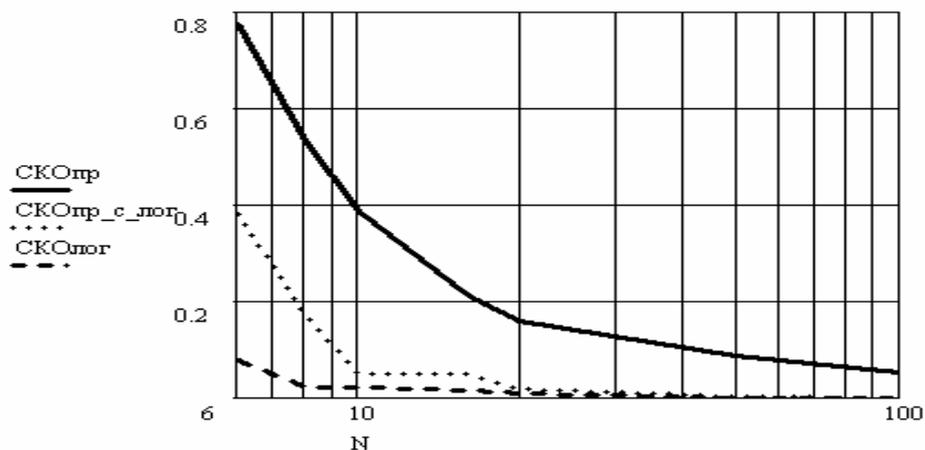


Рис.1.

На рис.1 представлены зависимости, построенные на основании таблицы 1. Как видно из графика, метод логарифмических трапеций более точный, что проявляется при малом числе трапеций $N < 50$. Кроме того, применение нефиксированного шага аппроксимации требует меньших вычислительных затрат при логарифмическом масштабе частоты ω , чем при линейном. Это обусловлено тем, что при логарифмическом масштабе частоты действительная и мнимая части комплексной передаточной функции системы и спектра выходного сигнала аппроксимированы с большей точностью в области низких и средних частот, где частотные характеристики изменяются наиболее быстро. Данное обстоятельство снижает погрешность и позволяет уменьшить число шагов аппроксимации.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Исследование динамических режимов системы ФАПЧ спектральным методом на основе НКЛФ

Анализ динамических режимов системы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) связан с решением основного дифференциального уравнения системы. Однако его точное аналитическое решение для неавтономной системы (содержащей неидеализированный фильтр в качестве звена фильтрации) отсутствует.

Воспользуемся выражением передаточной функции системы ФАПЧ в операторной форме, представляющей собой отношение мгновенных отклонений фаз подстраиваемого и эталонного генераторов

$$H(p) = \frac{\varphi_{ПГ}(p)}{\varphi_{ЭГ}(p)}. \quad (1)$$

Поскольку объектом регулирования системы (выходным воздействием) является мгновенное отклонение фазы подстраиваемого генератора, выразим его из выражения передаточной характеристики системы

$$\varphi_{ПГ}(p) = H(p)\varphi_{ЭГ}(p) \quad (2)$$

Тогда систему ФАПЧ можно эквивалентно представить в виде двухполюсника, у которого задана комплексная передаточная функция $H(j\omega)$, а на входе воздействует сигнал $\varphi_{ЭГ}(j\omega)$. Требуется найти мгновенное изменение фазы ПГ во временной форме, спектр которого

$$\Phi_{ПГ}(j\omega) = \Phi_{ЭГ}(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (3)$$

Доказано, что для нахождения оригинала $\varphi_{ПГ}(t) \leftarrow \Phi_{ПГ}(j\omega)$ не обязательно обладать полной информацией о спектральной плотности, а достаточно только знать либо действительную $\Phi_{ПГ1}(\omega)$, либо мнимую часть $\Phi_{ПГ2}(\omega)$:

$$\Phi_{ПГ}(j\omega) = \Phi_{ПГ1}(\omega) - j\Phi_{ПГ2}(\omega). \quad (4)$$

Аппроксимация действительной и мнимой частей спектральной плотности выходного сигнала (4) трапецеидальными непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ) [1], по имеющимся обобщенным аналитическим выражениям позволяет получить динамические характеристики фазы подстраиваемого генератора системы.

Зная законы изменения фаз напряжений эталонного $\varphi_{ЭГ}$ и подстраиваемого $\varphi_{ПГ}$ генераторов, определяем их мгновенную разность φ .

На основе обобщенных аппроксимирующих выражений проведен расчет переходных характеристик разности фаз генераторов системы ФАПЧ с пропорционально-интегрирующими фильтрами 1-го, 2-го, 3-го порядков ($\phi_2(t), \phi_1(t), \phi_3(t)$) и треугольной характеристикой фазового детектора при скачкообразном изменении фазы эталонного генератора (рис.1). Использование в цепи регулирования системы автоподстройки пропорционально-интегрирующего фильтра целесообразно в тех случаях, когда функция спектральной плотности минимальна в области верхних частот [2], что позволяет получить частотную характеристику с ослаблением низкочастотных помех путем изменения постоянной времени и безразмерного параметра фильтра.

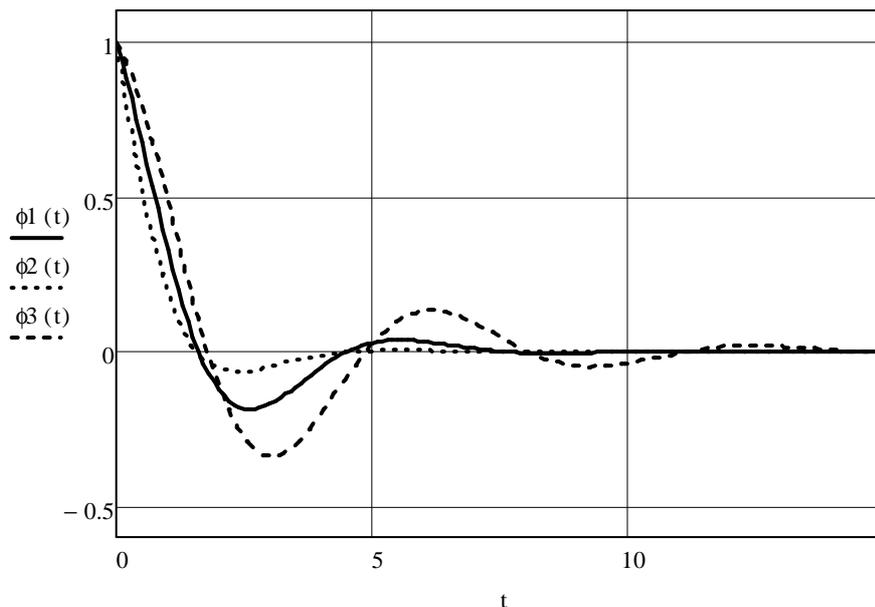


Рис. 1.

Параметры аппроксимации при расчете в программной среде *MathCad* приняты следующие: диапазон ω [10^{-3} ;100], число аппроксимирующих трапеций $N = 100$, собственная постоянная времени системы ФАПЧ $T_c = 0,5\text{с}$; безразмерный параметр пропорционально интегрирующего фильтра $m=0,5$; постоянная времени фильтра $T=1\text{с}$.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 p_центр_a.

Литература

1. 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.
2. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972. – 488с.

А.Ю. Юдаев,
И.А. Курилов
Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки с применением непрерывных кусочно-линейных функций

При исследовании радиотехнических систем важно проанализировать их поведение в нелинейном режиме. Работа в нелинейном режиме может быть вызвана выходом сигнала ошибки за пределы линейного участка характеристики детектора, работой на участке характеристики детектора с отрицательной крутизной, а также непосредственно нелинейностью характеристики генератора, управляемого напряжением.

В работе проанализированы переходные характеристики системы ФАПЧ с пропорционально – интегрирующим и интегрирующим фильтрами нижних частот первого (ПИФ1, ИФ1) и второго порядков (ПИФ2, ИФ2) при различных величинах скачка фазы (135,175 и 225 градусов) на входе. Анализ проводился для треугольной и синусоидальной характеристик фазового детектора, аппроксимированных на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). Характеристика генератора, управляемого напряжением, т.е. зависимость выходной частоты от напряжения на управляющем входе имеет нелинейный характер, близкий к арктангенсоидальному. Она также аппроксимирована с помощью НКЛФ.

Основное уравнение автоподстройки, записанное относительно частоты, имеет вид [1]:

$$\Delta f_{CT}(t) = \Delta f_{CTC}(t) + K_{CP}K_{\Phi}K_{Y}[\Delta f_{\text{ЭТ}}(t) - \Delta f_{CT}(t)], \quad (1)$$

где $\Delta f_{CTC}(t)$ – функция, описывающая изменение собственной частоты стабилизируемого автогенератора под действием внешних факторов, $\Delta f_{\text{ЭТ}}(t)$, $\Delta f_{CT}(t)$ – изменение частоты эталонного и стабилизируемого автогенераторов, K_{CP} , K_{Φ} , K_{Y} – характеристики, описывающие действие сравнивающего звена – фазового детектора, фильтра и управляющего элемента, соответственно.

Аналитические выражения для уравнения автоподстройки в системе ФАПЧ получены путем подстановки выражения для передаточной характеристики конкретного фильтра, и составляющих систему звеньев в (1) и проведения соответствующих математических преобразований.

В результате моделирования графиков переходных процессов в среде Mathcad установлено, что для треугольной характеристики при применении в схеме ИФ1 и ИФ2 установившееся значение фазы для всех величин скачков не изменяется и равно 3,9 радиан, а время установления увеличивается при увеличении возмущения (с 12 сек. при скачке в 135 градусов до 14 сек. при скачке 315 градусов для ИФ1, с 5 сек. до 7,5 сек.- при ИФ2). В случае применения в системе ПИФ1, ПИФ2 установившееся значение равно 3,6 радиан, а время установления возрастает для с 11 сек. до 13 сек. при ПИФ1, и с 6 сек. до 7 сек. для ПИФ2. Полученные результаты говорят о том, что для данного вида характеристики при увеличении величины скачка на входе время установления переходного процесса увеличивается, для рассматриваемых типов и порядков фильтров, однако для случая применения ПИФ время затухания несколько меньше, чем при применении интегрирующего фильтра.

При синусоидальной характеристике фазового детектора, как для ИФ1, так и ИФ2 все переходные процессы устанавливаются в значение, равное 3,4 радиан, независимо от величины входного скачка, а время установления в целом возрастает при увеличении скачка, что совпадает по характеру со случаем треугольной характеристики фазового детектора. Однако, время установления при данном типе характеристики более короткое (10-12 сек для ИФ1 и ПИФ1, в зависимости от величины скачка), и от 4 до 5,5 сек. для фильтров второго порядка. Таким образом, при синусоидальной характеристике фазового детектора система быстрее входит в установившееся состояние, чем при треугольной.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.

Литература

1. Каганов В.И. Радиоэлектронные системы автоматического управления. Компьютеризированный курс: учебное пособие для вузов. - М.: «Горячая линия - Телеком», 2009. – 432 с

А.Ю. Юдаев,
И.А. Курилов,
С.М. Харчук

*Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
e-mail: kh@mivlgu.ru*

Исследование систем ФАПЧ с фильтрами первого и второго порядков при гармонических воздействиях, на основе НКЛФ

В работе анализируется влияние внешних гармонических воздействий на систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), состоящую из эталонного генератора с частотой ω_s , генератора, управляемого напряжением, фазового детектора, управляющего элемента, и фильтра нижних частот. Анализ системы проведен для трех типов характеристики фазового детектора аппроксимированных с помощью непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ): характеристики синусоидальной формы, с интервалом аппроксимации 45° , треугольной и пилообразной характеристик. Управляющая характеристика генератора управляемого напряжением (зависимость выходной частоты генератора от напряжения на его управляющем входе) имеет нелинейный характер, близкий к арктангенциальному, и для непрерывной кусочной линеаризации системы она также аппроксимируется на основе НКЛФ.

В качестве детерминированного гармонического воздействия на систему ФАПЧ в процессе исследования рассматривается периодическая фазовая модуляция эталонного сигнала, поступающего на один из входов фазового детектора.

В этом случае, уравнение системы ФАПЧ с учетом внешнего воздействия будет иметь вид:

$$p[\varphi + \varphi_{\omega_s}(t)] + K(p)\Omega_y[K_n\varphi + B_n]Q_n(\varphi) - \Omega_n = 0, \quad (1)$$

где: $\varphi_{\omega_s}(t)$ – закон модуляции выходного сигнала эталонного генератора по фазе; $K(p)$ – коэффициент передачи фильтра нижних частот, Ω_y – полоса удержания, K_n – крутизна рассматриваемого участка аппроксимированной характеристики фазового детектора, B_n – угловой коэффициент, $Q_n(\varphi)$ – включающая НКЛФ, принимающая значение 1 на рассматриваемом участке характеристики, и 0 – за его пределами, φ – текущая фаза.

В качестве фильтров при анализе и моделировании системы рассмотрены интегрирующий фильтр первого и второго порядков (ИФ1, ИФ2) и пропорционально-интегрирующий фильтр первого и второго порядков (ПИФ1, ПИФ2).

Исследовано поведение системы, когда после возмущения фаза сигнала остается в пределах одного аппроксимированного участка характеристики фазового детектора. Кроме того на основе НКЛФ исследован процесс установления ФАПЧ, когда в результате входного возмущающего воздействия фаза имеет величину, превышающую границы узла аппроксимации, т.е. значение фазы соответствует следующему участку характеристики с иными параметрами K_n , B_n , $Q_n(\varphi)$, что соответствует большим возмущениям. При таких отклонениях обычная линеаризация, справедливая лишь для случая малых отклонений, является не корректной.

В результате исследования в среде Mathcad проведен анализ и построены графики переходных процессов, для всех типов, рассматриваемых в схеме фильтров нижних частот при случаях малого и большого возмущений.

Из полученных результатов следует, что при увеличении постоянной времени фильтра нижних частот и порядке фильтра время переходного процесса системы увеличивается. Было установлено, что, для случая больших возмущений, в точке перехода фазой границ участков аппроксимации характеристики фазового детектора графики апериодического процесса имеют заметный излом.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00486 а и 13-07-97531 р_центр_а.