

**Секция «Современные методы анализа
радиотехнических устройств»**

П.А. Александров
Научный руководитель: канд. техн. наук, профессор И.А. Курилов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ динамических характеристик полосового фильтра второго порядка спектральным методом на основе НКЛФ

Анализ полосового фильтра (ПФ) второго порядка удобно проводить на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). Данный подход позволяет получить аналитические выражения характеристик, сократить время и упростить анализ.

В состав исследуемого ПФ второго порядка входят последовательно включенные фильтр нижних частот первого порядка и фильтр верхних частот первого порядка. Постоянная времени фильтра верхних частот $T_v = \lambda T_n$, где T_n - постоянная времени фильтра нижних частот, λ – постоянный коэффициент.

Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) позволило в частности аппроксимировать нелинейную частотную характеристику, как самого фильтра, так и спектра его выходного сигнала.

Выражение динамической характеристики ПФ получено спектральным методом. Другие методы имеют ряд недостатков. Так, использование таблицы оригиналов и изображений не дает возможности получить обобщенные решения, а расчет по теореме разложения при больших порядках фильтра требует нахождения корней полиномов высоких порядков. Кроме того, для исследования динамических характеристик спектральным методом нет необходимости использовать полную информацию о комплексном спектре выходного сигнала, а только его действительную или мнимую часть, что существенно упрощает расчетные выражения.

Были исследованы динамические характеристики ПФ второго порядка с постоянной времени $T_n=1$, и при аппроксимации выходного спектра тремя и шестью прямыми: $N=3$ и $N=6$.

Общее выражение динамической характеристики ПФ второго порядка находим простым суммированием частных решений. Графики динамических характеристик сравниваются с характеристиками, полученными операторным методом. 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 ПФ второго порядка.

При анализе динамических режимов конкретного ПФ, его характеристики могут быть записаны подстановкой соответствующих числовых коэффициентов конкретного фильтра в выражения полученных динамических характеристик.

П.А. Александров
 Научный руководитель: старший преподаватель С.М. Харчук
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ динамических процессов ФНЧ пятого и шестого порядков на основе спектрального метода

В работе рассматривается получение аналитических выражений динамических характеристик фильтров нижних частот (ФНЧ) пятого и шестого порядков спектральным методом.

Задача формулируется следующим образом: задана комплексная передаточная функция ФНЧ пятого и шестого порядков $M(j\omega)$. На вход преобразователя воздействует сигнал $x(t)$, спектр которого $X(j\omega)$. Тогда спектр отклика АФП на воздействие $x(t)$:

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

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 ориентированы на численное решение задачи спектрального анализа, что не позволяет получить обобщенные решения.

В общем случае спектральную плотность выходного сигнала фильтров $Y(j\omega)$ можно представить в виде

$$Y(j\omega) = Y_1(\omega) - jY_2(\omega).$$

Исследования показывают, что для нахождения временной функции $y(t) \leftarrow Y(j\omega)$ достаточно только знать либо действительную $Y_1(\omega)$, либо мнимую её часть $Y_2(\omega)$

$$y_1(t) = \frac{2}{\pi} \int_{0+}^{\infty} Y_1(\omega) \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{0-}^{0+} Y_1 \cos(\omega t) d\omega;$$

$$y_2(t) = \frac{2}{\pi} \int_{0+}^{\infty} Y_2 \sin(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{0-}^{0+} Y_2 \sin(\omega t) d\omega.$$

Результаты расчета отклика исследуемых ФНЧ $y_1(t)$ и $y_2(t)$ совпадают.

Данный метод позволяет получать аналитические выражения динамических характеристик фильтров, более удобные при исследовании, чем численные решения; значительно сокращает вычислительные затраты (благодаря переходу к аналитическим выражениям, содержащим только арифметические операции, функции \cos и \sin).

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

Численные методы, не позволяют получить аналитические выражения динамических процессов. Это играет существенную роль при сложной форме спектра входных сигналов.

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

Исследование устойчивости амплитудно-фазового преобразователя на основе частотного критерия

Различные радиоустройства удобно исследовать на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) [1, 2]. Данный подход позволяет получить аналитические решения в обобщенной форме и существенно упрощает исследование различных радиоустройств. При этом не требуется составление уравнений, описывающие устройства, и их решение для получения выражений конкретных характеристик.

Схема АФП включает в себя аналогичные ему АФП_{1,2}, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты (УТ_{1,2}) и весовой распределитель (ВР). Управляющее устройство (УУ) управляет амплитудой и (или) фазой входного сигнала преобразователя. В состав УТ_{1,2} входят детектор отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала (Д_{1,2}), а также фильтр (Ф_{1,2}). Каждый коэффициент регулирования определяется как произведение крутизны и максимального размаха характеристики Д, крутизны регулировочной характеристики по соответствующему параметру, коэффициента передачи отклонения на выход АФП и соответствующего коэффициента передачи ВР.

На основе частотного критерия Найквиста с применением непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) получены аналитические выражения, позволяющие исследовать устойчивые значения коэффициента регулирования по отклонению N_2 преобразователя с произвольными фильтрами [2]. Нижнее N_2^i и верхнее N_2^a граничные значения коэффициента соответствуют границам устойчивости:

$$N_2^i = \max\{N_{2k} [1 - q(N_{2k})]\}, \quad N_2^a = \min\{N_{2k} q(N_{2k})\}, \quad (1)$$

где $q(\vartheta) = \frac{1}{2\Delta} [|\vartheta + \Delta| - |\vartheta - \Delta|]$ - НКЛФ [2], принимающая значение 1 при $\vartheta \geq 0$ и 0 при $\vartheta < 0$, $\Delta \rightarrow 0$, $N_{2k} = -1/M_2(j\omega_k)$.

Согласно [3], устойчивость АФП зависит только от параметров цепи регулирования по отклонению: коэффициента регулирования N_2 и коэффициента передачи фильтра $M_2(p)$. Критические частоты ω_k определены из условия $f(\omega_k) = \text{Im}[M_2(j\omega_k)] = 0$. Для нахождения критических частот проведена аппроксимация левой части уравнения на основе НКЛФ. Это позволило избежать численного решения и получить обобщенное выражение ω_k :

$$\tilde{\omega}_{k_n} = (\omega_n - f(\omega_n)/K_n) \cdot Q_n(\omega_n - f(\omega_n)/K_n), \quad (2)$$

ω_n , K_n - значение частоты и коэффициента аппроксимации в текущем узле.

Расчет $N_2^{h,s}$ по (1) и (2) выполнен для АФП с четырьмя типами фильтров в цепи РН: нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовыми (ПФ) и режекторными (РФ). ФНЧ и ФВЧ имеют порядок до 10-го включительно ($I = 1 \dots 10$), для ПФ и РФ при $I = 2, 4, 6, 8, 10$. Каждый ФНЧ и ФВЧ состоит из одинаковых фильтров первого порядка. В состав ПФ и РФ входит равное число звеньев ФНЧ и ФВЧ с одинаковыми постоянными времени.

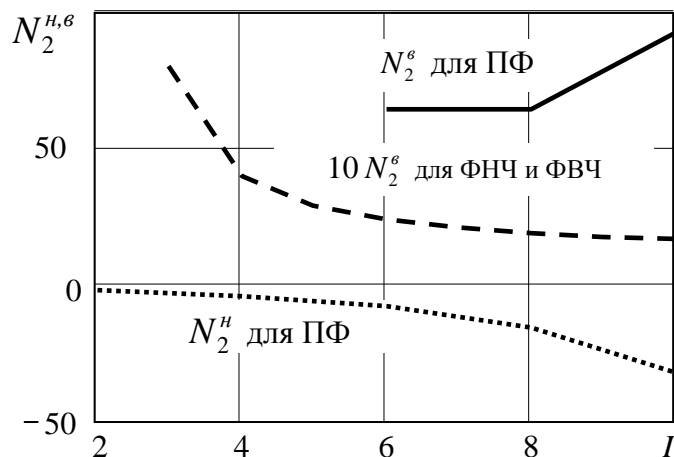


Рис. 1. Граничные значения устойчивых коэффициентов регулирования по отклонению для разных типов фильтров

Полученные зависимости N_2^i показаны на рис. 1. $N_2^i = -1$ для любого порядка ФНЧ и ФВЧ. Для данных типов фильтров при $I=1$ и $I=2$ верхних граничных значений нет, АФП с ФНЧ и с ФВЧ устойчив при значениях $N_2 \geq -1$. При увеличении порядка Φ_2 область устойчивости сужается сверху ($N_2^{\hat{a}}$ уменьшается).

Иной характер имеет область устойчивости АФП с ПФ. При значениях $I=2$ и $I=4$ нет $N_2^{\hat{a}}$. При увеличении порядка ПФ область устойчивости расширяется как сверху, так и снизу. Для РФ N_2^i слабо зависит от порядка фильтра, примерное значение -1 (на рис. 1 не показана), $N_2^{\hat{a}}$ отсутствует.

Применение частотного критерия Найквиста и НКЛФ позволяет исследовать устойчивость произвольного варианта преобразователя с различными типами фильтров. В отличие от критерия Рауса-Гурвица, для исследования параметрической устойчивости схемы разработанный метод не требует решать систему неравенств. Также не нужно проводить дополнительные построения и вычисления (годографа, кривых D-разбиения).

Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов // Радиотехника, 2006, № 6.
2. 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.
3. Воронов А.А. и др. Основы теории автоматического регулирования и управления. Учеб. пособие для вузов. - М.: Высшая школа, 1977. - 519 с., ил.

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

Расчет переходных процессов нелинейного преобразователя сигналов с комбинированным регулированием на основе передаточных характеристик

Представление схем радиотехнических устройств для исследования их режимов удобно выполнять на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП). При этом расчет осуществляется на основе обобщенных выражений для схемы преобразователя, что существенно упрощает исследование.

Структурная схема преобразователя с комбинированным регулированием (КР) содержит: аналогичные ему преобразователи, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты и весовой распределитель. УУ выполняет функцию управления параметром (амплитудой и (или) фазой) входного сигнала. В состав каждого управляющего тракта входят последовательно соединенные детектор отклонения выходного параметра и фильтр.

Выражения для передаточных характеристик, полученные на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ), полностью описывают статический и динамический режимы произвольного варианта нелинейного АФП при любых воздействиях [1, 2].

Выражения передаточных характеристик преобразователя с комбинированным регулированием при воздействии входного параметра x имеют вид

$$y = K_{xy}x - G, \quad (1)$$

где y - отклик преобразователя, $K_{xy} = \frac{1 - n_1 M_1(p) N_{1ms}}{1 + n_2 M_2(p) N_{2mn}}$,

$G = \frac{n_1 M_1(p) R_{1ms} + n_2 M_2(p) R_{2mn} + E_m}{1 + n_2 M_2(p) N_{2mn}}$ - отклонение y вследствие воздействия постоянных

составляющих характеристик звеньев преобразователя, n_1, n_2 - коэффициенты весового распределителя, $M_{1,2}(p)$ - коэффициенты передачи фильтров,

$$N_{1ms} = \sum_m \sum_s K_m K_{1s} Q_m Q_{1s}, N_{2mn} = \sum_m \sum_n K_m K_{2n} Q_m Q_{2n}, N_m = \sum_m K_m Q_m,$$

$$R_{1ms} = \sum_m \sum_s K_m B_{1s} Q_m Q_{1s}, R_{2mn} = \sum_m \sum_n K_m B_{2n} Q_m Q_{2n}, E_m = \sum_m B_m Q_m,$$

m, s, n - текущие номера узлов аппроксимации характеристик управляющего устройства и детекторов, $K_m, K_{1s}, K_{2n}, B_m, B_{1s}, B_{2n}$ - коэффициенты аппроксимирующих отрезков прямых, Q_m, Q_{1s}, Q_{2n} - включающие НКЛФ.

Обобщенное уравнение для операторного изображения переходного процесса нелинейного АФП получено на основе передаточных характеристик (1) с учетом начальных условий. Отклонение выходного параметра преобразователя $y_k(t)$ на текущих участках m_k, s_k, n_k описывается линейным дифференциальным уравнением, имеющим аналитическое решение.

Начальное значение выходного параметра получено из выражения для передаточных характеристик (1) при $p \rightarrow \infty$, 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 [3]. 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 :

$$\acute{o}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \acute{o}_k(t - t_k) Q_{mk} Q_{sk} Q_{nk}, \quad (2)$$

где K – число частных решений, $Q_{mk} = Q_m(u_k)$, $Q_{sk} = Q_s(x_k)$, $Q_{nk} = Q_n(\acute{o}_k)$ – включающие НКЛФ, x_k , u_k – значения входного параметра и сигнала управления на k -м участке общего решения. Характеристики линейного АФП являются частным случаем общего выражения (2) при $K=1$.

Выражение (2) совместно с (1) позволяет рассчитать динамический режим различных вариантов построения преобразователя при произвольном входном воздействии. На рис. 1 изображены переходные процессы АФП с комбинированным регулированием, линейным управляющим устройством и треугольными характеристиками детекторов. В качестве входного воздействия выбран скачок амплитудой 3,5, коэффициенты регулирования преобразователя $n_1=0,5$, $n_2=2$. Фильтры в управляющих трактах являются одинаковыми и имеют 1, 2, 3-й порядок: рис. 1а - ФНЧ_{1,2,3}, рис. 1б - ФВЧ_{1,2,3}.

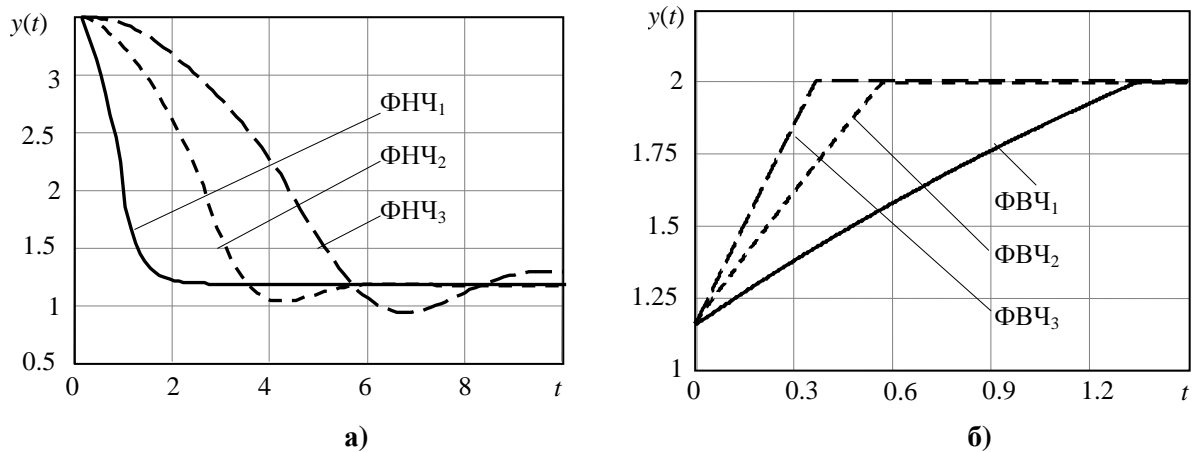


Рис. 1. Переходные процессы АФП с комбинированным регулированием: а) с ФНЧ 1, 2, 3-го порядка; б) с ФВЧ 1, 2, 3-го порядков

На основе полученных выражений аналогично может быть выполнен расчет переходных процессов преобразователя с различными нелинейностями детекторных характеристик и произвольными типами и порядками фильтров его управляющих трактов.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Передаточные характеристики нелинейного преобразователя сигналов // Вопросы радиоэлектроники, серия ОТ, 2010. Вып. 1. – С. 80-84.
2. 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.
3. 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.

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

Оценка погрешности спектральных методик расчета динамических характеристик преобразователей сигналов

Исследование различных радиоустройств на основе обобщенных схем амплитудно-фазовых преобразователей (АФП) [1 - 3] позволяет исключить этапы составления уравнений требуемых характеристик, а также их решения для каждой отдельной схемы, что сокращает время и упрощает исследование различных радиоустройств.

Схема АФП включает в себя аналогичные ему АФП_{1,2}, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты (УТ_{1,2}) и весовой распределитель (ВР). Управляющее устройство (УУ) управляет амплитудой и (или) фазой входного сигнала преобразователя x . В состав каждого УТ входят детектор отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала, а также фильтр.

Применение спектрального метода позволяет избежать нахождения корней характеристического уравнения и проводить исследование динамических характеристик (ДХ) АФП при произвольных воздействиях.

Выходной сигнал во временной форме может быть найден обратным преобразованием Фурье. Аппроксимация выходного спектра АФП на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [1-3] позволяет получить решение интеграла Фурье в аналитическом виде. При этом достаточно знать только вещественную $S_R(\omega)$ частотную характеристику спектра.

ДХ АФП на основе трапецидальной НКЛФ имеют вид [1]

$$y(t) = x(t) \cdot H(0) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} a_{0i} \omega_i^* \frac{\sin \omega_i^* t}{\omega_i^* t} \frac{\sin \Delta_i t}{\Delta_i t}, \quad (1)$$

где $\omega_i^* = \omega_i + \Delta_i / 2$ - центральная частота i -й трапеции, Δ_i - длина ее наклонного бедра и шаг аппроксимации, $\hat{I}(j\omega)$ - комплексная передаточная функция преобразователя. Высота i -й трапеции $a_{0i} = S_R(\omega_i) - S_R(\omega_{i+1})$.

ДХ на основе НКЛФ от логарифмической частоты $\lambda = \ln \omega$ [1]

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

Непрерывные кусочно-квадратичные функции (НККФ) [2] представляют собой сумму парабол, заданных в отдельных отрезках аппроксимации. ДХ АФП на основе НККФ имеют вид

$$y(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_{i+1}(t) - \gamma_i(t), \quad (3)$$

$$\gamma_{i+1}(t) = (2\tilde{a}_i \omega_{i+1} - \tilde{b}_i) \frac{\cos \omega_{i+1} t}{t} - \frac{2\tilde{a}_i}{t^2} \sin \omega_{i+1} t + \omega_{i+1} - (\tilde{b}_i \omega_{i+1} - \tilde{c}_i) \sin \omega_{i+1} t,$$

$$\gamma_i(t) = (2\tilde{a}_i \omega_i - \tilde{b}_i) \frac{\cos \omega_i t}{t} - \frac{2\tilde{a}_i}{t^2} \sin \omega_i t + \omega_i - (\tilde{b}_i \omega_i - \tilde{c}_i) \sin \omega_i t,$$

$\tilde{a}_i, \tilde{b}_i, \tilde{c}_i$ - коэффициенты i -й параболы.

Полученные выражения (1-3) позволяют исследовать переходные процессы при произвольном варианте построения преобразователя, произвольных типах и порядках фильтров его управляющих трактов и при произвольных воздействиях.

Выполнено сравнение точности полученных выражений ДХ для конкретного варианта АФП с регулированием по возмущению, с единичными коэффициентами передачи АФП_{1,2}, УУ и ВР, и с ФНЧ первого порядка в управляющем тракте. Входное воздействие имеет форму экспоненциального импульса.

Зависимости среднеквадратической погрешности (СКП) расчета ДХ от числа узлов аппроксимации N для различных видов НКФ показаны на рис. 1. Погрешность выражения на основе трапецеидальной НКЛФ на рисунке обозначена как НКЛФ(ω), на основе НКЛФ от логарифмической частоты - НКЛФ(λ). Целесообразно использовать выражение на основе НКЛФ от логарифмической частоты (2), обеспечивающее меньшую погрешность по сравнению с методом НКЛФ(ω) и более компактное, чем (3).

Для сравнения на рис. 1 показана также зависимость СКП расчета ДХ на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ) от числа отсчетов N . Из рисунка видно, что при равном числе отсчетов погрешность расчета ДХ, полученных на основе НКЛФ(λ), меньше, чем с помощью БПФ (в 3,5-128 раз). Это обусловлено высокой точностью данного метода аппроксимации частотных характеристик. Кроме того, аналитическое выражение ДХ на основе НКЛФ позволяет выбирать произвольное число отсчетов воздействия и отклика. В отличие от БПФ, для НКЛФ отсутствует привязка числа отсчетов к степени 2.

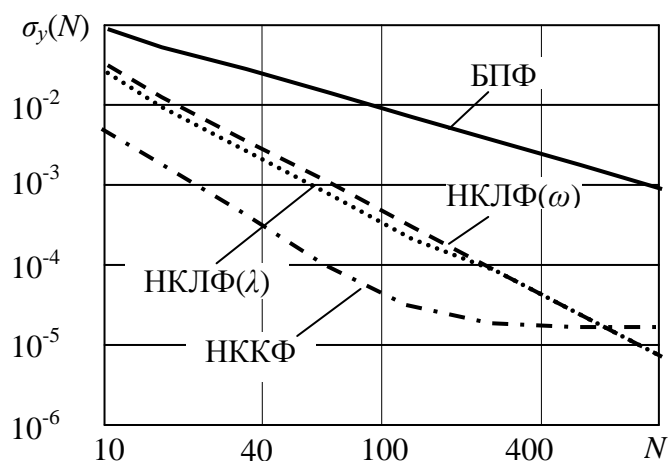


Рис. 1. Зависимости СКП расчета динамических характеристик АФП на основе НКЛФ и БПФ от числа отсчетов N

Представляет интерес исследование погрешностей спектральных методик на основе НКЛФ для расчета динамических режимов радиоустройств с различными характеристиками избирательности и при разных воздействиях.

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. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Динамические характеристики амплитудно-фазового преобразователя на основе непрерывных кусочно-квадратичных функций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы и устройства. 2011. №3. – С. 21-24.

Е.В. Коробкова
Научный руководитель: старший преподаватель С.М. Харчук
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ переходных процессов ФВЧ третьего и четвертого порядков с применением НКЛФ и интеграла Симпсона

Для анализа динамических процессов фильтров верхних частот (ФВЧ) третьего и четвертого порядков предлагается поводить аппроксимацию функции выходного сигнала устройства с применением непрерывных кусочно–линейных функций (НКЛФ). В качестве входного сигнала рассматривается единичный скачек.

Вывод аналитического выражения переходной характеристики ФВЧ осуществляется на основе применения интеграла Симпсона.

Для проверки полученного аналитического выражения проводится исследование переходных характеристик ФВЧ третьего и четвертого порядков. Функция изображения выходного сигнала устройства разбивается на N участков, каждый из которых описывается НКЛФ и соответственно отрезком прямой $f(p)=kp+b$, где k и b – коэффициенты аппроксимирующей прямой, p – оператор. Временные характеристики на каждом участке, получены классическим методом.

Найдены составляющие выражения переходных процессов каждого из аппроксимированных участков ФВЧ третьего и четвертого порядков и получены выражения переходных характеристик.

Проводится анализ погрешностей в зависимости от количества узлов аппроксимации переходной характеристики.

Полученные выражения путем подстановки соответствующих коэффициентов ФВЧ, позволяют описывать переходные процессы конкретных ФВЧ третьего и четвертого порядков.

Построены графики переходных процессов ФВЧ, для четырех значений параметров аппроксимации переходной характеристики. Так же приведены графики погрешности от количества аппроксимирующих прямых.

Т.В. Нефёдова
Научный руководитель: старший преподаватель С.М. Харчук
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ динамических процессов ФНЧ третьего и четвертого порядков с применением НКЛФ и интеграла Симпсона

Анализ динамических процессов фильтров нижних частот (ФНЧ) третьего и четвертого порядков предлагается проводить аппроксимацию функции выходного сигнала фильтров с применением непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ). В качестве входного сигнала рассматривается ступенчатая функция времени.

Вывод аналитического выражения динамических характеристик ФНЧ осуществляется с применением интеграла Симпсона.

Для проверки полученного аналитического выражения проводится исследование динамических характеристик ФНЧ третьего и четвертого порядков. Функция изображения выходного сигнала устройства аппроксимируется на основе НКЛФ, при этом каждый участок описывается отрезком прямой. С помощью обратного преобразования Лапласа получены временные характеристики на каждом участке, и полученные результаты суммируются.

Найдены составляющие выражения переходных процессов каждого из аппроксимированных участков ФНЧ 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.

Полученные выражения путем подстановки соответствующих коэффициентов и постоянных времени составляющих звеньев, позволяют описывать динамические процессы ФНЧ третьего и четвертого порядков.

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

А.Е. Ракутин
Научный руководитель: канд. техн. наук, профессор И.А. Курилов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ динамических процессов ФВЧ пятого и шестого порядков на основе спектрального метода и НКЛФ

В работе рассматривается получение аналитических выражений динамических характеристик фильтров верхних частот (ФВЧ) пятого и шестого порядков спектральным методом.

Задача формулируется следующим образом: задана комплексная передаточная функция ФВЧ пятого и шестого порядков $M(j\omega)$

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

где B – максимальное значение порядка ФВЧ.

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

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

Требуется 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 ориентированы на численное решение задачи спектрального анализа, что не позволяет получить обобщенные решения.

Исследования показывают, что для нахождения временной функции $y(t) \leftarrow Y(j\omega)$ достаточно знать только либо действительную $Y_1(\omega)$, либо мнимую часть $Y_2(\omega)$, выражения для спектральной плотности выходного сигнала фильтров

$$y_1(t) = \frac{2}{\pi} \int_{0+}^{\infty} Y_1(\omega) \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{0-}^{0+} Y_1 \cos(\omega t) d\omega;$$

Результаты расчета отклика исследуемых ФВЧ $y_1(t)$ и $y_2(t)$ совпадают.

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

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

Спектр выходного сигнала ФВЧ аппроксимируется на базе аппарата непрерывных кусочно–линейных функций (НКЛФ). Получены аналитические выражения динамических процессов для трех наборов аппроксимирующих прямых -3, 5 и 7 линий. Определены погрешность аппроксимации и её зависимость от количества узлов аппроксимации, а так же от длины аппроксимируемого участка характеристики.

По результатам аналитических исследований построены графики динамических процессов ФВЧ пятого и шестого порядков с конкретными численными значениями параметров составляющих его звеньев.

Проводится сравнительное исследование продолжительности процесса установления выходных сигналов анализируемых фильтров для трех значений постоянных времени звеньев, составляющих ФВЧ.

А.Е. Ракутин
Научный руководитель: канд. техн. наук, профессор И.А. Курилов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Анализ динамических характеристик режекторного фильтра второго порядка спектральным методом на основе НКЛФ

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

В состав исследуемого РФ второго порядка входят параллельно включенные фильтр нижних частот первого порядка и фильтр верхних частот первого порядка. Для удобства расчетов принята постоянная времени фильтра верхних частот. Входящего в РФ, $T_n = \lambda T_n$, где T_n - постоянная времени фильтра нижних частот, λ - постоянный коэффициент.

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

Выражение динамической характеристики РФ 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 РФ второго порядка с постоянной времени $T_n=1$, и при аппроксимации выходного спектра тремя и шестью прямыми: $N=3$ и $N=6$.

Общее выражение динамической характеристики РФ второго порядка находится суммированием частных решений. Графики динамических характеристик сравниваются с характеристиками, полученными операторным методом. 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 РФ второго порядка.

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

А.М. Рудаков
 Научный руководитель: канд. техн. наук, профессор И.А. Курилов
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
 Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Исследование методов формирования выходного сигнала ЦАП синтезатора частот на основе аппроксимации НКЛФ

Цифроаналоговый преобразователь, входящий в состав синтезатора прямого цифрового синтеза частот, обладает нелинейной характеристикой преобразования. В спектре сигнала на выходе данного устройства присутствуют различные помеховые составляющие. Причиной их возникновения является как собственная нестабильность ЦАП, так и различного рода дестабилизирующие факторы, такие как изменение температуры и влажности, нестабильность питающего напряжения, вибрации устройства, воздействующие на блоки синтезатора частот. Результатом воздействия данного вида помех является появление в выходном сигнале ЦАП фазовых помех. В качестве метода борьбы с данным видом помех используется их компенсация с помощью введения в схему устройства специальных цепей – компенсаторов. Работу получившихся устройств удобно аналитически рассматривать, используя для этого пакет математического моделирования MathCAD. При моделировании подобных устройств возникают проблемы с представлением сигналов в различных точках исследуемого устройства, так как аналитическое выражение в большинстве случаев имеет сложную форму (что затрудняет его решение) либо аналитическое выражение не может быть получено.

В качестве решения данной проблемы решено использовать метод формирования сигналов на входе и выходе ЦАП, основанный на применении непрерывных кусочно-линейных функций. Сигналы на входе и выходе ЦАП представляют собой последовательности прямоугольных импульсов с постоянной длительностью и переменной амплитудой. Из этого следует, что для формирования всего сигнала на входе и выходе ЦАП необходим один импульс, сформированный на основе НКЛФ. Затем данный импульс складывается с таким же, но смещенным по времени и имеющим (если это требуется) отличную от первого амплитуду. Путем повторения данной процедуры получаем требуемый сигнал.

В работе были исследованы различные формы одиночных импульсов. По результатам сравнительного анализа сделан вывод, что наиболее всего условиям задачи соответствуют два типа импульсов: трапециидальный, сформированный из четырех функций-модулей, и импульс НКЛФ, сформированный из двух функций-модулей. Аналитические выражения для каждого типа элементарных импульсов:

$$Q_{НКЛФ}(t) = \frac{A}{2} + |t - T_n| - \left| t - T_n - \frac{A}{2} \right|,$$

где $Q_{НКЛФ}(t)$ – импульс НКЛФ, сформированный из двух функций-модулей;

A – амплитуда импульса;

T_n – время начала импульса;

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

где $Q_{Tp}(t)$ – трапециидальный импульс, сформированный из четырех функций-модулей;

ΔT – длительность импульса;

K – крутизна фронта импульса:

$$K = \frac{l}{2q},$$

где q – длительность фронта импульса.

На основе выражений для элементарных импульсов были сформированы три аналитических выражения для формирования сигналов на входе и выходе ЦАП, учитывающие изменение амплитуды аппроксимируемого сигнала, а также все его временные параметры. Аналитические выражения сигналов на выходе ЦАП, аппроксимированных на основе НКЛФ:

$$1) S(t) = \sum_{i=1}^N [Q_{НКЛФ}[t - (i-1) \cdot \Delta T] + Q_{НКЛФ}[t - T_m - (N+i-1) \cdot \Delta T]],$$

где N – разрядность ЦАП; T_m – время, на которое изменяется длительность выходного сигнала ЦАП в случае пропуска элемента кода;

$$2) S(t) = \sum_{i=1}^N [i \cdot Q_{Tp}[t - (i-1) \cdot \Delta T]] + (N-i) \cdot Q_{Tp}[t - (N+i-1) \cdot \Delta T];$$

$$3) S(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 \left[(-1)^{\lambda+\gamma} \cdot \left| t - (T_n + \Delta T \cdot i) - \left[2\gamma \cdot \left(N - i - \frac{1}{2} \right) \cdot \Delta T \right] - \frac{\lambda}{2K} \right| \right]$$

Сигнал, полученный с помощью любого из приведенных выражений, может быть использован в качестве выходного сигнала модели цифро-аналогового преобразователя при моделировании (пакет MathCAD) процесса синтеза сигнала с помощью синтезатора прямого синтеза частот. На основе данных выражений также моделируется работа устройства компенсации фазовых помех, позволяющего снизить уровень помех в спектре выходного сигнала синтезатора прямого синтеза частот.

А.М. Рудаков
Научный руководитель: канд. техн. наук, профессор И.А. Курилов
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д.23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Методы снижения уровня фазовых помех на выходе ЦАП синтезатора частот

ЦАП в составе синтезатора прямого синтеза частот является наиболее «шумящим» блоком. В моделях синтезаторов уровень шума в спектре выходного сигнала ограничивается уровнем собственных шумов ЦАП. К этим шумам также добавляются шумы, вызванные собственными нестабильностями тактового генератора и других, входящих в состав устройства блоков. Причинами возникновения помеховых составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора являются также нестабильности температуры и влажности окружающей среды, нестабильности питающего напряжения. Существует несколько способов очистки спектра выходного сигнала от помеховых составляющих. В работе проведен сравнительный анализ методов борьбы с фазовыми помехами в спектре выходного сигнала ЦАП синтезатора частот.

Наиболее распространенным методом подавления помех является фильтрация выходного сигнала синтезатора. Применение фильтров, настроенных на требуемую частоту позволяет значительно подавить помехи, частота которых находится на значительном удалении от полосы пропускания фильтра. Основным недостатком данного метода является невозможность обеспечения требуемого уровня (порядка -90 дБ) затухания сигнала вблизи полосы пропускания фильтра, а так же невозможность бороться с помехами, расположенными в этой полосе. Также к недостаткам метода следует отнести трудности перестройки фильтра по частоте.

Методы компенсации помех не требуют перестройки по частоте, а так же позволяют подавлять помехи, частота которых близка к частоте основного сигнала. Существует несколько методов компенсации. Первый из них основан на принципе действия обнаружителей сигналов на фоне случайных помех. Помехи, воздействующие на синтезатор частот, как правило имеют случайную природу. Существует два основных типа обнаружителей сигналов: параметрический (основные параметры помехи считаются известными заранее) и непараметрический (параметры помехи определяются в процессе работы устройства). Параметры помехи подаются на программируемый генератор шума, который генерирует тот же шум, который, складываясь с смесью «сигнал плюс шум», поступающей с выхода ЦАП, приводит к уменьшению уровня шумов на выходе синтезатора. Недостатки данный методов заключается в том, что параметрический обнаружитель приводит к качественному подавлению помехи только в случае, если параметры помехи, которую он генерирует, совпадают с аналогичными параметрами помехи, образуемой при работе ЦАП. Главным недостатком непараметрического обнаружителя является сложность реализации устройства и уменьшение скорости работы синтезатора, которая в результате будет ограничена скоростью работы обнаружителя.

Эффективным методом подавления фазовых помех является их автоматическая компенсация. В устройстве автокомпенсации информация о помехе выделяется в фазовом детекторе. На его опорный вход подается сигнал с выхода тактовый генератора синтезатора частот (этот сигнал также подается на тактовый вход ЦАП), а на информационный вход – сигнал с выхода ЦАП. Сигнал на опорном входе имеет более низкий уровень шумов. Величина помехи управляет временем задержки сигнала перед подачей на вход ЦАП. Таким образом происходит компенсация помех, привносимых в спектр сигнала при прохождении его через ЦАП. Этот метод объединяет достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией.

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

Исследование параметрической устойчивости системы ФАПЧ с ФНЧ произвольного порядка

Важным параметром, определяющим работоспособность системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), является её устойчивость. 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).

Устойчивость системы ФАПЧ определяется как параметрами подстраиваемого генератора, так и параметрами звеньев, формирующих управляющий сигнал (фазовый детектор, фильтр) [2]. Сложность задачи исследования устойчивости обусловлена высоким порядком уравнения системы, а также наличием характеристик с высокой нелинейностью.

Для определения устойчивости, аналогично методу D-разбиения, исследуем свойства корней характеристического полинома – знаменателя передаточной функции системы автоподстройки, приравняв его к нулю

$$1 + \frac{\delta}{M(p)J_{\bar{n}}} = 0, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа; $J_c = \Omega_y |F'(\varphi)|$ – собственный коэффициент затухания системы ФАПЧ; Ω_y – полоса удержания; $F(\varphi)$ – нормированная характеристика фазового детектора; $M(p)$ – операторный коэффициент передачи фильтра системы ФАПЧ.

Проведя в (1) замену $p=j\omega$, выразили значение собственного коэффициента затухания ФАПЧ, соответствующее границе устойчивости

$$J_c(\omega) = \text{Re}(J_c) + j\text{Im}(J_c) = -\frac{j\omega}{M(j\omega)}. \quad (2)$$

Из (2) следует, что произвольному значению частоты ω соответствует комплексное значение J_c , а так как параметр J_c – действительное число, то условие для границы устойчивости [3] системы принимает вид $\text{Re}(J_c) = 0$ либо $\text{Im}(J_c) = 0$ в зависимости от типа и порядка применяемого фильтра. В случае, когда в цепи регулирования системы автоподстройки используется фильтр нижних частот (ФНЧ) I -го порядка с комплексной передаточной функцией (КПФ) $M_{\text{ФНЧ}}(j\omega) = \frac{1}{(j\omega + 1)^I}$, определяем условие устойчивости как

$$\text{Re}(M(j\omega)) = 0. \quad (3)$$

Решение (3) позволяет найти значения корней ω_k , где $k=0 \div (I-1)$ – номер корня, соответствующего границе устойчивости [2,3]. Граничные значения коэффициента $J_{\bar{n}k}$ получим подстановкой ω_k в (2):

$$J_{\bar{n}k} = -\frac{j\omega_k}{M(j\omega_k)}. \quad (4)$$

Для определения границ параметрической устойчивости выбираем из всех значений (4) одно отрицательное (J_c^h - нижняя граница диапазона значений J_c , в котором система ФАПЧ сохраняет устойчивость) и одно положительное (J_c^e - верхняя граница диапазона значений J_c), ближайшие к нулю [2]. Т.е. областью устойчивости является интервал

$$J_{\bar{n}}^i \leq J_{\bar{n}} \leq J_{\bar{n}}^a.$$

Нижнюю границу $J_{\bar{n}}^i$ определим, как максимум всех отрицательных значений $J_{\bar{n}k}$

$$J_{\bar{n}}^i = \max\{J_{\bar{n}k} [1 - q(J_{\bar{n}k})]\}, \quad (5)$$

где $q(\vartheta) = \frac{1}{2\Delta} [|\vartheta + \Delta| - |\vartheta| + \Delta]$ - НКЛФ включения, принимающая значение 1 при $\vartheta \geq 0$ и 0 при $\vartheta < 0$. Множитель $1 - q(J_{\bar{n}k})$ в (14) исключает положительные корни.

Верхняя граница $J_{\bar{n}}^a$ соответствует минимуму всех положительных значений $J_{\bar{n}k}$

$$J_{\bar{n}}^a = \min\{J_{\bar{n}k} q(J_{\bar{n}k})\}. \quad (6)$$

Полученные аналитические выражения позволяют исследовать параметрическую устойчивость (определять границы диапазона значений собственного коэффициента затухания, соответствующие устойчивой работе) системы ФАПЧ с ФНЧ произвольных порядков.

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., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 1. - С. 4-7.

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

Анализ динамических режимов синтезаторов частот на основе аппроксимации непрерывными кусочными функциями

Необходимость формирования электрических сигналов негармонической формы возникает при создании измерительных устройств, при использовании в системах связи и радиолокации частотно-модулированных сигналов, при испытаниях широкополосных цепей, в технике формирования изображений, при синтезе звуков, при создании скрытых средств передачи информации и др.[1]. Поскольку требования к формированию несущей частоты, частотным и фазовым погрешностям, например, в радиолокационных измерителях с дисперсионной обработкой сигнала являются крайне жесткими, то для анализа систем синтеза частоты нередко пользуются точными интегральными преобразованиями (Фурье, Хартли, Лапласа, Гильберта и другими). С помощью прямых и обратных интегральных преобразований находят отклик системы синтеза частоты на изменение входного сигнала. Однако расчет выходного сигнала синтезатора названными методами, основанными на использовании передаточной функции устройства, в общем случае требует громоздких вычислений при сложной форме спектральной плотности выходного сигнала и нередко не поддается аналитическому решению.

Поскольку для нахождения оригинала выходного сигнала не обязательно обладать полной информацией о спектральной плотности, а достаточно только знать либо действительную, либо мнимую часть [3] проведем аппроксимацию действительной части спектральной плотности выходного сигнала синтезатора с ФАПЧ простыми трапецеидальными непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ)

$$\varphi_{i\bar{A}}(t) = \varphi_{\bar{Y}\bar{A}}(t) \cdot H(0) + \frac{2}{\pi} \sum_i a_{0_i} \omega_i \frac{\sin \omega_i t}{\omega_i t} \frac{\sin \Delta_i t}{\Delta_i t}, \quad (1)$$

где a_{0_i} , ω_i , Δ_i - параметры аппроксимирующих трапеций, $\varphi_{i\bar{A}}(t)$, $\varphi_{\bar{Y}\bar{A}}(t)$ - сигналы подстраиваемого и эталонного генераторов, $\hat{I}(j\omega)$ - передаточная функция активного синтезатора.

Первое слагаемое выражения (1) содержит произведение передаточной функции системы и формируемого сигнала. Когда генерируемый сигнал является сложным, например, содержащим частотную модуляцию, для упрощения вычислений представляется возможным провести его аппроксимацию суммой непрерывных кусочно-линейных либо кусочно-полиномиальных функций $\tilde{\varphi}_{\bar{Y}\bar{A}}(t)$. В случае аппроксимации суммой линейных отрезков формируемый сигнал определяется выражением

$$\varphi_{\bar{Y}\bar{A}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\varphi}_{\bar{Y}\bar{A}_n}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [K_n t + B_n] Q_n(t), \quad (2)$$

где n и N - текущий и максимальный номера узлов аппроксимации; $K_n = \frac{\varphi_{\bar{Y}\bar{A}_{n+1}} - \varphi_{\bar{Y}\bar{A}_n}}{T_{n+1} - T_n}$,

$B_n = \varphi_{\bar{Y}\bar{A}_n} - K_n T_n$ - коэффициенты аппроксимирующих прямых; T_n , $\varphi_{\bar{Y}\bar{A}_n}$ и T_{n+1} , $\varphi_{\bar{Y}\bar{A}_{n+1}}$ - значения t и $\tilde{\varphi}_{\bar{Y}\bar{A}_n}(t)$ в узлах аппроксимации с номерами n и $n+1$;

$Q_n(t) = \frac{1}{2\Delta} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} |t - T_n - \gamma(T_{n+1} - T_n) + \Delta(1 - \lambda)|$ - НКЛФ включения отрезка прямой,

Δ - произвольно малая величина ($\Delta \rightarrow 0$), λ и γ - вспомогательные коэффициенты 0 или 1.

Использованное выражения (1) с учетом (2) представляет собой аналитическое выражение динамических характеристик синтезаторов частот с ФАПЧ с различными типами применяемых в ней фильтров.

Литература

1. Белов Л. А. / Синтезаторы частот и сигналов: Учебное пособие. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 80 с.
2. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. - М., «Связь», 1972.
3. 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.

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

Численный анализ динамических характеристик системы ФАПЧ с ПИФ второго порядка

В работе проводится исследование систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с пропорционально интегрирующим фильтром (ПИФ) второго порядка, и различными дискриминационными характеристиками (синусоидальной, треугольной и пилообразной).

Для этого воспользуемся основным дифференциальным уравнением системы ФАПЧ, описывающим работу системы, полностью характеризую изменение во времени разности фаз ПГ и ЭГ в момент их включения [1]:

$$p\varphi + \Omega_y K(p)F(\varphi) = \Omega_i, \quad (1)$$

где φ - мгновенная разность фаз напряжений подстраиваемого $\varphi_{ПГ}$ и эталонного $\varphi_{ЭГ}$ генераторов; Ω_y - полоса удержания; $K(p)$ - операторный коэффициент передачи фильтра; $F(\varphi)$ - нормированная характеристика фазового детектора; Ω_i - начальная расстройка ПГ относительно ЭГ.

Для анализа переходного процесса составим дифференциальное уравнение с учетом того, что операторный коэффициент передачи ПИФ второго порядка $K(p) = [(m_1 \cdot T_1 p + 1)/(T_1 p + 1)] \cdot [(m_2 \cdot T_2 p + 1)/(T_2 p + 1)]$ (где T_1, T_2 - постоянные времени звена фильтрации; m_1, m_2 - безразмерные параметры ПИФ). Для удобства примем $T_1 = T_2 = T$, $m_1 = m_2 = m$. Тогда уравнение (1) примет вид

$$T^2 p^3 \varphi + 2Tp^2 \varphi + [1 + \Omega_y 2mTK_n] p\varphi + \Omega_y F(\varphi) - \Omega_i = 0. \quad (2)$$

Характеристика фазового детектора (ФД) нередко является нелинейной функцией. Аппроксимируем дискриминационную характеристику непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ):

$$F(\varphi) = \sum_{n=0}^{N-1} [K_n \cdot \varphi + B_n] \cdot Q_n(\varphi), \quad (3)$$

где n и N - текущий и максимальный номера узлов аппроксимации; $K_n = \frac{F_{n+1} - F_n}{\Phi_{n+1} - \Phi_n}$,

$B_n = F_n - K_n \Phi_n$ - коэффициенты аппроксимирующих прямых; Φ_n, F_n и Φ_{n+1}, F_{n+1} значения характеристики ФД в n и $n+1$ узлах аппроксимации; $Q_n(\varphi)$ - включающая НКЛФ принимающая значения 0 или 1.

Подобная аппроксимация позволяет исключить этапы составления уравнений для каждого конкретного участка детекторной характеристики и получить выражения, справедливые при любой начальной разности фаз φ подстраиваемого и эталонного генераторов [2].

Тогда с учетом (3) уравнение работы системы ФАПЧ с ПИФ второго порядка (2) примет вид:

$$T^2 p^3 \varphi + 2Tp^2 \varphi + [1 + \Omega_y 2mTK_n] p\varphi + \Omega_y \sum_{n=1}^{N-1} (K_n \varphi + B_n) \cdot Q_n(\varphi) - \Omega_i = 0. \quad (4)$$

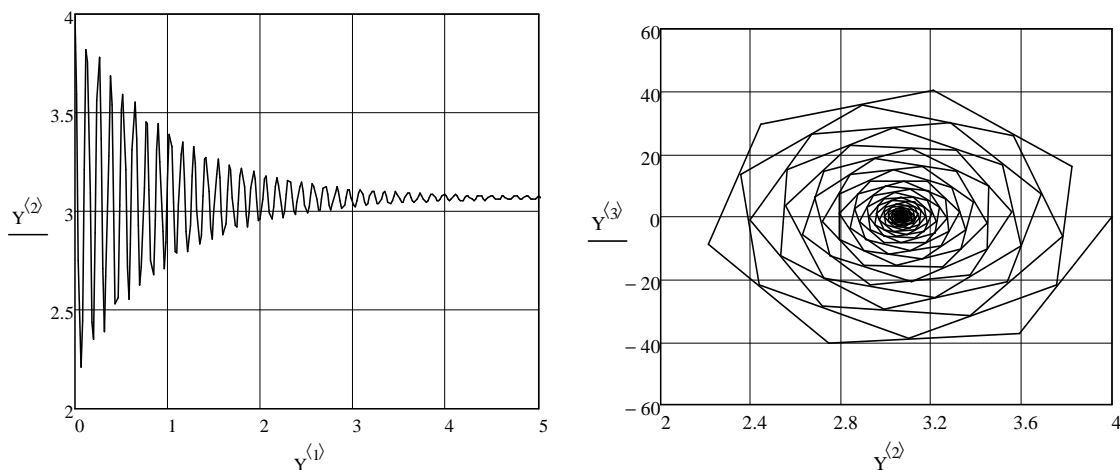


Рис. 1. ДХ и фазовый портрет системы ФАПЧ с ПИФ второго порядка

На рис.1 приведены динамическая характеристика и фазовый портрет системы ФАПЧ с ПИФ второго порядка, полученные решением уравнения (3) численным методом Рунге-Кутты на ЭВМ в программной среде MathCAD с применением аппроксимации непрерывными кусочно-линейными функциями треугольной характеристики ФД. В работе рассмотрено использование НКЛФ для анализа нелинейных систем ФАПЧ с фильтром второго порядка. Получено непрерывное кусочно-линейное уравнение, описывающие поведение системы с характеристиками ФД произвольной формы [2].

Литература

1. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частоты. - М.: Связь, 1972, 447 с.
2. Юдаев А.Ю., Курилов И.А., Суржик Д.И. Анализ систем фазовой автоподстройки частоты на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Радиопромышленность. 2012. № 2. - С. 57-62.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н., Юдаев А. Ю. Анализ нелинейных режимов системы фазовой автоподстройки частоты на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Вопросы радиоэлектроники, серия Общая теория. 2010, Вып. 1. - С. 90-94.
4. Каганов В.И. Радиоэлектронные системы автоматического управления. - М.: «Горячая линия - Телеком», 2009. – 432 с.