

# **Радиоэлектроника**

Г.С. Васильев  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## Анализ устойчивости преобразователя сигналов с произвольным фильтром

Исследование различных радиотехнических устройств удобно проводить на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов (ПС) [1]. При анализе устройств на основе ПС не требуется получение уравнений, описывающие устройства, и их решения с целью получения выражений конкретных характеристик. Это позволяет получить аналитические решения в обобщенной форме и существенно упрощает исследования различных радиоустройств.

В схему обобщенного преобразователя входят аналогичные ему ПС<sub>1,2</sub>, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты (УТ<sub>1,2</sub>) и весовой распределитель (ВР). Управляющее устройство (УУ) управляет амплитудой и (или) фазой входного сигнала преобразователя. В составе УТ<sub>1,2</sub> соответственно содержит детектор отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала (Д<sub>1,2</sub>), а также фильтр (Ф<sub>1,2</sub>). Каждый коэффициент регулирования определяется как произведение крутизны и максимального размаха характеристики Д, крутизны регулировочной характеристики по соответствующему параметру, коэффициента передачи отклонения на выход ПС и соответствующего коэффициента передачи ВР.

Устойчивость ПС с единичными коэффициентами передачи ПС<sub>1,2</sub> определяется свойствами корней характеристического уравнения преобразователя

$$1 + N_2 M_2(p) = 0, \quad (1)$$

где  $N_2$  – коэффициент регулирования цепи регулирования по отклонению,  $M_2(p)$  – коэффициент передачи Ф<sub>2</sub>. Из (2) следует, что устойчивость ПС зависит только от параметров УТ<sub>2</sub> и не зависит от параметров УТ<sub>1</sub>. Исследуется устойчивость ПС при различных значениях  $N_2$  и различных фильтрах УТ<sub>2</sub>.

Если (2) имеет хотя бы один чисто мнимый корень ( $p=j\omega$ ), ПС находится на границе устойчивости, при этом вещественные части других корней должны быть отрицательны [2]. С учетом вышеизложенного, приняв в (1)  $p=j\omega$  и выразив  $N_2$ , получаем значение коэффициента  $N_2$ , соответствующее границе устойчивости

$$N_2(\omega) = \operatorname{Re}(N_2) + j \operatorname{Im}(N_2) = -\frac{1}{M_2(j\omega)}. \quad (2)$$

Так как коэффициент  $N_2$  – действительное число, условие для границы устойчивости преобразователя примет вид  $\operatorname{Im}(N_2) = 0$ . Согласно (2), это условие выполняется, если

$$\operatorname{Im}[M_2(j\omega)] = 0. \quad (3)$$

Решение уравнения (3) позволяет найти значения корней  $\omega_k$ , где  $k$  – номер корня, соответствующие границе устойчивости.

Левая часть (3) представляет полином произвольной степени, его общее решение отсутствует. Проводится аппроксимация полинома на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [3]. Это позволяет определить корни уравнения с любой заданной точностью.

Корни уравнения (3) определяются как точки пересечения аппроксимирующих прямых с осью абсцисс. Исключение «ложных» значений, расположенных за пределами текущего отрезка аппроксимации, осуществляется умножением НКЛФ на каждый из полученных корней.

Граничным значениям  $N_2$  в (2) соответствуют корни уравнения (3). Согласно (2), при  $N_2=0$  преобразователь абсолютно устойчив. Следовательно, значение  $N_2=0$  принадлежит области ус-

тойчивости ПС. Таким образом, чтобы найти ее границы, необходимо из всех полученных значений  $N_2$  выбрать одно отрицательное и одно положительное, ближайšie к нулю.

Проведен анализ устойчивости ПС с фильтрами нижних частот (ФНЧ) различного порядка (от 1-го до 10-го) в составе УТ<sub>2</sub>. Полагаем ФНЧ  $I$ -го порядка состоящим из  $I$  одинаковых последовательно соединенных ФНЧ первого порядка, его коэффициент передачи  $M_2(p) = 1/(1 + Tp)^I$ .

Примем  $T=1с$  и осуществим аппроксимацию полинома в диапазоне переменных  $\omega_0 = 0с^{-1}$ ,  $\omega_N = 4с^{-1}$ , максимальный номер узла  $N=100$ , шаг аппроксимации  $\Delta_\omega = 0,04с^{-1}$ . Значения верхней границы области устойчивости  $N_2^g$  приведены в таблице 1. Нижняя граница  $N_2^h$  равна  $-1$  для любого порядка ФНЧ. Как видно из таблицы 1, при увеличении порядка Ф<sub>2</sub> область устойчивости сужается сверху ( $N_2^g$  уменьшается).

Таблица 1

$I$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$N_2^g$	-	-	8	4	2, 885	2,37	2,075	1,884	1,75	1,652

В результате анализа получены аналитические выражения, определяющие границы диапазона значений коэффициента регулирования по отклонению, соответствующего устойчивой работе ПС. Применение НКЛФ позволяет исследовать устойчивость произвольного варианта преобразователя.

#### 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.
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  
 Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
 Муромский институт Владимирского государственного университета  
 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
 Тел. (49234) 7-72-32  
 e-mail: rt@mivlgu.ru

## Влияние внутренних динамических воздействий на преобразователь сигнала второго порядка

Исследования показали эффективность применения амплитудно-фазовых преобразователей АФП [1] для анализа схем радиотехнических устройств. Это позволяет проводить анализ устройств по конечным выражениям исследуемых характеристик, полученных для АФП. При этом саму схему радиотехнического устройства аппроксимируем конкретным вариантом АФП, получаем коэффициенты устройства и полученные коэффициенты подставляем в выражения исследуемых режимов АФП.

Схема обобщенного преобразователя с регулированием по отклонению (РО) содержит управляющее устройство (УУ), управляющий тракт (УТ) и весовой распределитель. В УУ осуществляется управление амплитудой и (или) фазой входного сигнала преобразователя. УТ состоит из детектора (Д), а также фильтра (Ф). УТ реализует принцип регулирования назад. Значения коэффициентов передачи ВР определяют пропорции передачи сигналов с его входов на выходы и позволяют формировать управляющий сигнал преобразователя.

Исследование динамических характеристик (ДХ) возможно выполнить как аналитически, так и численно. Основным недостатком аналитических методов является то, что получение числового результата требует значительных временных и вычислительных затрат. Этого недостатка лишены численные методы, однако они не дают решений в форме аналитического выражения.

Аппроксимация нелинейной характеристики Д с помощью непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2] позволяет исключить этапы составления уравнений для каждого конкретного участка и получить выражения, справедливые для любого участка характеристики нелинейного Д и при любых начальных условиях.

Проведено исследование ДХ АФП  $y(t)$  для скачкообразного воздействия сигнала опорного генератора Д  $x_r(t)$  величиной  $X_{rn}$  при отсутствии входного сигнала. Обозначим  $n_p$  - коэффициент передачи ВР. Характеристику УУ полагаем линейной с коэффициентом передачи  $K_y$ , коэффициент передачи АФП\* принят равным 1. Таким образом, уравнение АФП с РО примет вид

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

где  $r = y - x_r$ ,  $p = d/dt$  – оператор Лапласа,  $F_D(r)$  - характеристика Д,  $M(p)$  – передаточная функция (ПФ) фильтра

$$M(p) = \frac{\sum_{i=0}^I \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^I \beta_i p^i}, \quad (2)$$

$I$  – порядок Ф,  $\alpha_i, \beta_i$  – коэффициенты фильтра.

Подставим (2) в (1) и умножим обе части уравнения (1) на  $\sum_{i=0}^I \beta_i p^i$ . Одновременно с этим перейдем от оператора  $p$  к  $d/dt$ . Подставив аппроксимирующее выражение для характеристики Д [2], получаем уравнение, описывающее динамический режим АФП на основе НКЛФ:

$$\sum_{i=0}^I \beta_i \frac{d^i y}{dt^i} = -N_2 \sum_{i=0}^I \alpha_i \frac{d^i}{dt^i} \sum_{m=0}^{M-1} (K_m \cdot r + B_m) Q_m(r),$$

где  $N_2 = K_y n_p$  – коэффициент регулирования,  $Q_m(r)$  - НКЛФ включения, принимающая значения 1 и 0. Произвольная нелинейность характеристики Д учитывается значениями коэффициентов

аппроксимации  $K_m, B_m$  в узлах  $m$ . Решение однородного дифференциального уравнения (ОДУ) получено в среде Mathcad с помощью метода Рунге-Кутты [3]. Для работы алгоритма необходимо найти начальные условия.

Начальные условия задаются значением выходного параметра АФП  $y_n$  и всех его производных до  $(I-1)$ -го порядка включительно в момент времени  $t_n=0$ . Полагаем значения всех производных нулевыми. Это соответствует отсутствию напряжений на реактивных элементах Ф. Определим  $y_n$  по уравнению преобразователя (1) при  $p \rightarrow \infty$ .

Исследование ДХ проводится для АФП с фильтром нижних частот второго порядка (ФНЧ2) в УТ. ПФ ФНЧ2 имеет вид  $M(p) = 1/(1 + T_\phi p)^2$ ,  $T_\phi$  – постоянная времени фильтра, коэффициенты (4)  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ ,  $\alpha_0 = \beta_0 = 1$ ,  $\beta_1 = 2T_\phi$ ,  $\beta_2 = T_\phi^2$ . Полагаем  $T_\phi = 1$ с. Примем  $N_2 = 2$ , характеристика Д – треугольная. Для ее представления достаточно  $M=4$  узлов (по числу аппроксимирующих отрезков). Начальное значение  $y_n$  равно нулю при любой величине воздействия, т.к. для данного фильтра в (1)  $M(\infty) = 0$ . Расчет ДХ преобразователя выполним в интервале  $(0; 5)$ с. Конечное значение интервала соответствует окончанию переходных процессов в устройстве. Число расчетных точек характеристики равно 200.

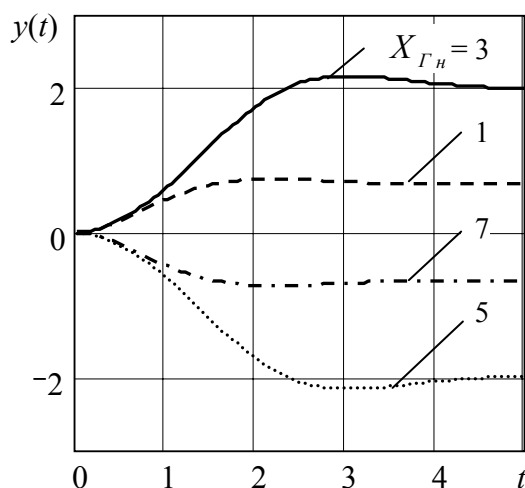


Рис. 1

Графики ДХ преобразователя с ФНЧ2 представлены на рис. 1. Характер ДХ определяется величиной воздействия  $X_{Гн}$  и может быть как возрастающим (регулирование «вверх»), так и убывающим (регулирование «вниз»). Переходный процесс преобразователя колебательный при любой величине воздействия.

Использование НКЛФ обеспечило возможность получения аналитических зависимостей, которые уменьшают временные затраты и сочетают в себе достоинства численных и аналитических методов.

Рассматриваемый метод позволяет исследовать динамический режим работы преобразователя с произвольными параметрами.

#### Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, №6, с. 91-93.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Аппроксимация функциональных зависимостей с помощью непрерывных кусочно-линейных функций. – Радиотехника, 2006, №6, с. 94-98.
3. Каганов В.И. Радиотехника + компьютер + MathCAD. – М.: Горячая линия. – Телеком, 2001. – 416 с.

Г.С. Васильев,  
Д.И. Суржик  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## Исследование динамических процессов амплитудно-фазовых преобразователей на основе адаптивной НКЛФ

Исследование радиотехнических устройств (РТУ) удобно проводить на основе схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов (АФП) [1]. При этом характеристики конкретного РТУ получаем по соответствующим конечным характеристикам обобщенной схемы преобразователя. Это позволяет получить аналитические выражения, описывающие режимы работы устройства, и упростить его расчет. Схемой АФП могут быть представлены устройства автокомпенсации фазовых помех, автоподстройки фазового набег в усилителях и др.

В состав обобщенной структурной схемы преобразователя сигналов входят АФП<sub>1,2</sub>, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты (УТ<sub>1,2</sub>), и весовой распределитель (ВР). УТ<sub>1</sub> реализует принцип регулирования вперед (РВ), УТ<sub>2</sub> – регулирования назад (РН). Каждый УТ включает в себя последовательно соединенные детектор и фильтр. УУ управляет амплитудой и (или) фазой выходного сигнала. ВР определяет пропорции передачи соответствующих сигналов. Так, для варианта преобразователя с РВ достаточно приравнять коэффициент передачи сигнала с выхода УТ<sub>2</sub> к нулю.

Пусть на вход АФП воздействует сигнал  $x(t)$ , спектр которого  $S_{ex}(j\omega)$ , где  $\omega$  – частота. Тогда спектр отклика

$$S(j\omega) = S_{ex}(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (1)$$

где  $H(j\omega)$  – комплексная передаточная функция преобразователя. Аппроксимация спектра выходного сигнала на основе адаптивной непрерывной кусочно-линейной функции (НКЛФ) [2] позволяет получить обобщенные выражения динамических характеристик АФП, более удобные при исследовании, чем численные решения, и сократить вычислительные затраты.

Для нахождения выходного сигнала  $y(t)$  достаточно знать вещественную частотную характеристику (ВЧХ) его спектра  $F(\omega) = \text{Re}[S(j\omega)]$

$$y(t) = -\frac{1}{\pi t} \int_0^{\infty} \frac{dF(\omega)}{d\omega} \sin(\omega t) d\omega. \quad (2)$$

Для вывода аналитического выражения  $y(t)$  применим аппроксимацию  $F(\omega)$  с помощью адаптивной НКЛФ [2]

$$\tilde{F}(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} K_n \cdot |\omega - \omega_n|, \quad (3)$$

где  $n$  и  $N$  – текущий и максимальный номер узла аппроксимации,  $\omega_n$  – шаг аппроксимации,  $K_n$  – крутизна текущего отрезка АНКЛФ.

Определим выражение для нахождения коэффициентов  $K_n$  из системы из  $N$  уравнений. В матричной форме она примет вид:

$$[\mathbf{K}] \cdot [\mathbf{A}] = [\mathbf{F}], \quad (4)$$

где  $K_{m,n} = K_m$ ,  $\Lambda_{m,n} = |\omega_m - \omega_n|$  - элементы квадратных матриц  $[\mathbf{K}]$  и  $[\mathbf{\Lambda}]$  с размерностью  $N$ ,  $m$  - номер столбца в матрицах, в  $F_n = F(\omega_n)$  - элементы вектора значений ВЧХ в узлах аппроксимации.

Коэффициенты  $K_1 \div K_N$  найдем методом обратной матрицы из системы (4)

$$[\mathbf{K}] = [\mathbf{F}] \cdot [\mathbf{\Lambda}]^{-1}. \quad (5)$$

Адаптивная НКЛФ (3) позволяет проводить аппроксимацию ВЧХ с нефиксированным шагом, что дает уменьшение погрешности. Расположение узлов аппроксимации осуществляем двумя способами: 1) по экспоненциальному закону; 2) по оптимальному закону из условия минимума среднеквадратической ошибки (СКО).

Диапазон аппроксимации выбирается в соответствии с диапазоном, в котором сосредоточена основная энергия выходного сигнала, число узлов аппроксимации - в соответствии с допустимой погрешностью расчета динамических характеристик и необходимым временем расчета.

Подставив (3) в (2), получим

$$\tilde{y}(t) = x(t)H(0) - \frac{2}{\pi t} \sum_{n=0}^{N-1} K_n \cdot [Si(\omega_{n+1}t) - Si(\omega_n t)], \quad (6)$$

где  $H(0)$  - коэффициент передачи АФП при  $\omega=0$ ,  $Si$  - интегральный синус.

Выражение (6) описывает ДХ АФП на основе адаптивной НКЛФ. Изменение параметров блоков обобщенной схемы учитывается пересчетом коэффициентов аппроксимации (5) и подстановкой их в (6).

Выполнен расчет переходных характеристик АФП с РВ, с единичными коэффициентами передачи АФП<sub>1,2</sub> и ВР, и с ФВЧ первого порядка в УТ. В качестве входного сигнала АФП принят единичный скачок. В соответствии с выражением (3) получено  $y(t) = e^{-t/T}$ .

После аппроксимации  $F(\omega)$  (диапазон  $\omega = 10^{-3} \dots 1000$ , число узлов аппроксимации  $N = 16$ ) и подстановки коэффициентов в (6) получены выражения ДХ преобразователя на основе адаптивной НКЛФ.

Значение СКО ДХ (6) по сравнению с истинной характеристикой (3) равно 0,021 при экспоненциальном законе и  $2,742 \cdot 10^{-3}$  при оптимальном. Таким образом, оптимальное расположение узлов уменьшает СКО расчета переходной характеристики в 7,8 раза по сравнению с экспоненциальным.

Достоинством адаптивной НКЛФ является простая форма записи и простое выражение для нахождения коэффициентов аппроксимации. Расположение узлов адаптивной НКЛФ по оптимальному закону позволяет сократить вычислительные затраты и уменьшить погрешность расчета динамических характеристик.

#### Литература

1. Курилов И.А. Динамические характеристики нелинейного амплитудно-фазового преобразователя произвольного порядка. - Радиотехника, 2007, №6, с. 31-35.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Аппроксимация нелинейных характеристик на основе адаптивных непрерывных кусочно-линейных функций. - Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр.-Вып.7. / Под. Ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. - СПб: Гидрометеоздат, 2006., с 211-215.

Г.С. Васильев,  
Д.И. Суржик  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## Корреляционный анализ сигналов на основе адаптивных непрерывных кусочно-линейных функций

Важной энергетической характеристикой вещественного сигнала  $s(t)$  является его автокорреляционная функция (АКФ) [1]

$$R(\tau) = \int_0^T s(t)s(t+\tau)dt, \quad (1)$$

где  $t = 0$  – время начала воздействия,  $T$  – длительность сигнала.

Расчет АКФ может быть связан с громоздкими вычислениями, так как в общем случае интеграл (1) не может быть решен в аналитическом виде. Аппроксимация сигнала на основе адаптивной непрерывной кусочно-линейной функции (АНКЛФ) [2] позволяет получить обобщенные выражения АКФ, более удобные при исследовании, чем численные решения, и сократить вычислительные затраты.

Представление сигнала  $s(t)$  в виде АНКЛФ имеет вид

$$s(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|, \quad (2)$$

где  $n$  – текущий номер узла аппроксимации;  $t_n$  – значения узлов аппроксимации;  $K_n$  – коэффициент аппроксимации.

Коэффициент аппроксимации находится из выражения

$$[K] = [S] \cdot [T]^{-1},$$

где  $T_{m,r} = |t_m - t_r|$  – элементы квадратной матрицы  $[T]$  с размерностью  $N$ ,  $S_n = s(t_n)$  – элементы вектора значений сигнала в узлах аппроксимации.

Для нахождения аналитического выражения для АКФ сигнала, представленного на основе АНКЛФ, подставим (2) в (1)

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N K_n^2 \int_0^T |t - t_n| |t - t_n + \tau| dt = \sum_{n=1}^N R_n(\tau). \quad (3)$$

Найдем первообразную от интеграла (3). Для этого представим модули следующим образом:

$$|t - t_n| = \begin{cases} (t - t_n), & t \geq t_n \\ -(t - t_n), & t < t_n \end{cases}, \quad |t - t_n + \tau| = \begin{cases} (t - t_n + \tau), & t \geq t_n - \tau \\ -(t - t_n + \tau), & t < t_n - \tau \end{cases}. \quad (4)$$

АКФ вещественного сигнала обладает свойством симметрии относительно оси ординат [1]. Это позволяет исследовать только ее правую ветвь ( $t \geq 0$ ). С учетом этого интеграл (3) разделится на три интеграла. Для одного элемента суммы (3) запишем

$$R_n(\tau) = K_n^2 \cdot \left( \int_0^{t_n - \tau} f_n dt - \int_{t_n - \tau}^{t_n} f_n dt + \int_{t_n}^T f_n dt \right), \quad (5)$$

$$f_n = f_n(t, \tau) = (t - t_n)(t - t_n + \tau).$$

Интеграл в выражении (5) относится к табличным [3] и равен



$$\int f_n dt = \frac{t^3}{3} + \frac{t^2}{2}(\tau - 2t) + t_n t(t_n - \tau). \quad (6)$$

Подставляя (6) в (5), получаем

$$R_n(\tau) = K_n^2 \cdot (a_n \tau^3 + c_n \tau + d_n), \quad (7)$$

$$a_n = 1/3, \quad c_n = T(T/3 - t_n), \quad d_n = T[T^2/3 + t_n(t_n - T)].$$

Выражение для всей суммы (3) с учетом(7)

$$R(\tau) = \sum_{n=1}^N R_n(\tau) = \sum_{n=1}^N K_n^2 \cdot (a_n \tau^3 + c_n \tau + d_n). \quad (8)$$

Выражение (8) описывает АКФ сигнала, представленного на основе АНКЛФ.

Достоинством АНКЛФ является простая форма записи и простое выражение для нахождения коэффициентов аппроксимации. Расположение узлов АНКЛФ с нефиксированным шагом позволяет уменьшить ошибку аппроксимации.

В работе исследуются АКФ сигналов треугольной, трапецеидальной и пилообразной формы, а так же формы шатровой функции. Рассмотренный метод может быть использован для корреляционного анализа сигнала произвольной формы. Полученные выражения содержат только элементарные операции, что делает удобным применение обобщенного выражения АКФ на основе АНКЛФ в цифровых специализированных вычислителях.

#### Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: «Советское радио». – 1971. – 672 с.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Аппроксимация нелинейных характеристик на основе адаптивных непрерывных кусочно-линейных функций. - Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр.–Вып.7. / Под. Ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – СПб: Гидрометеиздат, 2006., с 211-215.
3. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы: Пер. с англ. Н.В. Леви/ Под. ред. К.А. Семендяева. – М.: Наука, 1977. – 244 с.

С.В. Жижин  
Научный руководитель – доцент кафедры радиотехники,  
канд. техн. наук Д.Н. Романов  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
*602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23*  
*Тел. (49234) 7-72-32*  
e-mail: radon81@mail.ru

## **Ламповые усилители воспроизведения звука**

В настоящее время возродился интерес к ламповой аппаратуре звуковоспроизведения, что связано с чистотой и высоким качеством воспроизведения музыки. В связи с этим видится актуальной разработка высококачественных усилителей звука на относительно недорогих и распространенных лампах отечественного производства.

Были разработаны три усилителя звуковой частоты различной мощности.

Двухтактный усилитель на лампе 6ПЗС. Усилитель выполнен на октальных пентодах 6ПЗС и пальчиковых триодах 6Н2П. Первый каскад и фазоинвертор усилителя собран на двойном триоде 6Н2П, одна половина лампы возбуждает одно плечо оконечного каскада и вторую половину этой же лампы, которая в свою очередь служит фазоинвертором. Выходной каскад собран на двух лампах 6ПЗС в пентодном включении и охвачен ООС. В усилителе предусмотрена автоматическая задержка подачи анодного напряжения. Чувствительность усилителя 500 мВ, выходная мощность 12 Вт, сопротивление нагрузки 4 – 6 Ом.

Двухтактный усилитель на лампе 6П14П. Усилитель выполнен на широко распространенных пальчиковых лампах 6П14П и 6Н2П. Первый каскад и фазоинвертор усилителя собран на двойном триоде 6Н2П, одна половина лампы возбуждает одно плечо оконечного каскада и вторую половину этой же лампы, которая в свою очередь служит фазоинвертором. Выходной каскад собран на двух лампах 6П14П в пентодном включении и охвачен ООС. В усилителе предусмотрена автоматическая задержка подачи анодного напряжения. Чувствительность усилителя 700 мВ, выходная мощность 8 Вт, сопротивление нагрузки 6 – 8 Ом.

Однотактный усилитель на лампе 6Ф5П. Усилитель прост в конструкции и не содержит дефицитных деталей, вместе с тем отличается неплохим звучанием, простотой настройки и хорошей повторяемостью. Каналы усилителя выполнены на комбинированных лампах 6Ф5П, которые содержат в одном баллоне две лампы; триод для предварительного усиления сигнала и выходной лучевой тетрод, который работает в выходном каскаде усиления. Первый каскад усилителя собран на триодной части, выходной каскад собран на пентодной части и охвачен неглубокой параллельной местной ООС с анода пентода на его же сетку, выходные трансформаторы ТВЗ-1-9. Чувствительность усилителя 200 мВ, выходная мощность 1,5 Вт, сопротивление нагрузки 4 Ом.

В.А. Злобин  
 Научный руководитель – доцент кафедры радиотехники,  
 канд. техн. наук Д.Н. Романов  
 Муромский институт Владимирского государственного университета  
 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
 Тел. (49234) 7-72-32  
 e-mail: radon81@mail.ru

### Реализация НКЛФ на ПЛИС компании «Altera»

В настоящее время широкое распространение получили цифровые методы обработки информации. В связи с этим реализация в цифровом виде непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) видится очень перспективной. Предлагается реализовать программу вычисления НКЛФ на объектно-ориентированном языке программирования VHDL. Это позволит реализовать НКЛФ на ПЛИС компании Altera. Данный язык является базовым языком при разработке аппаратуры современных вычислительных систем. Был разработан в 1983 г. по заказу Министерства обороны США с целью формального описания логических схем для всех этапов разработки электронных систем, начиная от модулей микросхем и заканчивая крупными вычислительными системами.

Расчёт НКЛФ производится по формуле:

$$F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|$$

где  $n$  – счетчик суммы;

$t_n$  – значения узлов аппроксимации;

$K_n$  – коэффициент аппроксимации.

Коэффициенты аппроксимации находится из выражения:  $[K] = [y] \cdot [T]^{-1}$ , где

$$T = \begin{bmatrix} |t_1 - t_1| & |t_1 - t_2| & \dots & |t_1 - t_N| \\ |t_2 - t_1| & |t_2 - t_2| & \dots & |t_2 - t_N| \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ |t_N - t_1| & |t_N - t_2| & \dots & |t_N - t_N| \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_N) \end{bmatrix} \text{ – значения функции в узловых точках.}$$

Для работы алгоритма необходимо произвести расчёт обратной матрицы  $[T]^{-1}$ . Известно, что если к матрице приписать справа единичную матрицу, а затем с помощью линейных преобразований привести левую матрицу к единичной, проводя те же преобразования над правой (изначально единичной) матрицей, то на ее месте образуется матрица, обратная к исходной

$$\left( \begin{array}{ccc|ccc} 2 & 1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 5 & 2 & 4 & 0 & 1 & 0 \\ 7 & 3 & 2 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right) \rightarrow \left( \begin{array}{ccc|ccc} 1 & 0 & 0 & -8 & -5 & 6 \\ 0 & 1 & 0 & 18 & 11 & -13 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{array} \right)$$

Во время "прямого" хода программы необходимо добиться нулей под главной диагональю левой матрицы. Во время обратного хода добиваемся нулей в последнем столбце матрицы  $a$ . Для этого из каждой строки ( $i$ ) выше  $n$ -ной вычитаем  $n$ -ую умноженную на  $a[i,n]$ . Затем добиваемся нулей в  $(n-1)$ -ом столбце и так далее до второго столбца.

С.Д. Нишатов  
Научный руководитель – доцент, канд. техн. наук. К.К. Храмов  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
e-mail: oid@mivlgu.ru

## **Расширение лабораторного практикума по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов»**

При построении любых радиотехнических и коммуникационных систем, таких как радиовещание, телевидение, радиотрансляционные каналы, системы радиосвязи и т.д. большое значение имеют устройства формирования сигналов.

В настоящее время особую актуальность имеет качественное повышение уровня подготовки специалистов в области радиоэлектроники, в учебный план которых включена дисциплина «Устройства генерирования и формирования сигналов». Данная дисциплина охватывает в комплексе процессы формирования, преобразования и передачи колебаний и сигналов.

Техника устройств формирования насчитывает множество вариантов построения радиопередающих устройств. Эта тенденция не прекращается и в настоящее время. На данный момент при проектировании аппаратуры инженерам предоставлен огромный выбор как по схемотехническим ресурсам, так и по постоянно обновляемой элементной базе, применяемой в радиопередающих устройствах.

Широкое распространение получили высокоинтегрированные модульные устройства формирования и генерирования, используемые в самых различных сферах: классические передающие устройства с различными видами аналоговой и цифровой модуляции, Bluetooth и Wi-Fi каналы связи, спутниковая и GPRS связь. Однако находят применение и классические схемы построения радиопередающих устройств с применением дискретной техники, например, в оконечных каскадах мощных радиопередатчиков, радиолокационной технике, станциях космической связи и научных исследовательских установках. Оба этих направления постоянно комбинируются и находят общее применение в технике связи.

Поэтому первостепенной задачей повышения уровня обучения является переход к современной аппаратуре радиосвязи применяемой в учебной и научно-исследовательской работе студентов.

Оптимальным является применение лабораторных комплексов, в которых рассматриваются:

- актуальность выбора и применения различных типов модуляции в радиопередающей технике различного назначения и рода применения;
- устройства, выполненные на полупроводниковых приборах и элементах малой интеграции, и более сложная аппаратура с применением цифрового управления, многофункциональных интегральных модулей и диалогового сервисного управления;
- аппаратура стационарного и мобильного исполнения.

Также при рассмотрении современной аппаратуры связи должно уделяться внимание принципам схемотехнического построения и функционирования отдельных узлов данной аппаратуры с применением контрольно-измерительного оборудования.

В докладе рассматриваются вопросы построения лабораторного стенда, предназначенного для изучения принципа действия и исследования характеристик генераторов с внешним возбуждением и умножителей частоты. Исследуется влияние параметров элементов генератора, цепей связи и напряжения питания на режимы его работы.

### Литература

1. Радиопередающие устройства: Учебник для вузов / В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин и др.; Под ред. В.В. Шахгильдяна. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.

М.С. Панин  
Научный руководитель – доцент кафедры радиотехники,  
канд. техн. наук Д.Н. Романов  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
*602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23*  
e-mail: radon81@mail.ru

## **Разработка комплекса лабораторных работ по курсу «Системы сбора и обработки информации»**

В настоящее время все активнее развиваются системы сбора и обработки информации. Это связано с широким распространением цифровой техники. В промышленности и в быту все чаще встречаются системы, чьи параметры контролируются микропроцессорами в реальном масштабе времени.

В общем случае систему сбора и обработки информации можно представить в виде связки микропроцессорной (микроконтроллерной) системы и системы датчиков. В данном случае микроконтроллер представляет собой систему обработки информации, а датчики и согласующие устройства (например АЦП) систему сбора информации.

Курс лабораторных работ предлагается разбить на две части. Первая часть курса позволяет изучить связь стандартного микропроцессора с внешними устройствами и его реакцию на сигналы приходящие от внешних источников. В качестве внешних устройств рассматриваются порты ввода/вывода. Данная часть лабораторного курса рассматривается на базе микропроцессора 8085. Выбор этого процессора связан с тем, что он имеет типовую структуру, достаточно прост и нагляден. Работа по программированию микропроцессора, а также отладке и проверке результатов проводится в программе эмуляторе. Данная часть лабораторного курса позволяет получить навыки работы с прерываниями, а также с портами ввода/вывода

Вторая часть лабораторного курса представляет собой работу со специализированным микроконтроллером. В качестве платформы выбраны микроконтроллеры фирмы AWR. Это связано с тем, что данные контроллеры широко распространены. В данной части лабораторного курса происходит ознакомление студентов с архитектурой микроконтроллерных систем, изучается их структура и система команд, формируются и закрепляются навыки по написанию программ управления внешними устройствами, и программ обработчиков событий, инициированных внешними сигналами.

Курс лабораторных работ по дисциплине «Системы сбора и обработки информации» является одним из ключевых для подготовки современных востребованных специалистов.

А.М. Рудаков,  
Д.И. Суржик  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## Анализ выходного сигнала ЦАП-синтезатора DDS на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Характеристика преобразования идеального цифроаналогового преобразователя (ЦАП), синтезатора прямого синтеза (DDS), представляет собой прямую линию, проходящую через точку начала координат. Эта характеристика представляет собой линейную зависимость между выходным напряжением ЦАП и цифровым кодом на входе ЦАП, помноженным на масштабный коэффициент. Реальная характеристика ЦАП [1] имеет более сложную форму, которая определяется рядом параметров реального ЦАП. Реальная характеристика преобразования ЦАП приведена на рисунке 1.

На рисунке обозначено  $\Delta u$  - масштабный коэффициент преобразования кода в аналоговый сигнал,  $-2^{N_{\text{DATA}}-1}$  и  $2^{N_{\text{DATA}}-1}-1$  – интервал значений, которые принимает входной код сигнала,  $E_g$  - погрешность усиления,  $E_0$  - погрешность смещения нуля,  $D_i$  - интегральная нелинейность.

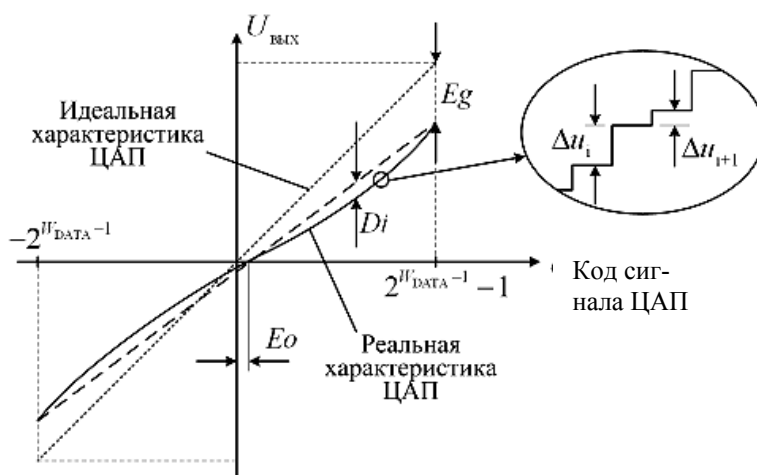


Рис. 1.

Характеристика реального ЦАП имеет сложную форму, что затрудняет исследование спектра его выходного сигнала. Применение аппарата непрерывных кусочно – линейных функций[2] позволяет с заданной точностью аппроксимировать характеристику ЦАП и исследовать спектр его выходного сигнала.

Аппроксимация характеристик осуществляется на основе суммы переключающих НКЛФ вида

$$q(z) = A(z) \frac{1}{2\Delta} [ |z - z_n + \Delta| - |z - z_n| + \Delta ],$$

где  $z$  – код сигнала ЦАП,  $z_n$  – код сигнал, соответствующий  $n$  – интервалу аппроксимации характеристики ЦАП,  $\Delta$  – произвольно малая величина ( $\Delta \rightarrow 0$ ),  $A(z)$  коэффициент функции. НКЛФ включения, принимающая значения 1 - при  $z \geq z_n$  и 0 при  $z < z_n$ .

В работе исследуются влияния следующих факторов на параметры ЦАП:

1) Погрешности усиления, зависящей от величины допусков на элементы, составляющие ЦАП и пропорционально увеличивающей уровень полезного сигнала и нежелательных гармоник;

2) Погрешности смещения нуля, которая определяет значение характеристики преобразования при  $z=0$ . Значение этой погрешности зависит от качества работы преобразователя «ток-напряжение» на выходе ЦАП;

3) Интегральной нелинейности, характеризующей насколько передаточная характеристика ЦАП отличается от идеальной;

4) Дифференциальной нелинейности, которая показывает максимальную разность между двумя соседними шагами квантования.

Получены аналитические выражения, позволяющие исследовать влияние на параметры выходного сигнала синтезатора DDS, как отдельно воздействующих нежелательных факторов, так и их совокупности.

#### Литература

1. Смекалов А. И. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование. – Радиотехника, 2011, №1.

2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Аппроксимация функциональных зависимостей с помощью непрерывных кусочно-линейных функций. – Радиотехника, 2006, №6, с. 94-98.

Р.Б. Сатыбалова  
 Научный руководитель – доцент кафедры радиотехники,  
 канд. техн. наук Д.Н. Романов  
 Муромский институт Владимирского государственного университета  
 602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
 e-mail: radon81@mail.ru

## Разработка устройства вычисления спектра радиосигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций

В настоящее время активно развивается цифровая обработка сигналов. Одной из задач цифровой обработки сигналов является спектральный анализ. В настоящее время одним из самых распространенных алгоритмов спектрального анализа является быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Этот метод показывает высокую точность и быстродействие. Однако обладает тем недостатком, что для его использования требуется большое количество отсчетов сигнала [1]. Причем количество отсчетов мало зависит от формы самого сигнала (и составляет  $2^N$ ), так как отсчеты берутся с фиксированным шагом.

Предлагается разработать устройство для расчета спектра радиосигналов на основе НКЛФ. Главным достоинством НКЛФ является то, что алгоритмы расчета спектра импульсных сигналов при известной частоте заполнения радиоимпульса требуют малого количества отсчетов. Ключевыми отсчетами являются: начало отсчета времени, начало и конец переднего фронта, начало и конец заднего фронта, период импульса.

Огибающая радиоимпульса, описывается выражением:

$$F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|, \text{ где } n - \text{счетчик суммы; } t_n - \text{значения узлов аппроксимации; } K_n - \text{коэф-}$$

фициент аппроксимации.

Коэффициенты ряда Фурье для  $m$  – гармоник:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) dt; \quad a_m = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) \cos(m\omega_1 t) dt; \quad b_m = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} s(t) \sin(m\omega_1 t) dt, \text{ где } \omega_1 = 2\pi/T, \text{ где}$$

$s(t) = F(t) \cdot \sin(\Omega \cdot t)$  – радиоимпульс с высокочастотным заполнением с частотой  $\Omega$ .

Коэффициенты ряда  $a_m$  равны:

$$a_m = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=1}^N K_n \cdot \left\{ \left[ \frac{t_2 \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] - \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] - \right. \\
- \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] + \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{t_2 \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] + \\
+ \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] + \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{t_n \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] - \\
- \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] + \left[ \frac{t_1 \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] + \\
+ \left[ \frac{t_1 \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] + \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] - \\
- \left[ \frac{t_1 \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] - \left[ \frac{t_1 \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] + \left. \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] \right\}$$



Коэффициенты ряда  $b_m$  равны:

$$\begin{aligned}
 b_m = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=1}^N k_n \cdot & \left\{ \left[ -\frac{t_2 \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} - \frac{\sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] + \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] + \right. \\
 & + \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] + \left[ \frac{t_2 \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] - \\
 & - \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] - \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_2]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] + \left[ \frac{t_n \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_n]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] + \\
 & + \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] - \left[ \frac{t_1 \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)^2} \right] - \\
 & - \left[ \frac{t_1 \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] + \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \cos[(\Omega - m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega - m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] + \\
 & + \left. \left[ \frac{t_1 \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} + \frac{\sin[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)^2} \right] + \left[ \frac{t_1 \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot (t_n - \Delta)]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] - \left[ \frac{(t_n - \Delta) \cdot \cos[(\Omega + m \cdot \omega_1) \cdot t_1]}{(\Omega + m \cdot \omega_1)} \right] \right\}
 \end{aligned}$$

Результатом вычисления коэффициентов  $a_0$ ,  $a_m$  и  $b_m$  являются выражения содержащие суммы синусов и косинусов умноженных на весовые коэффициенты. Это позволяет создать такую вычислительную структуру, где синусы и косинусы рассчитываются параллельно и независимо друг от друга, что делает алгоритм вычисления спектра радиосигнала быстрым.

### Литература

1. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов / Б.Голд, Ч. Рейдер; пер. с англ. под ред. А.М. Трахтмана.—М.: Сов. радио, 1973.— 368 с.

Д.А. Сенов,  
Д.И. Суржик  
Научный руководитель – ассистент С.М. Харчук  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23

## Исследование динамических режимов нелинейных амплитудно-фазовых преобразователей методом фазовой плоскости

Анализ радиотехнических устройств различного назначения удобно проводить на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) [1]. В рамках данного подхода к исследованию, радиотехническое устройство аппроксимируется конкретным вариантом АФП, получают соответствующие коэффициенты устройства и полученные коэффициенты подставляются в выражения исследуемых режимов АФП.

Рассмотрен динамический режим работы АФП с регулированием по отклонению (РО) [2]. Для реализации схемы АФП с РО достаточно приравнять нулю коэффициент передачи сигнала управляющего тракта цепи регулирования вперед на управляющий выход весового распределителя АФП.

Выполнен расчет переходного процесса при отсутствии входного сигнала и скачкообразном воздействии параметра сигнала опорного генератора детектора (Д),  $x_{Г}$  на устройство

$$x_{Г}(t) = X_{Гн} \cdot \mathbf{1}(t), \quad (1)$$

где  $X_{Гн}$  - величина воздействия,  $\mathbf{1}(t)$  - единичный скачок.

Проводится исследование режимов преобразователя с фильтром второго порядка в цепи РО. Аппроксимация характеристики Д с помощью непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [3] позволила получить аналитическое выражение динамической характеристики нелинейного преобразователя, справедливое при произвольном характере и величине воздействия. Уравнение, описывающее динамический режим АФП на основе НКЛФ, имеет вид

$$y = -N_2 \frac{\sum_{i=0}^2 \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^2 \beta_i p^i} \sum_{m=0}^{M-1} (K_m \cdot d + B_m) Q_m(d), \quad (2)$$

где  $y$  – параметр выходного сигнала преобразователя,  $N_2$  – коэффициент регулирования,  $\alpha_i, \beta_i$  – коэффициенты фильтра управляющего тракта АФП,  $K_m, B_m$  – коэффициенты аппроксимирующих прямых,  $d = y - X_{Гн}$ ,  $Q_m(d)$  - НКЛФ включения, принимающая значения 1 или 0.

Заменяя  $p$  на  $d/dt$ , получаем однородное дифференциальное уравнение (ОДУ) во временной области. Фазовая плоскость наглядно отображает динамические свойства системы второго порядка. Моделирование поведения АФП в динамическом режиме проведено в среде Mathcad с помощью метода Рунге-Кутты [4].

Начальное значение выходного сигнала  $y_n$  определяем по уравнению преобразователя (2) при  $p \rightarrow \infty$ .

Исследование проводится для фильтра нижних частот второго порядка (ФНЧ2). Передаточная функция ФНЧ2 имеет вид  $M(p) = \frac{1}{(1 + T_\phi p)^2}$ , где  $T_\phi$  – постоянная времени фильтра.

Коэффициенты фильтра принимают значения  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ ,  $\alpha_0 = \beta_0 = 1$ ,  $\beta_1 = 2T_\phi$ ,  $\beta_2 = T_\phi^2$ . Полагаем  $T_\phi = 1$ с. Тогда уравнение АФП с ФНЧ2 принимает вид

$$y = -N_2 \frac{1}{(1 + p)^2} \sum_{m=0}^{M-1} (K_m \cdot d + B_m) Q_m(d).$$

Система ОДУ первого порядка для преобразователя с ФНЧ2

$$\begin{cases} dy_0 / dt = y_1 \\ dy_1 / dt = - \left\{ y_0 + 2y_1 + N_2 \sum_{m=0}^{M-1} (K_m \cdot d + B_m) Q_m(d) \right\}, \end{cases}$$

где  $y_0=y$ . Начальное значение ДХ АФП с ФНЧ2 равно нулю при любой величине воздействия, т.к. в для данного фильтра  $M(\infty)=0$ . Построены фазовые траектории, преобразователя и временные зависимости отклонения параметра его выходного сигнала. Переходные процессы преобразователя с ФНЧ2 имеют колебательный характер при любой величине возмущения.

Изменение значений коэффициентов аппроксимации позволяет описать характеристику детектора с произвольной нелинейностью и исследовать поведение системы. Рассматриваемый метод обеспечивает так же возможность исследования фазовых траекторий преобразователя при различных типах фильтров его управляющих трактов.

#### Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, №6, с. 91-93.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С. Динамические характеристики нелинейного амплитудно-фазового преобразователя с регулированием по отклонению. – Радиотехника, 2009, №5, с. 3-8.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н. Аппроксимация функциональных зависимостей с помощью непрерывных кусочно-линейных функций. – Радиотехника, 2006, №6, с. 94-98.
4. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Наука. – 1987.– 364 с.

Д.И. Суржик  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## Исследование динамических режимов системы ФАПЧ с ФНЧ первого порядка на основе НКЛФ

В работе проводится исследование систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с однозвенным интегрирующим фильтром и тремя видами характеристик фазового детектора (ФД).

Дифференциальное уравнение (ДУ) системы ФАПЧ [1], с учетом того, что операторный коэффициент передачи фильтра нижних частот (ФНЧ) первого порядка  $K(p) = \frac{1}{Tp + 1}$  где  $T$  – постоянная времени ФНЧ, а  $p$  – оператор, имеет вид

$$Tp^2\varphi + p\varphi + \Omega_y F(\varphi) = \Omega_n,$$

где  $\varphi$  – мгновенная разность фаз напряжений подстраиваемого и эталонного генераторов (ПГ) и (ЭГ);  $\Omega_y$  – полоса удержания;  $F(\varphi)$  – нормированная характеристика фазового детектора;  $\Omega_n$  – начальная расстройка ПГ относительно ЭГ.

Данное уравнение полностью описывает работу системы, характеризуя изменение во времени разности фаз ПГ и ЭГ в момент включения. В общем случае точное аналитическое решение ДУ получить не удастся. Поэтому широко используют приближенные способы его решения и анализа, к которым относят различные способы аппроксимации и численные методы. Эффективным способом аналитического представления нелинейной характеристики детектора является её аппроксимация на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2].

Нелинейная характеристика ФД, аппроксимированная на основе НКЛФ принимает вид

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

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;  $\Phi_n, F_n$  и  $\Phi_{n+1}, F_{n+1}$  – значения характеристики ФД в узлах аппроксимации с номерами  $n$  и  $n+1$ ;  $Q_n(\varphi)$  – включающая НКЛФ принимающая значения 0 или 1.

Поскольку данная характеристика ФД являясь кусочно-линейной определена во всей области изменения разности фаз  $\varphi$ , аппроксимация НКЛФ позволяет исключить этапы составления уравнений системы ФАПЧ для каждого конкретного участка детекторной характеристики и получить выражения, справедливые при любой начальной разности фаз ПГ и ЭГ.

С учетом аппроксимации характеристики ФД уравнение нелинейной ФАПЧ принимает вид

$$Tp^2\varphi + p\varphi + \Omega_y \sum_{n=0}^{N-1} [K_n \cdot \varphi + B_n] \cdot Q_n(\varphi) = \Omega_n \quad (1)$$

Решение (1) позволяет исследовать динамический режим системы ФАПЧ при произвольном характере нелинейности детектора.

Семейство динамических характеристик, полученных решением (1) для треугольной характеристики ФД представлено на рисунке.

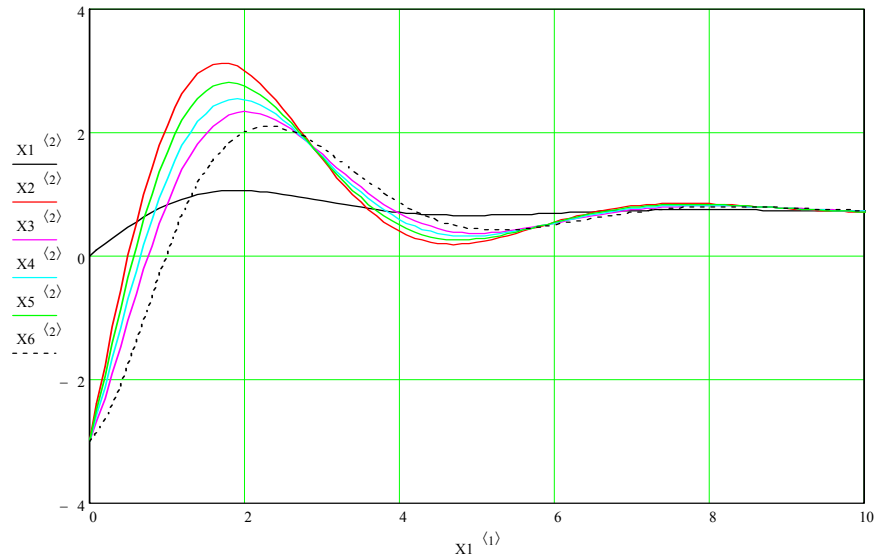


Рис. 1

В работе так же исследовано поведение системы при динамическом отклонении фазы для синусоидальной и пилообразной характеристик детекторов. Получены аналитические выражения для переходных характеристик ФАПЧ, проведено моделирование и построены графики динамических характеристик для шести значений начальной расстройки.

#### Литература

1. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., Связь, 1972, 447 с.
2. 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.

## Передаточные характеристики нелинейной системы ФАПЧ с произвольным фильтром

В радиотехнике широко распространены системы автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). В ее состав входят [1] (рис.) эталонной генератор (ЭГ); подстраиваемый генератор (ПГ), служащий элементом регулирования; фазовый детектор (ФД) для сравнения разности фаз сигналов обоих генераторов; управляющий элемент (УЭ) для изменения частоты ПГ, а также фильтр нижних частот (ФНЧ) для коррекции передаточной функции замкнутой системы.

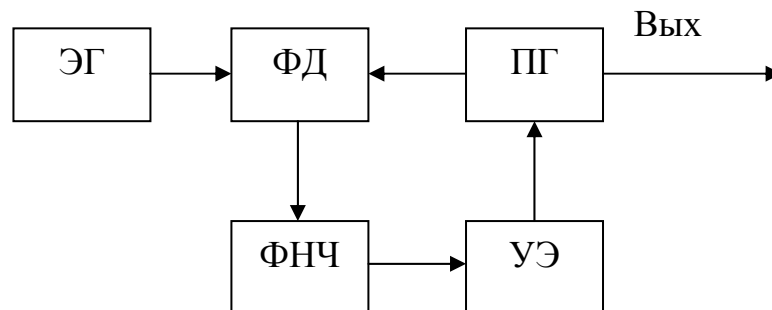


Рис.

Передаточная функция системы ФАПЧ, при линейном анализе системы позволяет оценить её свойства как фильтра и как следящей системы. Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [2], позволяет использовать аппарат передаточных функций и при анализе нелинейной системы. Для получения передаточной функции [1]  $H(p)$ , используется основное дифференциальное уравнение ФАПЧ

$$H(p) = \frac{\varphi_{ПГ}(p)}{\varphi_{ЭГ}(p)},$$

где  $\varphi_{ПГ}$  и  $\varphi_{ЭГ}$  - мгновенные значения фаз сигналов подстраиваемого и эталонного генераторов,  $p$  – оператор.

Передаточная характеристика системы ФАПЧ с произвольным фильтром в операторной форме принимает вид

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{K(p)\Omega_y |F'(\varphi)|}},$$

где  $\varphi$  - мгновенная разность фаз сигналов ПГ и ЭГ,  $\Omega_y$  - полоса удержания;  $K(p)$  - операторный коэффициент передачи фильтра;  $F(\varphi)$  - нормированная характеристика ФД;  $\Omega_n = \omega_{ЭГ} - \omega_{0ПГ}$  - начальная расстройка ПГ относительно ЭГ.

В конкретных практических задачах характеристика фазового детектора (ФД) часто является нелинейной функцией, что затрудняет анализ системы ФАПЧ. Аппроксимируем детекторную характеристику на основе НКЛФ

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

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;  $\Phi_n, F_n$  и  $\Phi_{n+1}, F_{n+1}$  - координаты характеристики ФД в узлах аппроксимации с номерами  $n$  и  $n+1$ ;  $Q_n(\varphi)$  - включающая НКЛФ, принимающая значения 0 или 1.

Представим коэффициент передачи произвольного фильтра системы в виде отношения полиномов

$$K(p) = \frac{\sum_{i=0}^2 \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^2 \beta_i p^i},$$

где  $\alpha_i$  и  $\beta_i$  – коэффициенты числителя и знаменателя фильтра соответственно.

С учетом производной от аппроксимированной НКЛФ характеристики ФД, передаточная характеристика нелинейной системы ФАПЧ при малых отклонениях принимает вид

$$H(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{\frac{\sum_{i=0}^2 \alpha_i p^i}{\sum_{i=0}^2 \beta_i p^i} \Omega_y \left| \sum_{n=0}^{N-1} K_n Q_n(\varphi) \right|}}.$$

Полученное на основе НКЛФ выражение передаточной характеристики позволяет описывать отклонение фазы выходного сигнала ФАПЧ при произвольной нелинейной характеристике ФД и произвольном типе её фильтра. Поскольку кусочно-линейная функция ФД является непрерывной и определена при любых значениях отклонения фазы, данная передаточная функция обеспечивает возможность описания и нелинейных процессов в системе без дополнительного выделения линейных участков.

#### Литература

1. В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., Связь, 1972, 447 с.
2. 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.

Е.С. Хлебнов,  
Д.И. Суржик  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
*Муромский институт Владимирского государственного университета*  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: rt@mivlgu.ru

## **Исследование модуляционных характеристик синтезаторов частот на основе схемы АФП**

Формирование и обработку сигналов в различных радиотехнических устройствах удобно рассматривать, как амплитудно-фазовое (АФ) преобразование входного сигнала. При этом представляется возможность исследование конкретных устройств проводить на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) [1] с соответствующими коэффициентами, учитывающими изменение конфигурации конкретного радиотехнического устройства (РТУ). Подстановка коэффициентов конкретного варианта АФП в обобщенное выражение позволяет получить аналитические выражения характеристик конкретного РТУ.

На основе АФП могут быть эквивалентно представлены такие устройства как радиопередатчик сигналов с амплитудной и угловой модуляцией, ряд схем автоматических компенсаторов искажений радиосигнала [2] и др.

В работе проводится исследование модуляционных характеристик двухкольцевого частотно-модулированного цифрового синтезатора частот (ЧМЦСЧ) [3] на основе обобщенной схемы АФП.

Представлены передаточные функции отдельных блоков преобразователя для схемной аппроксимации синтезатора. В рамках данного подхода передаточные функции звеньев АФП соответствуют передаточным модуляционным функциям блоков схемы синтезатора с соответствующими коэффициентами. Определены передаточные функции преобразователя. Выполняя замену оператора Лапласа  $p$  на  $j\Omega$ , где  $\Omega$  - частота модуляции, получили выражения нормированных амплитудно-частотных модуляционных характеристик (АЧМХ) двух колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ1 и ИФАПЧ2) синтезатора.

Аналитические выражения АЧМХ, полученные в результате исследований, совпадают с представленными в [3], что подтверждает правильность предложенного метода анализа РТУ на основе схемы АФП. Изменение конфигурации конкретного РТУ и характеристик его блоков учитывается простым изменением числовых коэффициентов в полученных выражениях. Кроме того, исследование существенно упрощается благодаря использованию конечных выражений для обобщенной многоуровневой схемы.

### Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, №6, с. 91-93.
2. Курилов И.А. Анализ нелинейных режимов автокомпенсаторов фазовых помех на основе непрерывных кусочно-линейных функций. В кн.: Радиолокация, навигация, связь. X международная научно-техническая конференция 13-15 апреля 2004 . Т.1, Воронеж, 2004 С. 456-46
3. Курилов И.А., Анисимов С.Л. Автоматическая компенсация частотных искажений в двухкольцевых частотно-модулированных цифровых синтезаторах частот. – Радиотехника, 2008, № 9.



А.Ю. Юдаев  
Научный руководитель – профессор, канд. техн. наук И.А. Курилов  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23  
Тел. (49234) 7-72-32  
e-mail: kh@mivlgu.ru

## **Анализ систем фазовой автоподстройки частоты методом фазовой плоскости на основе непрерывных кусочно-линейных функций**

Для упрощения исследования динамики реальных нелинейных систем, общим, весьма эффективным приемом, является замена затрудняющей решение задачи нелинейной функции, входящей в уравнение системы, близкой к ней функцией, составленной из отрезков прямых [1].

Использование непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) позволяет описать нелинейную нормированную характеристику фазового детектора (ФД) формулой, справедливой одновременно для любого её участка, а рассматривается в каждый момент только один участок, соответствующий значениям функции, что позволяет значительно снизить вычислительные затраты по сравнению с методом обычной кусочно-линейной аппроксимации (припасовывания), и упростить анализ исходной нелинейной системы фазовой автоподстройки частоты.

В работе исследовано поведение системы ФАПЧ путем построения фазовых портретов системы с интегрирующим фильтром нижних частот (ИФ) первого и второго порядков при различных величинах скачка на входе. Характеристика ФД - треугольной формы, аппроксимированная на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ).

Основное уравнение автоподстройки, записанное относительно частоты, имеет вид [2]:

$$\Delta f_{CT}(t) = \Delta f_{CTC}(t) + K_{CP} \cdot K_{\Phi} \cdot K_{У} \cdot [\Delta f_{\Sigma T}(t) - \Delta f_{CT}(t)], \quad (1)$$

где  $\Delta f_{CTC}(t)$  – функция, описывающая изменение собственной частоты стабилизируемого автогенератора под действием внешних факторов,  $\Delta f_{\Sigma T}(t)$ ,  $\Delta f_{CT}(t)$  - изменение частоты эталонного и стабилизируемого автогенераторов,  $K_{CP}, K_{\Phi}, K_{У}$  – характеристики, описывающие действие сравнивающего звена - ФД, фильтра нижних частот и управляющего элемента, соответственно.

Путем подстановки выражения для передаточной характеристики соответствующего типа фильтра в (1) и соответствующих математических преобразований были получены аналитические выражения для уравнения автоподстройки в системе ФАПЧ с этими фильтрами. Исследование проводилось для следующих параметров: постоянная времени фильтра  $T=1$ , крутизна управляющего элемента  $S_y = 20$  мА/В, начальная расстройка по частоте  $\Delta f_n = 100$  кГц. Было рассмотрено поведение системы фазовой автоподстройки частоты при величинах начального скачка фазы  $135^\circ, 175^\circ, 225^\circ$  и  $315^\circ$ .

Исходя из анализа графиков, полученных в результате моделирования в среде Mathcad, для случая применения в схеме ИФ первого порядка следует, что по мере увеличения величины скачка изменяется характер фазового портрета, спираль фазовой траектории из круглой становится более овальной, а также уменьшается размах её амплитуды. Установившееся значение фазы при этом не меняется, и остается равным  $3,53$  радиана вне зависимости от величин входных скачков.

При включении в схеме ИФ второго порядка, как следует из результатов моделирования, в отличие от фильтра первого порядка, характер фазовых траекторий становится более ломаным, исчезает их плавность, однако, спиралевидная форма портрета, т.е. колебательный характер переходного процесса, сохраняется. Амплитуда фазовых портретов и величина установившегося значения фазы, аналогичны результатам, полученным при использовании однозвенного интегрирующего фильтра первого порядка.

#### Литература

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972.
2. Каганов В.И. Радиоэлектронные системы автоматического управления. Компьютеризированный курс: учебное пособие для вузов. - М.: «Горячая линия - Телеком», 2009. – 432 с.