

## **Секция «Радиоэлектроника»**

### Анализ частотных характеристик автокомпенсатора фазовых помех на выходе цифро-аналогового преобразователя

Исследования показали, что перспективным методом борьбы с фазовыми помехами на выходе цифро-аналогового преобразователя прямого цифрового синтезатора частот является их автоматическая компенсация. В работе [1] проведено моделирование поведения автоматического компенсатора и построены диаграммы выходного сигнала устройства в статическом режиме, без учета инерционных характеристик составляющих звеньев. Представляет интерес исследование частотных свойств различных вариантов построения автокомпенсаторов фазовых помех.

Представление схемы устройства эквивалентной схемой амплитудно-фазового преобразователей сигналов (АФП) [2-4] позволяет получить аналитические выражения характеристик конкретного радиоустройства простой подстановкой коэффициентов устройства в обобщенные выражения преобразователя. Получение новых выражений для каждого отдельно взятого устройства не требуется, что упрощает анализ.

Обобщенная схема АФП содержит аналогичные ему преобразователи, управляющее устройство (УУ), управляющие тракты (УТ) и весовой распределитель (ВР). Каждый управляющий тракт состоит из детектора отклонения амплитуды или фазы сигнала, а также фильтра. В состав обобщенного преобразователя входят две цепи регулирования: по возмущению (РВ) и по отклонению (РО). Раскрытие эквивалентных преобразователей аналогично обобщенной схеме позволяет представить схемы устройств с различным числом и типом прямых и обратных связей.

Обозначим также передаточные функции блоков: АФП  $\rightarrow P$ , УУ  $\rightarrow K$ , ВР  $\rightarrow n$ , УТ  $\rightarrow W$ . Верхние индексы блоков обозначают номер уровня раскрытия АФП, нижние – номер блока. Верхние и нижние индексы функций соответствуют верхним и нижним индексам своих блоков. Нижний индекс содержит обозначение  $v$  для цепи РВ и  $n$  - для цепи РО.

Определив передаточную функцию всего устройства и произведя замену оператора  $p$  на комплексную частоту  $j\Omega$ , получаем выражение нормированной амплитудно-частотной характеристики обобщенного АФП:

$$|P_{\beta}^{\alpha-1}| = \sqrt{\frac{\left( P_{2\beta-1R}^{\alpha} P_{2\beta R}^{\alpha} - P_{2\beta-1I}^{\alpha} P_{2\beta I}^{\alpha} - n_{\beta v}^{\alpha} K_{\beta y}^{\alpha} W_{2\beta-1}^{\alpha} \right)^2 + \left( P_{2\beta-1R}^{\alpha} P_{2\beta I}^{\alpha} + P_{2\beta-1I}^{\alpha} P_{2\beta R}^{\alpha} \right)^2}{\left[ 1 + n_{\beta n}^{\alpha} K_{\beta y}^{\alpha} \left( P_{2\beta R}^{\alpha} W_{2\beta R}^{\alpha} - P_{2\beta I}^{\alpha} W_{2\beta I}^{\alpha} \right) \right]^2 + \left( n_{\beta n}^{\alpha} K_{\beta y}^{\alpha} \right)^2 \left( P_{2\beta R}^{\alpha} W_{2\beta R}^{\alpha} + P_{2\beta I}^{\alpha} W_{2\beta I}^{\alpha} \right)^2}}, \quad (1)$$

где  $\alpha$  – уровень раскрытия АФП,  $\beta = 1 \dots \alpha$ ,  $P_R = P_R(\Omega) = \text{Re}[P(j\Omega)]$ ,  $P_I = P_I(\Omega) = \text{Im}[P(j\Omega)]$ .

Схема автокомпенсатора фазовых помех [1] для воздействия дестабилизирующего фактора в цепи управления эквивалентна варианту схемы АФП с РО. В соответствии со схемой автокомпенсатора передаточные функции блоков обобщенной схемы:  $P_2^2 = K_1^2 = 1$ ,  $W_2^2 = M(p)$  - передаточная функция фильтра,  $n_{1v}^2 = W_1^2 = 0$ ,  $P_1^2 = -1$ .

Подстановкой передаточных функций в (1) непосредственно получены выражения АЧХ исследуемого автокомпенсатора для дестабилизирующего воздействия в цепи управления.

В результате исследований построены соответствующие графики амплитудно-частотных характеристик однопетлевого ( $\alpha=1$ ) автокомпенсатора с фильтром нижних частот 1, 2, 3-го порядка для трех значений коэффициента регулирования ( $n_{1n}^2 = 1; 10; 100$ ). Предложенный подход также позволяет исследовать частотные свойства многопетлевых ( $\alpha \geq 1$ ) радиоустройств с различными характеристиками инерционных звеньев.

### Литература

1. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25;
2. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, №6.
3. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Анализ характеристик синтезаторов частот на основе схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов. – Радиопромышленность. – М.: ОАО ЦНИИ «Электроника», 2012. – Вып. 2. – С. 20-26.
4. Васильев Г.С. Передаточные характеристики АФП с комбинированным регулированием / Г.С. Васильев // Научный потенциал молодежи – будущее России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции (Муром, 23 апреля 2010 г.) – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – 1119 с., ил. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). С. 341-342.

### Анализ динамических режимов автокомпенсатора фазовых помех с применением непрерывных кусочно-линейных функций

Наиболее распространенными методами подавления помех на выходе цифро-аналогового преобразователя прямого цифрового синтезатора частот является фильтрация выходного сигнала синтезатора, а также компенсация данных помех. Метод автоматической компенсации помех объединяет достоинства предыдущих, такие как простота схемы и возможность компенсации помех с частотой, близкой к основной частоте сигнала, и может применяться вместе с фильтрацией [1]. Анализ динамических режимов различных вариантов построения автокомпенсаторов фазовых помех (АК) является актуальной задачей.

Применение спектрального метода и аппроксимации выходного спектра устройства  $S_y(\omega)$  непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ) [2,3] позволяет получить общее выражение динамической характеристики для инерционных устройств произвольного порядка и различных детерминированных воздействий:

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

где  $y$  – отклик АК на дестабилизирующее воздействие  $\varepsilon$ ,  $N$  – общее число аппроксимирующих трапецеидальных НКЛФ,  $i$  – текущий номер НКЛФ,  $H_{\varepsilon_y}(0)$  – коэффициент передачи АК по постоянной составляющей,  $a_{0i} = \text{Re}[S_y(\omega_{i+1}) - S_y(\omega_i)]$  – высота трапеции  $i$ ,  $\omega_i$  – значение частоты в текущем узле аппроксимации,  $\Delta_i = \ln(\omega_{i+1}) - \ln(\omega_i)$  – шаг логарифмической частоты,  $Si(\omega_{i+1}t)$  – интегральный синус.

В соответствии со схемой АК [1] данное устройство для воздействия дестабилизирующего фактора в цепи управления  $\varepsilon$  осуществляет регулирование по отклонению (РО). Его передаточная функция

$$H_{\varepsilon_y}(p) = \frac{-K_y}{1 + n_n M_n(p)}, \quad (2)$$

где  $K_y$  – крутизна характеристики устройства управления задержкой,  $n_n$  – коэффициент передачи цепи РО,  $M_n(p)$  – передаточная функция фильтра.

Выражение динамической характеристики для исследования конкретного нелинейного автокомпенсатора может быть получено подстановкой параметров схемы и воздействия в соотношения (1) и (2). На рис. 1 показаны переходные характеристики АК с фильтром нижних частот (ФНЧ) 1,2,3-го порядка ( $y_1, y_2, y_3$ ) для  $K_y=1, n_n=2$  и скачкообразного воздействия  $\varepsilon(t)=1(t)$ .

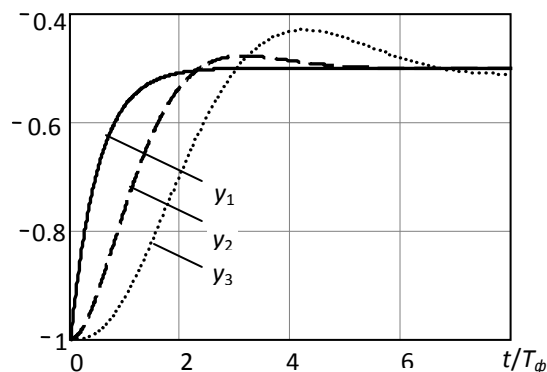


Рис. 1. Переходные характеристики автокомпенсатора с фильтром нижних частот 1,2,3-го порядка ( $T_\phi$  – постоянная времени одного звена фильтра)

Переходные характеристики АК с конкретным типом фильтра получены подстановкой в общие выражения переходного процесса соответствующих значений параметров фильтра в узлах аппроксимации и значений коэффициентов составляющих звеньев. Проведенные исследования позволяют выполнять расчет переходных режимов различных вариантов схем автокомпенсаторов и других устройств по единым выражениям динамических характеристик, а также выбрать коэффициенты передачи отдельных блоков устройства для минимизации динамических искажений.

### Литература

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

2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Научно-технический вестник Поволжья, 2010. – №1. – С. 100-104.

3. Васильев Г.С. Передаточные характеристики АФП с комбинированным регулированием / Г.С. Васильев // Научный потенциал молодежи – будущее России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции (Муром, 23 апреля 2010 г.) – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – 1119 с., ил. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). С. 341-342.

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

### Уравнения системы подавления помех цифровых синтезаторов частот

Помехи фазового и амплитудного характера цифровых синтезаторов частот прямого синтеза оказывают существенное влияние на качественные показатели устройств [1]. Система подавления помех (СПП) позволяет эффективно уменьшать уровень помех фазового характера, возникающих в цифроаналоговом преобразователе синтезатора. Принцип функционирования СПП заключается в предварительной обработке выходного сигнала преобразователя, выделении закона паразитного отклонения фазы его выходного сигнала, детектировании закона паразитного отклонения фазы и противофазном управлении задержкой сигнала тактового генератора синтезатора под действием выделенного закона. При этом паразитное отклонение фазы компенсируется.

Аппарат непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) позволяет [2] кусочно-линеаризовать исходные характеристики и получить уравнения СПП при произвольных отклонениях параметров. НКЛФ определены во всей области изменения аргумента и при анализе не требуют разбиения области на отдельные ограниченные участки исследования.

Обозначим  $x_r$  - отклонения параметра тактового генератора,  $u$  - управляющее напряжение устройства управления задержкой и  $\varepsilon$  - дестабилизирующий фактор блока-источника помех. Общее нелинейное уравнение СПП для отклонения параметра (амплитуда, фаза) выходного сигнала системы имеет вид

$$y = x_r - K^*(u + \varepsilon) - B^*,$$

где  $K^*$  - функция передачи объединенного блока «Устройство управления задержкой и блок-источник помех»,  $B$  - постоянный коэффициент.

Уравнение для управляющего сигнала

$$u = n_y M(p) \tilde{F}(y),$$

где  $n_y$  и  $M(p)$  – коэффициенты передачи усилителя постоянного тока и фильтра СПП,  $p = d/dt$  – оператор, учитывающий инерционные свойства устройства,  $\tilde{F}(y)$  – нелинейная (точная) характеристика фазового детектора СПП.

$\tilde{F}(y)$  на основе НКЛФ принимает вид:

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

где  $n$  и  $N$  – текущий и максимальный номера узлов аппроксимации,

$K_n, B_n$  – коэффициенты аппроксимирующих отрезков прямых,

$Q_n = Q_n(y - x_r)$  – функция включения НКЛФ, принимающая значения в интервале от 0 до 1,

$$Q_n = \frac{1}{2\Delta} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} |y - x_r - Y_n + X_{r_n} - \gamma\Delta_{Y,X} + \Delta(1 - \lambda)|,$$

где  $\lambda$  и  $\gamma$  – целые числа  $Y_n$  и  $X_{r_n}$  значения  $y$  и  $x_r$  в узлах

$n, \Delta_{Y,X}$  – шаг аппроксимации,  $\Delta$  – произвольно малая величина ( $\Delta \rightarrow 0$ ).

Получено уравнение управляющего напряжения СПП

$$u = n_y M(p) \sum_{n=0}^{N-1} [K_n (y - x_r) + B_n] Q_n,$$

а уравнение системы при изменении параметров сигнала тактового генератора и дестабилизирующего фактора принимает вид

$$y = x_r - K^* n_p M(p) [\sum_{n=0}^{N-1} K_n y Q_n - \sum_{n=0}^{N-1} K_n x_r Q_n + \sum_{n=0}^{N-1} B_n Q_n] - K^* \varepsilon - B^*.$$

Уравнение полностью описывает статические и динамические режимы работы нелинейной СПП. Это кусочно-линейное дифференциальное уравнение, справедливое при произвольных значениях и видах отклонений параметров тактового генератора и дестабилизирующего

фактора, а также при произвольных характеристиках звеньев и фильтра системы. В случае воздействия на СПП не всех рассматриваемых факторов, отсутствующее в уравнении воздействие приравняется к нулю.

#### **Литература**

1. *Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н.* Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. – С. 19-25;
2. *Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И.* Анализ характеристик синтезаторов частот на основе схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов. – Радиопромышленность. – М.: ОАО ЦНИИ «Электроника», 2012. – Вып. 2. – С. 20-26.

С.В. Ключин  
Научный руководитель: канд. техн. наук, доц. Е.А. Жиганова  
Муромский институт Владимирского государственного университета  
602264, г. Муром Владимирской обл., ул. Орловская, д.23  
e-mail: s\_zh\_72@mail.ru

### **Автокомпенсация интермодуляционных колебаний в асимметричном квадратурном усилителе мощности**

Для снижения влияния асимметрии плеч схемы и подавления или уменьшения уровней различных порядков интермодуляционных колебаний ИМК в [1-3] предлагается использовать автокомпенсационные методы. В устройствах автокомпенсации, использующих квадратурное сложение сигналов, возможно одновременное и раздельное управление фазой и амплитудой сигнала, а, следовательно, и одновременно независимая компенсация амплитудных и фазовых искажений в усилителях. В этой работе была исследована степень автокомпенсации интермодуляционных колебаний ИМК при полной симметрии и асимметрии плеч в квадратурном усилителе мощности.

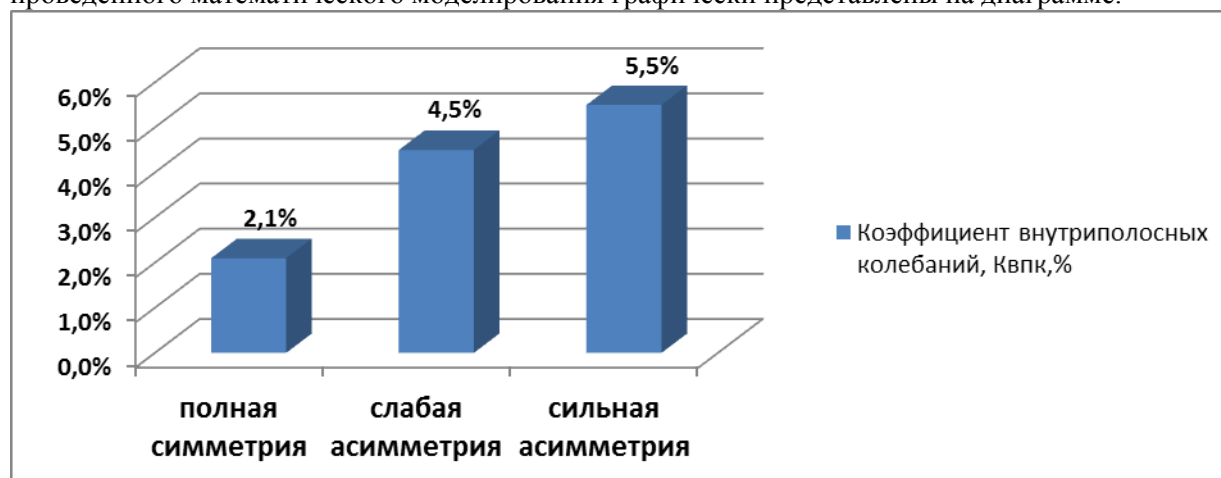
Для оценки влияния асимметрии плеч на степень уменьшения ИМК применили разные усилительные элементы в плечах схемы, а именно, в первом плече был использован КТ 920Б, а во втором плече – КТ 648А и КТ 982А. Крутизна проходной характеристики (ПХ) КТ 648А в 2 раза меньше крутизны проходной характеристики КТ 920Б, а крутизна ПХ КТ 982А в 3 раза меньше крутизны проходной характеристики КТ 920Б. Другими словами, в первом случае имеем слабую асимметрию, а во втором – более сильную асимметрию.

В результате математического моделирования были получены спектры выходных сигналов КУМ гармонического сигнала с автокомпенсацией при воздействии помехового гармонического сигнала на нелинейные элементы и рассчитаны коэффициенты внутриполосных колебаний  $K_{ВПК}$ .

Для схемы КУМ с автокомпенсацией ИМК с полной симметрией плеч  $K_{ВПК}$  составил 2.1 %, а при слабой асимметрии  $K_{ВПК}=4,5\%$  показал, что при изменении крутизны проходной характеристики в 2 раза в одном из плеч КУМ привело к снижению качества работы автокомпенсатора и увеличило уровень внутриполосного излучения в 2 раза.

При сильной асимметрии коэффициент внутриполосных колебаний составил  $K_{ВПК}=5,5\%$ . Таким образом, увеличение асимметрии плеч, за счет увеличения отношения крутизн проходных характеристик элементов в 3 раза, привело к незначительному увеличению интермодуляционного излучения в полосе частот основного сигнала, а, именно, на 1 %.

Такой результат доказывает эффективность работы автокомпенсатора по уменьшению уровня внутриполосного излучения, вне зависимости от причины его вызвавшей. Результаты проведенного математического моделирования графически представлены на диаграмме.





## Передаточные характеристики системы подавления помех цифровых синтезаторов частот

В цифровых вычислительных синтезаторах источником помех могут быть различные блоки: тактовый генератор, цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) и др. ЦАП является наиболее активным источником фазовых помех в синтезаторах частот. Сигнал на выходе ЦАП содержит паразитные отклонения амплитуды и фазы. Методы борьбы с ними, часто, ограничиваются пассивной фильтрацией, которая имеет ряд существенных недостатков, а в частности весьма низким коэффициентом подавления помех вне полосы пропускания фильтра.

Использование нескольких фильтров, настроенных на разные частоты, значительно увеличивает стоимость синтезатора и негативно сказывается на его массогабаритных характеристиках. [1]

Повысить стабильность выходной частоты синтезатора позволяет использование системы подавления помех (СПП). Структурная схема СПП содержит: устройство управления задержкой сигнала тактового генератора, тракты формирования опорного и информационного сигналов, фазовый детектор (ФД) фильтр нижних частот и усилитель постоянного тока

Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) позволяет кусочно линеаризовать исходные характеристики и получить передаточные характеристики СПП при произвольных отклонениях параметров. НКЛФ при анализе не требуют разбиения области на отдельные ограниченные участки исследования[2-4].

Получены кусочно линеаризованные уравнения параметра выходного сигнала СПП  $y$ , для произвольных отклонений параметра (амплитуда, фаза) выходного сигнала тактового генератора  $x_r$  и дестабилизирующего фактора блока –источника помех -  $\varepsilon$ , а так же для произвольных характеристик составляющих систему звеньев

$$y = \frac{1 - N_{\Sigma}M(p)}{1 + N_{\Sigma}M(p)} x_r - \frac{K^*}{1 + N_{\Sigma}M(p)} \varepsilon - \frac{R_{\Sigma}M(p) + B^*}{1 + N_{\Sigma}M(p)}$$

Здесь обозначено  $N_{\Sigma} = K^* n_y \sum_{n=0}^{N-1} K_n Q_n$ ,  $R_{\Sigma} = K^* n_y \sum_{n=0}^{N-1} B_n Q_n$ ,  $K^*$  - крутизна характеристики фазового детектора,  $n_y$  и  $M(p)$  – коэффициенты передачи усилителя постоянного тока и фильтра нижних частот,  $p = d/dt$  – оператор,  $n$  и  $N$  – текущий и максимальный номера узлов аппроксимации,  $K_n$ ,  $B_n$  – коэффициенты отрезков прямых, аппроксимирующих,  $Q_n = Q_n(y-x_r)$  – включающая НКЛФ, принимающая значения 0 и 1,  $K^*$ ,  $B^*$  - постоянные коэффициенты.

При воздействии на СПП не всех рассматриваемых факторов, отсутствующее в уравнении воздействие приравнивается к нулю.

В отличие от передаточной функции линейной системы передаточные характеристики полученные на основе НКЛФ справедливы не только в окрестности точки стационарного режима, но и при любых, сколь угодно больших изменениях параметров.

Выражения передаточных характеристик СПП принимают вид

$$K_{x,y} = \frac{1 - N_{\Sigma}M(p)}{1 + N_{\Sigma}M(p)}, K_{\varepsilon} = \frac{-K^*}{1 + N_{\Sigma}M(p)}, K_{B^*y} = \frac{1}{1 + N_{\Sigma}M(p)}$$

Выражения передаточных характеристик СПП описывают реакцию системы на отклонение соответствующих параметров и позволяют исследовать статические и динамические режимы нелинейной СПП. Они справедливы при произвольных значениях и видах воздействий, произвольных отклонениях и произвольных видах сигналов тактового генератора и дестабилизирующего фактора, а также при произвольных характеристиках звеньев и типах фильтров системы.

Получены выражения конкретных передаточных характеристик СПП для двух видов характеристик устройства управления задержкой сигнала тактового генератора (линейная и арктангенсоидальная) и двух видов характеристик фазового детектора (треугольная и пилообразная), а так же для фильтров нижних частот первого, второго и третьего порядков.

#### Литература

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

2. Васильев Г.С. Передаточные характеристики АФП с комбинированным регулированием/ Г.С. Васильев // Научный потенциал молодежи – будущее России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции (Муром, 23 апреля 2010 г.) – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – 1119 с., ил. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). С. 341-342.

3. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, №6.

4. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Научно-технический вестник Поволжья, 2010. – №1. – С. 100-104.

### **Разработка программы по исследованию параметров и характеристик сигналов по дисциплине «Основы приема и передачи информации»**

Данная работа посвящена рассмотрению вопросов, связанных с пространственно-временным и спектрально-частотным представлением сигналов, с преобразованием сигналов из одной формы в другую. Тема создания и исследования сигналов очень актуальна в наши дни, так как любое электронное устройство, которым мы пользуемся, основано на создании, преобразовании и передаче сигналов различной формы.

В нашу задачу входит изучение и подробное рассмотрение темы: «Исследование параметров и характеристик сигналов, в системах приема и передачи информации», а также разработка программы, позволяющей просто и наглядно показать принцип построения и исследования сигналов.

#### **Понятие системы передачи данных и их классификация**

Система передачи данных - система, предназначенная для передачи информации как внутри различных систем инфраструктуры организации, так и между ними, а также с внешними системами.

Система передачи данных с каждым годом становится все более универсальной средой для передачи самой различной информации, как между конечными пользователями, так и между системными (служебными) устройствами.

#### **Определение и классификация сигналов**

Сигнал определяется как напряжение или ток, который может быть передан как сообщение или как информация. Сигналы делятся на аналоговые и цифровые

Цифровым сигналом называется сигнал, определённым образом обработанный и преобразованный в цифры. **Аналоговый сигнал** — сигнал данных, у которого каждый из представляющих параметров описывается функцией времени и непрерывным множеством возможных значений. Другой ключевой концепцией в определении сигнала является тот факт, что сигнал всегда несет некоторую информацию.

#### **Этапы создания**

Студентами нашего техникума была разработана программа, позволяющая на основе вводимых данных производить построение сигналов различной формы и исследовать их характеристики. Одной из целей разработки программы являлся удобный интерфейс для работы в программе, а также функциональность.

□ На первом этапе был изучен материал по исследованию сигналов.

□ Далее планировалось разработать простую и удобную программу, которая бы позволяла производить построение сигналов и исследовать их параметры

□ На следующем этапе мы приступили к разработке программы, с помощью которой можно выполнять построение сигналов по необходимым данным, а также исследованию параметров полученных сигналов. Для выполнения этих исследований была создана оригинальная программа в среде программирования visualstudio 2012 и multisim.

□ На следующем этапе был разработан дизайн программы и проведено тестирование программы.

#### **Заключение**

Нами была разработана программа для построения и исследования сигналов «BinModules» В ходе создания был разработан простой и удобный интерфейс программы.

Актуальность разработки: простота и удобность в использовании, высокая точность получаемых сигналов и исследования.

Проведённые тестирования доказали высокий уровень качества разработанной программы

А.К. Лысков,

А.А. Чальшев, Н.А. Брызгов  
Научные руководители: С.В. Мышляков, К.Б. Тыщенко  
*Муромский техникум радиоэлектронного приборостроения*  
602267, г. Муром Владимирской обл., ул. Комсомольская, д.55

## **Лабораторный стенд для исследования методов настройки и регулировки устройств и блоков РЭП**

Все радиоэлектронные приборы невозможно представить без источников питания. Перед нами была поставлена задача разработать и изготовить лабораторный стенд, позволяющий изучить работу источника питания и его составных частей, а также снять характеристики с отдельных каскадов устройства. Была выбрана блочно-модульная конструкция, разработаны платы и подобраны элементы.

### **1. Актуальность**

Необходимость изготовления данного стенда обуславливается отсутствием наглядного пособия, которое могло бы подробно описать работу блоков питания и его составных частей.

Данный стенд разрабатывался с использованием современной элементной базы, состоящей из качественных, надежных и относительно недорогих радиоэлементов. При изготовлении применялись новейшие импортные микросхемы, использующие в современных компьютерных устройствах. Преимущество изготовленного стенда: низкая стоимость изготовления, совершенствование навыков в конструкторской работе и навыков монтажных работ, обновление материальной базы учебного заведения.

### **2. Предназначение стенда**

Лабораторный стенд предназначен для выполнения курса лабораторных работ по дисциплине «Источники питания СВТ»

Стенд позволяет выполнять комплекс работ следующей тематики:

1. Лабораторная работа №1 по теме: «Исследование трансформатора»
2. Лабораторная работа №2 по теме: «Выпрямительные устройства»
3. Лабораторная работа №3 по теме: «Преобразователи напряжения»
4. Лабораторная работа №4 по теме: «Фильтры»
5. Лабораторная работа №5 по теме: «Стабилизаторы напряжения»
6. Лабораторная работа №6 по теме: «Генератор шума»

### **3. Устройство стенда**

Стенд состоит из следующих блоков устройств:

1. Блок Л1 «Трансформатор»
2. Блок Л2 «Выпрямители»
3. Блок Л3 «Преобразователь напряжения»
4. Блок Л4 «Фильтры»
5. Блок Л5 «Стабилизаторы напряжения»
6. Блок Л6 «Генератор шума»

### **4. Наличие дополнительного оборудования**

- Мультимер

### **Литература**

1. Р.В. Майер. Электронная техника, ГГПИ, 2011.
2. Радиоэлектронная аппаратура и основы ее конструкторского проектирования, Минск, БГУИР, 2008.
3. Блоки питания для системных модулей типа IBM PC-XT, АТ. Головков А.В. 1995 г.

## Моделирование переходных процессов с использованием системы LabView

Бурное развитие информационных технологий вошло уже во все сферы жизнедеятельности человека. Визуальное моделирование позволяет анализировать и создавать новые радиотехнические системы гораздо быстрее чем раньше.

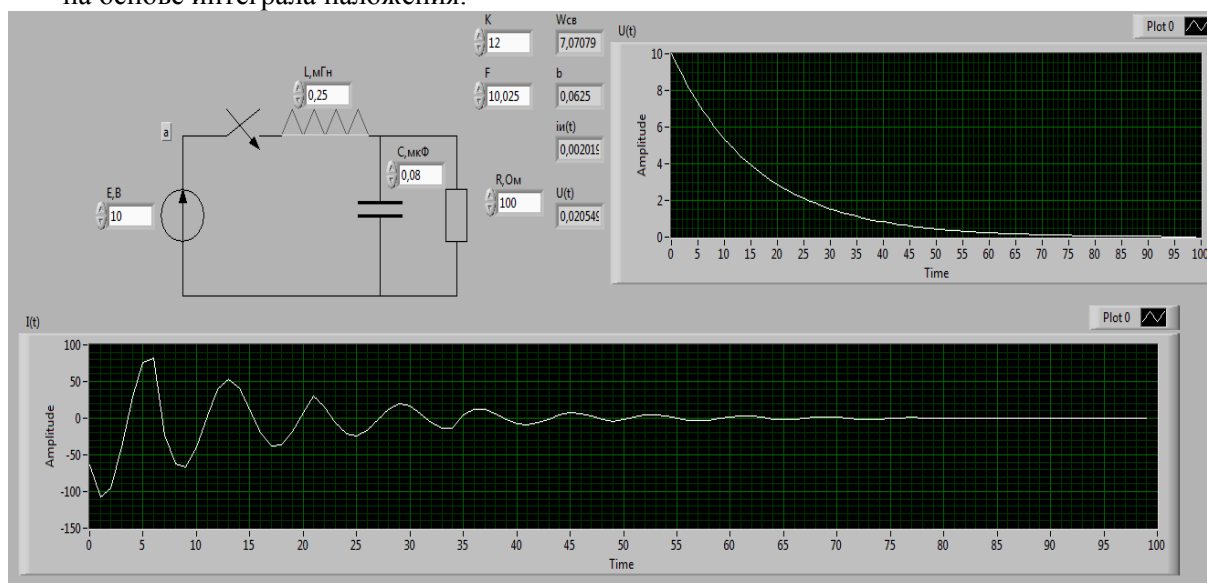
Целью создания данного продукта была создание визуальных моделей переходных процессов.

В качестве инструмента создания данного продукта использовалась среда программирования LabVIEW от National Instruments.

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

В состав вошли модели переходных процессов реализованных следующими способами:

- классическим;
- операторным;
- спектральным;
- на основе интеграла наложения.



**Рис. 1. Получение переходного процесса на основе интеграла наложения**

### Литература

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

## Моделирование линейных схем с использованием системы LabVIEW

Бурное развитие информационных технологий вошло уже во все сферы жизнедеятельности человека. Визуальное моделирование позволяет анализировать и создавать новые радиотехнические системы гораздо быстрее, чем раньше.

Целью создания данного продукта была создание визуальных моделей линейных электрических схем.

В качестве инструмента создания данного продукта использовалась среда программирования LabVIEW от National Instruments.

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

В состав вошли модели линейных электрических схем реализованных для следующих исследований:

- исследование законов Ома и Кирхгофа;
- Исследование линейной электрической цепи постоянного тока;
- Исследование законов Кирхгофа в разветвленных цепях переменного тока;
- исследование последовательного колебательного контура и т.д.

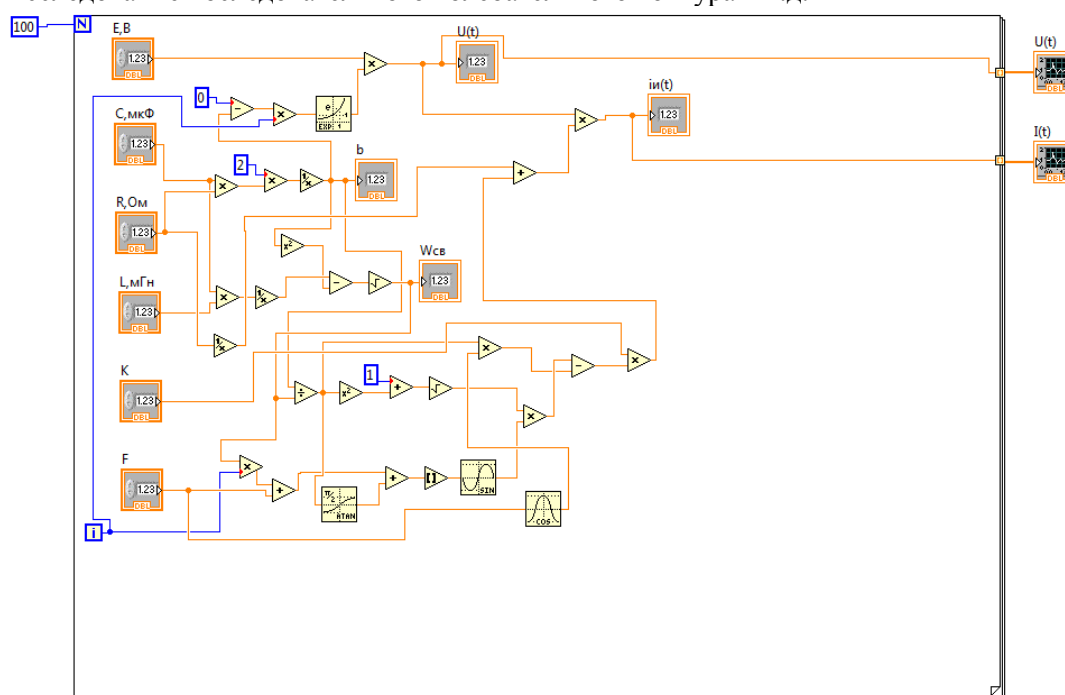


Рис. 1. Получение значений токов и напряжений на основе законов Кирхгофа

### Литература

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

## Разработка робота на Arduino

В данной работе разработана конструкция и изготовлен авто- робот. Подобраны основные технические элементы, в соответствии с техническим заданием, выбрана и обоснована структурная схема. Проведены эксплуатационные испытания изделия.

Целями данной работы является разработка и изготовления робота. Задача нашей работы заключается в создании робота способного выполнять функции движения и анализа расстояния до препятствия. Тем самым своей работой мы начинаем новый этап в научном творчестве нашего техникума.

В результате анализа наших экономических возможностей и анализа предложенной работы мы решили использовать шасси мини автомобиля контроллер Arduino.

Структурная схема приведена на рис.1

Для выполнения поставленных целей нами смоделирована структурная схема Робота.

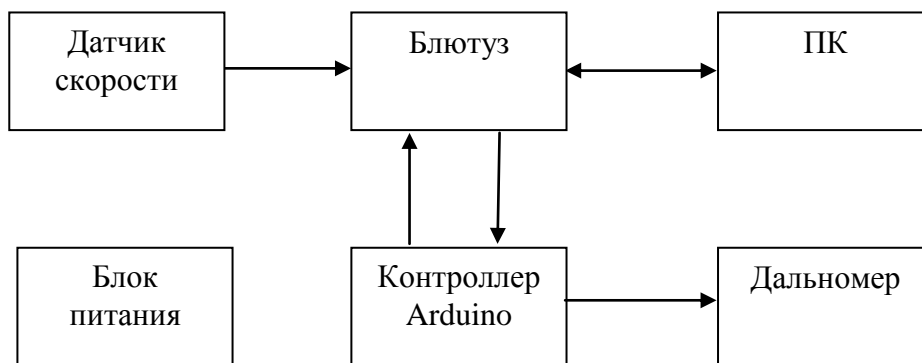


Рис. 1.

Bootloader Arduino обеспечивает запись данных в память программ и EEPROM. Работа базируется на стандарте команд AVR068 - STK500 Communication Protocol. Контроллер во время работы рассматривается как конечный автомат и имеет 8 состояний. Обмен данным ведется через буферный массив. Существует возможность просмотра параметров контроллера, содержимого памяти программ, EEPROM, доступных портов, версии компилятора и много другого. Такое построение архитектуры обеспечивает Bootloader Arduino надежную и долговечную работу.

Управление роботом осуществляется с персонального компьютера. С помощью программы WindowsFormsApplication1.exe.

На данном этапе работы робот способен передвигаться по прямой вперед и назад, осуществлять разворот влево и вправо, реагировать на препятствия и автоматически осуществлять остановку

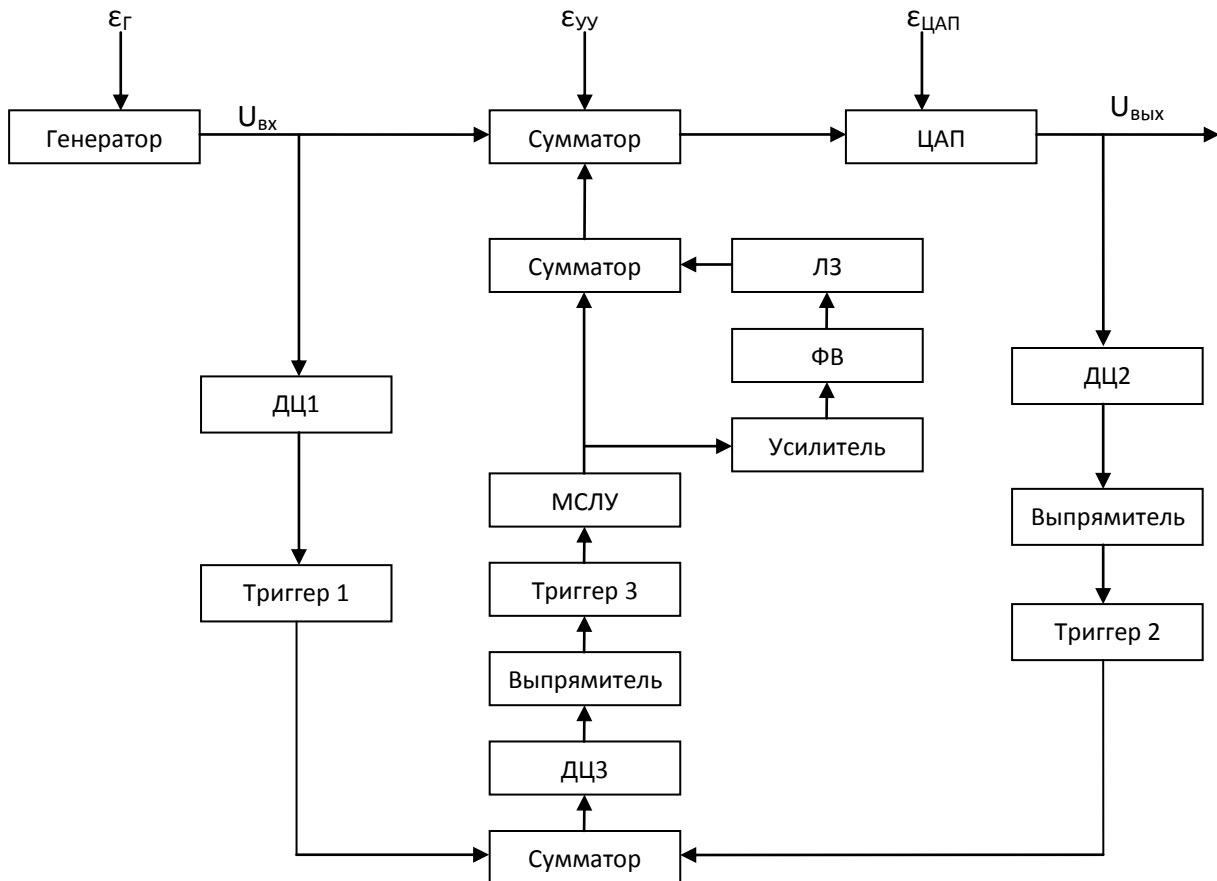
### Литература

1. Майер Р.В. Электронная техника, ГГПИ, 2011.
2. Радиоэлектронная аппаратура и основы ее конструкторского проектирования, Минск, БГУИР, 2008.
3. Чернышов Т.И. Моделирование электронных схем, Томбов, издательство ГОУ ВПО ТГТУ, 2010.

**Автоматический компенсатор фазовых помех синтезатора частот  
 с согласованием логических уровней**

В работе проведено исследование влияния фазовых помех и дестабилизирующих факторов блоков устройств на качество выходного сигнала синтезатора частот. Исследования показали, что наибольший вклад в зашумление выходного спектра синтезатора приносит цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). Были исследованы современные методы снижения собственных фазовых помех ЦАП. Результатом исследований является вывод, что современные методы борьбы с фазовыми помехами на выходе синтезатора частот являются малоэффективными.

Предложен метод борьбы с фазовыми помехами на основе компенсации данного вида помех специальными устройствами. Структурная схема такого устройства приведена на рисунке.



**Рис. 1.**

На схеме обозначено:  $\epsilon_G$  - дестабилизирующий фактор, воздействующий на тактовый генератор устройства;  $\epsilon_{УУ}$  - дестабилизирующий фактор, воздействующий на устройство управляемой задержки;  $\epsilon_{ЦАП}$  - дестабилизирующий фактор, воздействующий на цифроаналоговый преобразователь; ДЦ - дифференцирующая цепь; МСЛУ - модуль согласования логических уровней; ФВ - фазовращатель; ЛЗ - линия задержки.



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

Все блоки, входящие в состав устройства компенсации фазовых помех, являются инерционными и оказывают влияние на временные (а соответственно и фазовые) характеристики проходящих через них сигналов, однако все применяемые в компенсаторе блоки являются стандартными изделиями и все их параметры известны и могут быть учтены при формировании величины задержки на основе управляющего сигнала. Преимуществом данного устройства можно считать низкие уровни собственных фазовых помех блоков компенсатора, а также низкий уровень (до -120дБ) собственных шумов опорного генератора, сигнал которого используется в качестве эталонного в прямой ветви. Отсутствие различного рода активных устройств (усилителей) в прямой и обратной цепях также положительно влияет на чистоту спектра выходного сигнала.

#### **Литература**

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

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

### **Исследование динамических режимов неавтономного синтезатора частот при воздействии детерминированных возмущений**

На практике часто встречаются синтезаторы частот (СЧ) с неавтономными системами фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), у которых один или несколько параметров системы явно зависят от времени [1]. В частности, в результате полезной модуляции эталонного сигнала или воздействия на него помех параметры этого сигнала могут оказаться непостоянными [1-4]. Устройство также может стать неавтономным вследствие изменения во времени его внутренних параметров под действием помех или паразитных напряжений, попадающих на вход управляющего элемента или непосредственно на управляемый генератор.

Проблема анализа динамических режимов синтезаторов в целом сложна и многообразна, поскольку неавтономность системы автоподстройки устройства может быть вызвана как детерминированными, так и случайными причинами, анализ влияния которых является сложной и трудоемкой задачей. Основными детерминированными возмущениями на СЧ с ФАПЧ являются изменения фазы эталонного сигнала, а также действия возмущений на вход подстраиваемого генератора, управляющего элемента (УЭ) и на выход детектора. Практически аддитивные эталонному сигналу помехи возникают всегда при приеме сигналов от удаленного источника в случаях, когда синтезатор используется в приемной аппаратуре. Этот же случай соответствует наличию на выходе дискриминатора паразитных комбинационных колебаний. Непостоянство напряжения на выходе УЭ может иметь место при использовании синтезатора в качестве фазового или частотного модулятора или при попадании на него паразитных напряжений, например пульсаций от выпрямителя.

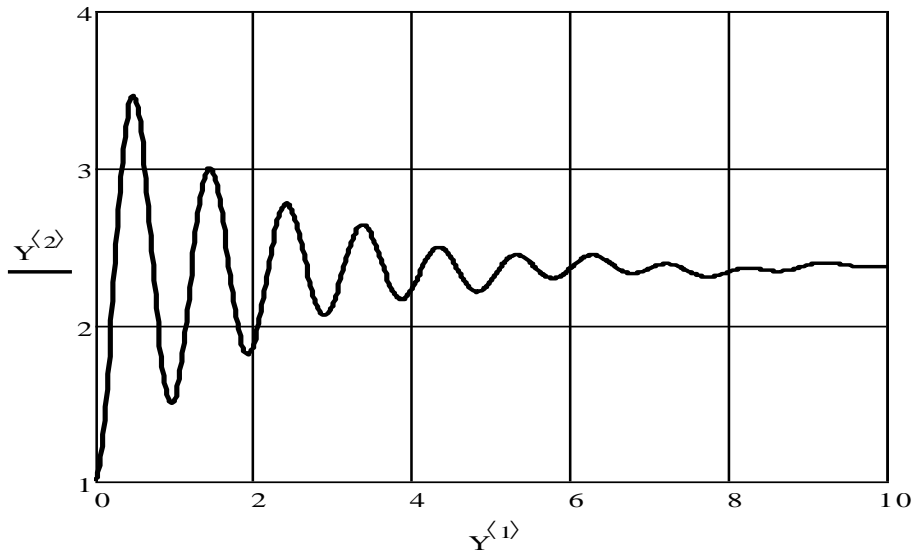
В случае таких воздействий уравнение работы устройства становится нелинейным дифференциальным уравнением произвольного порядка с переменными параметрами [1]. Решить его аналитически даже в случае постоянства параметров не удастся. Даже в линейном приближении, описываемом уравнением высокого порядка, невозможно определить время установления в аналитической форме, поскольку решение такого уравнения представляется суммой экспонент и в каждом отдельном случае приходится пользоваться численными методами или экспериментальными результатами.

С использованием численного метода Рунге-Кутты в программной среде MathCAD проведено математическое моделирование динамических характеристик линейных и нелинейных неавтономных СЧ с системой ФАПЧ с фильтрами различных порядков и конфигураций.

На рис. в качестве примера приведена динамическая характеристика мгновенной разности фаз генераторов системы синтеза частот с ФНЧ первого порядка и треугольной характеристикой фазового дискриминатора при воздействии гармонической помехи. При этом предполагалось, что модуляция эталонного сигнала не приводит к нарушению синхронизма работы системы автоподстройки синтезатора, и в общем случае можно считать, что фаза эталонного сигнала может изменяться по произвольному закону (будем считать его гармоническим):

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

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



**Рис. 1.**

Параметры СЧ с ФАПЧ приняты следующие: постоянная времени фильтра  $T=1с$ ; полоса удержания  $\Omega_y = 200Гц$ ; начальная расстройка подстраиваемого генератора относительно эталонного  $\Omega_n = 100Гц$ ; коэффициент деления ДПКД  $N_{дпкд} = 3$ .

#### **Литература**

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972.
2. Юдаев А. Ю., Суржик Д. И. Анализ детерминированных воздействий на нелинейную систему фазовой автоподстройки частоты на основе непрерывных кусочно-линейных. / 2011 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)/ Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – С. 356-358.
3. Белов Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224с.
4. Каганов В.И. Радиоэлектронные системы автоматического управления. - М.: «Горячая линия - Телеком», 2009. – 432 с.

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

### **Исследование статистических характеристик синтезаторов частот с ФАПЧ третьего порядка**

Основной задачей формирования сигналов, решаемой с помощью синтезаторов частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), является достижение высокой стабильности центральной частоты колебаний генератора управляемого напряжением (ГУН) [1-3] в условиях воздействия внешних помех и внутренних дестабилизирующих факторов, создающих паразитное отклонение фазы (ПОФ) опорного сигнала. При этом необходимо учитывать, что задающие воздействия и помехи в общем случае описываются случайными процессами. Наиболее часто встречающиеся на практике помехи представляют собой внутренние шумы и флуктуации параметров СЧ либо флуктуационный шум, наложенный на эталонный сигнал. Эти шумы вызывают паразитную модуляцию частоты, амплитуды и фазы подстраиваемого генератора, размывая спектральную линию синтезируемого колебания, что не только снижает качество работы устройства, но может и полностью вывести его из строя.

Уравнение работы устройства синтеза при случайных воздействиях является нелинейным дифференциальным уравнением высокого порядка с переменными случайными коэффициентами и случайными воздействиями. Для его решения не существует общих методов, пригодных в любых случаях. При случайных помехах отклонения фазы носят случайный характер, поэтому исследуются статистические характеристики случайных процессов, такие, как корреляционная функция, функция распределения, шумовая полоса, порог обратной связи, дисперсия ошибки, среднее значение, энергетический спектр. Выражения таких параметров, как например корреляционная функция, шумовая полоса и дисперсия ошибки содержат интегральные функции, которые в случае СЧ с ФАПЧ третьего порядка, как правило, не имеют решения. Поэтому в литературе, посвященной исследованию косвенных синтезаторов, обычно ограничивается случаями схем первого и второго порядка.

Для получения указанных характеристик СЧ с ФАПЧ третьего порядка была применена аппроксимация спектральной плотности подынтегральных выражений непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ). Рассмотрим, например, получение автокорреляционной функции системы синтеза. Обозначим спектральную плотность входного стационарного случайного процесса с нормальным распределением  $S_x(\omega)$  [4]. Тогда спектр отклика примет вид

$$S(\omega) = S_x(\omega) \cdot |H(j\omega)|^2.$$

Автокорреляционная функция (АКФ) выходного процесса устройства  $R_y(\tau)$  связана с его амплитудным спектром  $S(\omega)$  обратным преобразованием Фурье, которое с учетом аппроксимации спектральной плотности выходного процесса и обозначения  $\lambda = \ln \omega$  имеет вид:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{\pi\tau} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_{0n}}{\Delta_n} \cdot [Si(\omega_{n+1}\tau) - Si(\omega_n\tau)],$$

где  $n$  - текущий номер узла аппроксимации;  $N$  - максимальный номер узла аппроксимации;  $a_{0n} = S(\lambda_n) - S(\lambda_{n+1})$  - значение коэффициента аппроксимации в текущем узле,  $\lambda_n$  и  $\lambda_{n+1}$  - начальная и конечная частоты наклонного участка НКЛФ в узле с номером  $n$ ,  $n=0 \dots N-1$ ;  $\Delta_n = \ln(\omega_{n+1}) - \ln(\omega_n) = \lambda_{n+1} - \lambda_n$  - полоса частот наклонного участка;  $Si$  - интегральный синус.

Проведен расчет АКФ выходного сигнала СЧ с ФАПЧ при воздействии белого шума, характерного как для возникающих в системе внутренних возмущений, так и для задающего воздействия. В общем случае флуктуационные шумы устройства имеют закон распределения, отличающийся от нормального. Однако если они обладают широким спектром, то эффективно

нормализуются последующим фильтром и закон распределения выходного процесса системы можно считать близким к нормальному [3].

На рис. представлена нормированная АКФ выходного процесса СЧ с ФАПЧ с фильтром нижних частот (ФНЧ) 3-го порядка. Передаточная функция ФНЧ 1-го порядка имеет вид  $M_{\text{ФНЧ}}(j\omega) = 1/(1+j\omega T)^l$ , где  $T$  – постоянная времени фильтра. Параметры аппроксимации следующие: частотный диапазон  $\omega$   $[10^{-3}; 100]$ , число аппроксимирующих функций  $N = 20$ , коэффициент деления ДПКД  $N_{\text{ДПКД}} = 1$ , собственная постоянная времени системы ФАПЧ синтезатора  $T_c = 3\text{с}$ .

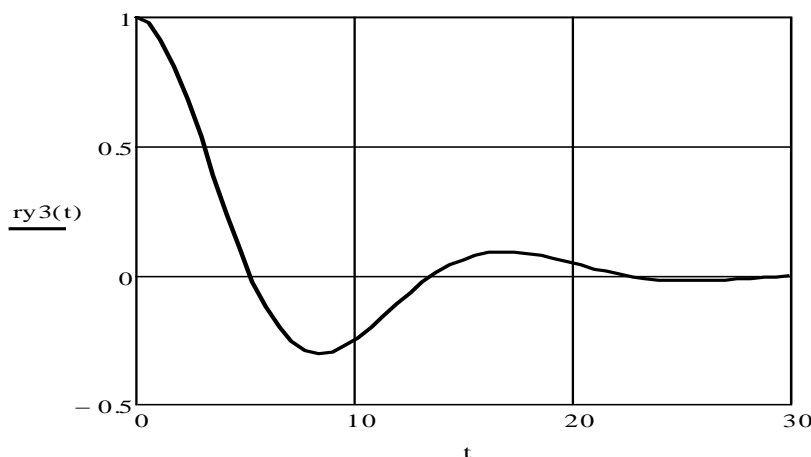


Рис. 1.

Как показали исследования, в общем случае максимальная величина ошибки расчета статистических характеристик (корреляционной функции, шумовой полосы, дисперсии ошибки) по сравнению с аналитическим расчетом не превышает 1%. Используемые аналитические выражения на основе аппроксимации переключающими НКЛФ позволяют проводить статистический анализ СЧ с ФАПЧ с фильтрами различных конфигураций произвольных порядков. Кроме того, рассмотренный подход позволяет решать задачи параметрической оптимизаций, заключающейся в определении такой комбинации значений параметров системы при ее неизменной структуре, при которой одна или несколько характеристик имеют наилучшее значение согласно выбранному критерию. Самым простым способом решения этой задачи является метод последовательных приближений, при котором в определенном порядке перебираются значения варьируемых параметров, затем сравниваются между собой полученные результаты и отбираются наилучшие, согласно определенному критерию. Например, таким образом можно определять комбинацию параметров, обеспечивающую минимальную шумовую полосу и дисперсию ошибки СЧ с ФАПЧ при действии внутренних и внешних помех случайного характера.

#### Литература

1. Белов Л. А. Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Леонид Алексеевич Белов. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224с.
2. Губернаторов О. И., Соколов Ю. Н. / Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем. – М.: «Энергия», 1973. – 176с.
3. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972. – 448с.
4. Курилов И.А., Романов Д. Н., Васильев Г. С., Суржик Д. И. Корреляционный анализ преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций. / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2012. - С. 9-12.

## Анализ синтезаторов частот с ФАПЧ с учетом нелинейности характеристики ГУН

По своей структуре в простейшем случае синтезатор частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки (ФАПЧ) представляет собой следящую систему автоматического регулирования с одним «входом», одним «выходом» и однопетлевой обратной связью [1,2]. Объектом регулирования здесь является (рис.), подстраиваемый генератор (ПГ), роль которого выполняет генератор управляемый напряжением (ГУН). На входе системы действует сигнал эталонного генератора (ЭГ) в виде периодической или квазипериодической функции (управляющее воздействие), а с ее выхода снимается сигнал подстраиваемого генератора. Датчиком рассогласования в системе является фазовый детектор (ФД), выходной сигнал которого представляет собой существенно нелинейную периодическую однозначную функцию разности мгновенных фаз сигналов эталонного и подстраиваемого генераторов. Фильтр в цепи управления предназначен для коррекции передаточной функции замкнутой системы, а управляющий элемент (УЭ) — для изменения под действием электрического сигнала управления реактивности, вносимой в контур подстраиваемого генератора, а, следовательно, и частоты (фазы) последнего. УЭ изменяет частоту ПГ таким образом, что в установившемся режиме частота его колебаний равна  $Nf_{эс}$ , где  $f_{эс}$  — частота эталонного генератора,  $N$  — коэффициент деления делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД).

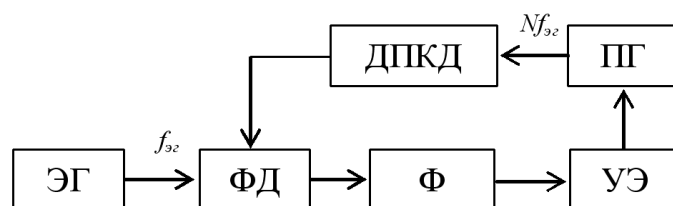


Рис. 1.

Поскольку СЧ с ФАПЧ являются разновидностью сложных нелинейных устройств автоматического регулирования с обратной связью и периодической нелинейностью, то это обстоятельство исключает проектирование и анализ данного класса синтезаторов, основанные на экспериментально-интуитивном подходе и требует привлечения достаточно тонкого математического аппарата с применением ЭВМ для их анализа. Кроме того, в СЧ с ФАПЧ возникают такие характерные режимы как удержание и захват, а также существует взаимосвязь между динамическими характеристиками и видом периодической нелинейности [3].

Функционирование синтезатора основывается на работе системы фазовой автоподстройки:

$$p\varphi + \Omega_y M(p)F(\theta) = \Omega_n, \quad (1)$$

где  $\varphi$  - мгновенная разность фаз напряжений подстраиваемого  $\varphi_{ПГ}$  и эталонного  $\varphi_{ЭГ}$  генераторов;  $\Omega_y$  - полоса удержания;  $M(p)$  - операторный коэффициент передачи фильтра;  $F(\theta)$  - нормированная характеристика ФД;  $\theta = \varphi / N_{дпкд}$  - мгновенная разность фаз напряжений на выходе ФД;  $N_{дпкд}$  - коэффициент деления ДПКД;  $\Omega_n$  - начальная расстройка ПГ относительно ЭГ.

В литературе при решении уравнения (1) обычно ограничиваются учетом нелинейности дискриминационной характеристики ФД. Однако в косвенном синтезаторе присутствует еще один элемент, крутизна управляющей характеристики которого является нелинейной и даже не всегда монотонной функцией – ГУН. В малых окрестностях рабочей точки её принято заменять

касательной, то есть линеаризовать [4]. В случае переключений между близкими значениями частот такое решение допустимо, однако при переходе между частотами в широком диапазоне происходит уход с рабочего участка, что может привести к заметным погрешностям в оценке значений выходной частоты синтезатора и переходного режима. Кроме того, это приводит к неточному определению полосы удержания и запаса устойчивости всей системы.

Для решения указанной проблемы при анализе СЧ с ФАПЧ предлагается дополнительно учитывать нелинейность ГУН. Однако использование известных методов анализа при этом значительно усложняется. Исследования показали эффективность применения аппроксимации непрерывными кусочными функциями (НКФ) в приложении к исследованию линейных и нелинейных радиоустройств автоматического регулирования различных порядков. Аппроксимация НКФ сочетает в себе достоинства численных и аналитических методов, при этом представление исследуемой характеристики осуществляется простым суммированием НКФ, полученных для отдельных участков. Поэтому предлагается применить математический аппарат аппроксимации характеристик звеньев устройств синтеза и воздействий на основе НКФ к анализу СЧ с ФАПЧ различных порядков с одним или несколькими нелинейными элементами. Для исследования устойчивости устройств синтеза на основе известных частотных критериев потребуется только аппроксимация частотных характеристик; для исследования динамических режимов устройства в линейном режиме – представление частотных характеристик и воздействий; для исследования статических режимов – только аппроксимация нелинейных характеристик, что представляется более простой задачей.

#### **Литература**

1. Белов Л. А. / Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 224с.
2. Капранов М. В., Уткин Г. М. / Синхронизация автогенераторов. – М. – 1978. – 63с.
3. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. / Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. - М.: Радио и связь. 1989.- 233с.
4. Никитин Ю. / Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. / Современная электроника №4-9, 2007.