

**Секция
«Анализ сигналов и систем»**

Экспериментальные исследования рупорных акустических систем

При применении различного рода акустических систем (АС), предназначенных для работы в условиях открытого пространства возникает необходимость получения необходимой диаграммы направленности (ДН) для того, чтобы применяемые АС имели минимальную неравномерность своей частотной характеристики, а также номинального звукового давления, развиваемого в направлении основного излучения.

Экспериментальные исследования проводились в два этапа.

Первый этап заключался в исследовании ДН рупоров разных геометрических размеров. Эксперименты проводились для ряда частот в безэховой камере II класса, оборудованной измерительной установкой фирмы «Брюль и Кьер». Применялась стандартная методика, при которой ДН снимают при повороте рупора вокруг оси, проходящей через его рабочий центр перпендикулярно его рабочей оси.

Второй этап заключался в исследовании ДН фазированной акустической решетки. В связи с тем, что для снятия ДН акустической решетки не представляется возможность применить стандартную методику измерений и воспользоваться безэховой камерой, а осуществить измерения на моделях трудоемко и экономически невыгодно, были выбраны натурные испытания. Эксперимент проводился на открытом пространстве в полевых условиях. Исследуемая акустическая решетка находилась на высоте 7 метров над уровнем земли. Основание решетки конструктивно закреплялось на поворотной платформе, позволяющей производить отсчет с точностью $\pm 1,5$ градуса. Измерительный микрофон располагался на расстоянии 40 метров от антенны. Измерения проводились при разнообразных погодных условиях в летнее и зимнее время. При обработке данных учитывались влияния порывов ветра и других дестабилизирующих факторов.

Экспериментальные исследования установили, что фазовый центр рупора для основной частоты находится в горле рупора, а для второй и последующих гармонических составляющих смещается к раскрытию.

Экспериментальная проверка эквидистантных акустических решеток показывает, что при большом количестве рупоров обеспечение заданной точности реализации ДН проблематично. Через определенные промежутки изменения угловой координаты появляются лепестки, равные по величине основному лепестку (так называемые интерференционные максимумы). Следовательно, с помощью эквидистантной решетки, выбрав соответствующее число рупоров, можно получить заданную ДН с любой степенью точности лишь в пределах периода. Если расстояние между рупорами меньше длины волны, то вторичные максимумы будут находиться в области видимых углов. Следовательно, расстояние между рупорами не должно превышать полуволны.

В случае применения неэквидистантной решетки появляется возможность управления ДН за счет изменения радиуса кривизны образующей решетки. Причем расположение излучателей по образующей вдоль радиуса окружности позволяет получить более точные результаты, чем для образующей расположенной вдоль эллипса или гиперболы. Как показали экспериментальные исследования, применение этого вида кривых дает несколько худшие результаты, поскольку на верхних рабочих частотах наблюдается непостоянство ширины ДН системы. Показано, что экспериментальная ДН соответствует ДН теоретической, что потенциально обеспечивает необходимые уровни распределения звукового поля в точках приёма.

Анализ устойчивости преобразователя сигналов в нелинейном режиме на основе критерия Попова

Анализ различных радиотехнических устройств удобно проводить на основе обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов (АФП) [1-3]. Для анализа конкретного устройства достаточно подставить его коэффициенты в конечные выражения соответствующего варианта АФП. Это позволяет исключить этапы составления уравнений, описывающие устройство, и решения данных уравнений с целью получения аналитических выражений конкретных характеристик. Что существенно упрощает исследование различных радиоустройств.

Параметры цепи регулирования по возмущению не влияют на устойчивость, поэтому анализ может быть проведен для преобразователя с регулированием по отклонению. Такой вариант схемы АФП включает в себя аналогичный ему амплитудно-фазовый преобразователь, управляющее устройство, последовательно соединенные управляющий тракт и весовой распределитель. Управляющее устройство управляет амплитудой и (или) фазой входного сигнала. В состав управляющего тракта входят детектор отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала, а также фильтр. Коэффициент регулирования по отклонению N_2 определяется как произведение крутизны и максимального размаха характеристики детектора, крутизны регулировочной характеристики по соответствующему параметру, коэффициента передачи отклонения на выход АФП и соответствующего коэффициента передачи весового распределителя.

В [2, 3] на основе частотного критерия Найквиста с применением непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) получены аналитические выражения устойчивых коэффициентов N_2 преобразователя с произвольными фильтрами в линейном режиме («в малом»). В настоящей работе приводятся полученные обобщенные соотношения для анализа абсолютной устойчивости АФП в нелинейном режиме («в целом») на основе критерия Попова и аппроксимации годографа устройства с помощью НКЛФ.

Нижнее \tilde{N}_2^h и верхнее \tilde{N}_2^g граничные значения коэффициента регулирования соответствуют границам устойчивости нелинейного преобразователя:

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

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

$\vartheta < 0$, $\Delta \rightarrow 0$ - малый параметр [2], $k_{m,n} = -1/b_{m,n} Q_{m,n}(b_{m,n})$, $b_{m,n}$ - абсциссы прямых, аппроксимирующих годограф комплексной передаточной функции фильтра, включающая

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

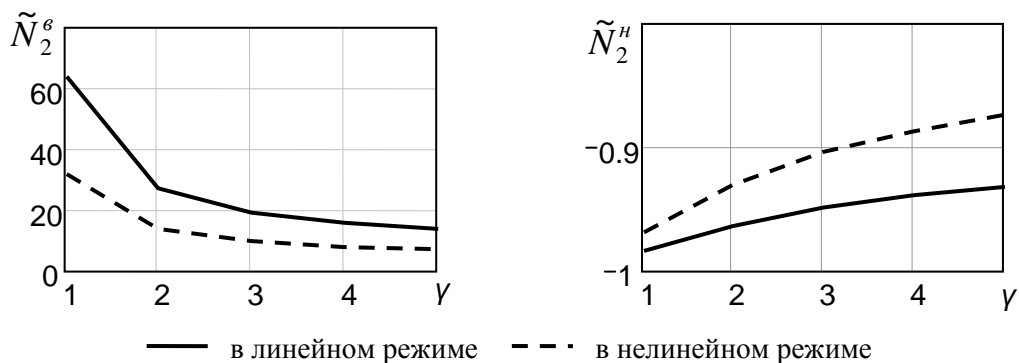
аргумент принадлежит участку $[\omega_n; \omega_m]$, и 0 – в противном случае.

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

Выполнен анализ устойчивости нелинейного преобразователя с четырьмя типами фильтров различного порядка (4, 6, 8, 10-го): нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовыми (ПФ) и режекторными (РФ). Каждый ФНЧ и ФВЧ состоит из одинаковых фильтров первого порядка. В состав ПФ и РФ входит равное число звеньев ФНЧ и ФВЧ, отношение постоянных времени звеньев ФВЧ и ФНЧ равно γ .

Полученные зависимости граничных устойчивых коэффициентов $\tilde{N}_2^{h,6}$ показаны на рис.

1. При переходе устройства с ПФ в нелинейный режим работы область устойчивости существенно сужается сверху (рис. 1, а), с РФ – снизу (рис. 1, б). Результаты расчета нижней границы абсолютной устойчивости для ПФ совпадают с приведенными в [3] для линейного режима.



а) верхняя граница для ПФ 6-го порядка

б) нижняя граница для РФ 6-го порядка

Рис. 1. Зависимости граничных устойчивых коэффициентов

\tilde{N}_2 от γ в линейном и нелинейном режиме

Зависимости абсолютно устойчивых коэффициентов N_2 преобразователя с фильтрами нижних (ФНЧ) и верхних частот (ФВЧ) совпадают с приведенными в [3] для устойчивости «в малом» для любого порядка фильтра до 10-го включительно.

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

Литература

1. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов. – Радиотехника, 2006, № 6.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №1, 2012. – С. 4-7.
3. Исследование устойчивости амплитудно-фазового преобразователя на основе частотного критерия. – Научный потенциал молодежи - будущее России [Электронный ресурс]: IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб. тез. докладов IV Всероссийской молодежной научной конференции. Муром, 12 апреля 2013 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

Анализ динамических режимов нелинейного амплитудно-фазового преобразователя при совместном воздействии внешних и внутренних возмущений

При анализе различных радиотехнических устройств для каждого конкретного варианта устройства необходимо составлять и находить решение его дифференциальных уравнений. Применение обобщенной схемы амплитудно-фазового преобразователя (АФП) [1] позволяет исключить этапы составления уравнений схем и их решения с целью получения аналитических выражений конкретных характеристик, что позволяет упростить анализ различных радиоустройств.

Структурная схема преобразователя с комбинированным регулированием содержит: аналогичные ему преобразователи, управляющее устройство, управляющие тракты и весовой распределитель. Управляющее устройство выполняет функцию управления параметром (амплитудой и (или) фазой) входного сигнала. В состав каждого управляющего тракта входят последовательно соединенные детектор отклонения параметра и фильтр. В общем случае на схему АФП воздействуют внешние возмущения (входной параметр x и дестабилизирующий фактор ε) и внутренние (сигналы опорных генераторов детекторов цепей регулирования по возмущению x_{r1} и по отклонению x_{r2}).

Операторные выражения передаточных характеристик, полученные на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ), полностью описывают статический и динамический режимы произвольного варианта нелинейного АФП при любых внешних и внутренних воздействиях [1]. Применение НКЛФ позволяет линеаризовать дифференциальное уравнение преобразователя в отдельных отрезках характеристик нелинейных звеньев (управляющего устройства и детекторов управляющих трактов) и выполнить его аналитическое исследование. Для анализа устройства требуется получить операторные изображения всех воздействий.

Операторные формы простых воздействий удобно получить из таблицы оригиналов и изображений по Лапласу. Для произвольного воздействия его табличное изображение может отсутствовать. В таком случае можно использовать методику [2], позволяющую получить изображение кусочно-заданной функции. Если воздействие имеет сложную форму, применение данной методики связано с громоздкими преобразованиями. Кроме того, общее выражение для операторной формы произвольной функции отсутствует.

Целесообразно применить кусочно-линейную аппроксимацию каждого воздействия. Это позволяет получить изображение различных воздействий на основе общего аналитического выражения:

$$X_k(p) = \frac{1}{\Delta_t p^2} \left\{ p x_k(t_0) e^{-pt_0} - \sum_{j=0}^{J-1} \Delta_{k,j}^{(x)} \left[e^{-p(t_j + \Delta_t)} - e^{-pt_j} \right] \right\}, \quad (1)$$

где t_j – узлы аппроксимации временной функции, J – число узлов, Δ_t – шаг времени, $\Delta_{k,j}^{(x)} = x_k(t_{j+1}) - x_k(t_j)$ – j -й коэффициент аппроксимации. В первом слагаемом изображения учтена постоянная составляющая воздействия.

Уравнение для каждого отрезка составлены в операторной форме с учетом начальных условий (значения функции и производной) воздействий и отклика преобразователя. Для получения динамической характеристики АФП во временной форме применен спектральный метод на основе кусочной линеаризации выходного спектра устройства, разработанный в [3].

Применение передаточных характеристик и спектрального метода позволяет исследовать динамические режимы преобразователя в общем виде при различных типах и порядках фильтров управляющих трактов и для любого характера нелинейности его звеньев. Вновь

предложенное выражение (1) расширяет область применения способа анализа переходных процессов также для произвольных детерминированных воздействий.

Общее решение $y(t)$ получено суммированием частных решений $y_k(t)$ с учетом их временного сдвига \tilde{t}_k :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{K-1} y_k(t - \tilde{t}_k) Q_{mk} Q_{sk} Q_{nk}, \quad (2)$$

где K – число частных решений, Q_{mk} , Q_{sk} , Q_{nk} – включающие НКЛФ отрезков аппроксимирующих прямых на k -м участке общего решения. Характеристики линейных устройств являются частным случаем общего выражения (2) при $K=1$.

На рис. 1 изображена динамическая характеристика нелинейного АФП с комбинированным регулированием и пропорционально-интегрирующими фильтрами 3-го порядка в управляющих трактах при совместном воздействии внешних и внутренних возмущений. Таким вариантом преобразователя может быть эквивалентно представлена, например, схема нелинейного устройства автоподстройки фазового набега в усилителе [4]. Входное воздействие имеет сложную форму, дестабилизирующее воздействие гармоническое, внутренние возмущения $x_{1,2}$, приложенные к детекторам управляющих трактов, имеют вид скачкообразной функции. В рассмотренном примере преобразователь имеет три нелинейных звена: управляющее устройство и оба детектора. Для расчета динамической характеристики потребовалось суммирование 13 частных решений.

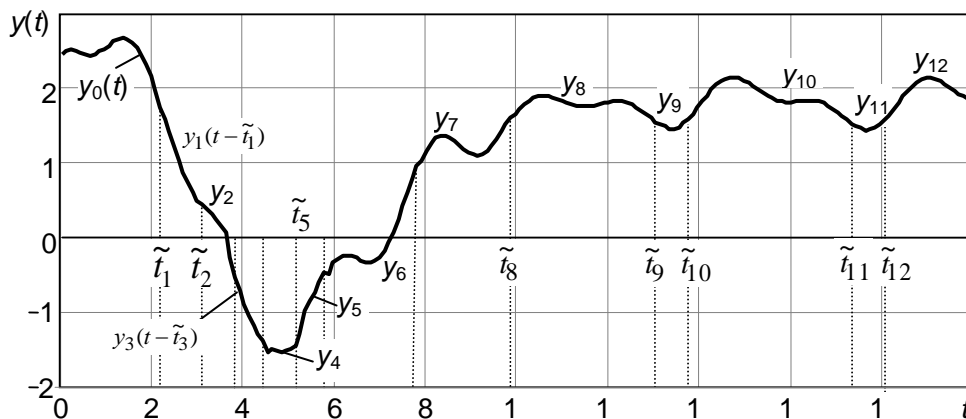


Рис. 1.

Предложенный метод позволяет по обобщенным выражениям для АФП проводить расчет динамических режимов устройств с прямой и обратной связями, а также различными характеристиками нелинейных и частотно-избирательных звеньев, при любых детерминированных воздействиях.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Передаточные характеристики нелинейного преобразователя сигналов // Вопросы радиоэлектроники, сер. Общетеchnическая, 2010, вып. 1. – с 80-84.
2. Шостак Р.Я. Операционное исчисление. Учебное пособие для втузов. Изд. 2-е, доп. – М.: Высшая школа, 1972. – 280 с.
3. 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.
4. Автоматическая подстройка фазового набега в усилителях / Под ред. М.В. Капранова. – М.: Советское радио, 1972. – 176 с.

Аналитическое исследование динамических процессов нелинейного автокомпенсатора операторным методом

При малых величинах воздействующих возмущений автокомпенсатор работает в линейном режиме. Динамические свойства различных вариантов схем линейных автокомпенсаторов достаточно хорошо изучены [1]. При воздействии больших отклонений амплитуды и (или) фазы входного сигнала сказываются нелинейности звеньев устройства, что затрудняет исследование динамических процессов.

Операторные выражения передаточных характеристик полностью описывают статический и динамический режимы нелинейного устройства с однопетлевой прямой и обратной связью при любых воздействиях [2].

Уравнение автокомпенсатора с регулированием по отклонению при воздействии входного параметра x , полученное на основе передаточных характеристик, имеет вид

$$y = \frac{x - n_2 M(p) R_{2mn} - E_m}{1 + n_2 M(p) N_{2mn}}, \quad (1)$$

где y - отклик преобразователя, n_2 - коэффициент регулирования, $M(p)$ - коэффициент передачи фильтра, $N_{2mn} = \sum_m \sum_n K_m K_{2n} Q_m Q_{2n}$, $R_{2mn} = \sum_m \sum_n K_m B_{2n} Q_m Q_{2n}$, $E_m = \sum_m B_m Q_m$,

m, n - текущие номера узлов аппроксимации характеристик управляющего устройства (УУ) и детектора отклонения, K_m, K_{2n}, B_m, B_{2n} - коэффициенты аппроксимирующих отрезков прямых, Q_m, Q_{2n} - включающие непрерывные кусочно-линейные функции (НКЛФ).

Применение спектрального метода позволяет получить общие соотношения динамических режимов устройства при различных нелинейных и частотно-избирательных свойствах его звеньев [3]. При малом порядке фильтра динамическая характеристика автокомпенсатора может быть получена по операторному выражению (1) в аналитическом виде.

Выполним аналитический расчет динамических характеристик для конкретного варианта нелинейного автокомпенсатора с регулированием по отклонению и фильтром нижних частот (ФНЧ) 1-го порядка с передаточной функцией $M(p)=1/(1+Tp)$. Пусть входное воздействие имеет форму скачкообразной функции $x(t) = X_n \cdot 1(t)$, X_n - амплитуда воздействия (примем $X_n=3,5$). Его изображение по Лапласу [9] $X(p) = X_n / p$. Коэффициент регулирования примем равным $n_2=2$; коэффициент передачи УУ - $K_y=1$; постоянная времени ФНЧ $T=1с$.

Для кусочной линеаризации треугольной характеристики детектора достаточно выбрать $M=4$ узлов (по числу аппроксимирующих отрезков). Значения коэффициентов аппроксимации $K_0=K_2=1, K_1=K_3=-1, B_0=0, B_1=4, B_2=-8, B_3=12$. Отрицательные значения крутизны K_n соответствуют неустойчивым участкам. Шаг аппроксимации равен половине периода характеристики детектора: $\Delta_y=2$.

Уравнение преобразователя в нелинейном режиме на основе выражения (1) имеет вид

$$y = \frac{x - K_y \frac{1}{1+p} \sum_{n=0}^{N-1} B_{2n} Q_{2n}}{1 + n_2 \frac{1}{1+p} K_y \sum_{n=0}^{N-1} K_{2n} Q_{2n}}. \quad (2)$$

Начальные условия переходного процесса по (2) при $p \rightarrow \infty$: $Y_n = X_n = 3,5$. Соответствующий номер аппроксимирующего отрезка характеристики детектора $n_n = n_0 = \sum_{n=0}^{N-1} n Q_n(Y_n) = 1$.

Выполним расчет начального частного решения динамической характеристики $y_0(t)$ по

уравнению (2) при $n=1$ с помощью таблицы оригиналов и изображений по Лапласу:

$$y_0(t) = 4,5 - e^{-t}. \quad (3)$$

Длительность (время окончания) начального частного решения t_0 находим из условия $y_0(t_0) = Y_1 = 2$ (выходной параметр переходит на следующий отрезок аппроксимации характеристики детектора). Получим $t_0 = \ln(2,5) = 0,916$.

Переходной процесс (3) убывает, поэтому для следующего ($k=1$) частного решения номер отрезка аппроксимации $n_1 = n_0 - 1 = 0$. По уравнению АФП (2)

$$y_1(t) = 4,5 - 2,5e^{-t}. \quad (4)$$

Находим искомую динамическую характеристику нелинейного АФП суммированием полученных частных решений (3) и (4) с учетом их временного сдвига:

$$y(t) = y_0(t)Q_n[y_0(t)] + y_1(t - t_0)Q_n[y_1(t - t_0)]. \quad (5)$$

Аналогично получены динамические характеристики данного варианта построения автокомпенсатора при различных амплитудах воздействия $X_n = 1 \dots 7$ (рис. 1).

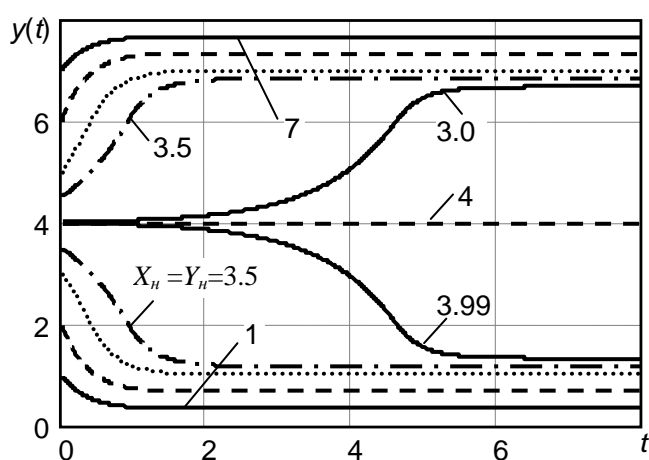


Рис. 1.

Проверка численным методом Рунге-Кутты [4] подтвердила правильность результатов, полученных аналитическим преобразованием Лапласа. Полученные соотношения позволяют исследовать переходные процессы устройств в общем виде для различных характеристик нелинейных, инерционных звеньев и различных детерминированных воздействий.

Литература

1. Автоматические компенсаторы амплитудно-фазовых искажений / Под ред. П.А. Попова. – Воронеж: Воронежская высшая школа МВД России, 1998. – 200с.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование преобразователя сигналов с комбинированным регулированием на основе передаточных характеристик // Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, 2011. – №1. – С. 34-38.
3. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Моделирование динамических процессов преобразователя сигналов с нелинейным детектором и произвольным фильтром // Проектирование и технология электронных средств. – Владимир, 2010. С. 81 – 85.
4. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы. – М.: Наука. 1987. – 364 с.

Определение угла наклона объекта относительно плоскости Земли с помощью датчика наклона на основе твердотельного акселерометра

Определение расположения объекта, его местонахождение, относительно плоскости Земли является одной из важнейших задач во многих технических науках и приложениях. Используя ускорение, статистическое или динамическое, возникающее под действием силы, например, вследствие действия гравитационного поля Земли, датчик наклона позволяет определить угол относительно плоскости Земли. В данной статье рассматривается задача построения датчика наклона и некоторые варианты его применения.

При разработке и проектировании новых устройств важными требованиями является минимизация цены, количества применяемых деталей в новом устройстве и скорости разработки. Поэтому для построения датчика угла наклона предлагается использовать акселерометр ADXL202 производства фирмы Analog Device (ADI). Высокие рабочие характеристики, малое энергопотребление, интегрированная функциональность обработки сигнала, возможность калибровки и программирования, миниатюрность, низкая цена - все это делает акселерометры ADI привлекательными для разработчиков, «закладывающих» эти устройства в проектируемые изделия. Акселерометры реагируют на ускорение и силу, действующую на сенсорный элемент датчика. Следовательно, акселерометры могут применяться для измерения силы, ускорения, вибрации, движения или перемещения, а также положения и угла наклона объекта. Предлагаемая микросхема ADXL202 интегрирует в своём составе два аналоговых датчика ускорения (по осям X и Y) и встроенный контроллер обработки, преобразующий аналоговые сигналы датчиков в колебание широтно-импульсной модуляции.

Датчики ускорения представляют собой в упрощенном варианте пластинку с вытравленными балками, закрепленными на подложке и образующие дифференциальную систему ячеек с парными емкостями, и укрепленной на ней с помощью полисиликоновой пружины подвижной части [1, 2]. В случае возникновения внешней силы подвижная часть пластины перемещается относительно неподвижной, соответственно изменяя ёмкость конденсаторов. Сигнал с датчика подаётся на контроллер обработки, который преобразуется в сигнал с широтно-импульсной модуляцией. ШИМ-сигналы с обоих датчиков подаются на входы контроллера, который вычисляет отношение T_1/T_2 . Отношение T_1/T_2 прямо пропорционально ускорению, которое действует на микросхему.

Для определения ускорения применяется выражение [3]:

$$A = (T_1/T_2 - T_{\text{off}}) / S,$$

где $T_{\text{off}} = T_1/T_2$ при нулевом наклоне (ускорении), S – коэффициент шкалы (в среднем $S = 12,5\%$).

Угол наклона датчика пропорционален ускорению, действующему на его подвижную часть, и вычисляется по формуле: $\varphi = \arcsin(A)$, где φ выражается в радианах.

При реализации на микроконтроллере данного алгоритма для вычисления угла наклона объекта используется разложение функции $\arcsin(A)$ в ряд Тейлора:

$$\arcsin(A) = A + A^3/6 + 3A^5/40 + 5A^7/112 + 35A^9/1152 + \dots$$

Получение более точных и стабильных результатов можно получить с помощью использования усредненных показаний датчика методом скользящего среднего.

Вычисленное значение угла наклона по интерфейсу SP485 передаётся на цифровую систему позиционирования. Для внутрисхемного программирования микроконтроллера используется SPI-интерфейс, подключаемый через специально введённый разъём.

Таким образом, приведённая схема датчика наклона на основе твердотельного акселерометра производства фирмы Analog Device (ADI) проста в применении и настройке, малогабаритна и требует минимального количества внешних деталей, а также позволяет

обеспечить измерение угла наклона объекта в двух плоскостях. Кроме того, данная микросхема обеспечена необходимой для разработки технической документацией, а также доступна для заказа, что, несомненно, сократит время проектирования датчика с использованием этого акселерометра. Проектируемый датчик может найти применение в системах стабилизации, ориентации, контроля и управления различными подвижными объектами.

Литература

1. Weinberg H. Dual Axis, Low g, Fully Integrated Accelerometers // Analog Dialogue. 1999. Vol. 33. P. 23-26
2. Казакевич А. Акселерометры Analog Devices // Компоненты и технологии, 2007, №5. – с. 46-50.
3. Бузыкканов С. Датчик наклона на основе твердотельного акселерометра // Современная электроника, декабрь 2004. – с.42-45.

Исследование синтезаторов частот с ФАПЧ при воздействии случайных помех на основе непрерывных кусочно-линейных функций

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] 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.

Для исследования СЧ с ФАПЧ могут быть применимы методы корреляционной теории случайных процессов [2]. Основные свойства случайного процесса (скорости изменения во времени, длительность) могут быть описаны с помощью корреляционной функции и энергетического спектра. Обозначим спектральную плотность входного стационарного случайного процесса с нормальным распределением $S_x(\omega)$ [4]. Тогда спектр отклика примет вид

$$S(\omega) = S_x(\omega) \cdot |H(j\omega)|^2. \quad (1)$$

Автокорреляционная функция (АКФ) выходного процесса устройства $R_y(\tau)$ связана с его амплитудным спектром $S(\omega)$ обратным преобразованием Фурье, которое с учетом четности $S(\omega)$ имеет вид:

$$R_y(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cos(\omega\tau) d\omega. \quad (2)$$

Вычисление АКФ по (2) приводит к громоздким вычислениям, так как в общем случае интеграл Фурье не имеет аналитического решения [4]. Для решения этой проблемы проведена аппроксимация спектральной плотности выходного процесса синтезатора непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ).

Обозначив $\lambda = \ln \omega$ и проводя аппроксимацию частотной характеристики, получили выражение для АКФ выходного процесса синтезатора

$$R_y(\tau) = \frac{1}{\pi\tau} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_{0n}}{\Delta_n} \cdot [Si(\omega_{n+1}\tau) - Si(\omega_n\tau)], \quad (3)$$

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, λ_n и λ_{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.

Нормированная АКФ равна

$$r_y(\tau) = \frac{R_y(\tau)}{R_y(0)}. \quad (4)$$

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.1 представлены нормированные АКФ выходного процесса СЧ с ФАПЧ с фильтрами нижних частот (ФНЧ) 1, 2, 3-го порядков. Каждый фильтр второго и третьего порядков

образован последовательным соединением фильтров первого порядка [4]. Передаточная функция ФНЧ I -го порядка имеет вид $M_{\text{ФНЧ}}(j\omega) = (1/(1+j\omega T))^I$, где T – постоянная времени фильтра. Параметры аппроксимации следующие: частотный диапазон ω [10^{-3} ;100], число аппроксимирующих функций $N = 20$, коэффициент деления ДПКД $N_{\text{ДПКД}} = 1$, собственная постоянная времени системы ФАПЧ $T_c = 3\text{с}$.

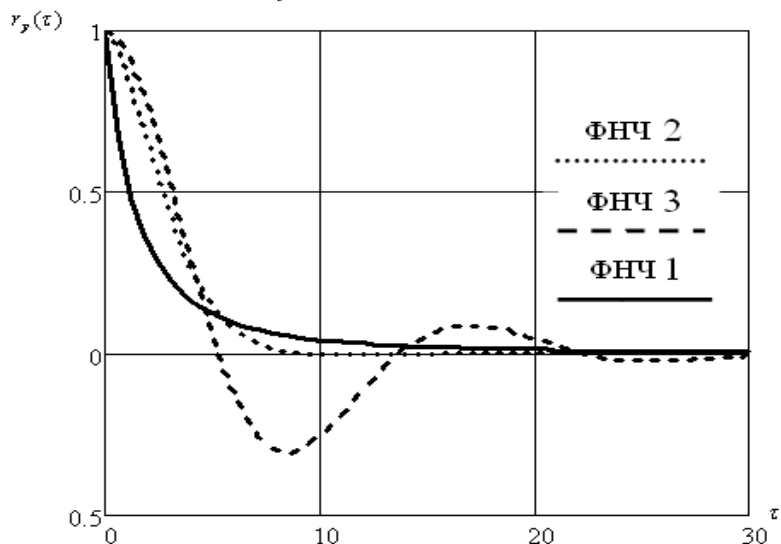


Рис. 1. АКФ СЧ с ФАПЧ с ФНЧ 1-3 порядков

Как показали исследования, максимальная величина ошибки расчета АКФ по выражению (3) по сравнению с аналитическим расчетом не превышает 1%.

Использованные аналитические выражения на основе аппроксимации переключающими НКЛФ позволяют проводить анализ СЧ с ФАПЧ с фильтрами различных конфигураций произвольных порядков.

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. – 176 с.
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.

Широкодиапазонный приемный тракт связной радиостанции

Одной из актуальных задач радиосвязи является задача линеаризации приемного тракта радиоаппаратуры, обеспечивающей обмен радиосигналами как с аналоговыми видами (амплитудная модуляция (АМ), частотная модуляция (ЧМ)), так и цифровыми видами модуляции. Данная задача обусловлена двумя крайними случаями: с одной стороны, радиоприемное устройство должно обладать низким уровнем шума (высокой чувствительностью), чтобы обеспечить устойчивую связь с удаленным объектом; с другой стороны, его уровень восприимчивости по блокированию должен позволять функционировать радиостанции при воздействии мощного радиоизлучения. Два перечисленных параметра определяют динамический диапазон работы приемного устройства по уровню входного сигнала. Создание высоколинейного радиоприемного оборудования является насущной проблемой, стоящей перед разработчиком аппаратуры.

В настоящей работе рассматриваются принципы реализации высоколинейного приемного тракта на примере разработанной радиостанции, удовлетворяющей следующим требованиям:

1. Диапазон рабочих частот от 100 до 400 МГц.
2. Шаг перестройки рабочих частот 25 кГц.
3. Работа с АМ, ЧМ-сигналами.
4. Чувствительность при работе с АМ-сигналами при отношении (сигнал + шум)/шум равном 10 дБ, частоте модуляции 1000 Гц и коэффициенте амплитудной модуляции 30 %; при работе с ЧМ-сигналами при отношении (сигнал + шум)/шум равном 10 дБ, частоте модуляции 1000 Гц и девиации частоты 1,5 кГц - не более 2,5 мкВ.
5. Динамический диапазон входного сигнала не менее 80 дБ.
6. Уровень восприимчивости не менее 2 В.
7. Количество самопораженных каналов приема не должно превышать 1 % от общего числа рабочих частот.

Существуют разные типы реализации приемных трактов, обладающих как достоинствами, так и недостатками:

1. Детекторный приемник.
2. Приемник прямого усиления.
3. Приемник супергетеродинного типа.
4. Приемник прямого преобразования.
5. Приемники регенеративного и суперрегенеративного типов.

Анализ различных типов схем радиоприемных устройств при предъявлении к ним жестких требований показал, что оптимальной является разработка приемного тракта по супергетеродинной схеме. Среди подходов к построению линейных трактов приемников с супергетеродинным преобразованием частоты можно выделить три основных.

1. С перестраиваемым трактом первой промежуточной частоты (ПЧ1).
2. С широкополосным трактом ПЧ1.
3. Разработка высокостабильных синтезаторов частот, а также кварцевых и керамических фильтров с высокой прямоугольностью частотных характеристик и с малыми уровнями побочных каналов привела к построению приемного тракта с постоянными первой и второй промежуточных частот во всем диапазоне работы радиостанции.

Применительно к рассматриваемому тракту такие требования к радиостанции, как работа в широком диапазоне радиочастот и минимально допустимое количество пораженных каналов приема обусловили построение приемного тракта с двойным преобразованием частоты, причем первое преобразование является инфрадинным. В тракте присутствуют характерные черты всех трех подходов. От первого: частота первого гетеродина изменяется скачком с шагом 1 МГц. При этом ПЧ1 меняется в одинаковых пределах (1 МГц) при перестройке во всем рабочем

диапазоне. Частота второго гетеродина изменяется так, чтобы обеспечивать постоянство ПЧ2. Данный подход обусловлен необходимостью перестройки каналов с шагом 25 кГц. От второго: усилитель ПЧ1 является широкополосным и неперестраиваемым. От третьего: ПАВ - фильтры в тракте ПЧ1 обеспечивают предварительную селекцию, их полоса пропускания выбирается с учетом дискретной перестройки первого гетеродина и дестабилизирующих факторов. Окончательная фильтрация обеспечивается с помощью фильтров основного канала приема (ОКП) в тракте ПЧ2.

Минимизация количества ПЧ является одной из сложных задач при разработке устройства, в результате решения которой возможно существенно снизить себестоимость разрабатываемой продукции. Схема реализации супергетеродинного приемника с инфрадинным первым преобразованием позволила:

1. Значительно уменьшить количество побочных каналов приема (ПКП) за счет увеличения отстройки между полезным принимаемым сигналом и помехами ПКП.

2. Упростить преселектор.

3. Уменьшить коэффициент перекрытия по частоте первого гетеродина.

Однако разработка такой схемы имеет и свои недостатки.

1. Чем выше ПЧ1, тем сложнее отфильтровать ПКП.

2. Увеличение ПЧ1 приводит к увеличению рабочих частот гетеродинов. При этом возрастает плотность шума гетеродина при отстройках от несущей частоты, что ведет к ухудшению помехозащищенности радиостанции.

Решением задачи, сводящейся к устранению перечисленных недостатков инфрадинной схемы, является построение тракта с первой “прыгающей” коммутируемой ПЧ.

Проведенные практические эксперименты с вводимым в тракт смесителем фирмы Mini-Circuits, показали, что ПКП 9-го и более высокого порядков подавлены в смесителе настолько, что могут не учитываться при расчете ПЧ1. А в ходе анализа возможных значений ПЧ1 было установлено, что в диапазоне радиочастот от 100 до 240 МГц ПКП до 9-го порядка включительно не возникают на минимальной частоте 567 МГц, а в диапазоне радиочастот от 240 до 400 МГц на минимальной частоте 431 МГц.

Введение в тракт “прыгающей” коммутируемой первой ПЧ позволило:

1. При двух сравнительно низких первых ПЧ 431 и 567 МГц добиться исключения существенно влияющих на работу радиостанции ПКП вплоть до 9-го порядка.

2. Упростить задачу реализации ПАВ-фильтров первой ПЧ с сравнительно невысокими центральными частотами.

3. Уменьшить коэффициент перекрытия и, тем самым, упростить реализацию первого гетеродина.

Введение первой “прыгающей” коммутируемой ПЧ, применение принципа минимального усиления до фильтров ОКП, распределенная АРУ и разработка КППФ позволили создать высоколинейный приемный тракт станции радиосвязи и радиовещания.

Данные решения применимы не только в конкретном, приведенном случае. Их использование при разработке радиоприемных устройств позволяет создавать радиостанции специального назначения с высокими динамическими характеристиками, удовлетворяющими современным требованиям, характеризующиеся отличным от представленного примера функциональным назначением, в разных радиочастотных диапазонах.

Литература

1. Белоусов, А.П., Каменецкий, Ю.А. Коэффициент шума / А.П. Белоусов. – М.: Радио и связь, 1981. – 112 с.

2. Векслер, Ф.И., Никитин, О.Р., Прохоров, И.С. Особенности полосовых LC-фильтров на связанных контурах / Ф.И. Векслер, О.Р. Никитин, И.С. Прохоров // Методы и устройства передачи и обработки информации: межв. сб. науч. тр. Вып. 11 / под ред. В.В. Ромашова. – М.: Радиотехника, 2009. – С. 88–93.

Разработка алгоритмов предварительной обработки отсчетов сигнала при использовании спектрального анализа на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Известны непрерывные кусочно-линейные функции следующего вида:

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

где n – счетчик суммы; t_n – значения узлов аппроксимации; $K_n = \frac{y_{n-1} + y_n}{t_n - t_{n-1}} + \frac{y_n + y_{n+1}}{t_{n+1} - t_n}$ – коэффициент аппроксимации.

Предлагается использовать спектральный анализ на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Особенностью использования этих функций является, то, что для представления прямоугольных импульсов, требуется малое количество точек. Для представления прямоугольного импульса на основе непрерывных кусочно-линейных функций достаточно шести отсчетов: начало отсчета времени, начало переднего фронта, конец переднего фронта, начало заднего фронта, конец заднего фронта, период импульса. Спектральный анализ планируется проводить на основе следующих выражений:

$$c_m = \frac{1}{m^2} \cdot \left\{ \sum_{n=0}^N \left[i \cdot K_n \cdot \left((m \cdot T_2 + i + t_n \cdot m) \cdot e^{-i \cdot T_2 \cdot m} + (m \cdot T_1 + i + t_n \cdot m) \cdot e^{-i \cdot T_1 \cdot m} \right) \right] - 2 \sum_{n=0}^N \left[K_n \cdot e^{-i \cdot t_n \cdot m} \right] \right\},$$

где t_2 – конец импульса, t_1 – начало импульса, m – номер спектральной составляющей, i – мнимая единица.

Данные функции предлагается использовать для цифровой обработки импульсных сигналов. Часто сигнал поступает в систему обработки в виде отсчетов с АЦП. В этом случае достоинства представления импульсных сигналов на основе НКЛФ не будут реализованы, так как используется большое количество отсчетов, что приводит к отсутствию выигрыша в быстродействии. Для устранения этого предлагается ввести предварительную обработку отсчетов записанных в память с АЦП.

При обработке прямоугольных импульсов предлагается использовать следующий алгоритм:

1. В качестве нулевого отсчета принимается значение амплитуды равное нулю.
2. Нулевой отсчет заносится в память вычислителя
3. Из АЦП поступает очередной отсчет.
4. Поступивший отсчет сравнивается с занесенным в память
5. Если поступивший отсчет не равен предыдущему, то он также заносится в память вычислителя
6. Если поступивший отсчет равен предыдущему, то переходим к пункту 3.

Алгоритм выполняется, пока с АЦП поступают отсчеты сигнала.

Данный алгоритм позволит исключить из обработки лишние отсчеты. В результате останутся только значимые отсчеты, которые будут использоваться при расчете коэффициентов аппроксимации.

Литература

1. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов – Изд. 9-е стереотипное – М: Государственное издательство физико-математической литературы. 1962. – 608 с.

Математическое моделирование работы устройства автоматической компенсации фазовых помех на выходе цифро-аналогового преобразователя

Проводится исследование принципов работы автоматических компенсаторов фазовых помех на выходе ЦАП [1], входящего в состав прямого цифрового синтезатора частот [2]. На основе полученных выражений осуществляется математическое моделирование работы автоматического компенсатора. Применение аппарата непрерывных кусочно-линейных функций позволило в аналитическом виде представить модели сигналов тактового генератора, сигналы цифро-аналогового преобразователя, а так же сигналы на выходе основных блоков, входящих в состав устройства автоматического компенсатора фазовых помех. На основе аппарата непрерывных кусочно-линейных функций произведено моделирование мешающих сигналов и дестабилизирующих факторов, воздействующих на прямой цифровой синтезатор частот в процессе его работы. Полученные данные используются при описании выходного сигнала ЦАП и основных блоков автокомпенсатора.

Моделирование проводится для двух вариантов схем автоматических компенсаторов помех и для различных параметров ЦАП (разрядность, диапазон рабочих частот и др.). Исследование проводится для четырех видов помех, воздействующих на устройство (одиночная помеха, смесь помеховых сигналов). В аналитическом виде представлены зависимости параметров выходного сигнала устройства от параметров помехи, таких как амплитуда, частота, закон распределения. Исследовались воздействия помех с равномерным и нормальным законами распределения. Исследование производилось только для аддитивных помех. Произведен сравнительный анализ методов подавления помех, основанных на фильтрации сигналов (пассивные методы фильтрации) и автоматической компенсации помех. Результаты исследований иллюстрируются графическими зависимостями и табличными данными.

В результате исследования получены качественные характеристики, показывающие степень компенсации помех в выходном сигнале цифро-аналогового преобразователя, входящего в состав прямого цифрового синтезатора частот. Получены результаты, указывающие зависимость степени компенсации помех от их амплитуды, частоты, разницы частот помехи и полезного сигнала, от закона распределения помехи.

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

Схема компенсатора фазовых помех с согласованием логических уровней обрабатываемых сигналов

Проводится исследование влияния фазовых помех и дестабилизирующих факторов цифроаналогового преобразователя (ЦАП) прямого цифрового синтезатора частот [1] на качество выходного сигнала синтезатора частот. Рассматриваются методы, позволяющие снизить уровень фазовых помех на выходе ЦАП, входящего в состав прямого цифрового синтезатора частот, основанные на использовании автоматических компенсаторов помех. Рассмотрены два варианта схем автоматических компенсаторов фазовых помех [2]. Проведен их сравнительный анализ по следующим параметрам: степень подавления паразитных составляющих в выходном сигнале ЦАП, быстродействие устройства, возможность компенсировать помехи в зависимости от их характеристик. В результате исследования предложена схема автоматического компенсатора с согласованием логических уровней, которая позволяет компенсировать действие помех, вызывающих положительные и отрицательные отклонения фазы сигнала на выходе синтезатора частот. Структурная схема устройства представлена на рисунке.

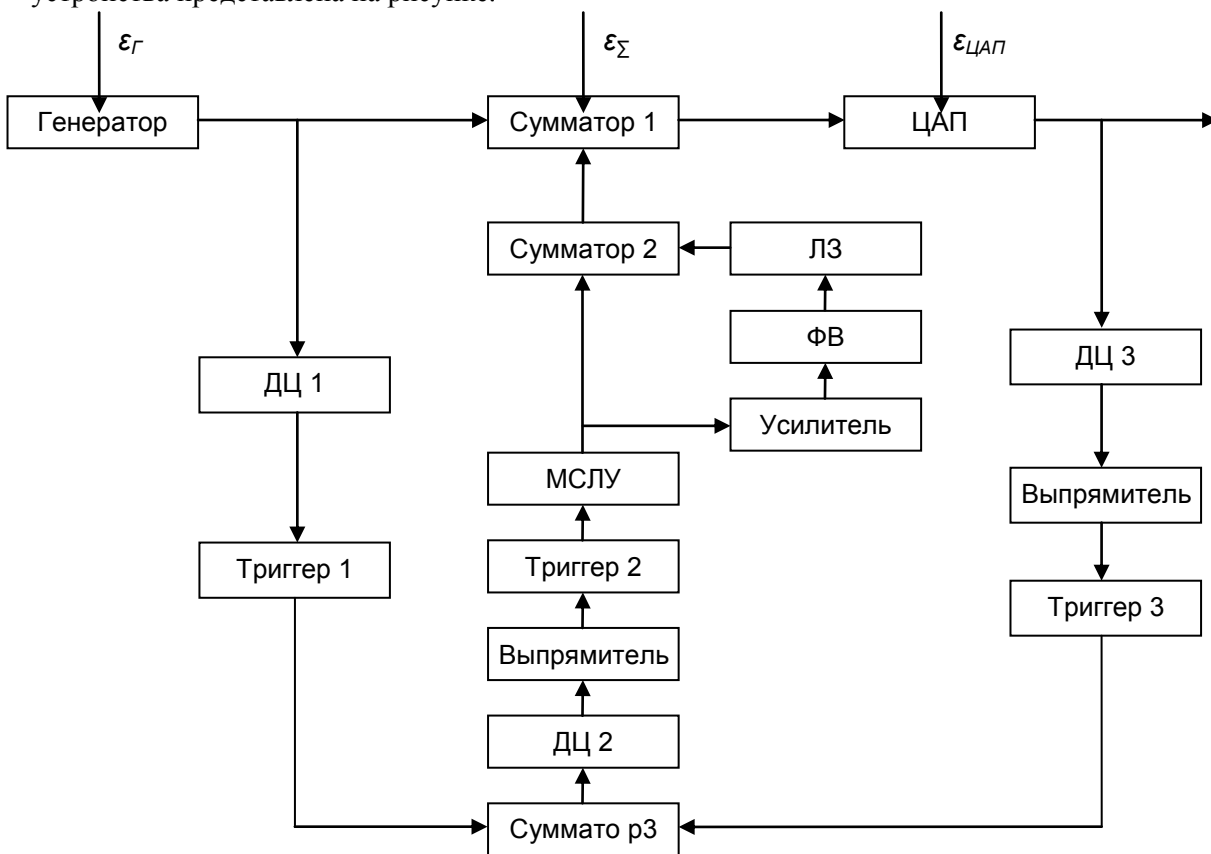


Рис. 1. Структурная схема компенсатора фазовых помех на выходе ЦАП синтезатора частот с согласованием логических уровней

На рис. 1 обозначено: ϵ_G - дестабилизирующий фактор, воздействующий на тактовый генератор устройства; ϵ_Σ - дестабилизирующий фактор, воздействующий на сумматор, который производит сложение сигналов, поступающих с тактового генератора и со схемы автокомпенсации; $\epsilon_{ЦАП}$ - дестабилизирующий фактор, воздействующий на цифроаналоговый

преобразователь; ДЦ – дифференцирующая цепь, МСЛУ – модуль согласования логических уровней, ФВ – фазовращатель, ЛЗ – линия задержки.

Усилитель, применяемый в устройстве, имеет фиксированный коэффициент усиления.

Рассмотрен принцип работы компенсатора. Приведены временные диаграммы сигналов на выходах основных блоков, составляющих компенсатор. Проведено исследование уровня собственных шумов компенсатора, а также определены возможности подавления помех при воздействии дестабилизирующих факторов ЦАП.

Литература

1. Смекалов А. И. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование // Радиотехника, 2011, №1. – С. 43-52.
2. Рудаков А.М., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013, №2 (10). – С. 19-25.

Сравнительный анализ времени расчета системы ФАПЧ численным методом Рунге-Кутты и спектральным на основе НКЛФ

Подход, основанный на применении аппроксимации характеристик системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) непрерывными кусочно-линейными функциями (НКЛФ), показал себя эффективным инструментом решения основных задач анализа устройства (определения условий устойчивости; нахождения выходного сигнала устройства при воздействии внутренних и внешних возмущений как детерминированного, так и стохастического характера). НКЛФ включают в себя линейные функции и модули линейных функций [1], что позволяет любую нелинейную функцию с любой степенью точности аппроксимировать набором отрезков прямых. Они сочетают в себе достоинства численных и аналитических методов, обеспечивая проведение исследования устройств произвольной конфигурации. При этом конечные выражения характеристик устройств получают в аналитическом виде.

В работе проведено исследование влияния количества аппроксимирующих отрезков N на время вычислений динамических характеристик (ДХ) системы ФАПЧ с фильтрами различных порядков численным методом Рунге-Кутты и спектральным методом при аппроксимации частотных характеристик переключающими НКЛФ. Исследования проводились в вычислительной среде *MathCAD* для системы ФАПЧ с пропорционально-интегрирующими фильтрами (ПИФ) 1-го и 2-го порядков и с треугольной характеристикой фазового дискриминатора при скачкообразном изменении фазы эталонного генератора. Параметры аппроксимации при расчете приняты следующие: диапазон ω [10^{-3} ;100], собственная постоянная времени системы ФАПЧ $\dot{O}_c=1$ с, постоянная времени фильтра $T=1$ с.

Вычислительные затраты с использованием обратного преобразования Лапласа постоянны и составляют для данных параметров системы 0,11с. В таблице 1 отображены вычислительные затраты на расчет ДХ системы ФАПЧ спектральным методом при аппроксимации частотных характеристик НКЛФ в зависимости от числа аппроксимирующих функций N .

Таблица 1

N		10	50	100	150	250	500	1000
t, c	ПИФ1	0,188	0,188	0,203	0,234	0,250	0,312	0,453
	ПИФ2	0,188	0,203	0,219	0,234	0,266	0,328	0,438

Для сравнения в таблице 2 приведены данные исследования влияния числа точек N , на участке решения дифференциального уравнения, на время вычислений при решении численным методом Рунге-Кутты.

Таблица 2

N		10	50	100	150	250	500	1000
t, c	ПИФ1	0,063	0,063	0,079	0,094	0,094	0,096	0,096
	ПИФ2	0,094	0,125	0,172	0,203	0,297	0,625	0,906

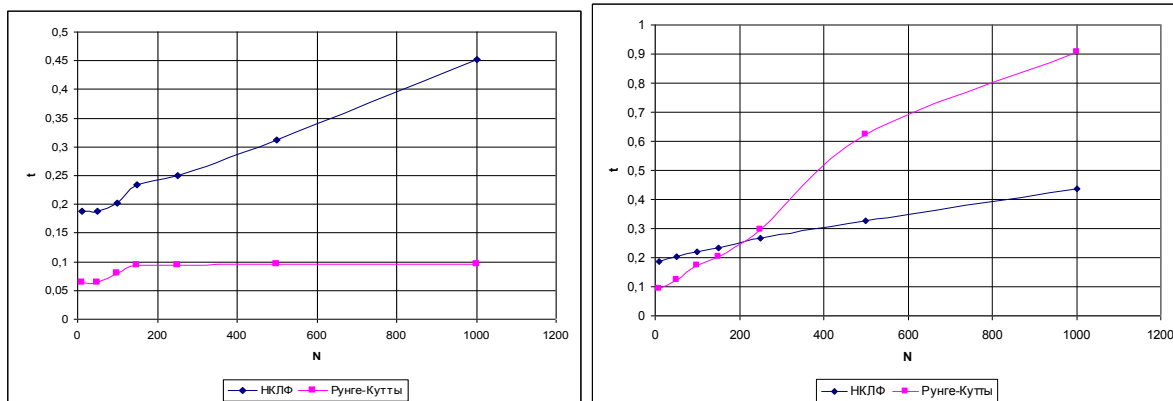


Рис. 1. Вычислительные затраты на расчет системы ФАПЧ с ПФФ 1-го (а) и 2-го (б) порядков исследуемыми методами

На рис. 1 представлены зависимости, построенные на основании таблиц 1 и 2. Как видно из графиков, спектральный метод на основе аппроксимации частотных характеристик НКЛФ требует меньших вычислительных затрат по сравнению с численным методом Рунге-Кутты при анализе системы ФАПЧ с фильтрами высоких порядков. Кроме того, вычислительные затраты названного метода имеют зависимость от числа аппроксимирующих отрезков близкую к линейной, что представляет возможность заранее оценивать время вычислений исходя из требуемой точности результата.

Литература

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

Анализ воздействия внутренних возмущений на нелинейную систему фазовой автоподстройки частоты на основе непрерывных кусочно-линейных функций

На практике часто встречаются неавтономные системы ФАПЧ [1], т.е. системы, у которых один или несколько параметров явно зависят от времени. В частности, из-за модуляции полезного сигнала и воздействия на него помех параметры сигнала эталонного генератора могут оказаться непостоянными. Система может стать неавтономной и в результате изменения её внутренних параметров во времени под действием помех или дестабилизирующих воздействий.

В работе на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ), исследовано действие внутренних возмущений на систему ФАПЧ, т.е. гармонических напряжений, попадающих на выход фазового детектора или на вход управляющего элемента ($u_1(t)$ и $u_2(t)$, соответственно).

Основное уравнение неавтономной системы ФАПЧ на основе НКЛФ имеет вид:

$$p\varphi + K(p)\Omega_y \left[\sum_{n=0}^{N-1} (K_n\varphi + B_n) \cdot Q_n(\varphi) + \frac{S_{y_2}}{\Omega_y} u_1(t) \right] + S_{y_3} u_2(t) = 0$$

где S_{y_3} – крутизна характеристики управляющего элемента, $u_1(t)$ – действие периодического напряжения на выход фазового детектора (ФД), $u_2(t)$ – действие периодического напряжения на вход управляющего элемента (УЭ), $K(p)$ – коэффициент передачи фильтра нижних частот (ФНЧ), Ω_y – полоса удержания, n – текущий номер аппроксимирующего отрезка прямой, N – максимальный номер узла аппроксимации, K_n – крутизна рассматриваемого участка n , аппроксимированной характеристики фазового детектора, B_n – коэффициент характеристики на участке n , $Q_n(\varphi)$ – включающая НКЛФ, φ – текущая фаза. Данное уравнение является нелинейным дифференциальным уравнением произвольного порядка. В то же время на каждом участке n , система может рассматриваться как линейная при произвольном значении отклонения параметров. Переход с одного участка линеаризации на соседний осуществляется автоматически. Это достигается применением включающей НКЛФ, определенной во всем диапазоне изменения аргумента.

Анализ на основе НКЛФ проведен для двух случаев: когда после воздействия фаза сигнала остается в пределах одного аппроксимированного участка характеристики фазового детектора, а также когда в результате возмущения фаза имеет величину, превышающую границы отрезка аппроксимации, т.е. отклонение фазы переходит и на другой участок характеристики детектора, что соответствует режиму больших возмущений. При этом не требуется ручного или программного перехода на соответствующий участок аппроксимации и последующего «сшивания» исследуемых характеристик.

При анализе и моделировании в качестве ФНЧ были рассмотрены интегрирующий фильтр первого и второго порядков (ИФ1, ИФ2) и пропорционально-интегрирующий фильтр первого и второго порядков (ПИФ1, ПИФ2).

В результате исследования в среде Mathcad [2], был проведен анализ и построены графики переходных процессов, для всех типов рассматриваемых фильтров и для случаев малого (линейный режим) и большого (нелинейный режим) возмущений.

Полученные выражения совпадают с результатами, полученными в [1], что подтверждает целесообразность использования НКЛФ для анализа систем фазовой автоподстройки частоты.

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.