

Васильев Г.С., Харчук С.М.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vasilievgleb@mivlgu.ru*

Алгоритм анализа динамических характеристик формирователей зондирующих сигналов в системах электромагнитного геодинамического контроля

Для обеспечения безопасности важных народнохозяйственных объектов в условиях действия техногенных, биогенных и антропогенных помех целесообразно проводить автоматизированный электромагнитный контроль геодинамических процессов на основе многополюсных зондирующих установок. Однако отсутствуют эффективные методики анализа, проектирования и испытаний систем геомониторинга для различных параметров систем при воздействии разнообразных помеховых факторов.

Длительность переходных процессов и другие их свойства критически важны для оперативной реакции системы на быстрые геодинамические изменения, которые могут скачкообразно приводить природно-технические системы к катастрофам. Для аналитического исследования переходных процессов систем мониторинга при различном уровне помех предлагается использовать подход на основе спектрального метода, кусочно-линейной аппроксимации воздействующих возмущений и выходного спектра [1].

Представление схем формирователей зондирующих сигналов многополюсных систем геомониторинга обобщенной схемой амплитудно-фазового преобразования сигналов [2] позволяет исследовать широкий класс формирователей, различающихся числом каналов (полюсов) и зависимостью между параметрами сигналов в отдельных каналах, характеристиками составляющих звеньев, величиной и характером воздействующих возмущений и пр.

В состав обобщенной модели входят аналогичные ему преобразователи, управляющее устройство, управляющие тракты и весовой распределитель. Каждый управляющий тракт состоит из детектора отклонения амплитуды и (или) фазы сигнала, а также фильтра. Управляющие тракты реализуют принцип регулирования по возмущению и по отклонению. Иерархическая структура обобщенной модели позволяет представлять устройства с различным числом и типом связей (прямыми, обратными, местными, общими, многопетлевыми).

Предлагаемый алгоритм (блок-схема рис. 1) позволяет проводить анализ динамических характеристик формирователей высокого порядка в широком диапазоне параметров схем и воздействующих помех. Контроль точности анализа переходных режимов выполняется по критерию соответствия требуемой и достигнутой величины среднеквадратической погрешности. Алгоритм выполняет расчет динамического режима линейного формирователя при произвольных детерминированных воздействиях и адаптивное изменение узлов для уменьшения погрешности.

Для расчета динамического режима формирователей с произвольными характеристиками инерционности управляющих трактов необходима кусочно-линейная аппроксимация вещественной частотной характеристики выходного спектра и получено выражение динамической характеристики обратным преобразованием Фурье. Для исследования переходных режимов при воздействии сложной формы на основе требуется также выполнить аппроксимацию воздействующих сигналов и расчет спектров внешних и внутренних воздействий.

С помощью данного алгоритма были рассчитаны переходные характеристики формирователей с фильтрами нижних частот (ФНЧ, рис. 2а), верхних частот (ФВЧ, рис. 2б) и полосовыми фильтрами (ПФ, рис. 2в) различных порядков (от 1-го до 10-го). Полученные зависимости позволяют оптимальным образом выбирать параметры звеньев формирователя, что обеспечивает снижение ошибок измерений в динамическом режиме. Выполненная проверка расчетных характеристик аналитическим и численным преобразованием Лапласа подтвердила правильность полученных результатов.

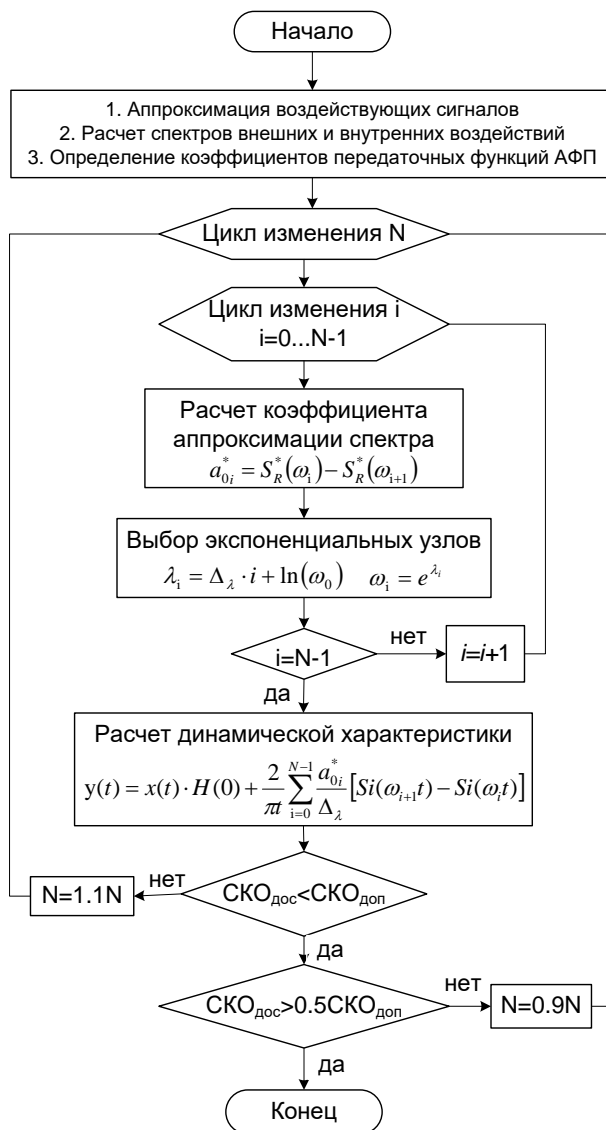


Рис. 1. Блок-схема алгоритма анализа динамических характеристик формирователей зондирующих сигналов в системах электромагнитного геодинамического контроля

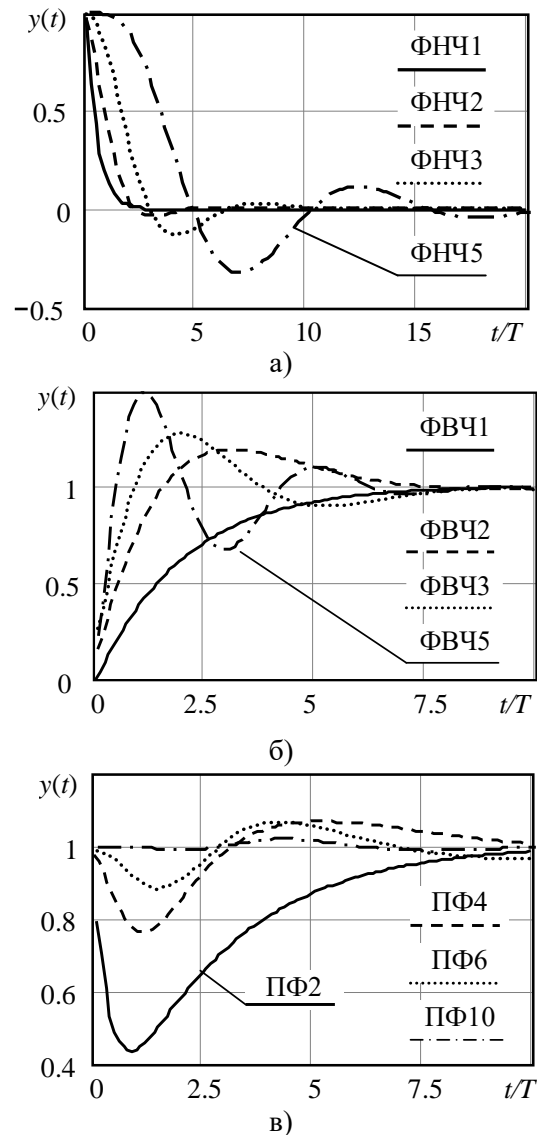


Рис. 2. Переходные характеристики формирователей

Литература

1. Васильев Г.С. Исследование динамических характеристик гистерезисного амплитудно-фазового преобразователя спектральным методом // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2014. – Вып. 16. – С. 4-9.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Передаточные характеристики нелинейного преобразователя сигналов // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Общетехническая. – 2010. – № 1. – С. 80-84.

Жиганова Е.А., Исупов А.Л.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: zhiganova.el@gmail.com

Анализ нелинейных искажений в усилителях мощности частотно-модулированных сигналов

Для оценки уровня нелинейных искажений в усилителях мощности ЧМ сигналов было проведено исследование схемы квадратурного усилителя при воздействии помехового гармонического сигнала на нелинейные элементы схемы. Нелинейность схемы определяли через коэффициент внутриполосных колебаний $K_{ВПК}$, т.е. значения уровней нечетных разностных порядков интермодуляционных колебаний ИМК [1].

Исследование провели при изменении глубины частотной модуляции и изменении соотношения амплитуд основного и помехового сигналов [2]. При изменении глубины частотной модуляции полезного сигнала $m_{ЧМ}$ (от 0,5 до 8,5) и при коэффициентах регулирования $K_A=K_\Phi=1$ было проведено моделирование, результаты которого графически представлены на рис. 1, где показано изменение значение уровня произвольно выбранных интермодуляционных составляющих в спектре выходного сигнала квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний при увеличении $m_{ЧМ}$.

Оказалось, что при изменении индекса частотной модуляции от 0,5 до 5 (для отдельных составляющих – до 3) возрастает и уровень интермодуляционных колебаний в среднем на 4..20 дБ, при увеличении $m_{ЧМ}$ от 5 до 7 происходит снижение уровня интермодуляционных колебаний в среднем на 2..11 дБ, а при $m_{ЧМ}>7$ уровни интермодуляционных колебаний вновь увеличиваются. [1].

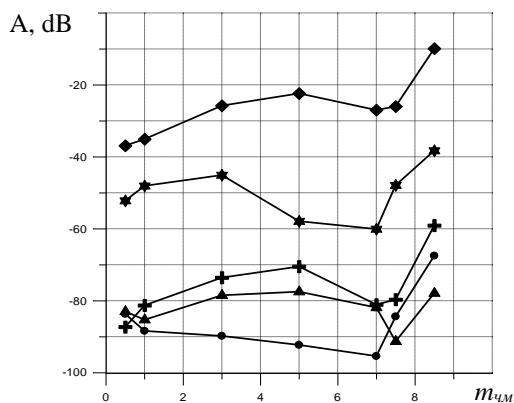


Рис. 1. Зависимость уровней некоторых интермодуляционных колебаний от индекса частотной модуляции

- ◆ — $\omega_1 - \Omega + 2\Delta\omega_{П}$,
- ▲ — $\omega_1 - \Omega - 2\Delta\omega_{П}$,
- ◆ — ω_2 ,
- — $3\omega_1 - 2\omega_2$,
- ★ — $4\omega_2 - 3\omega_1$.

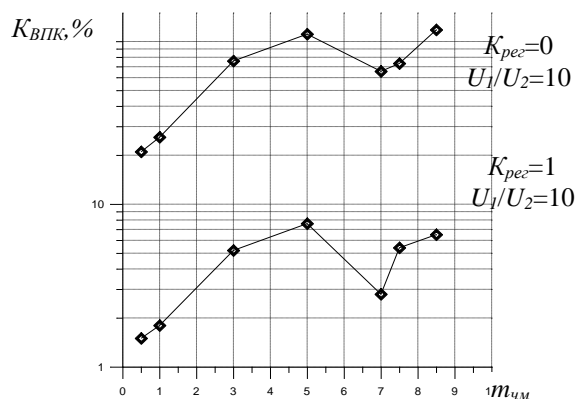


Рис. 2. Зависимость коэффициента интермодуляционных колебаний от индекса частотной модуляции

На рис. 2 приведены зависимости коэффициента внутриполосных колебаний от глубины частотной модуляции при $K_{рег}=0$ и $K_{рег}=1$. При изменении индекса $m_{ЧМ}$ от 0,5 до 8,5 в схеме КУМ с автокомпенсатором $K_{ВПК}$ изменяется в 4,5 раза, причем минимальное значение имеет

при $m_{\text{чм}}=0,5$, а максимальное - при $m_{\text{чм}}=8,5$. В схеме без автокомпенсации ИМК график зависимости имеет аналогичный характер, однако при тех же значениях индекса частотной модуляции значения $K_{\text{ВПК}}$ в 15..20 раз больше по сравнению со схемой с автокомпенсацией ИМК.

Из рисунка 2 видно, что характер зависимости коэффициента внутрисполосных колебаний от индекса частотной модуляции аналогичен зависимости изменения уровней ИМК от $m_{\text{чм}}$. Анализ этой зависимости показал, что включение автокомпенсатора интермодуляционных колебаний в схему усилителя в зависимости от $m_{\text{чм}}$ позволяет уменьшить коэффициент внутрисполосных колебаний в 10..20 раз.

Литература

1. Жиганова Е.А. Анализ устойчивости квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Будущее технической науки: тез. докл. VIII Международной молодеж. научно-техн. конф.; НГТУ им. Р.Е. Алексева. – Нижний Новгород, 2009. С. 22-23.
2. Ромашов В.В., Жиганова Е.А. Нелинейное уравнение квадратурного усилителя мощности с автокомпенсацией интермодуляционных колебаний / Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвузовский сборник научных трудов / Под ред. В.В. Ромашова. – Гидрометеиздат, С.-Петербург, 2002. – С.189-194.

Костров[†] В.В., Кострова^{††} Т.Г.

[†]Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23

^{††}Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55
E-mail: vvk@mit.ru

Некогерентная обработка многолучевого сигнала при одноканальном приеме

Многолучевые каналы распространения волн заметно снижают качество приема сигналов, скорость передачи информации в современных радиотехнических системах. Интерференции и замирания, которые возникают вследствие многолучевого распространения сигналов, приводят к ухудшению основных тактико-технических характеристик систем, таких как качество обнаружения, точность измерения координат объектов, за которыми установлено наблюдение. В системах связи наличие замираний снижает скорость передачи данных или достоверность воспроизведения информации. В любом случае многолучевое распространение сигналов (МЛС) необходимо учитывать при приеме и обработке данных. В последнее время разработано много различных методов повышения качества работы систем в условиях приема сигналов, распространяющихся по нескольким каналам, например [1-4]. Целью работы является анализ некогерентной обработки сигналов для улучшения тактико-технических характеристик низкоскоростных систем связи в условиях приема МЛС.

Для организации передачи цифровой информации по каналам связи часто используется сигнал преамбулы, определяющий момент начала передачи информации, и сигнал постамбулы об окончании пакета данных. Наиболее широкими возможностями для этих целей обладают сложные сигналы, которые обеспечивают высокую разрешающую способность по времени и предоставляют возможность кодового разделения каналов. При одноканальном приеме, который рассматривается в этой работе, применение сложных сигналов позволяет разделить сигналы различных лучей, и, следовательно, облегчить задачу оценивания времени прихода сигналов. В системе цифровой обработки сигналов применена стабилизация вероятности ложной тревоги и используются согласованный фильтр для сжатия сложного сигнала. При формировании статистики обнаружения используется оценка амплитуды отдельных обнаруженных лучей.

В результате выполненных исследований показано, что в условиях сильных замираний оптимизации некогерентной обработки сигналов в условиях МЛС может дать выигрыш в пороговой мощности сигнала 1,5...1,8 дБ. Это позволяет снизить мощность передатчика или увеличить дальность действия системы. Вместе с тем следует отметить, что некогерентная обработка не позволяет высококачественно оценить параметры канала и разделить соседние символы, поэтому скорость передачи данных ограничена. Это необходимо учитывать при решении системных вопросов и разработке алгоритмов цифровой обработки МЛС.

Литература

1. Кловский Д.Д. Теория электрической связи. – М.: Радиотехника, 2009. – 646 с.
2. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
3. Боровицкий Д.С., Ипатов В.П. Разработка гидроакустического сигнала системы позиционирования подводных объектов в условиях быстрых замираний // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С.25-29.
4. Маркович И.И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов во многолучевых эхолотах и локаторах препятствий // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2014. Т. 7. № 2. С.58-71.

Кострова[†] Т.Г., Костров^{††} В.В.

[†]Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55

^{††}Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vvk@mit.ru

Предварительные преобразования сигналов для цифровой квадратурной обработки

Цифровая обработка сигналов занимает ведущее место в современных радиотехнических комплексах [1,2]. На малой мощности с помощью цифровой аппаратуры формируются сигналы возбуждения передатчика, гетеродинов приемника и осуществляется модуляция радиосигналов. Обработка сигналов с выхода радиоприемного устройства также производится с помощью блока цифровой обработки сигналов (ЦОС). На всех этапах ЦОС широко используется представление сигналов в комплексном виде [3], т.е. используются квадратурные модуляторы и демодуляторы. В них существенно используются квадратурные составляющие сигнала, представленные в цифровом виде. Такое техническое решение позволяет для узкополосных сигналов снизить в два раза тактовую частоту оцифровки сигнала, и как следствие, снизить требования к цифровым сигнальным процессорам. В аппаратно-программном комплексе предусматривается предварительная обработка аналоговых сигналов для формирования квадратурных составляющих.

Целью данной работы является сравнительный анализ различных вариантов получения квадратур узкополосных сигналов для последующей цифровой обработки.

Традиционно в схемах цифровых радиоприемных устройствах осуществляется гетеродинное формирование квадратурных составляющих и перенос спектра сигнала в область нулевых частот с помощью схемы квадратурного демодулятора и канальных фильтров низких частот. Однако применение аналоговых элементов делают схему температурно уязвимой, поэтому при реализации эта схема дополняется цепями периодической юстировки. Высокие рабочие частоты и динамический диапазон современных аналого-цифровых преобразователей позволяет реализовать цифровое формирование квадратурных составляющих сигнала (ЦФКС), при этом оцифровка сигналов осуществляется на промежуточной частоте

Рассмотрены различные структуры предварительной обработки, включая квазиоптимальные устройства преобразования Гильберта, предназначенные для приема сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Анализ различных вариантов построения ЦФКС показал, что такое преобразование сопровождается некоторой потерей в пороговом отношении сигнал-шум (до 0,5 дБ). Дан пример расчета частоты дискретизации для реальных параметров радиолокационной станции и неидеальной сквозной частотной характеристикой радиоприемного устройства. Рассмотрены рекомендации по оптимальному выбору частоты дискретизации узкополосных радиосигналов.

В результате выполненных исследований разработана методика оптимизации выбора схем формирования квадратурных составляющих и оценки потерь в пороговой мощности сигнала.

Литература

1. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: Изд. КВиЦ, 2000. – 428 с.
2. Бобров Д.Ю., Доброжанский А.П., Зайцев Г.В. и др. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС. Часть 1: Принципы разработки. Преобразование сигналов в цифровую форму // Цифровая обработка сигналов. 2001. Вып. 4. С.2-11; Часть 2: Алгоритмы обработки радиолокационных сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. Вып. 1. С.28-39; Часть 3: Программируемый процессор сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2002. Вып. 2. С.42-50.
3. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.

Курилов И.А., Васильев Г.С., Суржик Д.И.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Характеристики гибридного синтезатора частот при дестабилизации управляемого генератора

Рассматривается гибридный синтезатор частот (ГСЧ) на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) в информационном тракте ФАПЧ. ЦВС охвачен системой автоматической компенсации фазовых искажений.

Применение в схеме ГСЧ системы автоматической компенсации фазовых искажений [1-3] позволило существенно снизить, уровень собственных искажений ЦВС, а также и снизить уровень фазовых искажений устройства в целом. Принцип действия автоматического компенсатора фазовых искажений основан на выделении закона паразитного отклонения фазы в блоке, подверженном искажениям и противофазном отклонении фазы сигнала данного блока таким образом, что первоначальное паразитное отклонение фазы компенсируется.

Возможные виды дестабилизирующего воздействия могут быть следующие: нестабильности температуры, питающих напряжений, вибрации, внешние наводки на устройство, собственные фазовые шумы, а также другие воздействия на управляемый генератор системы ФАПЧ ГСЧ, приводящие к паразитным отклонениям фазы выходного сигнала гибридного синтезатора.

На основании структурной схемы гибридного синтезатора с автокомпенсацией искажений построена структурная модель ГСЧ при дестабилизации управляемого генератора (рис.1). Для этого блоки схемы электрической структурной ГСЧ заменили их моделями. Поскольку фильтр ЦВС достаточно широкополосный для спектра искажений, принято, что его передаточная функция $M_{\text{Ц}}(p)=1$, где $p=d/dt$ – оператор Лапласа.

На модели введены следующие обозначения. Параметры блоков системы ФАПЧ обозначены, как $K_{\text{д}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, $K_{\text{ч}}$ – коэффициент передачи делителя частоты опорного генератора, $K_{\text{Г/р}}$ – передаточная функция управляемого генератора, $K_{\text{εГ}}$ – коэффициент передачи дестабилизирующего фактора управляемого генератора, а для ЦВС, как $K_{\text{Ц}}$ – коэффициент передачи ЦАП. Для блоков автокомпенсатора коэффициенты передачи блоков обозначены, как - $K_{\text{у}}$ – коэффициент передачи управляемого фазовращателя, $K_{\text{от}}$ – коэффициент передачи опорного тракта, $K_{\text{ит}}$ – коэффициент передачи информационного тракта, $K_{\text{дА}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M_{\text{А}}(p)$ – передаточная функция фильтра, $p_{\text{А}}$ – коэффициент передачи усилителя постоянного тока. Так же введены следующие обозначения для отклонений фаз сигналов - φ – выходного сигнала формирователя, $\varphi_{\text{ит}}$ – информационного тракта, $\varphi_{\text{от}}$ – опорного тракта, $\varphi_{\text{А}}$ – ЦАП, $\varphi_{\text{εГ}}$ – управляемого генератора при дестабилизирующем воздействии, $\varphi_{\text{дА}}$ – разность фаз на входах фазового детектора $\varphi_{\text{у}}$ – отклонение, фазы вносимое управляемым фазовращателем.

На основании разработанной модели записано дифференциальное уравнение формирователя сигналов и получена передаточная функция формирователя, связывающая отклонение фазы выходного сигнала устройства с воздействием дестабилизирующего фактора ϵ_0 на опорный генератор

$$H_{\text{εГ}\varphi} = \frac{K_{\text{εГ}}}{1 + \frac{1}{\tau p} M(p)}, \quad (1)$$

где τ – постоянная времени синтезатора частот на основе ФАПЧ.

Так для фильтра нижних частот второго порядка выражение (1) принимает вид

$$H_{\varepsilon\Gamma\varphi} = \frac{K_{\varepsilon\Gamma}}{1 + \frac{1}{\tau p(1+\tau p)(1+\tau p)+1}} \quad (2)$$

В работе рассчитаны и построены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ГСЧ. Проведено исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик гибридного синтезатора при дестабилизации управляемого генератора для фильтров нижних частот первого и второго порядков, и для широкополосного тракта управляющего сигнала при различных значениях постоянных времени используемых фильтров и параметров системы ФАПЧ синтезатора.

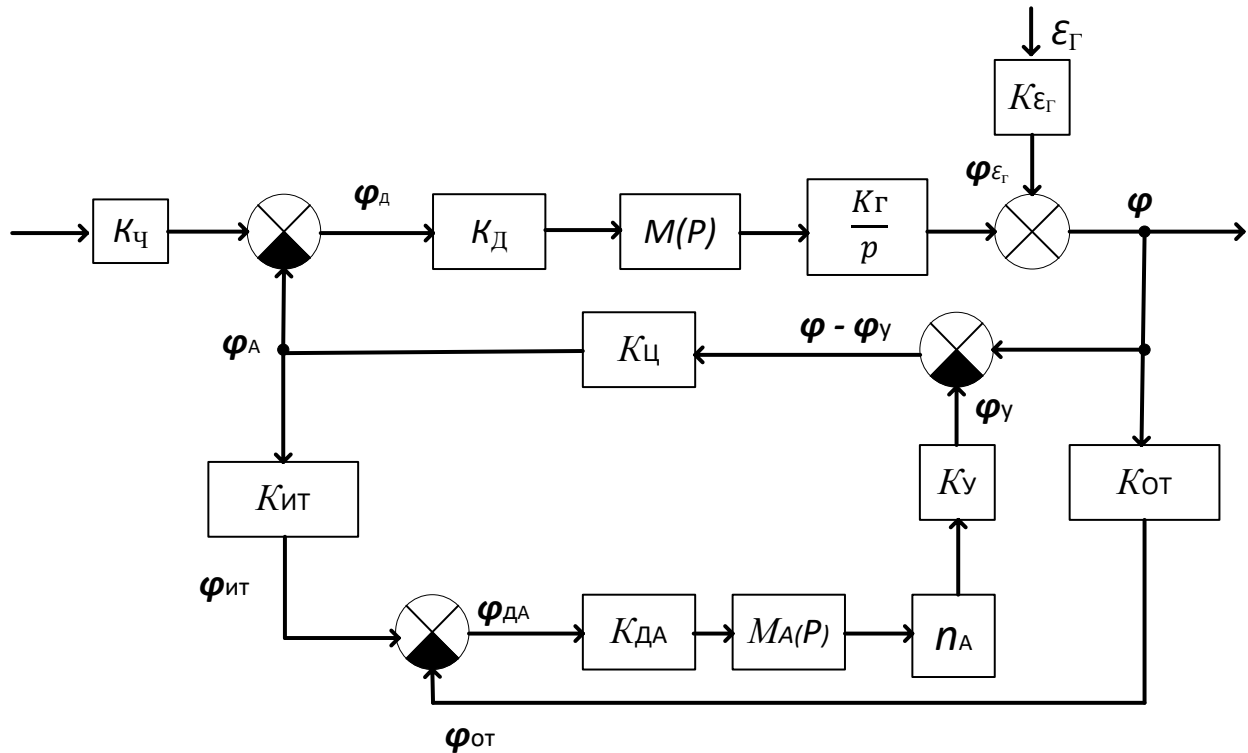


Рис.1. Схема разработанного устройства

Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.
2. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Якименко К.А. Исследование шумовых характеристик гибридного синтезатора частот на основе однокольцевой ИФАПЧ со смесителем и цифрового вычислительного синтезатора. – Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. № 4 (12). С. 23-29

Курилов И.А., Васильев Г.С., Суржик Д.И.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Характеристики гибридного синтезатора частот при фазовых искажениях ЦВС

В работе проведено исследование гибридного синтезатора частот (ГСЧ) на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС) в информационном тракте ФАПЧ. Для подавления собственных искажений ЦВС, он охвачен системой автоматической компенсации фазовых искажений [1-2].

Применение в схеме ГСЧ системы автоматической компенсации фазовых искажений позволило существенно уменьшить, уровень фазовых искажений устройства в целом. Принцип действия автоматического компенсатора фазовых искажений основан на выделении закона паразитного отклонения фазы в блоке, подверженном искажениям и противофазном отклонении фазы сигнала данного блока таким образом, что первоначальное паразитное отклонение фазы компенсируется. В исследуемом синтезаторе системой автокомпенсации охвачен цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) ЦВС.

К факторам, вызывающим рост фазовых искажений выходного сигнала ЦАП, относятся: шумы квантования или дискретизации, фазовые шумы, погрешности преобразования ЦАП, переходные процессы, при смене управляющего кода, джиттер отдельных звеньев синтезатора и интерфейсов между блоками [3].

Разработана структурная модель ГСЧ при Фазовых искажениях выходного сигнала ЦАП (рис.1). Для этого проведена замена блоков схемы электрической структурной ГСЧих моделями. Поскольку фильтр ЦВС достаточно широкополосный для спектра искажений, в модели принято, что его передаточная функция $M_{\Pi}(p)=1$, где d/dt – оператор Лапласа.

На модели параметры блоков системы ФАПЧ обозначены: K_d – коэффициент передачи фазового детектора, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, K_{Σ} – коэффициент передачи делителя частоты опорного генератора, $K_{\Gamma/p}$ – передаточная функция управляемого генератора, а для ЦВС, как K_{Σ} – коэффициент передачи ЦАП, $K_{\varepsilon_{\Sigma}}$ – коэффициент передачи фактора, приводящего к фазовым искажениям сигнала ЦАП. Для блоков автокомпенсатора коэффициенты передачи блоков обозначены, как K_{Σ} – коэффициент передачи управляемого фазовращателя, $K_{\text{от}}$ – коэффициент передачи опорного тракта, $K_{\text{ит}}$ – коэффициент передачи информационного тракта, $K_{\text{да}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M_A(p)$ – передаточная функция фильтра, N_A – коэффициент передачи усилителя постоянного тока. Так же введены следующие обозначения для отклонений фаз сигналов - φ – выходного сигнала формирователя, $\varphi_{\text{ит}}$ – информационного тракта, $\varphi_{\text{от}}$ – опорного тракта, φ_A – ЦАП, φ_{Σ} – отклонение фазы, как проявление фазовых искажений сигнала ЦАП, $\varphi_{\text{да}}$ – разность фаз на входах фазового детектора φ_{Σ} – отклонение, фазы вносимое управляемым фазовращателем.

На основании разработанной модели записано дифференциальное уравнение формирователя сигналов и получена передаточная функция формирователя, связывающая отклонение фазы выходного сигнала ГСЧ с эквивалентным воздействием ε_{Σ} , фактора, приводящего к фазовым искажениям сигнала ЦАП

$$H_{\varepsilon_{\Sigma}\varphi} = - \frac{M(p)K_d \frac{K_{\Gamma}}{p} K_{\varepsilon_{\Sigma}}}{\left(1 + \frac{1}{2} N_A M_A(p)\right) \left(1 + \frac{1}{\tau p} M(p)\right)}, \quad (1)$$

где τ – постоянная времени синтезатора частот на основе ФАПЧ.

Так для фильтра нижних частот первого порядка выражение (1) принимает вид

$$H_{\varepsilon_{\text{Ц}}\varphi} = -K_{\varepsilon_{\text{Ц}}} N_{\text{Ц}} \frac{1}{\left(1 + 0,5N_A \frac{1}{1+T_{\text{АП}}}\right) \left(\tau p + \frac{1}{1+T_{\text{р}}}\right) (1 + T_{\text{р}})}. \quad (2)$$

В работе рассчитаны и построены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики ГСЧ. Проведено исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик гибридного синтезатора при фазовых искажениях ЦАП, для фильтров нижних частот первого и второго порядков, и для широкополосных трактов управляющих сигналов автокомпенсатора и системы ФАПЧ, при различных значениях постоянных времени используемых фильтров и параметров системы ФАПЧ гибридного синтезатора.

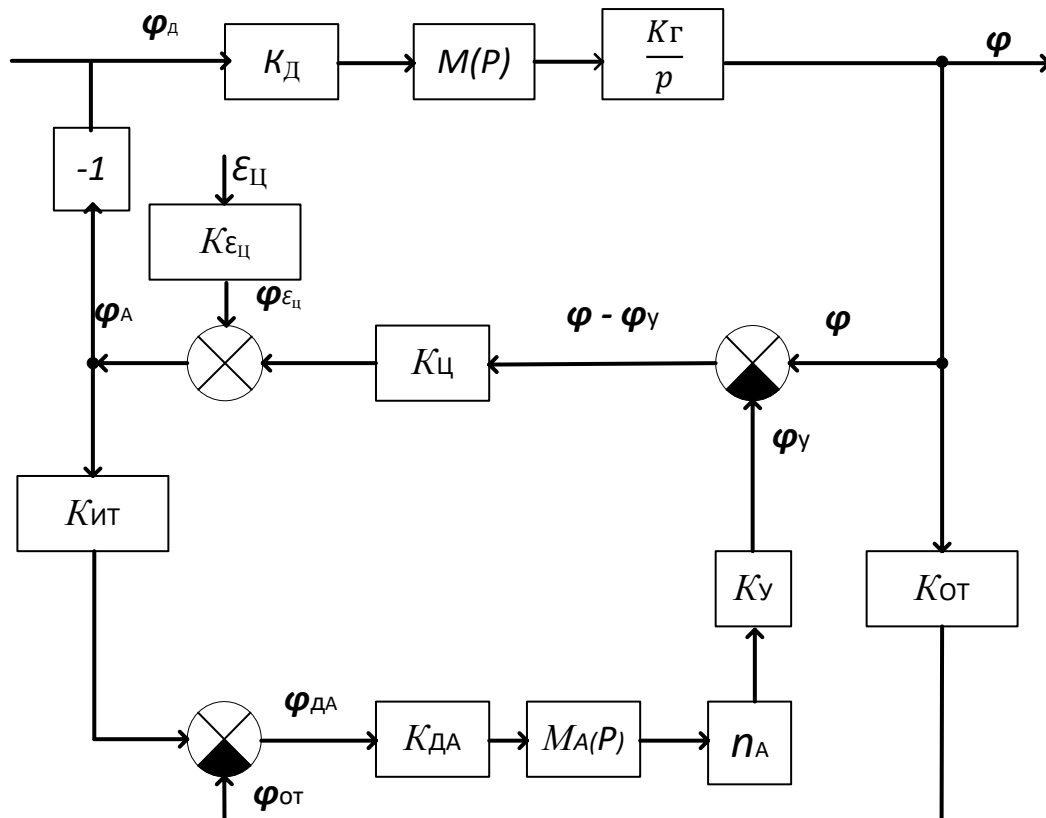


Рис.1. Схема разработанного устройства

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. - № 4(20). - С. 13-19.
2. Курилов И.А., Рудаков А.М., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых искажений на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2 (10), 2013. - С. 19-25.
3. JonBredeson, MichealParten, JohnBorrelli. DirectDigitalFrequencySynthesis // TexasTechUniversity, ShashikantShrimali, May 2007. - 80 p.

Курилов И.А., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Царьков П.Н.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени
 Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Устойчивость формирователя сигналов с ЦВС в информационном тракте

При построении радиотехнических устройств и систем различного назначения, в качестве генераторов стабильных сигналов широкое распространение получили формирователи сигналов на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). В исследуемом устройстве вычислительный синтезатор включен в информационный тракт системы ФАПЧ.

Для повышения качественных показателей устройства в схему введен автоматический компенсатор фазовых искажений [1-3]. Что позволило снизить уровень собственных искажений ЦВС и формирователя в целом. Принцип действия автокомпенсатора следующий. Сигналы с входа и выхода цифроаналогового преобразователя (ЦАП) ЦВС пройдя соответственно опорный и информационный тракты, поступают на опорный и информационный входы фазового детектора. На выходе фазового детектора формируется сигнал, пропорциональный паразитному отклонению фазы (фазовым искажениям) сигнала ЦАП. После фильтрации и усиления данный сигнал в управляемом фазовращателе (линии задержки) протифофазно управляет входным (тактовым) сигналом ЦАП, так, что первоначальное отклонение фазы компенсируется.

На основе структурной схемы построена структурная модель линеаризованного формирователя сигналов при воздействии всех заданных возмущений и составлено дифференциальное уравнение формирователя в операторной форме. Найдено решение данного уравнения в виде передаточных функций.

Составляющие передаточных функций по соответствующим воздействиям имеют вид:

$$h_{\varepsilon_0\varphi} = K_{\varepsilon_0} K_{\varphi} K, \quad h_{\varepsilon_{\Gamma}\varphi} = K_{\varepsilon_{\Gamma}}, \quad h_{\varepsilon_{\Upsilon}\varphi} = K_{\varepsilon_{\Upsilon}} K_{\varphi} K, \quad h_{\varepsilon_{\Pi}\varphi} = K_{\varepsilon_{\Pi}} K, \quad (1)$$

где ε_0 , ε_{Γ} , ε_{Π} и ε_{Υ} - возмущения, действующие соответственно на тракт опорного генератора формирователя, на управляемый генератор системы ФАПЧ, на ЦАП ЦВС и на управляемый фазовращатель автокомпенсатора, K_{ε_0} , $K_{\varepsilon_{\Gamma}}$, $K_{\varepsilon_{\Upsilon}}$, $K_{\varepsilon_{\Pi}}$, - коэффициенты передачи возмущений, действующих соответственно на тракт опорного генератора формирователя, на управляемый генератор системы ФАПЧ, на ЦАП ЦВС и на управляемый фазовращатель K_{φ} и K_{Π} - коэффициенты передачи делителя частоты опорного генератора и ЦАП, $K = K_d M(p) K_{\Gamma}/p$ - коэффициент, K_d - коэффициент передачи фазового детектора, $M(p)$ -передаточная функция фильтра системы ФАПЧ, $p=d/dt$ - оператор Лапласа, K_{Γ} - коэффициент передачи управляемого генератора. При моделировании полагаем, что фильтр ЦВС достаточно широкополосный и его передаточная функция $M_{\Pi}(p)=1$. С учетом (1) основное уравнение формирователя для отклонения фазы выходного сигнала принимает вид

$$\left(\varepsilon_0 h_{\varepsilon_0\varphi} + \varepsilon_{\Gamma} h_{\varepsilon_{\Gamma}\varphi} - \left(\varepsilon_{\Upsilon} h_{\varepsilon_{\Upsilon}\varphi} + \varepsilon_{\Pi} h_{\varepsilon_{\Pi}\varphi} \right) \frac{1}{Q} \right) \frac{1}{\beta} = \varphi, \quad (2)$$

где $\beta = 1 + \frac{1}{\tau p} M(p)$, τ - постоянная времени синтезатора частот на основе ФАПЧ, $Q = 1 + 0,5 N_A M_A(p)$, N_A - коэффициент регулирования автокомпенсатора, $M_A(p)$ - передаточная функция фильтра управляющего тракта автокомпенсатора.

Модель формирователя сигналов, построенная по выражению (2) представлена на рис.1. Возбуждение возможно в двух блоках. Выражения для петлевого усиления данных блоков

$$K_Q(p) = 0,5 N_A M_A(p), \quad (3)$$

$$K_{\beta}(p) = \frac{1}{\tau p} M(p). \quad (4)$$

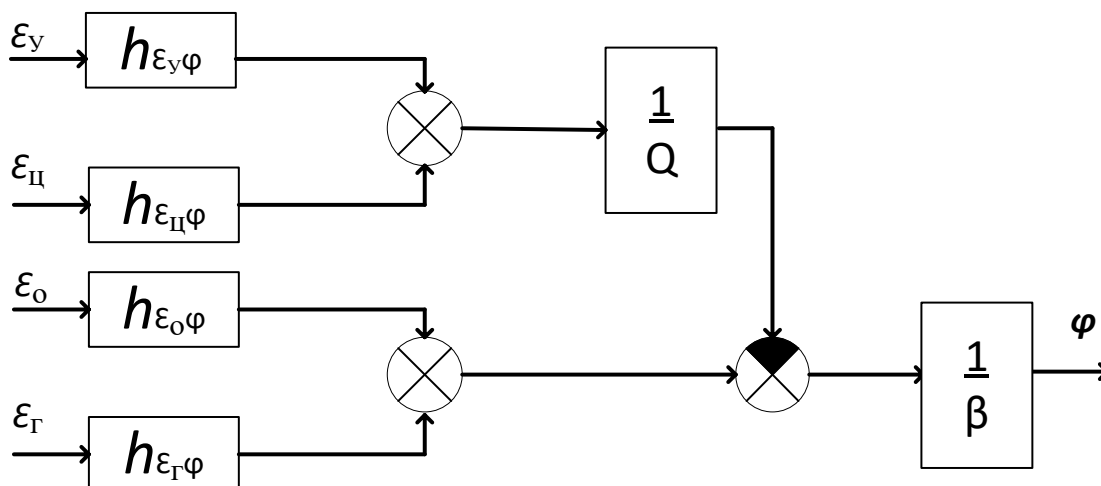


Рис.1. Модель формирователя сигналов

В работе рассчитаны и построены годографы формирователя сигнала для различных параметров устройства. Параметры блока автокомпенсатора представлены в табл.1. Здесь T_A - постоянная времени фильтра управляющего тракта автокомпенсатора.

Таблица 1 – Параметры блока автокомпенсатора

$M_A(p)$	T_A	N_A				
$M_A(p) = 1$	0	0	0,1	1	10	100
$\frac{1}{1 + T_A p}$	1		0,1	1	10	100
	10		0,1	1	10	100
	100		0,1	1	10	100
$\frac{1}{(1 + T_A p)(1 + T_A p)}$	1		0,1	1	10	100
	10		0,1	1	10	100
	100		0,1	1	10	100

Исследование устойчивости формирователя сигнала проведено для фильтров нижних частот первого и второго порядков, и для широкополосного тракта управляющего сигнала, как автокомпенсатора, так и системы ФАПЧ формирователя. Исследована зависимость устойчивости формирователя при изменениях постоянных времени применяемых фильтров и параметров устройства.

Литература

1. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук Д.И., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. – №1. – С. 4-7.
2. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Овчинников¹ Р.В., Кострова² Т.Г.

¹*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: ovch.rv.9n@yandex.ru*

²*Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55*

Эффект наложения при дискретизации непрерывных сигналов

При дискретизации аналоговых сигналов перед разработчиком аппаратуры ЦОС возникают 2 вопроса: какую частоту дискретизации выбрать и какую разрядность должен иметь аналого-цифровой преобразователь (АЦП) [1,2]. Эти проблемы, так или иначе, связаны с потерей информации при дискретизации непрерывного сигнала. Целью данной работы является исследование эффекта наложения при оцифровке непрерывного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и разработка рекомендаций по выбору частоты дискретизации.

Рассмотрены общие вопросы дискретизации непрерывных сигналов, отмечаются достоинства и ограничения преобразования аналоговых сигналов в дискретное множество по теореме В.А. Котельникова. Отмечается возможность снижения частоты дискретизации при комплексном представлении сигналов. Рассмотрены спектры дискретного сигнала и особенности разложения финитных сигналов по ортогональным базисным функциям. Поскольку спектр дискретного сигнала представляет собой периодическую функцию частоты, то при некорректном выборе частоты дискретизации верхние частоты смежных периодов спектра сигнала могут перекрываться, т.е. происходит эффект наложения. Если это произойдет, то при дальнейшей цифровой обработке сигнала искажения устранить не удастся.

В докладе рассмотрено проявление эффекта наложения спектров во временной области. Показано, что при дискретизации узкополосных сигналов появляются дополнительные артефакты в виде спектральных составляющих, которых не было в спектре исходного сигнала. Для снижения уровня спектральных составляющих вне основной полосы сигнала, т.е. для борьбы с эффектом наложения, осуществляется предварительная фильтрация сигналов. Получены условия для выбора частоты дискретизации, при которых дискретизация сигналов с финитным спектром производится корректно.

С помощью математического моделирования процедур обработки ЛЧМ сигнала в квадратурах проведено исследование влияния частоты дискретизации на параметры сжатого ЛЧМ сигнала (уровень боковых лепестков и чувствительность к эффекту Доплера). Моделирование проводилось при девиации частоты 1,2 МГц и несущей частоты сигнала 72 МГц. Проведен расчет зон возможных частот дискретизации и выбор оптимального значения частоты дискретизации. Показана возможность организации обработки сигналов на промежуточной частоте.

Таким образом, для устранения эффекта наложения выбор частоты дискретизации должен основываться на соответствии условиям теоремы В.А. Котельникова или по результатам расчета с учетом зон дискретизации. В случае обработки сигналов на промежуточной частоте появляется возможность измерения временного положения по фазе сигнала, что обеспечивает повышение точности оценивания. Так же при выборе частоты дискретизации следует учитывать расширение спектра сигнала из-за проявления эффекта Доплера.

Литература

1. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.
2. Кестер У. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов. – М.: Техносфера, 2010. – 328 с.

Ракитин А.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: alexey@mit.ru*

Система автоматизированного контроля технического состояния оборудования

Разработки в области автоматизированного контроля технического состояния оборудования и систем ведутся с середины прошлого века многочисленными разработчиками в интересах разнообразных отраслей промышленности. За это время были сделаны значительные наработки как в теоретической области, так и в аппаратной реализации различных датчиков и систем обработки. Современный этап характеризуется революционными достижениями в электронике и вычислительной технике, вследствие чего большинство ранее найденных и используемых сегодня решений безнадежно устарело. Трудности, связанные с определением причин возникновения и развития аварийных ситуаций с целью их предотвращения, требуют новых подходов к организации систем контроля и диагностики работы оборудования сложных технических объектов. В связи с этим существует объективная необходимость в создании унифицированной системы автоматизированного контроля, допускающей широкое применение и вариативность видами и числом контролируемых параметров. Настоящая работа является развитием системы автоматизированного контроля функционирования систем обеспечения теплового режима РЛС [1].

В основе разрабатываемой системы лежат унификация и блочно-модульный принцип построения. Система состоит из трех основных частей: модуля формирования и индикации, модуля преобразования, а также модуля питания.

Модуль формирования и индикации выполнен на базе отечественного микроконтроллера 1986BE92. В его задачи входят: чтение и анализ данных, поступающих от датчиков; определение выхода измеряемых параметров за заданные пределы; передача результатов измерений и сообщений о состоянии на аппаратуру управления контролируемой системы; отображение выбранной оператором информации на локальном индикаторе. Для взаимодействия с вышестоящей аппаратурой управления контролируемой системы используется широкий набор интерфейсов RS-232/422/485, CAN, SPI, I2C. С целью масштабирования системы предусмотрено подключение нескольких блоков формирования и индикации на одну шину.

Модуль преобразования представлен в нескольких исполнениях, каждое из которых содержит различные по числу и составу наборы аналоговых (по току и по напряжению) и цифровых входных каналов с устройствами коммутации и сопряжения для подключения датчиков различного типа. Для задач управления коммутацией и процессами измерений также применяется микроконтроллер 1986BE92. Взаимодействие с модулем формирования и индикации осуществляется по интерфейсу SPI, что также позволяет масштабировать систему в широких пределах.

Модуль питания формирует необходимые питающие токи и напряжения для блоков формирования и индикации, модуля преобразования и датчиков различного типа.

Отличительной особенностью разрабатываемой системы является использование только отечественной элементной базы, а также работа в широком диапазоне температур и жестких условиях эксплуатации.

Литература

1. Шнурков Н.В., Ракитин А.В. и др. Автоматизированный контроль функционирования систем обеспечения теплового режима РЛС. // Аннотированный сборник материалов ВНТК «Расплетинские чтения – 2016» Москва, 10.02.-12.02.2016 г./ Под общей редакцией к.т.н. Н.Э. Ненартовича. – М.: ПАО «НПО «Алмаз», 2015. – С. 107.

Ракитин А.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: alexey@mit.ru*

Стенд для отладки программ цифровой обработки сигналов на базе процессора 1892BM10Я

Разработка современных устройств обработки сигналов с использованием элементов микропроцессорной техники заключается в совместной параллельной разработке и отладке аппаратной и программной частей изделия. Эти две части обычно сильно взаимно связаны, и изменения в одной из них приводят к изменениям в другой, а сам процесс разработки является итерационным. Поэтому изготовление аппаратной части, требующее временных и финансовых затрат, на начальных этапах проекта не целесообразно. Вместо этого отработка основных идей и алгоритмов производится на отладочных платах или модулях, широко представленных на рынке для практически любого микропроцессора или микроконтроллера. Однако при таком подходе возникают вопросы создания потоков исходных данных и управляющей информации соответствующих реальным условиям работы будущего устройства и последующей их передачи на отладочный модуль в режиме реального времени.

В процессе разработки узла цифровой обработки сигналов комплекса возникла аналогичная задача. Устройство обработки построено на базе отечественного сигнального процессора 1892BM10Я, управляющие команды поступают от внешних источников по отдельным сигнальным линиям (выводам PIO-интерфейса), поток обрабатываемых данных передается от АЦП в процессор по интерфейсу SPI. Во время проведения предварительных натурных исследований были получены исходные данные с выхода АЦП, которые были записаны в виде текстовых файлов.

Для разработки и отладки программного обеспечения цифровой обработки сигналов был создан отладочный стенд. В качестве прототипа аппаратной части узла цифровой обработки был использован отладочный модуль NVCom-02TEM-3U, содержащий в своем составе ИМС 1892BM10Я, модуль оперативной памяти SDRAM объемом 64 Мбайт, модуль FLASH-памяти 64 Мбайт, модуль SPI-FLASH 32 Мбайт, а также разъемы универсальных портов MFBSP для подключения различных аппаратных интерфейсов, включая SPI, I2C и PIO [1, 2]. Для имитации системного периферийного и управляющего оборудования, а также источника данных использовалась демонстрационная плата на базе микроконтроллера STM32F103C [3]. На рынке представлено большое количество легко доступных плат на базе этого микроконтроллера с различными наборами памяти и периферийных устройств.

Было разработано программное обеспечение, позволяющее загружать в память микроконтроллера STM32F103C исходные натурные данные, а затем выдавать их на плату ЦОС с заданным темпом и в заданном формате через порт SPI, чем осуществлялась имитация источника данных для обработки. Другая часть этого программного обеспечения формировала в соответствии с заданными протоколами обмена и выводила через интерфейс PIO необходимые управляющие последовательности. Разработка ПО велась на языке С.

Таким образом был разработан и создан простой и компактный стенд для отладки программ цифровой обработки сигналов на базе сигнального процессора 1892BM10Я, позволяющий моделировать, анализировать и отлаживать работу системы ЦОС с задающей и управляющей аппаратурой в реальном времени. Его применение позволило существенно сократить финансовые затраты, затраты труда, а главное, сократить время разработки программного обеспечения ЦОС и всего устройства в целом. Аналогичный подход является универсальным и может применяться к системам, выполненным на иной элементной базе.

Романов Д.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: radon81@mail.ru

Моделирование траекторий движения воздушных объектов в трехмерном пространстве

Моделирование воздушной обстановки является актуальной задачей в современной радиолокации. Важным направлением в моделировании воздушной обстановки, является моделирование траектории движения воздушных объектов. Его основой является задание кинематики движения, определяющей пространственное положение объекта в произвольно заданный момент времени. С данной целью объекту предписывается траектория, которая может быть задана набором опорных вершин. Для этого используется кусочно-заданная траектория движения, допускающая ее монтаж из отдельных участков, в том числе – разнородных, полученных на основе различных математических моделей [1]. Для моделирования траекторий движения воздушных объектов можно использовать кривые Безье [2].

Параметрическое представление кривой Безье имеет вид:

$$B(t) = \sum_{i=0}^n P_i B_i^n(t),$$

где n – степень кривой;

i – порядковый номер опорной вершины;

P_i – вектор координат i -й опорной точки;

$$B_i^n(t) = \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot t^i \cdot (1-t)^{n-i} - \text{полином Бернштейна степени } n,$$

t – безразмерный параметр, расположенный в интервале $t \in [0; 1]$.

В простейших случаях траекторию движения воздушного объекта можно представить кривой на плоскости. В этом случае третья координата является фиксированной. В случае моделирования движения в трехмерном пространстве, необходимо учитывать изменение высоты движения воздушного объекта. Так как трассы движения воздушных объектов могут измеряться в десятках и сотнях километров, при задании высоты необходимо учитывать кривизну поверхности Земли. Для этого используется выражения для пересчета высоты движения воздушного объекта в координату опорной точки, которая будет использоваться для построения кривой Безье:

$$z_i = R_3 \cdot \left(\sqrt{\left(1 + \frac{h_i}{R_3}\right) - \frac{x_i^2 + y_i^2}{R_3^2}} - 1 \right),$$

где $R_3 = (4 \cdot 10^7) / 2\pi$ (м) – радиус Земли;

x_i, y_i, z_i – координаты i -ой опорной точки;

h_i – высота движения воздушного объекта в i -ой опорной точке.

В случае моделирования траектории движения воздушного объекта кривыми Безье по трем координатам, будут получены три параметрических уравнения, зависящих от безразмерного параметра $t \in [0; 1]$. При моделировании траектории движения воздушного объекта данный параметр можно рассматривать как нормированное время. Таким образом, каждое параметрическое уравнение будет представлять собой уравнение движения объекта вдоль одной из осей. На основе этих уравнений можно определять и задавать скорости и ускорения воздушных объектов, соответствующих различным классам.

Литература

1. Патент № 2419072. Способ имитации траекторий движения воздушных объектов / Оpubл. 20.05.2011, – Бюл. №14 (Чекушкин В.В., Аверьянов А.М., Бобров М.С.).
2. Чекушкин В.В., Аверьянов А.М., Бобров М.С. Имитация траектории движения объектов для радиолокационных систем управления и контроля воздушного пространства. // Мехатроника, автоматизация, управление. № 9, 2009. с. 70-78.

Суржик Д.И., Васильев Г.С., Курилов И.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: arzerum@mail.ru

Исследование влияния ошибок преобразования ЦАП на спектральные характеристики цифровых вычислительных синтезаторов

В данной работе проведен анализ влияния ошибок преобразования цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) на спектральные характеристики цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС).

Искажения выходного сигнала ЦАП, приводящие к ухудшению спектральных характеристик синтезируемых сигналов ЦВС, обусловлены отличием реальной характеристики преобразования цифрового кода в аналоговое напряжение от идеальной, связаны с ошибками преобразования [1,2] и определяются четырьмя составляющими – погрешностью усиления E_g , погрешностью смещения нулевого уровня шкалы преобразования E_0 , нелинейностью характеристики преобразования (интегральной D_i и дифференциальной D_d), а также «глитчами». Погрешность усиления представляет собой величину, на которую коэффициент преобразования аналогового сигнала в цифровую форму отличается от идеального значения, погрешность смещения нулевого уровня определяет значение характеристики ЦАП при нулевом значении кода, интегральная нелинейность функции преобразования показывает максимальное отклонение реальной характеристики ЦАП от идеальной теоретической, дифференциальная - отражает максимальную разность двух соседних шагов квантования, «глитчи» связаны с технической погрешностью реализации ЦАП.

Авторами получена модель выходного сигнала ЦАП ЦВС, учитывающая как искажения, возникающие при усечении кода фазы, квантовании амплитуды и воздействии дестабилизирующих факторов [3], так и реальную характеристику преобразования ЦАП из [1], определяемую как

$$U_{\text{ЦАП}} = \Delta u \left(1 + \frac{E_g}{100\%} \right) \cdot \left(\text{code} + D_i \cdot f_i(\text{code}) + \frac{D_d}{4} f_d(\text{code}) + E_0 \right),$$

где Δu - масштабный коэффициент преобразования цифрового кода в аналоговый сигнал, E_g - погрешность усиления ЦАП, $\text{code} = -2^{n-1} \dots 2^{n-1} - 1$ - цифровой код, n - разрядность ЦАП, D_i - амплитуда функции интегральной нелинейности, $f_i(\text{code}) = \sin\left(2\pi \frac{\text{code}}{2^n} + \frac{\pi}{3}\right)$ - модель интегральной нелинейности, D_d - амплитуда функции дифференциальной нелинейности, $f_d(\text{code}) = \text{rnd}(1)$ - модель дифференциальной нелинейности, $\text{rnd}(1)$ - равномерное распределение числа в интервале от 0 до 1, E_0 - погрешность смещения нулевого уровня.

На рис. 1 изображены идеальная и реальная характеристики преобразования 14-разрядного ЦАП ЦВС, полученный на основании приведенного выражения, при $E_g = 0.1$ МЗР (младшего значащего разряда), $D_i = 2$ МЗР, $D_d = 1$ МЗР, $E_0 = 0,5$ МЗР.

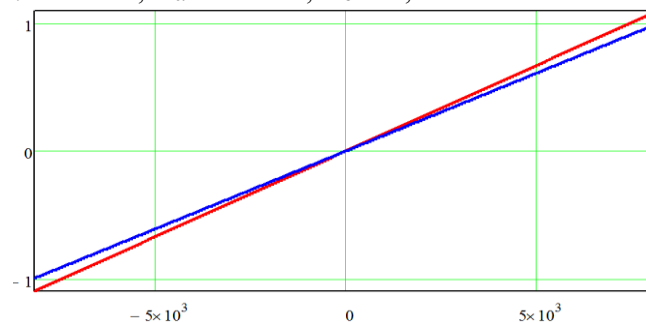


Рис. 1. Идеальная (синяя) и реальная (красная) характеристики преобразования ЦАП

По результатам спектрального анализа результирующей модели выходного сигнала ЦАП ЦВС при различных параметрах характеристики преобразования ЦАП установлено, что

- погрешность усиления пропорционально изменяет уровень спектральной компоненты основной синтезируемой частоты, ее гармоник и паразитных спектральных составляющих;

- погрешность смещения нулевого уровня обуславливает изменение шумовой составляющей выходного спектра ЦВС;

- нелинейность характеристики преобразования ЦАП приводит к появлению в спектре выходного сигнала ЦВС гармоник основной частоты $kf_{ЦВС}$ и побочных компонент $mf_T \pm kf_{ЦВС}$, уровень которых зависит от точности преобразования и качества работы ЦАП, где f_T - тактовая частота, t и k - целые числа.

- глитчи соответствуют воздействию импульсной помехи, вызванной неоднозначностью сигнала, стремящегося переключиться к какому-либо крайнему значению выходного напряжения.

Литература

1. Смекалов А. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование // Радиотехника. - 2011. - №1. - С.16-29.

2. Макарычев Е.М. Оценка влияния нелинейных искажений цифрового и аналогового тракта DDS на спектры гетеродинных сигналов в области доплеровских отстроек// Радиотехника. - 2015. - №4. - С.105-111.

3. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.

Суржик Д.И., Харчук С.М.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: arzerum@mail.ru*

Частотные характеристики гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений ЦВС и регулированием по отклонению

В данной работе рассматриваются частотные характеристики (ЧХ) гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений цифрового вычислительного синтезатора и регулированием по отклонению, структурная схема которого приведена на рис. 1. На схеме приняты следующие обозначения: ОГ - опорный генератор, ФАПЧ1 - петля фазовой автоподстройки частоты, ЦВС - цифровой вычислительный синтезатор, УФВ - управляемый фазовращатель, АКФИ - автокомпенсатор фазовых искажений, ФНЧ ЦВС - выходной фильтр нижних частот ЦВС.

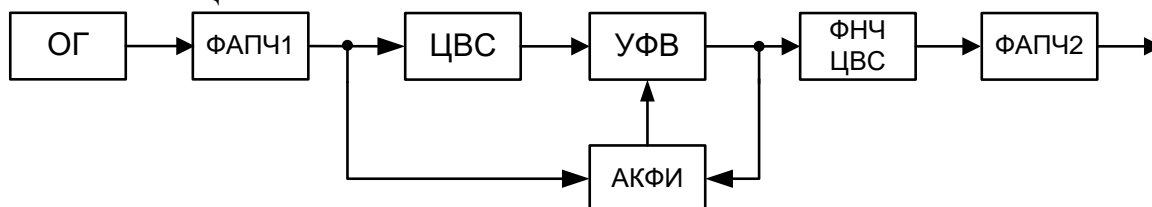


Рис. 1. Структурная схема гибридного синтезатора частот с АКФИ ЦВС и регулированием по отклонению

Устройство работает следующим образом. Источником высокостабильных колебаний в схеме гибридного синтезатора является опорный кварцевый генератор ОГ, генерирующий выходной сигнал с частотой в несколько десятков МГц. Шаг сетки частот выходного сигнала устройства задает ЦВС, для повышения тактовой частоты которого используется внешний, либо интегрированный в его микросхему умножитель частоты ОГ на основе петли фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ1. Для устранения нежелательных высших гармоник и комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя ЦВС предусмотрен фильтр нижних частот (ФНЧ ЦВС). Поскольку выходная частота современных интегральных ЦВС ограничена значением в 1400 МГц, то для ее повышения в устройстве используется второй умножитель частоты на основе петли фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ2.

Одним из недостатков синтезаторов частот, содержащих в своем составе ЦВС, является наличие в спектре синтезируемого сигнала фазовых шумов и множества дискретных паразитных спектральных составляющих [1-3]. Для их снижения в устройстве используется цепь автоматической компенсации фазовых искажений с регулированием по отклонению, выходной сигнал которой поступает на управляемый фазовращатель УФВ, осуществляющий противофазную модуляцию выходного сигнала ЦВС в соответствии с выделенным в АКФИ компенсирующим сигналом [2].

На рис. 2 приведены результаты моделирования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) рассматриваемого гибридного синтезатора частот относительно отклонений фазы ЦВС для различных параметров звеньев управляющего тракта АКФИ: коэффициента усиления усилителя и постоянной времени фильтра T (относительно постоянной времени T_1 фильтра выходного умножителя частоты на основе петли фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ2), полученные с использованием передаточной функции устройства по указанному отклонению фазы. Для моделирования использовались следующие параметры устройства: тактовая частота ЦВС $f_T = 100$ МГц, выходная частота ЦВС $f_{ЦВС} = 30$ МГц, коэффициент умножения второй петли фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ2 $N_2 = 1$. Для построения АЧХ введена нормированная частота $\Omega = \hat{\Omega}T$, где $\hat{\Omega}$ - комплексная частота сигнала.

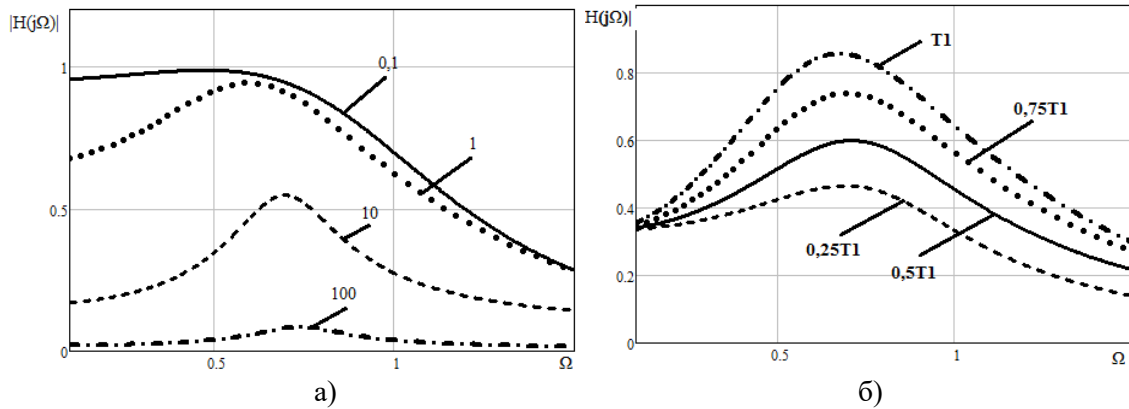


Рис. 2. АЧХ гибридного синтезатора частот по отклонениям фазы ЦВС для различных параметров звеньев АКФИ: коэффициента усиления усилителя (а) и постоянной времени фильтра (б)

Из представленного семейства кривых видно, что основная компенсация фазовых искажений ЦВС в составе гибридного синтезатора частот достигается установкой коэффициента усиления усилителя, причем чем выше данный коэффициент, тем больше наблюдаемый эффект автокомпенсации. Постоянная времени фильтра оказывает незначительное влияние на степень автокомпенсации, определяя в основном лишь полосу частот в которой она осуществляется.

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
2. Васильев Г.С., Курилов И.А., Суржик Д.И., Харчук С.М. Частотные характеристики автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 1(17). - С. 12-20.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Суржик Д.И., Харчук С.М. Динамические и частотные характеристики формирователя сигналов с ЦВС, ФАПЧ и автокомпенсацией помех // Методы и устройства передачи и обработки информации. - 2016. - № 18. - С. 4-10.

Харчук С.М., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Курилов И.А.
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: kh@mivlgu.ru

Частотные характеристики формирователя сигналов при дестабилизации управляемого фазовращателя

В работе рассматриваются амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики формирователя сигнала на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Вычислительный синтезатор включен в информационный тракт системы ФАПЧ.

Для снижения уровня паразитного отклонения фазы выходного сигнала формирователя в устройстве применена система автоматической компенсации фазовых искажений ЦВС [1-3].

Принцип действия автоматического компенсатора фазовых искажений основан на выделении закона паразитного отклонения фазы цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) ЦВС и противофазном отклонении фазы входного сигнала ЦВС таким образом, что первоначальное паразитное отклонение фазы компенсируется. Управление фазовым отклонением входного сигнала ЦАП осуществляется при помощи управляемого фазовращателя (УФ) (управляемой линии задержки).

В качестве возмущающего воздействия ε_y , дестабилизирующего работу УФ выступают нестабильности температуры, вибрации, нестабильности питающих напряжений, внешние наводки, собственные фазовые шумы, а также другие воздействия на УФ-автокомпенсатора искажений, приводящие к паразитным отклонениям фазы УФ и соответственно формирователя в целом.

Структурная модель линеаризованного формирователя сигналов при дестабилизации УФ представлена на рис.1. При разработке модели принято, что фильтр ЦВС достаточно широкополосный и его передаточная функция $M_{\text{Ц}}(p)=1$, где $p=d/dt$ – оператор Лапласа. На модели приняты следующие обозначения: параметры блоков системы ФАПЧ - $K_{\text{д}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M(p)$ -передаточная функция фильтра, $K_{\text{ч}}$ – коэффициент передачи делителя частоты опорного генератора, $K_{\text{Г}}/p$ – передаточная функция генератора управляемого напряжением; для ЦВС - $K_{\text{ц}}$ – коэффициент передачи ЦАП; для блоков автокомпенсатора - $K_{\text{у}}$ – коэффициент передачи УФ, $K_{\text{эу}}$ – коэффициент передачи дестабилизирующего фактора УФ, $K_{\text{от}}$ – коэффициент передачи опорного тракта, $K_{\text{ит}}$ – коэффициент передачи информационного тракта, $K_{\text{да}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M_{\text{А}}(p)$ – передаточная функция фильтра, $p_{\text{А}}$ – коэффициент передачи усилителя постоянного тока; для отклонений фаз сигналов - φ – выходного сигнала формирователя, $\varphi_{\text{ит}}$ – информационного тракта, $\varphi_{\text{от}}$ – опорного тракта, $\varphi_{\text{А}}$ – ЦАП, $\varphi_{\text{эу}}$ – УФ при дестабилизирующем воздействии, $\varphi_{\text{да}}$ – разность фаз на входах фазового детектора $\varphi_{\text{у}}$ – отклонение, фазы вносимое управляемым фазовращателем.

На основании разработанной модели записано дифференциальное уравнение формирователя сигналов в операторной форме и получена передаточная функция формирователя, связывающая отклонение фазы выходного сигнала устройства с воздействием дестабилизирующего фактора на УФ

$$H_{\varepsilon_{\text{у}\varphi}} = - \frac{K_{\text{эу}} \frac{1}{\tau p} M(p)}{\left(1 + \frac{1}{2} N_{\text{А}} M_{\text{А}}(p)\right) \left(1 + \frac{1}{\tau p} M(p)\right)}. \quad (1)$$

где $N_{\text{А}} = K_{\text{да}} n_{\text{А}} K_{\text{у}}$ – коэффициент регулирования автокомпенсатора, τ – постоянная времени синтезатора частот на основе ФАПЧ.

Так для фильтров нижних частот первого порядка в управляющих трактах автокомпенсатора и синтезатора выражение (1) принимает вид

$$H_{\varepsilon_y \varphi} = -K_{\varepsilon_y} \frac{1}{\left(1 + 0,5N_A \frac{1}{1+T_{AD}}\right) \left(\tau p + \frac{1}{1+T_p}\right) (1 + T_p)}. \quad (2)$$

В работе рассчитаны амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики формирователя сигнала при дестабилизации УФ, для фильтров управляющих трактов - нижних частот первого и второго порядков, и для широкополосных трактов управляющего сигнала. Построены частотные характеристики и проведено исследование реакции формирователя на изменения постоянных времени используемых фильтров, параметров устройства и коэффициента регулирования автокомпенсатора.

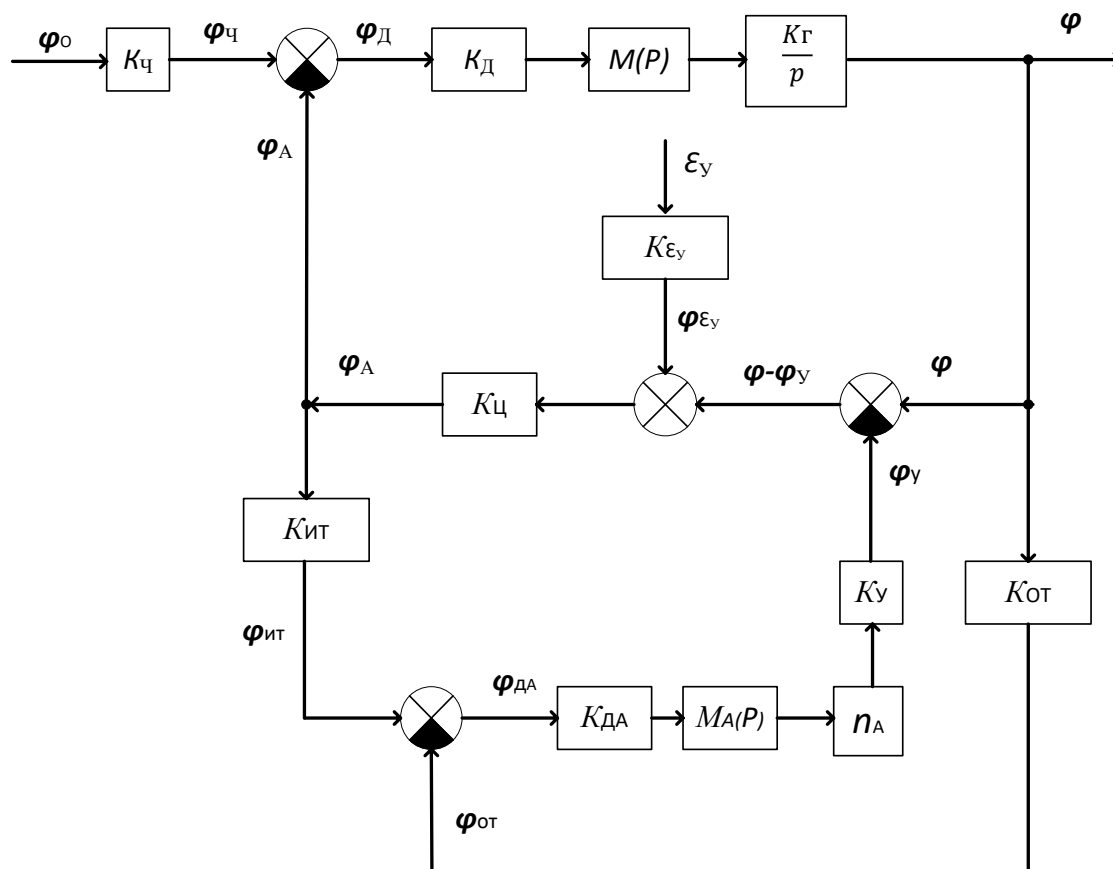


Рис.1. Структурная модель линейризованного формирователя сигналов

Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. - № 4(20). - С. 13-19.
2. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К. Шумовые характеристики формирователей сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов и умножителей частоты. – Радиопромышленность. 2012. № 2. С. 31-38.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Харчук С.М., Курилов И.А.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: kh@mivlgu.ru

Частотные характеристики формирователя сигналов при дестабилизации опорного генератора

В работе рассматривается формирователь сигнала на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с применением цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Вычислительный синтезатор включен в информационный тракт системы ФАПЧ.

Применение в схеме формирователя системы автоматической компенсации фазовых искажений [1-3] позволило существенно снизить уровень собственных искажений ЦВС и соответственно снизить уровень фазовых искажений формирователя в целом. Принцип действия автоматического компенсатора фазовых искажений основан на выделении закона паразитного отклонения фазы цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) ЦВС и противофазном отклонении фазы входного сигнала ЦВС таким образом, что первоначальное паразитное отклонение фазы компенсируется.

В качестве возмущающего воздействия могут выступать нестабильности температуры, вибрации, нестабильности питающих напряжений, внешние наводки, собственные фазовые шумы, а так же другие воздействия на генератор опорного сигнала фазового детектора системы ФАПЧ формирователя, приводящие к паразитным отклонениям фазы.

Структурная модель линеаризованного формирователя сигналов при дестабилизации опорного генератора представлена на рис.1. При разработке модели принято, что фильтр ЦВС достаточно широкополосный и его передаточная функция $M_{\text{ц}}(p)=1$, где $p=d/dt$ – оператор Лапласа. На модели приняты следующие обозначения: параметры блоков системы ФАПЧ - $K_{\text{д}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M(p)$ – передаточная функция фильтра, $K_{\text{ч}}$ – коэффициент передачи делителя частоты опорного генератора, $K_{\text{г/р}}$ – передаточная функция генератора управляемого напряжением; для ЦВС - $K_{\text{ц}}$ – коэффициент передачи ЦАП; для блоков автокомпенсатора - $K_{\text{у}}$ – коэффициент передачи управляемого фазовращателя, K_{ε_0} – коэффициент передачи дестабилизирующего фактора опорного генератора, $K_{\text{от}}$ – коэффициент передачи опорного тракта, $K_{\text{ит}}$ – коэффициент передачи информационного тракта, $K_{\text{да}}$ – коэффициент передачи фазового детектора, $M_{\text{а}}(p)$ – передаточная функция фильтра, $K_{\text{п}}$ – коэффициент передачи усилителя постоянного тока; для отклонений фаз сигналов - φ – выходного сигнала формирователя, $\varphi_{\text{ит}}$ – информационного тракта, $\varphi_{\text{от}}$ – опорного тракта, $\varphi_{\text{а}}$ – ЦАП, φ_{ε_0} – опорного генератора при дестабилизирующем воздействии, $\varphi_{\text{да}}$ – разность фаз на входах фазового детектора $\varphi_{\text{у}}$ – отклонение фазы вносимое управляемым фазовращателем.

На основании разработанной модели записано дифференциальное уравнение формирователя сигналов и получена передаточная функция формирователя, связывающая отклонение фазы выходного сигнала устройства с воздействием дестабилизирующего фактора ε_0 на опорный генератор

$$H_{\varepsilon_0\varphi} = K_{\varepsilon_0} K_{\text{ч}} \frac{N_{\text{ц}} M(p)}{\tau p + M(p)}, \quad (1)$$

где $N_{\text{ц}}$ - коэффициент передачи ЦВС, τ – постоянная времени синтезатора частот на основе ФАПЧ.

Так для фильтра нижних частот второго порядка выражение (1) принимает вид

$$H_{\varepsilon_0\varphi} = K_{\varepsilon_0} K_{\text{ч}} N_{\text{ц}} \frac{1}{\tau p (1 + T_p) (1 + T_p) + 1}. \quad (2)$$

В работе рассчитаны и построены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики формирователя сигнала. Проведено исследование амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик формирователя сигнала при дестабилизации опорного генератора для фильтров

нижних частот первого и второго порядков, и для широкополосного тракта управляющего сигнала. Исследована реакция формирователя на изменения постоянных времени применяемых фильтров и параметров устройства.

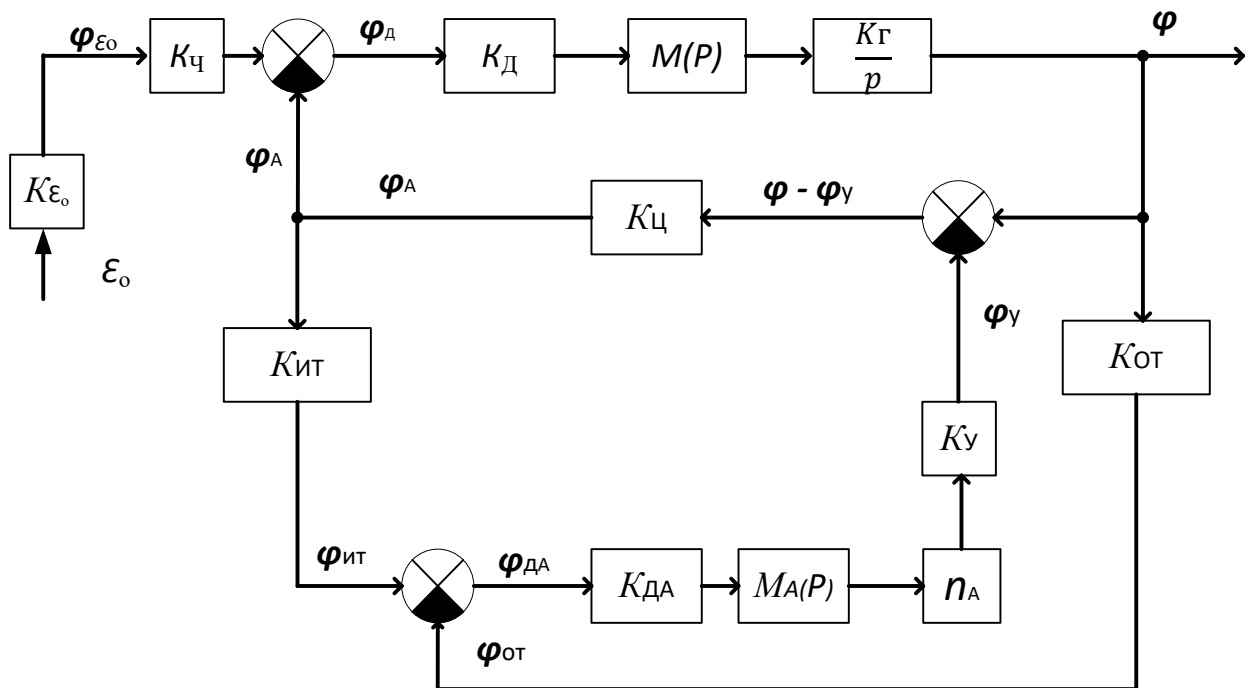


Рис.1. Линеаризованного формирователя сигналов при дестабилизации опорного генератора

Литература

1. Суржик Д.И. Моделирование спектральных характеристик звеньев автокомпенсатора фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов // Методы и устройства передачи и обработки информации. - 2016. - № 18. - С. 17-21.
2. Смекалов А. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование. – Радиотехника, 2011, №1, С. 16-29.
3. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: hramovkk.lan@mit.ru*

Быстродействующие ЦАП и их использование для формирования широкополосных радиосигналов

Как известно из теории цифровой обработки сигналов [1], спектр дискретного сигнала образован бесконечным рядом сдвинутых копий (образов) спектра основного колебания (исходного непрерывного сигнала). Передаточная характеристика ЦАП зависит от длительности и формы тактовых импульсов [2, 3], поэтому последние будут определять амплитудное распределение образов основного колебания в спектре выходного сигнала ЦАП.

Традиционно в ЦАП реализуется интерполяция нулевого порядка, когда сигнал тактируется прямоугольными импульсами длительностью T . Такой режим работы ЦАП в иностранной литературе принято называть non-return-to-zero (NRZ) или normal mode. При этом огибающая спектра выходного сигнала пропорциональна функции синуса Котельникова с нулями на частотах $f_k = kT^{-1}$, где $k = 1, 2, 3, \dots$.

Наличие образов в спектре дискретного сигнала, повторяющихся с частотой $f_T = T^{-1}$, позволяет, путем их фильтрации на выходе ЦАП, формировать колебания на частотах, превышающих тактовую частоту преобразования [3, 4]. Это позволяет снизить скорость передачи данных в основной полосе и уменьшить рассеиваемую ЦАП мощность. Ограничение заключается в том, что амплитуда копий спектра, расположенных в 2...4 зонах Найквиста, на 10...20 дБ меньше амплитуды основного колебания. Кроме того, при необходимости формирования широкополосного сигнала в этих зонах в режиме NRZ возникает проблема значительной (до 3...5 дБ) неравномерности в полосе.

Быстродействующие ЦАП, активно разрабатываемые в последние годы [5-7], призваны преодолевать эти ограничения. При этом возможны два основных пути решения возникающих проблем. Первый заключается в значительном увеличении тактовой частоты ЦАП (расширении зон Найквиста) без изменения режима NRZ и дополнительном использовании корректирующей функции вида $x/\sin(x)$ для уменьшения неравномерности частотной характеристики ЦАП в основной полосе (первой зоне Найквиста) [6].

При втором подходе увеличение тактовой частоты ЦАП сопровождается изменением режима работы преобразователя за счет изменения формы и длительности тактовых импульсов. Наиболее простой и очевидный способ – уменьшение длительности τ тактовых импульсов без изменения периода тактирования T . Режим работы ЦАП, соответствующий этому способу, получил название return-to-zero (RZ) mode. Увеличение скважности $q = T/\tau$ тактовых импульсов приводит к расширению частотной характеристики ЦАП в q раз за счет перераспределения амплитуд образов основной частоты. На практике при реализации в быстродействующих ЦАП режима RZ аппаратно задается значение $q = 2$ [5-8].

Принципиально другим режимом работы, применяемым в некоторых быстродействующих ЦАП, является radio frequency (RF) или mix mode [5, 6]. При его реализации каждый тактовый импульс режима NRZ представляется двумя разнополярными импульсами длительностью $\tau = T/2$.

Путем уменьшения длительности разнополярных импульсов режима RF относительно момента начала импульса, разработчики реализуют еще один режим работы быстродействующих ЦАП, известный как RFZ (radio frequency return-to-zero mode) [9]. При практической реализации режима RFZ в быстродействующих ЦАП имеет место значение $q = 4$ [5], что требует четырехкратного увеличения тактовой частоты по сравнению с режимом NRZ.

Автором предложен и проанализирован еще один режим работы ЦАП, условно названный RFZ2, когда длительность разнополярных импульсов, также как в режиме RFZ, составляет $\tau < T/2$, однако изменение их длительности осуществляется относительно моментов времени $t = 0$ и $t = T/2$.

В докладе подробно рассмотрены режимы работы современных быстродействующих ЦАП и проводится их сравнительный анализ. Для каждого из них получены аналитические выражения, а также частотные и импульсные характеристики, которые позволяют выбрать наиболее подходящие режимы работы быстродействующих ЦАП для формирования широкополосных радиосигналов с требуемыми параметрами.

Литература

1. Применение цифровой обработки сигналов. Под ред. Э. Оппенгейма: Пер. с англ. / Под ред. А.М. Рязанцева. – М.: Мир, 1980.
2. Ромашов В.В., Храмов К.К. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот // Радиотехника. 2007, №6. С.39-41.
3. Храмов К.К. Эффективное использование образов спектра в ОВЧ и УВЧ диапазонах при прямом цифровом синтезе частот // Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. – №11. – М.: Радиотехника, 2009. – С.108-112.
4. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. “The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation,” 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
5. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: **официальный сайт компании Maxim Integrated, 2018.** URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>.
6. High Speed DAC [Электронный ресурс]: **официальный сайт компании Analog Devices, Inc., 2018.** URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-dac-converters.html>.
7. High-speed DACs [Электронный ресурс]: официальный сайт компании Texas Instruments, Inc., 2018. URL: <http://www.ti.com/data-converters/dac-circuit/high-speed/overview.html>.
8. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” Microwave & RF, August 2010.
9. Application note 3901, “Synchronizing Multiple High-Speed Multiplexed DACs for Transmit Applications“. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3901>.

Храмов К.К.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23
E-mail: hramovkk.lan@mit.ru

Цифровые радиопередающие устройства с быстродействующими ЦАП

Достижения последних лет в области микроэлектроники позволили ведущим производителям интегральных микросхем [1-3] существенно увеличить частоту преобразования цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) до 6...12 ГГц и создать высокочастотные (быстродействующие) ЦАП (ВЧ ЦАП, в зарубежной литературе – RF DAC), формирующие аналоговый сигнал непосредственно на несущей частоте в УВЧ диапазоне.

Использование современных быстродействующих ЦАП с разрядность 12...16 бит позволило разработать широкополосные многоканальные цифровые радиопередающие устройства с прямой схемой модуляции непосредственно на радиочастоте [4]. Такие устройства применяются для формирования сигналов с несколькими несущими в системах кабельного телевидения, широкополосных сигналов с промежуточной частотой в радиолокационных станциях СВЧ диапазона, радиосигналов с цифровой модуляцией в телекоммуникационных системах [5, 6].

На рис. 1 представлена структура цифрового радиопередающего устройства, использующего быстродействующий ЦАП [4-6]. Тактовая частота ВЧ ЦАП задается генератором с цифровым управлением (ЦГ) и определяется при частотном планировании. Сформированный в ПЛИС цифровой модулирующий сигнал поступает в преобразователь частоты дискретизации (ПЧД), в котором обобщены функции мультиплексирования, синхронизации, интерполяции и цифровой фильтрации сигнала.

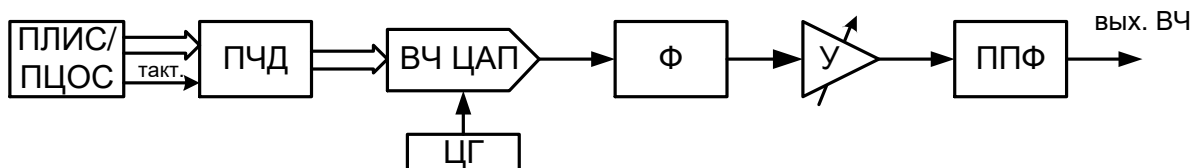


Рис. 1. Структурная схема цифрового радиопередающего устройства, использующего быстродействующий ЦАП

К преимуществам такой архитектуры относятся:

- полностью цифровое формирование сигнала;
- гибкое частотное планирование за счет высокой частоты преобразования ЦАП;
- возможность формирования широкополосного многоканального сигнала;
- отсутствие каскада аналогового преобразования частоты и отдельного синтезатора частот в каждом канале;
- снижение потерь мощности сигнала из-за отсутствия сумматора на выходе.

Названные преимущества приводят, в конечном счете, к снижению уровня дискретных составляющих в спектре выходного сигнала, улучшению шумовых характеристик тракта передачи, уменьшению его массы и габаритов, снижению сложности и стоимости изготовления.

В докладе рассмотрены особенности описанной структуры и возможности ее использования для формирования радиолокационных сигналов.

Литература

1. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: **официальный сайт компании Maxim Integrated, 2018.** URL: <https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master>
2. High-speed DACs [Электронный ресурс]: **официальный сайт компании Texas Instruments, Inc., 2018.** URL: <http://www.ti.com/data-converters/dac-circuit/high-speed/overview.html>

3. High Speed DAC [Электронный ресурс]: **официальный сайт компании Analog Devices, Inc., 2018.** URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html>
4. Kuckreja Ajay, Ostrem Geir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” Microwave & RF, August 2010.
5. Application note 5446, “Direct-Sampling DACs in Theory and Application” by Stephanie Overhoff. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446>
6. Application note 3901, “Synchronizing Multiple High-Speed Multiplexed DACs for Transmit Applications“. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/3901>