

С.Н. Жиганов
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: s_zh_72@mail.ru*

Характеристики системы СДЦ при использовании ряда законов изменения периодов следования неэквидистантных последовательностей импульсов

Импульсные сигналы широко используются в радиосистемах в качестве переносчиков различной информации, а так же при зондировании пространства. При этом различают регулярные (эквидистантные) и неэквидистантные последовательности импульсов. В первых, основные параметры (амплитуда, частота и фаза) от импульса к импульсу последовательности являются неизменными, а у вторых один или несколько параметров изменяются случайно, либо по какому-либо закону.

Пассивные помехи существенно ухудшают работоспособность РЛС, снижают их тактико-технические характеристики. К пассивным помехам относят отражения зондирующего сигнала от подстилающей поверхности (поверхность земли и моря), местных предметов (гор, линий электропередач, здания, трубы и т.п.), облака и метеообразования (дождь, град), облака искусственных отражателей, стаи насекомых и птиц, неоднородности атмосферы. Отраженные от пассивных помех сигналы обладают, как правило, большой мощностью (отношение помеха/шум может достигать до 80-90 дБ) и малым доплеровским сдвигом частот.

Одним из основных устройств, обеспечивающих устойчивую работу РЛС в условиях пассивных помех, является устройство селекции движущихся целей (СДЦ). Устройство СДЦ представляет собой рекурсивный или нерекурсивный фильтр, обеспечивающий значительное ослабление сигналов, доплеровский сдвиг частот которых находится вблизи нуля.

Идеальная частотная характеристика системы СДЦ, при работе в сантиметровом диапазоне частот, имеет максимальное подавление вблизи нулевой частоты до ста герц, и нулевое подавление до максимально возможного изменения частоты Допплера принимаемого сигнала. В радиолокации эта частотная характеристика называется скоростной характеристикой. Идеальную характеристику физически реализовать нельзя, поэтому реальная характеристика является неравномерной с провалами на тех или иных частотах.

Средствами ЭВМ было проведено моделирование однократного устройства ЧПК при воздействии на его вход неэквидистантных последовательностей импульсов при $T_{\min} = 1$ мс, а $\Delta T = 50$ мкс. На рис. 1 сплошной кривой показана скоростная характеристика устройства ЧПК в диапазоне частот от 0 до 10 000 Гц, а точечная кривая соответствует регулярной последовательности импульсов.

Из рис. 1 видно, что при использовании неэквидистантной последовательности частотная характеристика устройства ЧПК перестает быть гладкой и периодической, второй ноль частотной характеристики наблюдается на частоте 9643 Гц, а величина максимального провала составляет минус 3,1 дБ. То есть использование однократного устройства ЧПК для обработки неэквидистантной последовательности с линейным законом изменения периодов следования импульсов позволяет существенно уменьшить количество доплеровских фильтров.

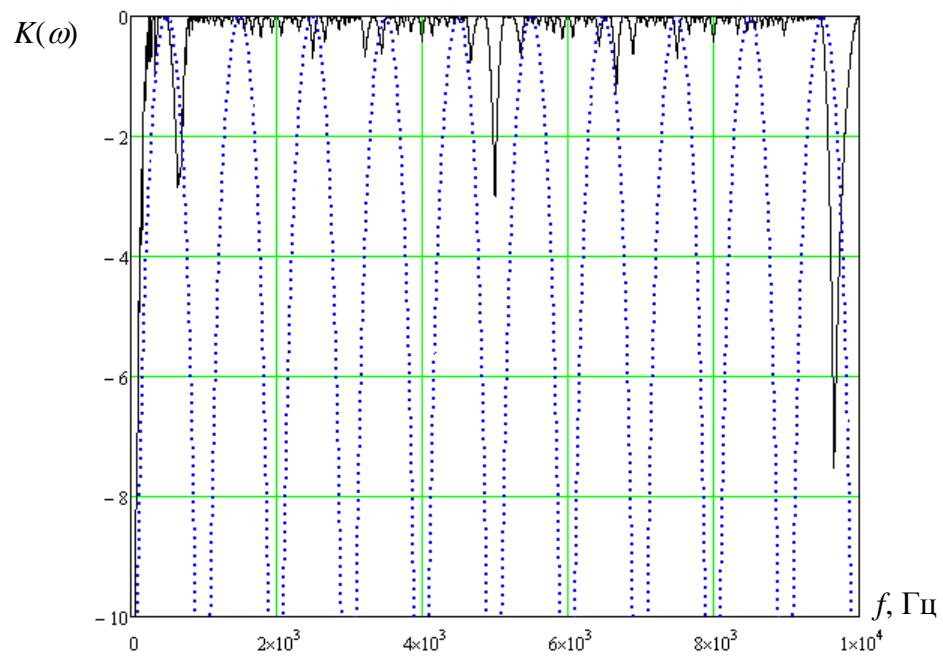


Рис. 1. Частотные характеристики однократного устройства ЧПК в случае неэквидистантной последовательности (2.6)

Частотные характеристики усилителя с автокомпенсацией амплитудно-фазовых искажений

Решением системы нелинейных уравнений автокомпенсатора АК амплитудно-фазовых искажений являются выражения для передаточных функций, которые определяют отклики параметров выходного сигнала автокомпенсатора - возмущений амплитуды ΔU_2 и фазы $\Delta \varphi_2$ на воздействие пяти независимых возмущений - амплитуды ΔU_1 и фазы $\Delta \varphi_1$ входного сигнала и дестабилизирующих факторов $\Delta \xi_i$. В общем случае получается восемь передаточных функций:

$$H_{\Delta U \Delta U} = \frac{1}{1 + N_2 W_{\text{АД}}(p)}, \quad H_{\Delta \varphi \Delta \varphi} = \frac{1 + N_1 W_{\text{ФД}}(p) \omega \tau - N_3 \omega \tau}{1 + N_1 W_{\text{ФД}}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau}, \quad H_{\Delta \xi_{1,2} \Delta U} = \frac{K'_{1,2 \xi_{1,2}}}{2} \frac{1}{1 + N_2 W_{\text{АД}}(p)},$$

$$H_{\Delta \xi_{3 \Delta U}} = \frac{-\omega^2 \tau \tau'}{1 + (\omega \tau)^2} \frac{1}{1 + N_2 W_{\text{АД}}(p)}, \quad H_{\Delta \xi_{1 \Delta \varphi}} = \frac{K'_{1 \xi_1}}{2} \frac{1}{1 + N_1 W_{\text{ФД}}(p) \omega \tau + N_3 \omega \tau},$$

где $N_1 = K_{\text{УС1}} F'_{\text{ФД}\varphi} E_{\text{ФД0}} K'_{1\text{ел}}$ - коэффициент регулирования фазы выходного сигнала устройства, $N_2 = K_{\text{УС2}} U_{02} (E_{\text{АД0}} F'_{\text{АД}U2} + F_{\text{АД0}} E'_{\text{АД}U2}) K'_{1\text{ел}}$ - коэффициент регулирования амплитуды выходного сигнала автокомпенсатора, $N_3 = 0,5 K_{\text{ПУМ}} (K_{\text{УС1}} + 1) K'_{1\text{ел}}$ - коэффициент регулирования амплитуды входного ПУМ сигнала автокомпенсатора.

Из полученных выражений следует, что все возмущения, воздействующие на фазу и амплитуду выходного сигнала, в той или иной мере обрабатываются автокомпенсатором и уменьшаются, а действие дестабилизирующих факторов на выходную амплитуду определяется реальной частью нормированных крутиз по соответствующим возмущениям и коэффициентом регулирования амплитуды выходного сигнала автокомпенсатора, а их действие на фазу выходного сигнала - мнимой частью нормированных крутиз по соответствующим возмущениям и коэффициентами регулирования фазы выходного сигнала устройства и амплитуды входного сигнала с паразитной угловой модуляцией ПУМ автокомпенсатора.

Анализ воздействия на автокомпенсатор малых синусоидальных возмущений позволяет оценить частотные свойства устройства, то есть построить его амплитудно-частотные характеристики АЧХ. Были проанализированы частотные характеристики автокомпенсатора при различных коэффициентах регулирования фазы и амплитуды. Проведено математическое моделирование автокомпенсатора при использовании фильтров нижних частот первого и второго порядков, фильтров верхних частот первого и второго порядков, пропорционально интегрирующего и полосового фильтров.

Исследована зависимость модулей передаточных функций не только в диапазоне модулирующих частот, но и при различных значениях коэффициентов регулирования N_1 , N_2 и N_3 . Значения N_1 , N_2 и N_3 , при которых проводится анализ АЧХ, выбраны на основании проведенного анализа устойчивости. Моделирование показало, что применение в ветвях регулировок фильтров нижних частот и высоких частот второго порядка позволяет увеличить крутизну спада частотных характеристик автокомпенсатора, что подтверждают вышеуказанные рисунки.

В случае применения пропорционально интегрирующего фильтра в полосе модулирующих частот происходит увеличение значений всех характеристик, но это увеличение тем меньше, чем больше значение коэффициента m . С приближением m к единице система превращается в квазиинвариантную по отношению к изменениям фазы входного сигнала, так как $W(j\Omega) \rightarrow 1$. При $m=0$ автокомпенсатор фильтрует только низкочастотные составляющие модулирующего сигнала. Его можно использовать для уменьшения низкочастотной паразитной фазовой модуляции, вызванной наводками сети, нестабильностями параметров тракта обработки. Полезная модуляция оказывается неискаженной. Применение полосового фильтра не дает ощутимого эффекта при больших N_2 , так как в этом случае происходит спрямление АЧХ и значение $H_{\Delta U \Delta U} \rightarrow 0$. В этом случае автокомпенсатор превращается в узкополосный фильтр.

В.В. Костров

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vyk@mit.ru*

Итерационный метод оценочно-корреляционного приема сигналов в многолучевых каналах

Одной из основных проблем современных радиотехнических систем является снижение степени воздействия интерференции и затухания, которые возникают вследствие многолучевого распространения сигналов. Эти эффекты приводят к ухудшению основных тактико-технических характеристик систем. Например, в радиолокационных, навигационных и гидролокационных станциях снижается 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 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 итерационных методов оценочно-корреляционной обработки сигналов для улучшения тактико-технических характеристик радиотехнических станций.

Наиболее широкими возможностями для целей радиолокации, радионавигации, гидроакустики и связи обладают сложные сигналы, которые дают высокую разрешающую способность по дальности (времени), а в системах связи предоставляют возможность кодового разделения каналов. В многолучевых каналах применение сложных сигналов позволяет разделить сигналы, приходящие от различных лучей, и, следовательно, облегчить задачу оценивания параметров каналов. В работе рассматривается наиболее сложный случай приема сигналов с одной антенной, т.е. с одним входом. В системе цифровой обработки сигналов в качестве центрального устройства используются согласованный фильтр сжатия сложного сигнала. Результаты анализа служат для формирования оценок амплитуды и фазы отдельных лучей, что позволяет сформировать новое опорное колебание и провести следующую итерацию в обработке сигнала. Хорошие результаты дает одновременное измерение амплитуды и фазы, однако система получается технически сложной для реализации.

В результате выполненных исследований разработана методика оптимизации обработки сигналов в условиях многолучевого распространения сигналов для достижения более высокого качества приема. Данные рекомендации целесообразно учитывать при разработке алгоритмов цифровой обработки и решении задачи обнаружения, наблюдения и классификации целей и слежения за их угловыми координатами. Итерационный подход предполагает многократное оценивание параметров и хранение данных, для чего необходима дополнительная двухстраничная память и перестройка алгоритмов обработки. Поэтому возникает естественная задержка в выдаче данных, которую следует учитывать при последующей обработке информации.

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. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паришин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. – М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
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.

Т.Г. Кострова[†], В.В. Костров

[†]Муромский колледж радиоэлектронного приборостроения
602267 г. Муром, Владимирская обл., ул. Комсомольская, 55
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: vyk@mit.ru

Предварительная фильтрация сложных и широкополосных дискретных сигналов

Сложные и широкополосные дискретные сигналы в настоящее время являются самыми распространенными в радиотехнических системах [1-4]. Они обладают рядом положительных свойств, например, такие сигналы позволяют увеличить разрешающую способность по дальности, повысить точность измерения координат, обеспечить кодовое разделение каналов, снизить пиковую мощность радиопередающих устройств и т.п. Однако для реализации положительных свойств сложных сигналов требуется использование оптимальной обработки, как правило, осуществляющейся в цифровой форме [5]. Основной операцией оптимальной обработки сложного сигнала является свертка принимаемого сигнала с опорным сигналом (копией ожидаемого процесса). Алгоритмы вычисления свертки при цифровой реализации достаточно подробно исследованы. Заметим, что переход в частотную область и применение быстрых алгоритмов преобразования Фурье (быстрая свертка – БС) существенно снижают объем вычислений и позволяют вести обработку в квазиреальном масштабе времени, с задержкой на одно окно анализа БС. Целью данной работы является анализ методов предварительной, т.е. подготовительной обработки данных, которая необходима при оцифровке сигналов и для организации последующих вычислительных процессов.

При использовании узкополосных сигналов с расширением спектра ($\Delta f_s \ll f_0$) за счет внутриимпульсной модуляции предварительная обработка переносится в частотную область и реализуется в усилителе промежуточной частоты радиоприемника. Параметры сигнала и значение центральной частоты позволяет легко создать фильтр, согласованный с сигналом. Однако когда сигнал является широкополосным ($\Delta f_s \approx 0,2...0,4f_0$), то создание согласованного фильтра представляет определенные трудности из-за естественных изменений спектра самого сигнала, а фильтрация получается несогласованной. Рассматриваются различные варианты предварительных фильтров, в том числе оптимальных весовых фильтров.

В результате выполненных исследований разработана методика оптимизации выбора весовой функции во временной области, разработаны рекомендации по предварительной обработке в условиях априорной неопределенности относительно времени прихода сигнала. Дополнительный анализ характеристик сигналов на выходе устройства сжатия позволил дать оценку энергетических потерь в пороговой мощности сигнала.

Литература

1. Шварцман В.О., Емельянов Г.А. Теория передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1979. – 424 с.
2. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. – М.: Радиотехника, 2007. – 256 с.
3. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. – М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
4. Мартиросов В.Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.
5. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. – Самара: ПИИРС, 1994. – 256 с.

А.В. Ракитин
*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: alexey@mit.ru*

Процессор TMS320C6678 и его применение в системах цифровой обработки сигналов

Современная техника цифровой обработки сигналов реального времени строится преимущественно на базе цифровых сигнальных процессоров. Ввиду различных технологических ограничений развития одноядерных платформ, для получения высокой вычислительной мощности и малого удельного расхода электроэнергии все большей популярностью пользуются многоядерные процессоры. Ярким представителем подобных устройств является восьмиядерный цифровой процессор обработки сигналов TMS320C6678 фирмы Texas Instruments. Процессор выполнен на базе архитектуры KeyStone и имеет пиковую производительность 44.8 GMAC и 22.4 GFLOP на ядро при тактовой частоте 1.4 ГГц [1].

Одними из основных проблем практического применения многоядерных процессоров являются задачи адаптации целевого алгоритма обработки для последующей реализации на многоядерном вычислителе и разработка соответствующего программного обеспечения. В традиционных одноядерных системах для повышения производительности широко используются распараллеливание на уровне отдельных команд, режимы SIMD и другие решения, дающие в конечном счете распараллеливание лишь программной реализации одиночного потока команд обработки. Многоядерные решения имеют ряд принципиальных отличий от такого подхода. Здесь появляется необходимость распределения программных потоков и потоков данных между ядрами, балансировки нагрузки ядер, синхронизации ядер и самого процесса вычислений. Все это существенно усложняет и удлиняет во времени процесс разработки.

Для преодоления указанных проблем многоядерной реализации приложений цифровой обработки, средствами разработки процессора TMS320C6678 поддерживается целый набор различных подходов, среди которых находятся IPC, OpenMP, OpenEM, OpenCL, а также использование Multicore Navigator. С использованием указанных подходов была проведена разработка программных кодов базовых фрагментов алгоритмов цифровой обработки сигналов (быстрая свертка, КИХ-фильтрация в прямой, полифазной и параллельной формах, БПФ, двухмерный фильтр изображений) и проведен их предварительный анализ. Следует отметить, что различные открытые стандарты действительно позволяют относительно легко создавать многоядерные приложения, выполняя распараллеливание автоматически на этапе компиляции кода. Однако затраты на организацию и поддержку этих механизмов измеряются десятками тысяч тактов процессорного времени, что существенно снижает эффективность итогового решения.

Применение процессора TMS320C6678 имеет практический смысл при распараллеливании задачи на высоком логическом уровне, когда на отдельных ядрах выполняются требующие высокой вычислительной мощности потоки команд, практически не взаимодействующие друг с другом. Для решения «коротких» задач его применение не целесообразно. Кроме того, отсутствие ускорителя БПФ также ограничивает круг применения процессора TMS320C6678 в пользу четырехядерного TMS320C6670 [2].

1. Texas Instruments TMS320C6678 Multicore Fixed and Floating-point Digital Signal Processor. – Texas Instruments, 2014 – 247 p.
2. Texas Instruments TMS320C6670 Multicore Fixed and Floating-Point System-on-Chip. Data Manual. – Texas Instruments, 2012 – 226 p.

Д.Н. Романов
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра
 Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: radon81@mail.ru

Моделирование траекторий движения воздушных объектов

Современные радиолокационные системы – это сложные изделия, для работы с которыми требуется подготовленный персонал, что делает актуальной разработку моделей и тренажеров работы системы. Создание программной модели воздушной обстановки является актуальной задачей, решение которой существенно ускоряет наладку и ввод в эксплуатацию радиолокационной системы. Применение тренажерно-моделирующих систем позволяет снизить стоимость тестирования.

Для создания автоматизированной системы моделирования траекторий движения воздушных объектов предлагается использовать модульную измерительную аппаратуру National Instruments на базе шасси PXI в комплексе со средой разработки LabView. Такой подход позволяет автоматизировать процесс моделирования траекторий движения воздушных объектов, а также существенно ускорить процесс оценки работоспособности системы в целом. Это позволяет создавать тестовые системы на основе гибкого аппаратного и масштабируемого программного обеспечения, что позволяет сократить затраты на развитие и обслуживание системы при тестировании.

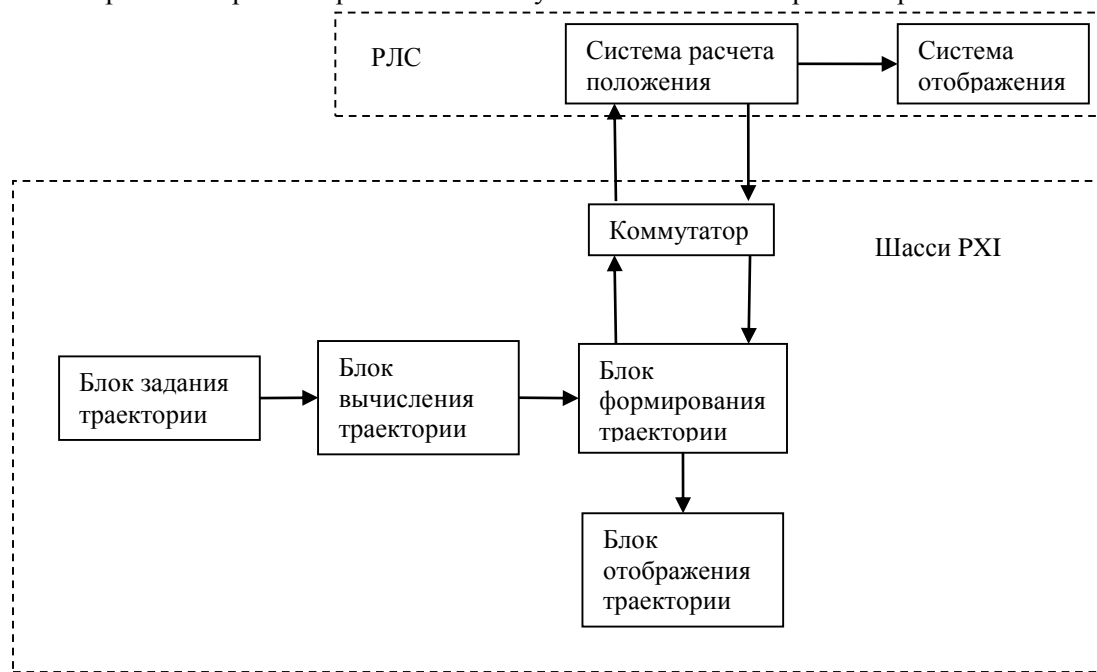


Рис. 1. Структура системы

В модуле PXI выполняется формирование траектории движения воздушного объекта. Для этого в программной среде LabView созданы несколько VI. Блок задания траектории, позволяет ввести значения опорных точек и скорости движения воздушного объекта. Блок вычисления траекторий, позволяет рассчитать траекторию движения воздушного объекта на основе координат опорных точек и скорости движения воздушного объекта для построения траектории, задание опорных точек траектории движения воздушного объекта и его скорости. Вычисление траектории осуществляется на основе кривых Безье. Блок формирования траекторий, осуществляет комплексирование кривых Безье по всем координатам и синхронизацию траектории с тренажерной частью РЛС. Блок отображения траектории предназначен для контроля сформированной траектории на экране монитора шасси PXI. Коммутатор осуществляет сопряжение шасси PXI с системой РЛС, принимая от нее сигналы синхронизации и передавая на нее синхронизированные координаты траектории движения воздушного объекта.

Анализ результатов измерения шумовых характеристик цифрового вычислительного синтезатора AD9910

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) широко используются во многих радиотехнических системах, измерительных приборах, а также системах передачи данных, метрологических комплексах и медицинском оборудовании. Основной качественной характеристикой таких синтезаторов является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов. Для более эффективного проектирования формирователей сигналов, построенных на основе ЦВС, требуется оперативно оценить уровень фазовых шумов таких синтезаторов. Это возможно с помощью методов математического моделирования спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов. Подробно метод математического моделирования, и использование его для расчета уровня фазовых шумов ЦВС рассмотрено в [1, 2].

В работах [3, 4] было проведено экспериментальное измерение СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 как на основной частоте выходного сигнала, так и на образцах, а также сравнение полученных на практике результатов с результатами математического моделирования.

В дальнейшем, для исследования метода моделирования, оценки погрешности и повышения точности математической модели собственных фазовых шумов интегрального ЦВС AD9910 была проведена серия подобных экспериментов по измерению фазовых шумов данного ЦВС на основной частоте.

Эксперименты проводились с цифровым вычислительным синтезатором AD9910, тактовым сигналом для которого был выходной сигнал высокостабильного генератора опорной частоты SMA100A компании Rohde & Schwarz. Измерение фазовых шумов ЦВС AD9910 было выполнено с помощью анализатора сигналов и спектра R&S FSUP8. Пример СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910, полученный в процессе одного из экспериментов, приведен на рис. 1, а; на рис. 1, б показано сравнение результатов моделирования и эксперимента.

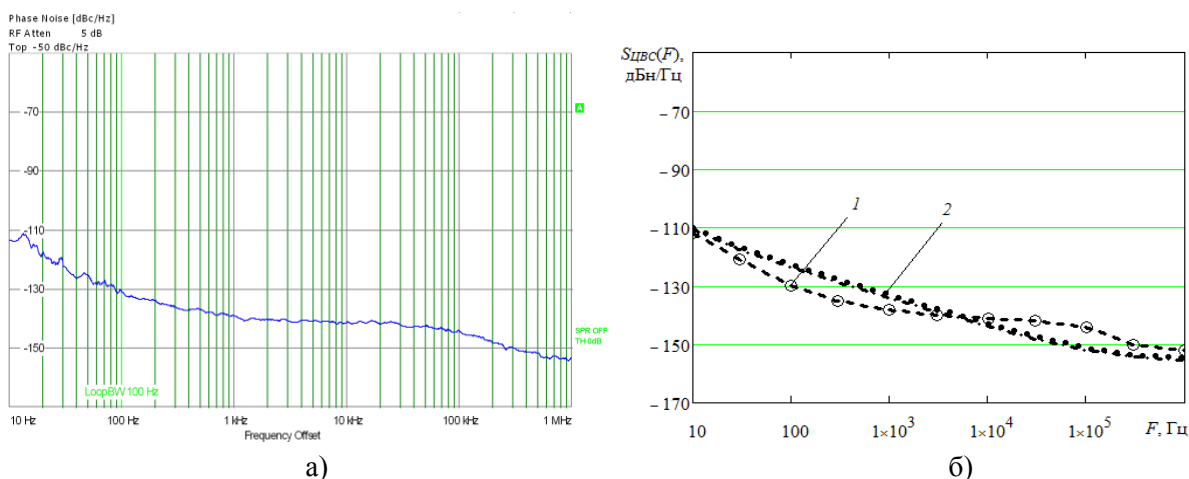


Рис. 1 СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 при $f_T = 300$ МГц, $f_{ЦВС} = 75$ МГц : а) эксперимент, б) сравнение эксперимента (1) с аппроксимацией СПМ фазовых шумов ЦВС (2).

В таблице 1 приводится оценка абсолютной погрешности математической модели СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910, полученная на основе сравнения результатов экспериментальных измерений и математического моделирования.

Таблица 1. Анализ результатов и оценка погрешности моделирования.

Тактовая частота, МГц		100			300			900		
$K_{ЦВС}$		0,0625	0,1	0,125	0,0625	0,1	0,125	0,0625	0,1	0,125
Погрешность, дБн/Гц, $S_{ЦВС_{экс}} - S_{ЦВС_{мод}}$ при частоте отстройки F, Гц	10	-7	-1	13	-14	-12	-17	-5	0	-1
	100	-0	1,5	-4	-15	-6	-18	-5	8	-2
	1000	9	9	-10	-11	-7	-15	-1	9	-2
	10^5	5	2	6	-1	-2	-3	9	10	10
	10^6	7	4,5	6	-3	-1	-6	4	5	5
Тактовая частота, МГц		100			300			900		
$K_{ЦВС}$		0,2	0,25	0,4	0,2	0,25	0,4	0,2	0,25	0,4
Погрешность, дБн/Гц, $S_{ЦВС_{экс}} - S_{ЦВС_{мод}}$ при частоте отстройки F, Гц	10	-9	-6	-20	-3	-1	-7	2	-8	-4
	100	-3	-9	-18	-2	-3	-7	9	-7	3
	1000	3	-6	-7	-5	-4	-8	12	-3	7
	10^5	-1	0	-11	-3	8	0	14	9	10
	10^6	-0	1	-7	-4	3	-7	7	4	4

Анализируя данные о погрешности моделирования из таблицы 1, можно заметить, что точность математической модели зависит от тактовой частоты. Вероятно, это вызвано зависимостью коэффициентов аппроксимации k_1, k_2, k_3, k_4 от тактовой частоты ЦВС. Видно, что наименьшая точность моделирования возникает при работе ЦВС AD9910 на низкой тактовой частоте – 100 МГц. Следует отметить, что при такой тактовой частоте работа ЦВС еще устойчива, но при снижении тактовой частоты прямого тактирования ниже 60 МГц цифровой вычислительный синтезатор AD9910 перестает работать. Наименьшая погрешность достигается при тактовой частоте ЦВС 300 МГц, для $K_{ЦВС} = 0,2 - 0,3$.

В дальнейшем потребуется провести еще ряд экспериментов для проверки имеющихся экспериментальных данных, а также исследовать зависимость коэффициентов аппроксимации k_1, k_2, k_3, k_4 от тактовой частоты ЦВС. Это позволит повысить точность математических моделей спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов, как на основной частоте выходного сигнала, так и на ее образах.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00299 мол_а.

Литература

1. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. Simulation of Noise Curves of the New Integrated DDS from Analog Devices // Proc. of the 2013 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 12–13, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13794-CDR. ISBN: 978-1-4799-1060-1.
2. Romashov V.V., [Romashova L.V.](#), Doktorov A.N. The mathematical model of noise characteristics of a direct digital synthesizer with the built-in multiplier of clock frequency on PLL // Proc. of the 2015 Int. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). – Omsk State Technical University. Russia, Omsk, Mai 20–22, 2015. ISBN: 978-147997102-2. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147197
3. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н. Модель спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов на образах основной частоты // Радиопромышленность. 2012, №2. С.38-48.
4. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Докторов А.Н., Якименко К.А. Экспериментальная проверка моделей шумовых характеристик интегральных цифровых вычислительных синтезаторов компании Analog Devices // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2016. - №3 – С.15-24.

Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н.
 Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени
 Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
 602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
 E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru

Гибридный синтезатор частот с ЦВС в качестве генератора подставки на интегральных микросхемах

Гибридные синтезаторы частот на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) имеют преимущества перед известными системами синтеза: малый шаг перестройки частоты (обеспечиваемый ЦВС) и свободный от побочных составляющих спектр выходного сигнала (обеспечиваемый системой ФАПЧ). Известно несколько структурных схем гибридных синтезаторов на основе системы ФАПЧ и ЦВС [1]. **Целью** данного исследования является разработка гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки на современных интегральных микросхемах. Принцип работы гибридного синтезатора, а также моделирование шумовых характеристик представлены в [2].

В рамках данного исследования был разработан лабораторный образец гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки на основе двух отладочных плат фирмы Analog Devices [3]. Упрощенная структурная схема лабораторного образца представлена на рисунке 1.

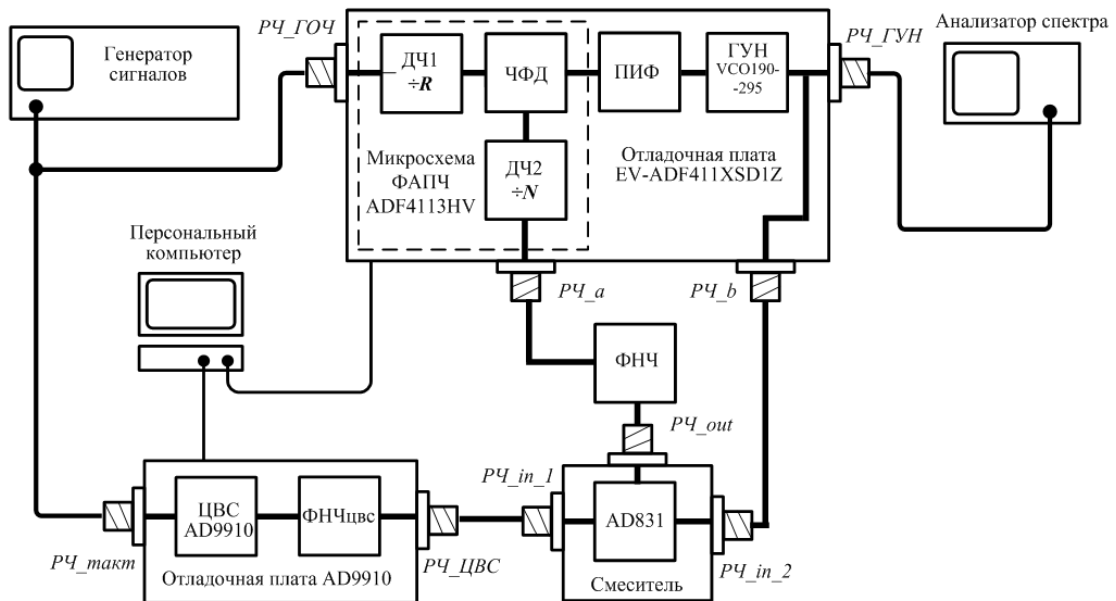


Рис.1. Упрощенная структурная схема лабораторного образца гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки

Отладочная плата EV-ADF411XSD1Z представляет собой модуль, на котором можно собрать синтезатор на основе системы ФАПЧ. На отладочной плате были установлены следующие интегральные микросхемы и компоненты: ADF4113HV – микросхема ФАПЧ; содержит частотно-фазовый детектор (ЧФД), и два делителя частоты ДЧ1 и ДЧ2 с коэффициентами деления R и N соответственно; пропорционально-интегрирующий фильтр второго порядка (ПИФ); VCO190-295T – генератор, управляемый напряжением, формирующий полосу частот от 290 до 300 МГц; SDP-S – специализированный модуль, осуществляющий управление синтезатором частот с ПК через интерфейс USB. Систему ФАПЧ можно тактировать от внешнего генератора через гнездо PЧ_ГОЧ. Выходной сигнал синтезатора

Секция 2. Анализ сигналов и систем

поступает на разъем $PЧ_ГУН$. С целью реализации гибридного синтезатора цепь обратной связи была выведена наружу с помощью дополнительных разъемов $PЧ_a$ и $PЧ_b$.

В качестве цифрового вычислительного синтезатора была использована микросхема AD9910 с 14-разрядным цифроаналоговым преобразователем (ЦАП). Данная микросхема установлена на специализированной отладочной плате, управляющейся с помощью ПК через USB интерфейс. Тактовая частота может достигать до 1 ГГц, максимальная выходная частота составляет 400 МГц. Отладочная плата имеет вход $PЧ_такт$ для подключения внешнего генератора тактовой частоты. Выходной сигнал ЦАП имеет форму ступенчатой синусоиды, поэтому на отладочной плате установлен сглаживающий фильтр нижних частот (ФНЧцвс). Выходной сигнал ФНЧ поступает на выход отладочной платы $PЧ_ЦВС$.

В качестве смесителя применяется отладочный модуль с микросхемой AD831. Данный модуль имеет два входа ($PЧ_in_1$ и $PЧ_in_2$) и выход $PЧ_out$. Смеситель формирует разностный и суммарный сигнал, а также гармоники входных сигналов. К выходу смесителя был подключен фильтр нижних частот (ФНЧ), выделяющий разностную частоту.

Разработанный лабораторный образец гибридного синтезатора частот с ЦВС в качестве генератора подставки формирует диапазон от 290 до 300 МГц с шагом перестройки частоты, составляющим тысячные доли Герца. В ходе работы было проведено исследование спектральных характеристик лабораторного образца. Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) составляет 90 дБн/Гц. Таким образом, гибридный синтезатор обеспечивает малый шаг перестройки частоты в совокупности с хорошими спектральными характеристиками.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 16-37-00299 мол_a

Литература

1. Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Храмов К.К., Докторов А.Н., Якименко К.А. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – №1. - С. 5-20.
2. 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. С. 23-29.
3. Сайт компании Analog devices [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.analog.com/>.

И.Н. Ростокин, Е.А. Ростокина
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: arostokina@yandex.ru

Электромагнитное моделирование двухмодового многочастотного облучателя микроволновой радиометрической системы

В докладе приводятся результаты моделирования характеристик антенного устройства трехдиапазонной микроволновой радиометрической системы с компенсацией фоновых шумов, которые позволяют сделать вывод о возможности реализации частотного разделения сигналов трех диапазонов при последовательном прохождении трех секций в основных и дополнительных каналах при соосном приеме излучения на общую апертуру зеркальной антенны.

В представленном антенном устройстве трехдиапазонной микроволновой радиометрической системы решена задача компенсации влияния фоновых шумов в каждом частотном диапазоне при формировании двух выходных сигналов (основного измерительного сигнала и дополнительного сигнала компенсации) в каждой секции антенного устройства и реализации компенсационного принципа приема радиоизлучения.

Сформулированы основные требования к антенному устройству микроволновой радиометрической системы с одновременным соосным приемом на общую апертуру в трех частотных диапазонах с компенсацией влияния фонового излучения окружающего пространства.

Определена структура трехсекционного антенного устройства с формированием основного измерительного сигнала и сигнала компенсации в каждом из трех частотном диапазоне и показана необходимость установки частотных волноводных фильтров низких частот в первых двух секциях для решения задачи частотного разделения сигналов при их последовательном выделении в трех секциях антенного устройства.

Приведены результаты моделирования характеристик прохождения сигналов в антенном устройстве, полученные в программе электродинамического моделирования Micro Wave Studio.

Получены частотные зависимости коэффициентов передачи основного и дополнительного антенных каналов и коэффициента их взаимной развязки.

Обобщены результаты моделирования параметров прохождения сигналов в трех секциях антенного устройства и приведены их значения на центральных частотах диапазонов.

Е.А. Ростокина, И.Н. Ростокин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: arostokina@yandex.ru

Основные особенности проектирования коаксиальных керамических фильтров

В докладе представлены результаты практического исследования основных принципов расчета и проектирования полосно-пропускающих фильтров на основе коаксиальных керамических резонаторов, применение которых позволяет по новому решать проблему миниатюризации и создавать устройства с характеристиками, недостижимыми ранее на основе традиционных подходов к решению задач частотной фильтрации СВЧ сигналов. Приводятся параметры практических разработок некоторых вариантов конструкций полосно-пропускающих фильтров на основе коаксиальных керамических резонаторов.

В современной технике СВЧ широкое применение находит микроволновая диэлектрическая керамика, используемая в качестве основы резонансных элементов СВЧ фильтров и полупроводниковых СВЧ генераторов.

Одним из основных направлений применения микроволновой керамики является создание коаксиальных керамических резонаторов (ККР), используемых при проектировании высокостабильных полосно-пропускающих фильтров и стабилизированных по частоте полупроводниковых автогенераторов.

Одной из разновидностей этих элементов в последние годы стали малогабаритные керамические фильтры (МКФ) на основе объемных коаксиальных резонаторов, применение которых позволяет по новому решать проблему миниатюризации и создавать устройства с характеристиками, недостижимыми ранее на основе традиционных подходов к решению задач частотной фильтрации СВЧ сигналов.

В диапазоне частот от 0,5 до 10 ГГц заслуживают внимания частотные фильтры на основе связанных объемных металлокерамических резонаторов. При реализации полосно-пропускающих СВЧ фильтров со сравнительно узкой полосой пропускания (от 1 до 10 %) от других типов, например, микрополосковых, такие металлокерамические фильтры выгодно отличаются массогабаритными показателями, надёжностью, температурной стабильностью параметров, прямоугольностью АЧХ.

Основными преимуществами этих фильтров являются: малые габариты; небольшой вес; широкий диапазон частот; малые потери в полосе пропускания; механическая прочность; широкий температурный диапазон использования; высокая надёжность; возможность поверхностного монтажа.

Все это позволяет успешно конкурировать МКФ с фильтрами на ПАВ - по диапазону рабочих частот и мощности, с микрополосковыми и объемными фильтрами на диэлектрических резонаторах - по габаритам и весу, а в некоторых случаях позволяет заменять громоздкие волноводные фильтры.

М.С. Смирнов

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: micas_2001@mail.ru

Программно-аппаратная модель блока ЦОС для РЛС кругового обзора в среде LabVIEW

Программно-аппаратная модель блока ЦОС для РЛС состоит из нескольких модулей: модуль программной имитации вращения антенны РЛС и обнаружения целей; модуль аппаратного формирования пачек ЛЧМ сигналов, имитирующих отраженные от цели сигналы; модуль аппаратного приема-оцифровки сигналов и модуль цифровой обработки.

Структурная схема модели приведена на рис. 1.

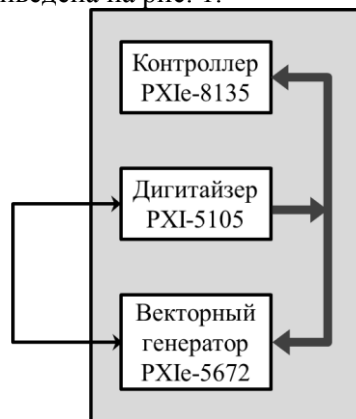


Рис. 1 – Модель программно аппаратной модели блока ЦОС

Модуль программной имитации вращения антенны РЛС реализован в среде LabVIEW. В качестве зондирующего сигнала используется импульс с ЛЧМ. В модели реализован последовательный обзор по азимуту за счет имитации механического вращения ФАР и смешанный параллельно-последовательный обзор по углу места за счет управления лучами ФАР (один луч передающий и четыре луча приемных), состоящий из фиксированного набора угломестных положений (УМП). Период обзора пространства – 10 с.

Оси лучей ДНА совместной пары, управляемой одним фазовращателем, разнесены на $\pm 0,75^\circ$ относительно промежуточной оси между ними.

При 4-градусном передающем луче используются оба спаренных приемных луча. При этом промежуточная ось спаренных лучей совпадает с осью передающего луча, а оси двух независимых лучей устанавливаются относительно оси передающего луча под углами $\pm 2,0^\circ$.

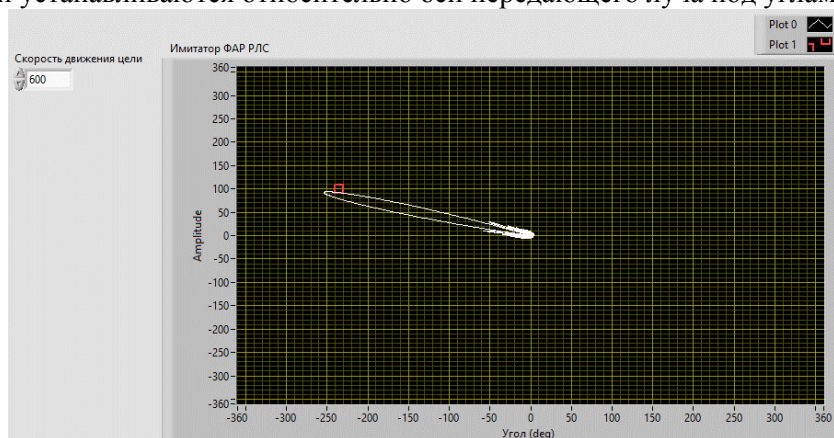


Рис. 2 – Интерфейс модуля имитатора вращения антенны РЛС

Литература

1. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments

Е.В. Федосеева

Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: elenafedoseeva@yandex.ru

Результаты корреляционной обработки данных измерений радиотеплового излучения атмосферы трехдиапазонной СВЧ радиометрической системой

Широкие возможности по оценке состояния атмосферы путем дистанционных измерений радиотеплового излучения в микроволновом диапазоне предоставляют СВЧ радиометрические системы [1]. Современная тенденция повышения информативности таких измерений связана с переходом к многочастотным измерениям, причем выбор диапазонов обусловлен эффективностью работы радиометрических систем и интенсивностью радиотеплового излучения атмосферы.

При решении задачи выбора частотного диапазона работы СВЧ радиометрической системы оценки состояния облачной атмосферы при выпадении осадков были выделены три частотных диапазона с центральными частотами 3.5 ГГц, 10 ГГц и 22 ГГц при ширине каждого диапазона - 1 ГГц [2].

Одновременно с переходом к многочастотным измерениям решалась задача компенсации влияния на результаты измерений фоновых шумов, принимаемых через область рассеяния диаграммы направленности антенны. Для выполнения компенсации влияния фонового шума выполнялся двухканальный прием в каждом частотном диапазоне с формированием на выходе дополнительного канала сигнала адекватного помеховой составляющей основного измерительного сигнала при реализации двухмодового режима приема с разделением мод в специальном устройстве – модовом разделителе [3].

Для оценки эффективности введения указанного трехдиапазонного режима измерений в СВЧ радиометрической системе была применена корреляционная обработка данных многоканальных измерений радиотеплового излучения атмосферы в условиях выпадения дождя с данными метеостанции по интенсивности дождя. На рис. 1 приведен пример части численного массива данных измерений, выполненных 23.04.2016 в Муромском районе с 13 часов 7 минут, на котором введены следующие обозначения: канал 2- вертикальный основной с длиной волны 3 сантиметра, 3-дополнительный 7.5 сантиметра, 4-горизонтальный основной 3 сантиметра, 5-основной 7,5 сантиметров, 6-дополнительный 3 сантиметра, 7-1.35 сантиметра

Channel-2	Channel-3	Channel-4	Channel-5	Channel-6	Channel-7
0,0871512	0,0174256	0,0821868	0,0129144	0,0645339	0,0420722
0,0860849	0,0170895	0,0843186	0,0127463	0,0636623	0,0406394
0,0836234	0,0246612	0,0846456	0,0126944	0,059079	0,0400156
0,0820445	0,0301619	0,0812493	0,0126937	0,058484	0,0396079
0,0824891	0,0299624	0,0819783	0,012653	0,0557495	0,039135
0,0826772	0,0296978	0,0812671	0,0126012	0,0641676	0,039051
0,0816261	0,0296754	0,0824811	0,0155089	0,0633241	0,0391268
0,0803233	0,0294263	0,0820332	0,0123881	0,0608547	0,038895
0,0800376	0,0292695	0,0819511	0,0123503	0,0609765	0,0386985
0,0800057	0,0291697	0,0808534	0,0122975	0,0605561	0,0385658

Рис.1 Структурная схема модового разделителя

В ходе корреляционной обработки результатов измерений были выполнены следующие действия: произведено осреднение результатов измерений СВЧ радиометрической системы в интервале пяти минут, что обусловлено периодичностью подачи данных метеостанцией; рассчитаны коэффициенты корреляции для основных измерительных каналов за весь временной интервал проведения измерений; произведена выборка и сортировка данных измерений по зна-

чению интенсивности дождя (меньше и больше 1мм/час); определены коэффициенты корреляции для случаев интенсивности дождя меньше и больше 1мм/час; выполнено повторение корреляционной обработки для разностных сигналов, получаемых в результате выполнения компенсации фоновых шумов. Так на рис.2 показано графическое представление результатов корреляционной обработки данных измерений трехдиапазонной СВЧ радиометрической системы.

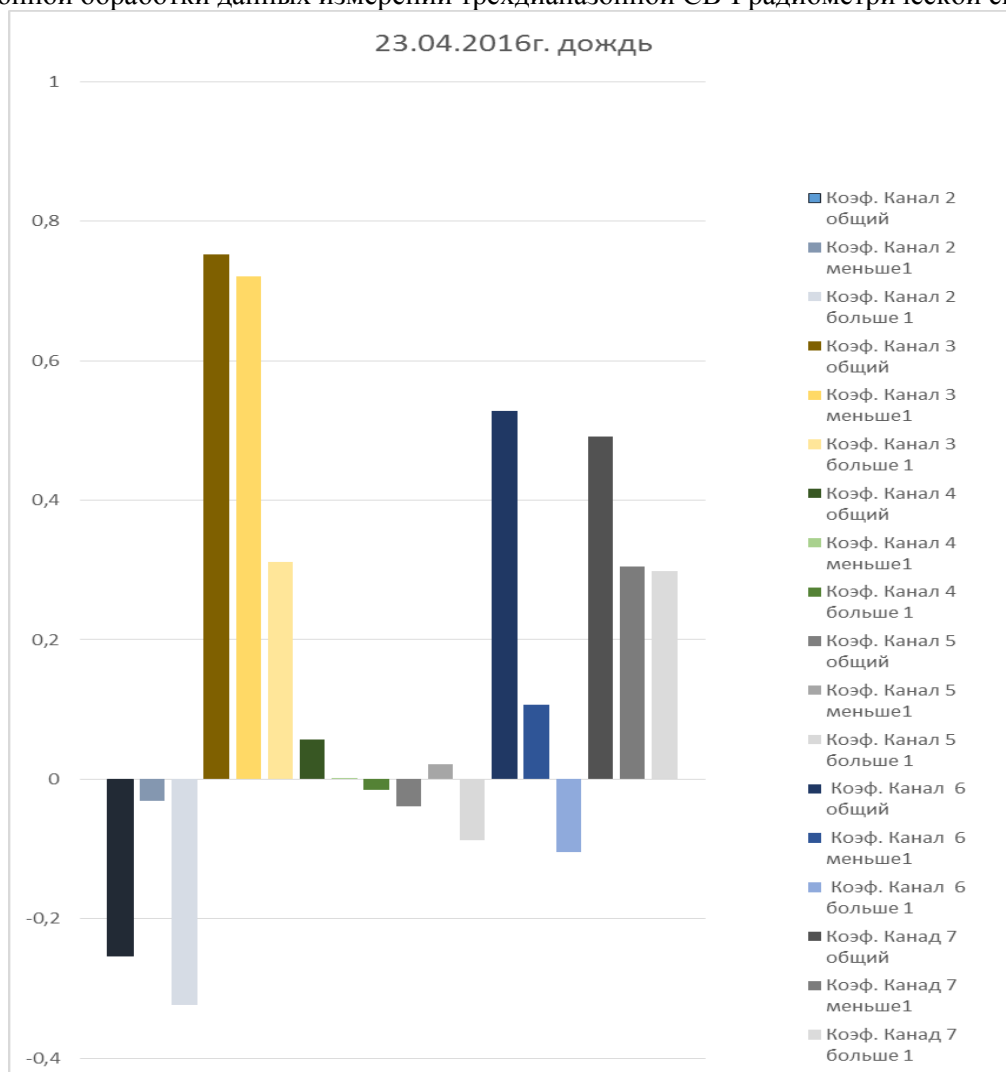


Рис. 2 Результаты корреляционной обработки данных измерений

Полученные результаты корреляционной обработки показали наличие сильной корреляционной связи между результатами СВЧ радиометрических измерений радиотеплового излучения и интенсивностью дождя. Величина взаимосвязи сильно варьируется в зависимости от частоты исследования и интенсивности осадков, что позволяет сделать вывод о перспективности применения СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы в задачах оценки интенсивности осадков.

Литература

1. В.Д.Степаненко и др. Радиотеплолокация в метеорологии/ Л.:Гидрометеиздат. – 1987. – 284 с.
2. Ростокин И.Н., Федосеева Е.В., Федосеев А.А. Вопросы построения многочастотной СВЧ - радиометрической системы дистанционного зондирования облачной атмосферы с компенсацией фонового излучения. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – №1. – С.5 – 11.
3. Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокин И.Н., Ростокина Е.А. Компенсация помех в работе СВЧ радиометрических систем. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. №1. - С.50-62.

К.К. Храмов

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: hramovkk.lan@mit.ru*

Автоматическая калибровка квадратурного модулятора

При формировании радиосигналов в современных системах связи, телевидения и радиолокации широкое распространение получили квадратурные формирователи сигналов. Их основой являются аналоговые или цифровые квадратурные модуляторы [1, 2]. Входными сигналами квадратурного модулятора являются высокочастотное опорное колебание LO и квадратурные I и Q модулирующие видеосигналы. Устройство формирования, построенное с использованием квадратурного модулятора, обеспечивает гибкое управление параметрами модуляции, имеет лучшие массогабаритные показатели и позволяет реализовать цифровое формирование модулирующих сигналов и их коррекцию.

Как и большинство аналоговых устройств балансного типа, квадратурный модулятор имеет особенности, связанные с нестабильностью параметров квадратурных составляющих сигнала – дисбаланс. Отметим факторы, влияющие на дисбаланс квадратурных составляющих на выходе формирователя: дисбаланс коэффициента усиления и фазы в цифроаналоговом преобразователе, дисбаланс коэффициента усиления и фазы в квадратурном модуляторе для несущего колебания и модулирующего сигнала, дисбаланс коэффициента усиления и фазы, вносимого восстанавливающим фильтром [1]. Влияние большинства факторов можно уменьшить за счет внесения предварительных искажений сигнала в цифровом виде при формировании квадратурных составляющих I и Q , что позволяет улучшить характеристики сигнала. При этом основной задачей является поиск оптимальных алгоритмов компенсации дисбаланса квадратурных составляющих на основе экспериментальных данных.

Идеальный квадратурный модулятор обеспечивает максимальное подавление несущей частоты, поданной на его вход, при нулевом уровне дифференциального напряжения на модулирующих входах. В реальном устройстве точка максимального подавления, которую желательно выбрать в качестве рабочей, смещена относительно идеального центра. Это приводит к недостаточному подавлению несущей частоты на выходе квадратурного модулятора (минус (35...42) дБ) и смещению фазы при формировании сигнала. Поэтому при использовании аналогового квадратурного модулятора для модуляции и/или преобразования частоты сигнала возникает проблема компенсации рассогласования (дисбаланса) амплитуды и фазы квадратурных составляющих [1, 3]. В основе существующих методов поиска необходимых коэффициентов лежат итерационные алгоритмы, а сам поиск корректирующих коэффициентов осуществляется методом последовательного перебора. Недостатком такого метода является необходимость проводить множество измерений (порядка 30...40), что увеличивает время нахождения оптимальных параметров.

Автором предлагается алгоритм калибровки квадратурного модулятора, основанный на четырех измерениях уровня несущего колебания в заданных точках и нахождении оптимальных параметров путем математического анализа. В докладе рассматриваются принцип алгоритма калибровки, математический аппарат, лежащий в его основе, а также варианты его реализации.

Литература

1. Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г. Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3 (29). – С. 5-9.
2. Храмов К.К. Исследование тракта модулирующих сигналов квадратурного формирователя // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 6 февр. 2015 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2015. – 551 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

Секция 2. Анализ сигналов и систем

3. R.Geetha, J.Jesintha Mary “In-Phase and Quadrature Imbalance Compensation by Using Direct Conversion Transmitters,” International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, vol. 4, no. 6, pp.538-544, May 2015.

К.К. Храмов, М.Ю. Ивушкин*

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23*

E-mail: hramovkk.lan@mit.ru

**АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов»
602267, г. Муром, Владимирская обл., Карачаровское шоссе, 2.*

E-mail: global@mzrip.ru

Разработка формирователя радиолокационных сигналов вторичного радиолокатора и моделирование алгоритмов его работы в различных режимах

Цифровые формирователи радиосигналов запроса вторичного радиолокатора предназначены для формирования радиоимпульсных сигналов по линии «земля-воздух» в соответствии со стандартами Международной организации гражданской авиации [1].

На основании требований этих стандартов была предложена структурная схема формирователя радиосигналов запроса вторичного радиолокатора (рис. 1). Основой формирователя является аналоговый квадратурный модулятор, осуществляющий формирование высокочастотного несущего колебания, его модуляцию. Внешний высокостабильный опорный генератор (ГОЧ) формирует опорную частоту для интегрированного в модулятор синтезатора частот на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Канал модулирующих сигналов образован цифровым формирователем отсчетов модуляции (ФОМ), выполненным на ПЛИС, квадратурным ЦАП и дифференциальным ФНЧ, формирующими аналоговые квадратурные компоненты модулирующего сигнала.

Управление работой формирователя отсчетов модуляции, усилителем мощности, формирование требуемой длительности и крутизны фронтов радиоимпульсов, а также сопряжение режимов работы с другими функциональными блоками радиолокатора реализуется блоком управления и синхронизации (БУС).

Рассматриваемое устройство должно формировать радиоимпульсные сигналы запроса с частотой несущего колебания 1030 МГц обеспечения различных режимов работы вторичного радиолокатора: А, С, А/С и S.

Параметры спектра запросного сигнала относительно несущей частоты в соответствии с требованиями упомянутых ранее стандартов не должны превышать предельных значений, заданных ограничительной линией [1].

При разработке устройств формирования сложных радиосигналов с требуемыми спектрально-временными характеристиками с помощью квадратурных модуляторов возникает задача синтеза модулирующих сигналов, которые обеспечивают такие характеристиками [2].

В докладе рассматривается функциональная схема формирователя, основные требования к элементной базе, приводятся результаты моделирования и анализ радиоимпульсных сигналов запроса режимов А, С, А/С и S, анализируются вопросы практического применения полученных результатов.

Литература

1. Руководство по авиационному наблюдению [Электронный ресурс]: Международная организация гражданской авиации. – ИКАО, 2012. Систем. требования: Acrobat Reader. Режим доступа: http://aviadocs.net/icaodocs/Docs/9924_cons_ru.pdf.

2. Храмов К.К., Ивушкин М.Ю. Формирование квадратурных модулирующих сигналов специальной формы // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 5 февр. 2016 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2016.– 478 с.: ил. – [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С.74.