Буланов В.А., Набережнев Д.Ю., Эсенов Д.С. ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Применение радиовысотомерной системы в комплексах БЛА зенитно-ракетных войск

На сегодняшний день применение беспилотных летательных аппаратов (БЛА) находит свое место во многих сферах военной деятельности: фото- и радиотехническая разведка, радиоэлектронная борьба, «ложная мишень» для отведения огня со стороны противника, доставка взрывчатых веществ в глубь вражеских территорий, тем самым нанесение колоссального урона важным военным объектам. Бесспорно, применение БЛА противником несет большую опасность для защищаемых территорий и государства в целом. Так, в ходе пятидневной войны в 2008 году при принуждении агрессора к миру грузинская армия интенсивно применяла разведывательные БЛА иностранного производства. Эффективная борьба с такими целями фактически не была организована. Сформированные в тот период зенитные группировки оказались практически бессильными в противостоянии современным малоразмерным разведывательным БЛА, хотя для ведения борьбы использовались специализированные зенитные ракетные и артиллерийские комплексы, обладающие малым временем реакции, высокой скорострельностью и эффективностью поражения, большим запасом ракет (боеприпасов).

Практика боевого применения войск в локальных войнах и конфликтах современности показала, что активная борьба с БЛА (их поражение зенитным оружием) является чрезвычайно сложной, трудновыполнимой задачей и эффективна только при определенных условиях. Уничтожение подобных целей с применением современных ЗРК, ЗАК, ПЗРК и ЗПРК возможно лишь в условиях их своевременного обнаружения и при наличии специально подготовленных и хорошо обученных боевых расчетов ЗРВ.

Таким образом, организация и ведение эффективной противовоздушной обороны в современных условиях значительно усложнилась ввиду необходимости ведения борьбы с многочисленными малоразмерными воздушными целями. По решению командования сухопутных войск [1], применение существующих методов и комплексов ЗРК и ЗАК для решения этих задач приводит к значительному повышению отношения эффективность - стоимость, что недопустимо.

Одним из способов повышения эффективности применения ЗРК и ЗАК против малоразмерных воздушных целей является использование в составе зенитно-ракетных войск БЛАцелеуказания [2]. В связи с этим, возникает необходимость совершенствования комплексов БЛА для расширения их функциональных возможностей в интересах ЗРВ с одной стороны и снижения стоимости конечного изделия - с другой стороны.

Как и любой боевой авиационный комплекс, комплекс БЛА состоит из множества систем, которые обладают своими недостатками и неточностями. Поэтому совершенствование этих систем является основным направлением на пути создания высокоэффективных «дешевых» интегрированных малогабаритных боевых комплексов.

Авторами предлагается использовать в качестве канала навигационной информации в комплексе БЛА-целеуказания малогабаритную однолучевую радиовысотомерную систему [3]. На основе информации от нее: о высоте и скорости полета, БЛА способен осуществлять автономное пилотирование, что позволит исключить из состава навигационной системы комплекса часть дорогостоящих систем и снизить суммарную стоимость навигационной системы в целом.

Литература

1. Ерёмин Г.В., Гаврилов А. Д., Назарчук И.И. Малоразмерные беспилотники - новая проблема для ПВО // Журнал «Арсенал Отечества». 2015.

2. Лузан А. Г. Новые концепции структуры и боевого применения Войск ПВО Сухопутных войск – требование времени // Воздушно-космическая сфера. 2018. №4(97). С. 66-77.

3. Колтышев Е.Е., Мельников С.А., Седов Д.П. и др. Комплекс алгоритмов для радиовысотомерной системы при оценке навигационных параметров носителя // Сб. науч. ст. по материалам VII Международной науч.-практ. конф. «Академические Жуковские чтения» – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. С. 110-115.

Бушин А.Ю., Скрипников Н.Н., Рымов А.И.

ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).

Применение сложных сигналов для обеспечения малой вероятности перехвата радиолокационных сигналов системами радиоэлектронной разведки.

При выборе типов сигналов, обеспечивающих повышенную скрытность работы РЛС, следует отметить, что в общем не любые методы расширения спектра сигналов (широкополосность) пригодны для реализации малой вероятности перехвата (МВП) сигналов средствами радиоэлектронной разведки (РЭР). Необходимо учитывать характеристики и возможности систем РЭР и другие угрозы радиолокационным системам (например, противорадиолокационные ракеты).

Применение ЛЧМ-импульсов можно отнести к системам с расширением спектра сигналов. Но разведка таких сигналов и использование их для обнаружения работы РЛС сравнительно просты для современных систем РЭР. Достаточно приближенно определить крутизну изменения частоты при ЧМ, или использовать несколько значений такой крутизны в приемнике РЭР для того, чтобы при приеме использовать сжатие сигнала во времени для обнаружения работы РЛС. Так же возможно применение сложных широкополосных сигналов типа шумоподобных с двоичным изменением фазы (0° и 180°) не позволяет защитить РЛС от наведения ПРР или скрыть работу РЛС от средств РЭР противника. Дело в том, что разработаны методы удвоения несущей частоты принимаемого сигнала в аппаратуре РЭР, которые приводят к тому, что изменения фазы в ШПС при приеме практически не будет (удвоение 180° дает 360° или 0° по модулю 2π). В приемнике ПРР достаточно ввести такое умножение и затем установить узкополосный интегратор (фильтр с полосой, обратной полной длительности ШПС) для повышенной эффективности приема сигнала РЛС.

Однако для обеспечения МВП имеются возможности применения ряда разновидностей рассмотренных в этой главе сигналов. Возможно использование частотно-кодированных сигналов типа сигналов Костаса, обеспечивающих высокую скрытность работы РЛС. Большие возможности для обеспечения скрытности работы РЛС и МВП сигналов предоставляют многофазные кодовые последовательности (МФК-сигналы), которые являются разновидностью ФМС. Сигналы МФК это фактически ШПС с изменением фазы не по коду 0° и 180°, а по произвольно заданному коду изменения дискрета фазы $\Delta \phi_i$ (типа кодов Френка).

Многофазное кодирование сигналов при МВП. Многофазные кодовые сигналы при решении задачи МВП представляют собой последовательности высокочастотных элементов, фазы которых изменяются по специальному псевдослучайному коду, который формируется кодовым генератором. Изменение фазы в отличие от двоичного кодирования осуществляется дискретными значениями из набора конечного значения числа дискретов в пределах 360°. Количество дискретов фазы определяется по формуле

$$N_{\phi} = p^n$$

где p – простое целое число, n-также целое число 1,2,...,n. Например, при двоичном кодировании фазы N_{φ}=2(0° и 180°), что соответствует значениям p = 2, n = 1. Если взять p=3, n=1, то получим 3 дискретных значений фазы D_{ν} равномерно распределенных в пределах 360°, а именно: $\Delta \varphi_0 = \mathbb{O}$; $\Delta \varphi_1 = 12\mathbb{O}$, $\Delta \varphi_2 = 24\mathbb{O}$.

На рис1 показаны эти дискретные значения фазы в виде распределения точек на окружности



единичного радиуса.

Общее число элементов последовательности ШПС с многофазным кодом определяется по формуле

$$N = N^{r} - 1$$

которая соответствует формуле, приведенной для $N_{\phi} = 2$.Величина г – это количество кодовых состояний в генераторе псевдослучайного кода (это, например, число элементов сдвигового регистра, который часто используется в качестве генератора ПСК).

Данную последовательность можно представить в виде построения многофазного кодов Френка. Этот код имеет следующую общую структуру:

Эту матрицу с одинаковым успехом можно читать как по строкам, так и по столбцам. Элементы ее представляют собой коэффициенты-со множителя основного фазового угла $2\pi p/N$, где p и N - целые и взаимно простые числа. В нашем рассмотрении будем предполагать, что p = 1. Реальная кодовая последовательность образуется путем размещения строк и столбцов последовательные друг за другом, при этом мы получаем последовательность содержащую N^2

элементов. Для N = 3 получаем последовательность $\left\{\frac{N\theta_n}{2\pi}\right\} = 0, 0, 0; 0, 1, 2; 0, 2, 1,$ которая

состоит из 9 элементов. Отметим что элементы это последовательность представляет собой числа по модулю N и что каждая из N - групп начинается с нулевого элемента. Первая группа из трех элементов указывает на факт отсутствия фазового сдвига; в следующей группе из трех элементов коэффициент отличается на единицу и соответствуют 0°,120°,240°; последняя трехэлементная группа состоит из элементов отличающихся на две единицы и соответствует 0°,240°,120° по модулю 360°

При рассмотрении МФК-сигналов, которые обеспечивают МВП. Можно выделить несколько достоинств:

1) Сигналы с МФК не подвержены декодированию методом удвоения частоты высокочастотного наполнения, которое возможно в устройствах РЭР и в противорадиолокационных ракетах. Таким образом, кодовая последовательность изменения фазы остается скрытой для противника. Умножение в 3 раз приводит к декодированию фазы, но такая система умножения в 3 раз весьма сложна на практике и конечно при других значениях N_{ϕ} будет также неэффективна.

2) Сигналы с МФК имеют широкий диапазон возможных реализаций последовательности элементов, что существенно повышает скрытность работы и затрудняет несанкционированное выявление конкретных кодов, используемых в МФК-сигналах.

4) Интересной особенностью МФК-сигналов является то, что спектральная плотность их равномерна во всем диапазоне частот $\Delta f = 1/\tau_3$, это обстоятельство существенно затрудняет обнаружение сигнала средствами РЭР, которые вынуждены иметь полосу приемного устройства на всю ширину спектра принимаемого сигнала.

В заключение отметим, что в настоящее время имеются возможности обеспечить скрытную работу РЛС и затруднить системам РЭР и ПРР обнаружение и перехват РЛ сигналов. Перспективными в этом отношении являются и сигналы с частотным кодированием.



На данном рисунке представлена функция неопределенности с изменением фазы на 120°, что приводит к повышению скрытности работы радиолокационной станции.

Для того чтобы противостоять мерам радиоэлектронной разведки, направленным на раскрытие сигнала, используют сложные широкополосные сигналы c необходимыми для радиопротиводействия параметрами. Бортовые РЛС должны использовать 3C. оптимизированные под решаемые задачи и возможное воздействие активных и пассивных помех .Из выше сказанного можно сделать вывод о том, что сигналы Френка могут быть применены для повышения скрытности работы РЛС. При изменении фазы на 120° повышаются скрытность и помехоустойчивость за счет снижения максимального уровня боковых лепестков ФН как во временной, так и в частотной областях.

Литература

1 Дудник П.И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС/ П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский, А.Р. Ильчук, А.А Герасимов. Под ред. П.И. Дудника. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006 – 1112 с.

2 Ч. Кук, М. Бернфельд Радиолокационные сигналы. М.: Издательство «Советское радио», 1971, с. 568.

Грошков И.Д.

Научно-образовательный центр воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей». 121471, г. Москва, ул. Верейская д.41, строение 2. E-mail: info@nocvko.ru АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов». 602267 г. Муром, Владимирская область, Карачаровское шоссе, 2. E-mail: global@mzrip.ru

Анализ методов формирования сигналов радиолокационных станций на основе цифро-аналоговых преобразователей

Формирование радиолокационных сигналов требует реализации устройств, обеспечивающих генерацию сложных сигналов заданной структуры. [1, 2].

При построении формирователей сигналов широкое распространение получил прямой цифровой метод синтеза сигналов на основе цифро-аналоговых преобразователей ЦАП. [3]

Можно выделить несколько типов формирователей, использующих метод прямого цифрового синтеза.

1. Формирователь сигнала на основе цифрового модулятора, структурная схема которого приведена на рис. 1, имеет опорный генератор G1, буфер тактовых сигналов A2, устройство управления (УУ) A1, ЦАП DA1, фильтр нижних частот (ФНЧ) Z1, смеситель A3, полосно-пропускающий фильтр (ППФ) Z2 и усилитель A4.



Рис. 1 – Структурная схема формирователя на основе ЦМ

Сигнал на выходе ЦАП формируется на промежуточной частоте $\Delta f_{\Pi \Psi}$. Для повышения частоты могут использоваться умножители частоты, копии спектра основного сигнала (образы сигнала), либо мультиплексирование отсчётов на выходе ЦАП. [4]

Такой формирователь обладает высокой скоростью перестройки несущей частоты и не требует управления частотой опорного сигнала.

Недостатком является необходимость наличия высокочастотного тактового сигнала, а также большое количество побочных составляющих в спектре сигнала на выходе ЦАП.

2. Формирователь сигнала на основе прямого квадратурного преобразования имеет структурную схему, приведенную на рис. 2.



Рис. 2 – Структурная схема формирователя на основе прямого квадратурного преобразования

Сигналы, формируемые DA1 и DA2, после фильтрации используются для управления модуляцией несущего колебания, в аналоговом модуляторе A3.

В результате прямое квадратурное преобразование позволяет модулировать несущую узкополосным сигналом. [5]

К недостаткам можно отнести необходимость балансировки амплитуды и фазы квадратурных каналов. [6].

3. Формирователи сигнала на основе многоканального ЦАП позволяют улучшить динамические характеристики и минимизировать дисбаланс квадратурных каналов. [7]

Структурная схема формирователя основе многоканального ЦАП приведена на рис. 3.



Рис. 3 – Структурная схема формирователя на основе многоканального ЦАП

Модулирующие сигналы $\Delta f_{\Pi \Psi}$ I, $\Delta f_{\Pi \Psi}$ Q на выходе ЦАП DA1 формируется на промежуточной частоте (ПЧ), что позволяет использовать источник опорного сигнала G1 с фиксированной частотой. Благодаря интерполирующим фильтрам DA1.1 частота обновления выходных данных ЦАП может быть выше тактовой частоты УУ. [7]

Однако для модулирующих сигналов на ПЧ усложняется конструкция фильтров и топология печатной платы,

4. Структура формирователя сигнала на основе высокоскоростного ЦАП AD9164 соответствует структурной схема приведена на рис. 4.



Рис. 4 – Структурная схема формирователя на основе высокоскоростного ЦАП

Увеличение производительности и разрядности ЦАП привели к внедрению последовательного интерфейса JESD204B. [8] Архитектура ядра ЦАП позволяет обеспечить частоту обновления данных на выходе до 12,5 Гбит/с. [9]

Выделенные в результате исследования методы прямого цифрового синтеза сигналов могут использоваться для создания программно-определяемых формирователей сложных радиолокационных сигналов.

Литература

1. Тяпкин В.Н., Фомин А.Н., Гарин Е.Н., Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник // Красноярск: Сиб. федер. ун-т., 2011. – 536 с.

2. Кулешов В.Н., Удалов Н.Н., Богачев В.М., Генерирование колебаний и формирование радиосигналов // М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 416 с.

3. Browne J. Discovering ADCs and DACs for Defense Electronics Systems // Microwaves & RF – 2018 // Режим доступа: https://www.mwrf.com/technologies/components/article/ 21849014/ discovering-adcs-and-dacs-for-defense-electronics-systems (дата обращения: 24.11.2020)

4. Ромашов, В.В. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты /В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2011. – №13. – С. 44-47.

5. Голуб В.С. Квадратурные модуляторы и демодуляторы в системах радиосвязи. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2003, №3

6. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора. Доклады ТУСУРа, № 2 (24), часть 1, декабрь 2011.

7. Kester W., Oversampling Interpolating DACs // Analog Devices, Inc. 2009 // Режим
доступа: https://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/MT-017.pdf// Режим
(дата
обращения: 4.11.2020)

8. Harris J. What Is JESD204 and Why Should We Pay Attention to It. – Analog Devices Inc., 2019 // Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/What-Is-JESD204-and-Why-Should-We-Pay-Attention-to-It.pdf (дата обращения: 24.11.2020)

9. Daniel E. New RF DAC Broadens Software-Defined Radio Horizon –Analog Devices Inc., 2016 // Режим доступа: https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-50/number-3/articles/new-rf-dac-broadens-sdr-horizon.pdf (дата обращения: 25.09.2020)

Жиганов С.Н., Михеев К.В., Ракитин А.В., Горячев М.С.

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: s_zh_72@mail.ru

Применение многочленов Чебышева второго рода при аппроксимации функциональных зависимостей

Одной из основных задач, решаемых в системах обработки информации и реализации полученных алгоритмов на различных вычислительных устройствах является замена одной функции f(x) другой максимально близко похожей на нее, которую проще использовать в расчетах, либо реализовать в вычислителях, т.е. необходимо сделать замену вида

$$f(x) \approx \varphi(x). \tag{1}$$

При воспроизведении функциональных зависимостей широкое применение нашел полиномиальный метод аппроксимации, который используется во многих научных и прикладных технических задачах: от приближения стандартных математических функций в современных специализированных микропроцессорах до реализации градуировочных характеристик при воспроизведении рабочих эталонов, калибровке датчиков и измерительных систем. Повсеместное распространение полиномиального метода обусловлено его простотой, наглядной геометрической интерпретацией, а главное – низкими вычислительными затратами при расчете значений функции f(x) с помощью полинома

$$\varphi(\mathbf{x}) = \mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1 \mathbf{x} + \dots + \mathbf{a}_n \mathbf{x}^n = \sum_{k=0}^n \mathbf{a}_k \mathbf{x}^k.$$
(2)

В работе [1] показано, что для ортогональных многочленов $f_k(x)$ на отрезке [a; b] с весовой функцией $\omega(x)$ при т≠п должно выполнятся следующее условие

$$\int_{a}^{b} f_{m}(x)f_{n}(x) \omega(x)dx = 0.$$
(3)

Многочлены Чебышева второго рода получаются при весовой функции $\omega(x) = \sqrt{1 - x^2}$. Для этих многочленов при n ≥ 2 справедлива следующая рекуррентная формула

$$U_{n+1}(x) = 2xU_n(x) - U_{n-1}(x), \tag{4}$$
при этом первые две функции равны $U_0(x) = 1$ и $U_1(x) = 2x.$

Аппроксимирующая функции $\psi(x)$ получается из соотношения

$$\Psi(x) = c_0 + c_1 U_1(x) + c_2 U_2(x) + \cdots$$
(5)

коэффициенты которого рассчитываются по формуле

$$c_n = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^{1} f(x) U_n(x) \sqrt{1 - x^2} dx, n = 0, 1, 2, ...$$
(6)

Графики первых десяти многочленов Чебышева второго рода приведены на рис. 1.

В работе рассмотрено разложение функции корня $f(x) = \sqrt{x}$ на интервале значений [0, 1] с использованием многочленов Чебышева второго рода до 9 порядка. В таблице 1 приведены значения максимальных отклонений от эталонной функции и значения полученной площади ошибки для разных полиномов. На рис.2 приведены графики изменения площади ошибок при использовании полиномов 7 (сплошная кривая) и 9 (штриховая кривая) степени в зависимости от изменения λ для функции корня.

Таблица Т										
Порядок полинома	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
δ_+	0,321	0,031	0,03	0,01	0,011	0,0065	0,0058	0,0048	0,0042	0,0038
δ_	0,679	0,291	0,194	0,107	0,119	0,1	0,086	0,076	0,068	0,0085
Som	0,196	0,034	0,013	6,3·10 -3	$3,6.10^{-3}$	$2,2.10^{-}$	$1,6.10^{-3}$	$1,1.10^{-3}$	$^{8,1\cdot 10^{-}}_{_{4}}$	6,2.10-4

Таблица 1



Рис.1. - Полиномы Чебышева второго рода

На рис. 2 приведен график ошибок аппроксимации при использовании многочленов Чебышева 9 степени первого рода (точечной кривой) и второго рода (сплошной кривой). Из сравнения кривых видно, точность аппроксимации функции при использовании полиномов второго рода выше, чем при использовании полиномов первого рода, однако и в этом случае максимальные отклонения от нуля так же принимают разные значения на интервале аппроксимации.



Рис. 2. - Графики ошибок аппроксимации функции f(x) = √x при использовании полиномов Чебышева 1-го рода (точечная кривая) и 2-го рода (сплошная кривая) девятого порядка

Точность аппроксимации функции при использовании полиномов 2-го рода выше чем при использовании полиномов Чебышева 1-го рода и так же выше, чем у полиномов, полученных с использованием разложения функции в ряд Тейлора при $x_0 = 0,5$.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 19-07-01215 и конкурса инновационных проектов Владимирской области «УМНИК-2018».

Жиганов С.Н., Михеев К.В., Ракитин А.В., Ушаков В.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:* s_zh_72@mail.ru

Многочлены Чебышева первого рода в задачах аппроксимации функциональных зависимостей

При реализации операций вычисления различных функциональных зависимостей в современных вычислительных устройствах, при формировании гармонических сигналов в цифровых синтезаторах частот, при формировании тестовых воздействий в современных информационно-измерительных системах широко применяют методы аппроксимации. Существует огромное количество методов аппроксимации функциональных зависимостей. В работе [1] показано, что для ортогональных многочленов $f_k(x)$ на отрезке [a; b] с весовой функцией ω(x) при т≠п должно выполнятся следующее условие

$$\int_{a}^{b} f_{m}(x)f_{n}(x) \omega(x)dx = 0.$$
(1)

При $\omega(x) = \frac{1}{\sqrt{1-x^2}}$ получаем многочлены Чебышева первого рода. Для этих многочленов при n ≥ 1 справедлива рекуррентная формула вида

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) - T_{n-1}(x),$$
 (2)

при этом первые две функции равны $T_0(x) = 1, T_1(x) = x.$

На рис. 1 приведены графики первых десяти полиномов Чебышева первого рода при х ∈ [-1; 1].



Рис. 1. - Полиномы Чебышева первого рода

Аппроксимирующая функции $\psi(x)$ получается из соотношения $\psi(x) = c_0 + c_1 T_1(x) + c_2 T_2(x) + \cdots$ (3)

коэффициенты которого рассчитываются по формуле

$$c_{n} = \frac{2}{\pi} \int_{-1}^{1} \frac{f(x)T_{n}(x)}{\sqrt{1-x^{2}}} dx, n = 0, 1, 2, ...$$
(4)

В работе рассмотрено разложение функции корня $f(x) = \sqrt{x}$ на интервале значений [0, 1] с использованием многочленов Чебышева первого рода до 9 порядка. В таблице 1 приведены значения максимальных отклонений от эталонной функции и значения полученной площади ошибки для разных полиномов. На рис. 2 приведен график ошибок аппроксимации при использовании многочлена Чебышева первого рода 9 степени. Из рис. 2 видно, что на интервале аппроксимации функции максимальные отклонения ошибки аппроксимации принимают разные значения, причем максимальное отклонение соответствует левой границе интервала x = 0.

Гаолица Г											
	Порядок	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
	полинома	Ŭ	1	-	5	•	5	Ŭ	,	Ũ	-
	δ_+	0,363	0,082	0,046	0,032	0,025	0,02	0,017	0,015	0,013	0,012
	δ_	0,637	0,212	0,127	0,091	0,071	0,058	0,049	0,042	0,037	0,034
	Som	0,03	0,05	0,022	0,012	7,98.10-3	5,56.10-3	4,08.10-3	3,13.10-3	2,47.10-3	$2 \cdot 10^{-3}$



Рис.2. - - График ошибок аппроксимации функции $f(x) = \sqrt{x}$ при использовании полиномов Чебышева первого рода девятого порядка

Из таблицы 1 видно, что с увеличением порядка полинома точность аппроксимации повышается – уменьшаются значения максимальных отклонений от истинного значения и уменьшается площадь ошибки. Работа продолжает исследования начатые в [2-4].

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 19-07-01215 и конкурса инновационных проектов Владимирской области «УМНИК-2018».

Литература

1. Прасолов В.В. Многочлены. – 4-е изд., исправленное. – М.: МЦНМО, 2014. – 336 с.

2. Chekushkin V.V., Panteleev I.V., Mikheev K.V. Improving Polynomial Methods of Reconstruction of Functional Dependences in Information-Measuring Systems. Measurement Techniques July 2015, Volume 58, Issue 4, PP 385-392. ISSN 0543-1972.

3. Galushkin A.I., Danilin S.N., Shchanikov S.A. The research of memristor-based neural network components operation accuracy in control and communication systems // Source of the Document 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015 - Proceedings. 2015. PP. 1-6. (DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7147034)

4. Chekushkin V.V., Zhiganov S.N. Computational methods in optimization of engineering problems // Raleigh, North Carolina, USA: Open Science Publishing, 2018. 202 p.

Костров В.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: vvk@mit.ru

Принципы снижения вычислительной сложности алгоритмов частотно-временной обработки сигналов

Снижение времени вычислений при ограничениях на вычислительный ресурс представляет собой сложную задачу, причем на разных стадиях жизненного цикла аппаратуры она решается различными способами, а ошибки в расчетах имеют разную стоимость. Оценка вычислительных затрат на реализацию алгоритма, способного выполнить поставленные в техническом задании задачи, на этапе проектирования системы цифровой обработки сигналов (ЦОС) позволяет определить требования к процессорам, микроконтроллерам или ПЛИС. Особенно остро проблема снижения вычислительной сложности стоит в информационно-измерительных системах, работающих в реальном масштабе времени [1, 2].

Можно выделить, по крайней мере, два направления снижения вычислительных затрат, широко используемых в современных системах ЦОС. Первое направление связано с применением алгоритмов вычислений, которые устраняют избыточную точность результатов и за счет снижения разрядности операндов позволяют сэкономить вычислительный ресурс. Другое направление использует так называемые быстрые алгоритмы реализации вычислений по алгоритмам, которые многократно используются при обработке сигналов.

Цель доклада – рассмотреть принципы снижения вычислительных затрат с учетом системных характеристик при работе системы цифровой обработки сигналов в частотной и временной областях.

В качестве примера рассматривается система цифровой асинхронной связи, основным системным параметром которой является допустимое число ошибок в блоке передаваемой информации [3]. Система связи работает в условиях многолучевого распространения сигналов, обусловленного отражениями от окружающих предметов. Для синхронизации приемника использованы специальные синхронизирующие символы, определяющие временное положение блока информационных символов. Особенностью алгоритма синхронизации является то, что устранение временного рассогласования в рассматриваемой асинхронной системе осуществляется с помощью метода полихотомии. Показано, что при использовании метода дихотомии потери в пороговом отношении сигнал-шум достигают 2 дБ, при разделении временного интервала неопределенности на 3 части потери снижаются до 0,8..1 дБ, при использовании 4-х частей – 0,2...0,3 дБ. Дальнейшее увеличение числа отсчетов, приходящихся на элемент кода, приводит к снижению потерь до 0,1 дБ, но при этом возрастает время вычислений. Если учесть, что в канале распространения флуктуационные потери могут составлять 2...5 дБ, то оптимизированным значением с точки зрения критерия «время вычислений – качество» следует считать 4 выборки на одном элементе кода. Для обеспечения когерентной обработки отсчеты сигнала формируются в комплексном виде. Такой подход в отличие от многоканального метода максимального правдоподобия позволяет решить две залачи:

- сохранить информацию о лучах, время прихода которых не попадает в сетку дискретизации с используемым интервалом кратности;

- в рамках метода полихотомии устранить неопределенность относительно времени прихода информационного символа.

Кроме того, надо учитывать, что между соседними отсчетами возникают корреляционные связи, обусловленные использованием при формировании квадратурных составляющих одной и той же реализации сигнала с шумом.

Особенностью функционирования рассматриваемой системы является наличие существенного доплеровского сдвига сигнала, возникающего за счет взаимного движения передатчика и

приемника. В связи с этим обработка сигналов производится с использованием многоканальной доплеровской фильтрации. Проведен теоретический анализ отклика цифрового приемника при различных вариантах настройки доплеровских фильтров, который показал, что при выборе шага настройки фильтров Δf_{dopkan} , равном полосе сигнала Δf_s , будут возникать потери 6...20 дБ. Если учесть это обстоятельство и выбирать шаг полосе сигнала $\Delta f_{dopkan} = \Delta f_s/2$, то получим максимальные потери на доплеровскую фильтрацию около 3-х дБ. При выборе $\Delta f_{dopkan} = \Delta f_s/3$ получаем потери 1,41 дБ; при выборе $\Delta f_{dopkan} = \Delta f_s/4$ получаем потери 0,72 дБ; выборе $\Delta f_{dopkan} = \Delta f_s/5$ получаем потери 0,45 дБ. После значения частотной расстройки каналов $\Delta f_{dopkan} = \Delta f_s/2 \dots \Delta f_s/5$. Чтобы перекрыть весь заданный диапазон доплеровских частот, потребуется $M = 2F_{dopmax}/\Delta f_{dopkan} = 2F_{dopmax} \cdot N_f/\Delta f_s$, где F_{dopmax} – максимальное доплеровское смещение частоты; N_f – число доплеровских фильтров в полосе полезного сигнала.

Экспериментальные исследования показали, что полученные выше рекомендации оказались заниженными, т.к. при их использовании качество приема оказалось ниже ожидаемого. Этот факт привел к необходимости постановки исследований на основе экспериментальных данных и проведению анализа системных характеристик от общего числа число доплеровских фильтров числа M и числа фильтров в полосе сигнала N_f . Такой анализ позволил сделать обоснованный выбор числа доплеровских фильтров и оптимизировать их количество при ограничениях на качество обработки сигналов.

В целом следует отметить, что экстремальные значения числа временных и частотных каналов являются граничными в задаче поиска с ограничениями на качество работы цифрового приемника. Увеличение числа частотных доплеровских и временных каналов обработки является оправданной платой за повышение качества обнаружения и классификации сигналов, а снижение времени вычислений обеспечивается компромиссом с ограничениями качества работы цибеспечивается сограничениями сигналов.

Таким образом, в настоящем докладе предложена методика снижения времени на вычислительные процессы в ЦОС с использованием системных характеристик, которая предполагает:

 проведение натурных испытаний, с использованием которых создаются базы (библиотеки) сигналов и шумов, обеспечивающих получение необходимых статистических характеристик;

 проведение на основе сигналов и помех из базы данных моделирования и генерации испытательных сигналов для всей системы; тестовые сигналы формируются в различных полосах частот и могут использовать сложные виды модуляции;

– испытание всей системы или устройства ЦОС по критерию допустимого снижения качества работы и системных характеристик, которое позволяет определить оптимизированные с точки зрения снижения вычислительных затрат параметры системы или аппаратуры ЦОС.

Следует отметить и недостатки предлагаемой методики. Наиболее затратной и трудоемкой является ее первая стадия, причем результат последующей оптимизации будет зависеть от условий проведения натурных испытаний, окружающей среды. Поэтому в аппаратуре необходимо предусматривать возможность учета конкретных условий эксплуатации.

Литература

1. Кнут Д.Э. Искусство программирования. Т.2. Получисленные алгоритмы. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2000.

2. Mueller S.M., Paul W.J. Computer Architecture Complexity and Correctness. – Springer-Verlag, 2000.

3. Костров В.В., Киров Д.В. Особенности временной синхронизации цифровых приемников в условиях многолучевого распространения // См. настоящий сборник.

Костров В.В., Киров Д.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: kirov.dm@yandex.ru

Особенности временной синхронизации цифровых приемников в условиях многолучевого распространения

Современные гидроакустические системы асинхронной связи и передачи данных используют цифровые сигналы и методы их обработки. Следует отметить, что цифровые методы модуляции и цифровой обработки сигналов (ЦОС) занимают ведущее место в современных радиотехнических устройствах и системах [1-2] благодаря гибкости, возможности быстрой адаптации, надежности и высокого качества работы. На аппаратуру ЦОС возлагается вся обработка сигналов с выхода аналоговой части приемника гидроакустических сигналов, которая сводится к демодуляции принимаемого сигнала, декодированию (если исходное сообщение подвергалось кодированию), и выделении информационного содержания. Однако, чтобы получить высококачественные характеристики приема информации, необходимо решить задачу вхождения в связь, т.е. засинхронизировать приемник и принимаемый сигнал. Некоторые вопросы оптимизации цифровых систем вхождения в связь, а также частные случаи вхождения в связь по частоте и задержке рассматривались, например в [2-5]. В данном докладе исследуются принципы символьной (блочной) синхронизации при кодировании информации сложными сигналами и использовании оценки временного положения преамбулы.

Целью данной работы является анализ особенностей временной синхронизации сигналов в асинхронных каналах связи с многолучевым распространением.

В системах цифровой связи со слабовыраженной многолучевостью сигнал представляет непрерывный поток информационных символов, в который с определенной периодичностью вставляются синхро блоки или синхросимволы, отличающиеся кодированием от всех возможных информационных символов. Такие сигналы образуют преамбулу, т.е. вводную или вступительную часть принимаемой информации. Как правило, преамбула не несет информационного содержания, а образует те метки времени, которые используются при выделении информации, поэтому в любом случае применение синхросимволов приводит к снижению скорости передачи информации. Для такого случая на рис. 1а представлена последовательность принимаемых сигналов. В многолучевом канале распространения возникает явление реверберации, когда после окончания импульсного сигнала на приемник поступают отраженные от различных объектов копии сигнала с затухающей амплитудой (рис. 1б). Реверберация отрицательно сказывается на качестве приема. Чтобы снизить влияние реверберации, длительность информационного символа выбирают таким образом, чтобы накладывающиеся на него эхо-сигналы занимали не более 25%. Из-за увеличения длительности информационного символа это ограничение также снижает скорость передачи информации. Другим способом снижения влияния многолучевого распространения является использование защитного интервала, в течение которого передача сигнала не осуществляется, тем самым облегчается прием информационных символов (рис.1в).





Вариант с защитным интервалом требует значительного временного ресурса, однако обеспечивает, по сравнению с вариантом рис. 16, более надежную защиту от взаимных интерференционных помех и снижение энергетических затрат на излучение сигнала передатчиком. При приеме в цифровом приемнике формируются строб-импульсы, синхронные по частоте с тактовой частотой передачи информационных символов. Естественно, что временное положение строб-импульсов полностью определяется полученной в результате обработки оценки временного положения преамбулы (синхро-символа). По существу оценка временного положения синхронизирующего символа принимается за начало передачи очередного блока информации. Эти оценки должны обеспечивать устойчивую и достаточно надежную символьную (блоковую) синхронизацию, поэтому блок оценки временного положения необходимо оптимизировать. Обобщенная структурная схема временной синхронизации представлена на рис. 2.



Рис.2. Обобщенная структурная схема временной синхронизации

Данная структура исследовалась методом математического моделирования. В качестве синхросимволов и информационных символов использовались фазокодомодулированные сигналы с фазовой манипуляцией, модулированные псевдослучайными последовательностями ансамбля Голда. Модель многолучевого сигнала формировалась как сумма случайного числа сигналов (числа лучей) со случайными начальной фазой и амплитудой, причем для основного луча амплитуда считается максимальной. Надежность синхронизации в первую очередь связана с качеством выделения (обнаружения) синхро-символа, данная процедура осуществляется с помощью пороговой обработки [6]. На рис. 3 представлены характеристики обнаружения многолучевого сигнала (под цифрой 1 для случая слабых искажений; под цифрой 2 – средние искажения; под цифрой 3 – сильные искажения). Вероятность ложной тревоги при моделировании составляла $F = 10^{-4}$. Для сравнения под цифрой 0 приведена характеристика обнаружения нефлюктуирующего сигнала со случайной начальной фазой (исходная модель сигнала). Анализ графиков показывает, что потери в пороговой мощности сигнала при вероятности правильного обнаружения D = 0,5 в различных ситуациях составляют: 1) слабые искажения – 1,8 дБ; 2) средние искажения – 2,7 дБ; 3) сильные искажения – 4,1 дБ.

Следует отметить общую тенденцию проявления влияния степени многолучевого распространения сигналов на характеристики обнаружения: флюктуации амплитуды сигнала растут и, как следствие, увеличивается пороговое значение отношения сигнал шум.



Результаты моделирования блока оценивания временного положения синхро-символа приведены на рис. 4, где представлены зависимости нормированной относительно длительности элемента кода среднеквадратической ошибки (СКО) от отношения сигнал-шум.

Оценивание временного положения преамбулы осуществлялось методом максимального правдоподобия с использованием 2-х полустробов. После обработки сигнала с учетом его многолучевого распространения производится выбор глобального максимума, который гарантирует исключение ложных срабатываний по боковым лепесткам сихро-символа. Далее в районе точки глобального максимума определяется точка перехода наблюдаемой последовательности через 0 (производная последовательности в этой области меняет знак с минуса на плюс), которая принимается за оценку временного положения синхро-символа.

Как и следовало ожидать, при увеличении отношения сигнал-шум точность оценивания увеличивается, СКО уменьшается и стремится к минимальному значению СКО, которое обусловлено дискретизацией временной координаты. Можно также отметить, что на результаты моделирования заметно влияет число лучей в канале распространения, которое в процессе моделирования принималось случайной величиной. При известном доплеровском смещении частоты точность оценивания временного положения преамбулы однозначно определяет точность оценивания времени прихода информационных символов, что существенно облегчает задачу синхронизации.

Разработка и исследование системы синхронизации, моделирование базовых алгоритмов в условиях многолучевого распространения сигналов позволили сделать следующие выводы:

1. Прием сообщений большой длительности приводит к нарушению внутренней синхронизации цифрового приемника и принимаемого сигнала. Особенно сильно это проявляется при взаимном относительном движении приемника и излучателя.

2. Нарушение синхронизации приводит к нежелательным эффектам (возрастание порога обнаружения лучей в многолучевом сигнале, рост влияния эффекта наложения результатов свертки, снижение точности определения временного положения синхро-символа, появление аномальных оценок) приводят к росту вероятности ложной классификации информационных символов и снижению качества приема.

3. Анализ показал, что точность синхронизации существенно зависит от гидродинамической обстановки, числе лучей, различий между временем прихода этих лучей. Взаимное движение приемника и излучателя также приводит к ошибкам временной синхронизации, а значение СКО может существенно превысить полученные в результате моделирования.

В результате выполненных исследований разработаны рекомендации по выбору параметров алгоритмов при обработке преамбулы, а также методика выбора структуры и параметров устройства оценивания временного положения сложного сигнала в условиях многолучевого распространения. Предложено для повышения устойчивости синхронизации сигналов использовать двумерный цифровой экстраполирующий фильтр.

Литература

1. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012. – 236 с.

2. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / М.И. Жодзишский, Р.Б. Мазепа, Е.П. Овсянников и др. / Под ред. М.И. Жодзишского. – М.: Радио и связь, 1990. – 208 с.

3. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов / Под ред. В.И. Коржика. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.

4. Mengali U., D'Andrea A.N. Synchronization Techniques for Digital Receivers. – N.Y. Plenum Press, 1997. – 530 p.

5. Кловский Д.Д. Теория электрической связи. – М.: Радиотехника, 2009. – 646 с.

6. Маркович И.И. Методы и алгоритмы цифровой пространственно-временной обработки гидроакустических сигналов в многолучевых эхолотах и локаторах препятствий // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2014. Т. 7. № 2. С.58-71.

Костров В.В., Маркив Р.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: markivr@mail.ru

Формирование квадратурных составляющих в многофункциональных РЛС

Современные многофункциональные радиолокационные станции (РЛС) используют для обеспечения заданных режимов различные сигналы. В качестве основных сигналов используются сложные сигналы с частотной или фазовой модуляцией, которые обеспечивают при небольшой пиковой мощности высокую разрешающую способность. Однако применение сложного сигнала ведет из-за относительно большой его длительности к увеличению мертвой зоны радиолокатора, так как приемное устройство во время излучения зондирующего сигнала закрыто. Несколько уменьшить мертвую зону можно за счет частичного сжатия сложного сигнала, но для такой технологии пригоден только сигнал с фазокодовой манипуляцией, поскольку при частичном сжатии сигналов с частотной модуляцией изменяется длительность сжатого сигнала и, следовательно, разрешающая способность. Более широкое распространение для решения проблемы мертвой зоны получило использование простого радиоимпульса без внутриимпульсной модуляции.

Высокая стабильность частоты радиосигналов в современных РЛС позволяет организовать когерентную обработку, которая обеспечивает аппаратуре достижение оптимальных характеристик. Когерентная обработка сигналов с выхода аналоговой части радиоприемного устройства, в частности согласованная фильтрация, обнаружение сигналов, доплеровская фильтрация, производится с помощью блока цифровой обработки сигналов (ЦОС) и предполагает представление сигналов в комплексном виде [1]. Варианты формирования квадратурных составляющих принимаемого сигнала в многофункциональных РЛС отличаются разнообразием, комплексное представление может быть получено в виде комплексной огибающей радиосигнала на видеочастоте или в виде квадратур на промежуточной частоте. Следует отметить, что ЦОС занимает ведущее место в современных радиотехнических устройствах [2, 3], поэтому при формировании квадратур также будем ориентироваться на цифровые методы. Получение комплексной огибающей радиосигнала в виде отсчетов квадратурных составляющих позволяет для узкополосных сигналов существенно снизить тактовую частоту работы цифровых сигнальных процессоров. В данном докладе исследуется формирование квадратурных составляющих радиосигнала на промежуточной частоте с использованием аналого-цифровом преобразовании (АЦП) в цифровом радиоприемном устройстве (ЦРПрУ) и супердискретизации.

Целью данной работы является анализ формирователя квадратурных составляющих и результатов сжатия (согласованной обработки) при последующей цифровой обработке сигнала в условиях многообразия используемых зондирующих сигналов.

Обобщенная схемы цифрового формирования квадратурных составляющих, которая широко используется в схемах современных ЦРПрУ, представлена на рис 1. На схеме использованы обозначения: УПЧ – усилитель промежуточной частоты, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФКС – формирователь квадратурных составляющих. В докладе показана аналитическая взаимосвязь исходного колебания с квадратурными составляющими. Показано, что формирование на промежуточной частоте для получения квадратурных составляющих требуется повышенная частота дискретизации f_T , в несколько раз превышающую промежуточную частоту.



Рис. 1 – Обобщенная структура цифрового формирования комплексного сигнала

С помощью математического моделирования проведены исследования данного метода формирования квадратур, влияния нелинейности аналогового тракта ЦРПрУ и разрядности на точность преобразования. Получены зависимости СКО представления квадратурного сигнала от ширины спектра сигнала, от степени нелинейности, разрядности АЦП.

Проведено моделирование сигналов, используемых в РЛС комплекса охраны, а также операции согласованной фильтрации коротко импульсного (КИ) сигнала, сжатия сложного сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

При моделировании импульсной характеристики КИ сигнала использовалось 8 отсчетов в сигнале. Реальная (под цифрой 1) и мнимая (под цифрой 2) составляющие этого сигнала представлены на рис. 2. Отсчеты опорного сигнала (импульсной характеристики) условно соединены отрезками прямых линий.



Модель эхо-сигнала формировалась на позиции k = 24 при нулевой доплеровской частоте F_{∂} . На рис. 3 представлены результаты согласованной обработки, из которого видно, что отклик имеет два максимальных значения. Исследования показали, что при использовании КИ сигнала случайность начальной фазы эхо-сигналов и частоты Доплера приводит к проявлению двух эффектов: длительность отклика изменяется; в отклике может появляться 2 максимальных значения.

В качестве сложного сигнала для исследования был взят сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ сигнал). В качестве эхо-сигнала сигнала использована последовательность из 700 отсчетов, в которой сигнал цели расположен на 200-ом отсчете времени (реализация приведена на рис. 4). При моделировании импульсной характеристики согласованного фильтра квадратурные составляющие взвешиваются с использованием окна Блэкмана-Харриса. Для примера на рис. 5 приведена мнимая составляющая.



Некоторые результаты вычисления взаимно корреляционной функции входного сигнала и опорного сигнала представлены на рис. 6 и 7. На рис. 6 приведена огибающая первых 400 отсчетов данной функции в абсолютных значениях, на рис. 7 представлены отсчеты взаимно корреляционной функции в логарифмическом масштабе вокруг центрального лепестка с максимальной амплитудой. Графики показывают следующие параметры сжатого сигнала. Ширина основного лепестка по уровню минус 3 дБ составляет 5 отсчетов, ширина по уровню минус 50 дБ – 13 отсчетов. Максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) равен минус 33,5 дБ.



Показано, что в процессе сжатия ЛЧМ сигнала ширина основного лепестка не изменяется, но из-за изменения фазы входного сигнала изменяется уровень боковых лепестков в широких пределах (8...11 дБ). Относительное значение УБЛ колеблется в пределах от минус 33,5 дБ до минус 44,5 дБ.

Таким образом, проведенные исследования показали, что ЦОС на промежуточной частоте до 200...300 МГц при частотах дискретизации в АЦП до 1,5 ГГц позволяет получить высококачественную обработку, чувствительную к фазовым и доплеровским изменениям в сигнале. По качеству обработки и требованиям к стабильности частот обработка на промежуточной частоте рассмотренный подход обеспечивает схемно-техническую реализацию РЛС в Кu, K и Ka диапазонах частот.

Литература

1. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.

2. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012. – 236 с.

3. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая Линия– Телеком, 2013. – 372 с. Лукин А.В., Макунин Р.Ш. ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54a lukin.a2011@yandex.ru

Программный модуль для моделирования зон эффективного действия помех при подавлении РЛС и радиолиний управления

В долгосрочной перспективе (2021–2025 годы) объем задач, возлагаемый на авиацию ВКС, не только не уменьшится, а увеличится в 1,3...1,5 раза за счет количественного увеличения объектов воздействий. Результаты анализа проведения специальных операций, в последнее время имевших место на Ближнем Востоке, показывают, что системы и средства РЭБ воздушного базирования остаются одними из ключевых элементов в достижении превосходства над противником и, как следствие, в обеспечении успеха проводимых операций [1].

На современном этапе боевого применения авиации широко используются многоспектральные информационно-управляющие системы. При реализации задач РЭБ возникает необходимость расчета зон подавления для нанесения информационного ущерба РЛС обнаружения и сопровождения целей. Область пространства, в пределах которой может находиться прикрываемая цель, не будучи обнаруженной подавляемой РЛС, называется зоной подавления [2].

Программный модуль «Автоматизированное построение зон эффективного действия помех» (на основе Visual Basic 6.0 SP5) позволяет моделировать зоны подавления РЛС обнаружения в режимах противодействия «Взаимное прикрытие» (рисунок 1) и «Самоприкрытие», а также исследовать зоны эффективного действия помех при подавлении линий управления (рисунок 2).



Рис. 1. Пример моделирования зоны подавления РЛС обнаружения (взаимное прикрытие)

Программный модуль моделирует процесс радиоэлектронного подавления (РЭП), а также определяет зону эффективного действия помех (зеленая сетка) при использовании прямошумовой (ПШП), амплитудно-модулированной (АМШП) и фазомодулированной (ФМШП) шумовых помех [2]. Энергетические характеристики помех и возможности подавления РЛС зависят от параметров антенной системы, способности защищаемого объекта (прикрываемой цели) переотражать радиолокационные сигналы, условий распространения радиоволн в пространстве взаимодействия и взаимного расположения РЛС, защищаемого объекта и постановщика помех.

Устанавливая режим РЭП «Взаимное прикрытие» / «Самоприкрытие», значения параметров «Коэффициент подавления», «ЭПР ЛА», «База сигнала», «Режим работы», параметры РЛС («Ширина ДНА_{РЛС}», «Мощность ПРД_{РЛС}», «Аппроксимация ГЛ ДНА_{РЛС}», «УБЛ_{РЛС}»), параметры постановщика помех («Ширина ДНА_{ПП}», «Мощность ПРД_{ПП}», «Коэффициент поляризации», «Аппроксимация ГЛ ДНА_{ПП}», «УБЛ_{ПП}», «Мощность ПРД_{ПП}», «Коэффициент поляризации», «Аппроксимация ГЛ ДНА_{ПП}», «УБЛ_{ПП}», «Коэффициент поляризации», «Аппроксимация ГЛ ДНА_{ПП}», «УБЛ_{ПП}», «Полоса частот помех»), можно исследовать функциональные зависимости потребного энергетического потенциала постановщика помех (ПП) от коэффициента подавления $\rho = \rho(K_{\Pi})$, от дальности до подавляемой РЛС $\rho = \rho(D_{ПП-РЛС})$, от расстояния между подавляемой РЛС и прикрываемой целью $\rho = \rho(R_{ПЦ-РЛС})$ при фиксированном положении ПП, от ширины диаграммы направленности антенны РЛС $\rho = \rho(\Theta_{PЛC})$ при фиксированном угловом положении ПП при использовании различных помех (ПШП, АМШП, ФМШП).



Рис. 2. Моделирование зоны эффективного действия помех каналам управления

С помощью программного модуля можно проанализировать полученные результаты (зависимости) моделирования процесса РЭП каналов управления – командных радиолиний (КРУ), линий радионавигации и радиосвязи. Помеха считается эффективной, если отношение ее мощности к мощности сигнала на входе подавляемого приемного устройства больше коэффициента подавления K_{Π} . Чем меньше K_{Π} , тем при прочих равных условиях эффективнее помеха. Пространство, в пределах которого отношение мощностей помехи и сигнала превосходит коэффициент K_{Π} , называется зоной подавления РЭС.

Зная размеры зон эффективного действия помех (зон подавления), областей неопределенности и характер их изменения во времени, можно решать некоторые задачи РЭП: определять минимальные дальности подавления; находить безопасные участки маршрута в зоне системы ПВО; производить расчет нарядов сил и средств РЭП, необходимых для подавления системы РЛС и каналов управления.

Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые комплексы обороны самолетов и вертолетов: учебное пособие. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2020. – 298 с.

2. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.

Лукин А.В., Помазков В.В., Леньшин А.В. ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54a andrey-lenshin@yandex.ru

Алгоритм приема сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе метрики Евклида

Активное развитие и переход к использованию многочастотных сигналов на физическом уровне инфокоммуникационных систем стали реалиями сегодняшнего дня. В сетях пятого поколения (5G) появилась потребность в увеличении объема трафика и скорости информационного обмена, возможными путями удовлетворения данных потребностей является увеличение полосы занимаемых частот или объема алфавита модулятора. В беспроводных системах связи частотный ресурс является чрезвычайно дорогим из-за его ограниченности, а применение многоуровневых многопозиционных способов модуляции требует высокой линейности усилителей приемо-передатчиков [1]. В качестве перспективных технологий для сетей 5G рассматривают спектрально эффективные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing) [2]. Непрерывный спектрально эффективный многочастотный SEFDM-сигнал в можно представить в следующем виде

$$u_{A,\varepsilon}(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} C_N^{(n)}(k) \exp\left[j2\pi k\Delta f(t-nT)\right] \psi_T(t-nT-\varepsilon T),$$
(1)

где n – номер SEFDM-символа; N – количество поднесущих частот; $C_N^{(n)}(k)$ – манипуляционный символ k-ой поднесущей n-го SEFDM-символа; Δf – частотное разнесение соседних поднесу-

щих частот; $\psi_T(t - nT - \varepsilon T) = \begin{cases} 1, (t - nT - \varepsilon T) \in [0;T], \\ 0, (t - nT - \varepsilon T) \notin [0;T], \end{cases}$ – финитная функция; T – длительность

SEFDM-символа; $|\varepsilon| \le 0.5$ – произвольная константа, задающая смещение сигнала во временной области; Δf_{ORT} – величина разнесения между поднесущими частотами, обеспечивающая их ортогональность, $T = 1/\Delta f_{ORT}$.

Информационные биты подвергаются квадратурной фазовой манипуляции (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying) или квадратурной амплитудной модуляции QAM (QAM – Quadrature Amplitude Modulation), образуя модуляционные символы (отсчеты).

На рисунке 1 представлен алгоритм приема SEFDM-сигнала.



Рис. 1. Алгоритм приема SEFDM-сигнала

Структурная схема приемника, который реализует алгоритм приема SEFDM-сигнала, представлен на рисунке 2. Приемник функционирует на основе использования прямого быстрого преобразования Фурье (ПБПФ). Прием SEFDM-сигнала осуществляется на основе метрики Евклида.



Рис. 2. Структурная схема приемника SEFDM-сигналов

На рисунке 3 изображен демодулятор, в котором используется метрика Евклида.



Рис. 3. Структурная схема демодулятора, реализующего метрику Евклида

На вход преобразователя Фурье поступает аддитивная смесь сигнала и гауссовской помехи, а на его выход для каждого подканала выдаются квадратурные составляющие x_k и y_k . В блоке вычисления расстояний УВППЭ (устройства восстановления переданной последовательности элементов) для каждого подканала находятся квадраты расстояний между принятым вектором сигнала с помехой и всеми векторами сигнального созвездия (QPSK, QAM)

$$\Delta r_{ik}^2 = (x_k - x_{Ci})^2 + (y_k - y_{Ci})^2, \ i = \overline{1, M} ,$$
(3)

где x_{c_i} и y_{c_i} – квадратурные составляющие векторов созвездия в k-м подканале.

Предложенный алгоритм когерентного приема SEFDM-сигнала (рис. 1) и схема его реализующая (рис. 2) позволяют осуществлять прием составляющих SEFDM-сигнала на основе вычисления по метрике Евклида расстояний между действующей смеси сигнала и помехи и векторами сигнального созвездия этого подканала. Для вычисления расстояний с помощью ПБПФ находятся квадратурные составляющие смеси SEFDM-сигнала и помехи, а также используется хранящиеся в приемнике квадратурные составляющие векторов сигнальных созвездий.

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. – М.: Горячая линия–Телеком, 2018. – 280 с.

2. Сидорчук В.П., Зезюлин А.А., Лукин А.В. Формирование и прием сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе дискретного преобразования Фурье // Сб. науч. ст. по материалам VI Международной НПК «Академические Жуковские чтения». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – С. 295–300. Музыченко А.Д., Гуляев Г.А. ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54a gregory.guliaev@yandex.ru

Особенности реализации формирователя спектрально эффективных сигналов на ПЛИС Cyclone V

Технология мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing – OFDM) получила широкое распространение в современных стандартах беспроводной связи (LTE, 3G, Wi-Fi, WiMAX, IEEE 802.11, HIPERLAN/2, Flash-OFDM, IEEE 802.16, IEEE 802.16e, IEEE 802.15.3a), проводной связи (ADSL, VDSL), цифрового радиовещания (DRM), цифрового кабельного телевидения (TB) (DVD-C2, DVD-C), цифрового TB (DVB-T, ISDB-T), наземного мобильного TB (DVB-H, T-DMV, ISDB-T, MediaFLO). Это обусловлено возможностью добиться высокой спектральной и энергетической эффективности, низкого уровня или полного отсутствия МСИ и высокого качества передачи информации [1].

Необходимость организации широкополосного доступа в сетях мобильной связи 5-го поколения (5G) в условиях ограниченности частотного ресурса ставят задачу развития новых методов формирования сигналов и передачи данных, позволяющих повысить эффективность использования частотного спектра [2]. В качестве альтернативы OFDM-сигналам можно рассматривать SEFDM-сигналы, которые отличаются от известных OFDM-сигналов тем, что частотный разнос между поднесущими выбирается меньше, чем требуется для выполнения условия нулевой межсимвольной интерференции (МСИ).

В основу принципа работы приемопередающих трактов подобных систем связи входят многопоточные параллельные вычисления, что обуславливает необходимость использования ПЛИС при формировании SEFDM-сигналов для обеспечения высокой скорости передачи.

Целью данной работы является анализ погрешности вычислений формирователя SEFDMсигналов, реализованного на ПЛИС Cyclone V фирмы «Altera».

Основными задачами, решаемыми в данной работе, являются: 1) разработка имитационной модели для исследования алгоритма формирования SEFDM-сигналов на основе обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) в среде Matlab; 2) проведение имитационного моделирования формирования SEFDM-сигналов в системе автоматизированного проектирования (САПР) Quartus Prime на языке описания аппаратуры интегральных схем VHDL; 3) сравнение результатов моделирования при вычислениях в фиксированной и плавающей точках; 4) реализация на ПЛИС Cyclone V формирователя SEFDM-сигналов на основе ОБПФ.

Процедура формирования SEFDM-сигналов (рисунок 1) отличается от алгоритма формирования OFDM-сигналов тем, что после выполнения ОБПФ отбрасываются несколько отсчетов сигнала [3].



Рис. 1. Схема формирователя SEFDM-сигналов

Архитектура формирователя SEFDM-сигнала в ПЛИС Cyclone V фирмы «Altera» представлена на рисунке 2. Семейство Cyclone V имеет в своем составе микросхемы, которые содержат такие инновационные решения, как аппаратный процессорный блок, основой которого является одно- или двухъядерный процессор **ARM Cortex A9** [4]. Архитектуру реализации формирователя SEFDM-сигналов на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) условно можно разделить на блок входного FIFO – FIFO_in_block, блок ОБПФ – IFFT_block и блока выходного FIFO – FIFO_out_block.



Рис. 2. Архитектура реализованного в ПЛИС формирователя SEFDM-сигнала

На рис. 2 введены обозначения: A – объединение отсчетов модуляционного символа data_connect_1; B – входное FIFO (First in, first out) FIFO_in; C – конечный автомат state_FIFO_in; D – объединение отсчетов ОБПФ data_connect_2; E – выходное FIFO FIFO_out; F – блок управления logic_block).

В результате моделирования была определена зависимость плотности распределения отклонений отсчетов сформированного SEFDM-символа от их величины отклонений, выраженной в процентах (Err_ratio – текущее значение отклонения; N_err_up – количество отсчетов, отклонение которых больше текущего значения отклонения; N – количество отсчетов в SEFDM-символе).

В данной работе разработана имитационная модель для исследования алгоритма формирования SEFDM-сигналов на основе ОБПФ в среде Matlab. Проведено имитационное моделирование SEFDM-сигналов в САПР Quartus Prime на языке описания аппаратуры интегральных схем VHDL [5], а также обоснован выбор ПЛИС и осуществлена реализация SEFDM-формирователя на ПЛИС Cyclone V.

В ходе сравнения сформированных реализаций SEFDM-сигналов в среде Matlab и САПР Quartus Prime выявлено, что погрешность формирования отсчетов в Quartus Prime составляет не более двух процентов по сравнению с математической моделью в среде Matlab. В связи с этим, можно сделать вывод, что формирователи SEFDM-сигналов на ПЛИС Cyclone V обеспечивает достаточно высокую точность вычислений.

Литература

1. Shulze H., Luders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA. – Chichester, U.K.: John Wiley & Sons, 2005. – 421 p.

2. Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective / Edited by Dr. Fei Hu. – CRC Press, 2016. – 556 p.

3. Солонина А.И., Арбузов С.М. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в МАТLАВ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.

4. СБИС ПЛ семейства Cyclone V. – URL: http://altera.ru/sbis-pl-cyclone-V.html.

5. Бибило П.Н. Основы языка VHDL. – М.: Солон-Р, 2010. – 200 с.

Помазков В.В., Леньшин А.В. ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54a andrey-lenshin@yandex.ru

Алгоритм приема спектрально эффективных сигналов на основе метрики в виде разности начальных фаз сигналов

Технология ортогонального частотного уплотнения (OFDM – Orthogonal Frequency Devision Multiplexing) использует параллельную передачу информации на нескольких поднесущих частотах и в настоящее время применяется в стандартах IEEE 802.11 (Wi-Fi) и IEEE 802.16 (WiMAX), в системах связи LTE/ LTE-Advanced и IEEE 802.11a/g/n/ac, 3G, 4G, 4G LTE, а также военных системах тактической и оперативно-тактической радиосвязи. OFDM-сигналы характеризуются повышенной помехоустойчивостью приема в каналах с многолучевым распространением [1]. Многочастотные сигналы с неортогональным частотным уплотнением (SEFDM – Spectrally Efficient Frequency Devision Multiplexing) формируются из ортогональных OFDM-сигналов путем снижения разноса между поднесущими частотами в $1/\alpha$ раз, где α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, тем самым значительно повышая спектральную эффективность сигналов [2]. На рисунке 1 представлены амплитудные спектры OFDM-сигнала (рис. 1а) и SEFDM-сигнала (рис. 16) для $\alpha = 6/8$ (вид модуляции – квадратурная фазовой манипуляция QPSK – Quadrature Phase Shift Keying), полученные в ходе моделирования формирователя сигналов с частотным уплотнением каналов в среде MATLAB (число поднесущих $N_{ifft} = 2048$).



Рис. 1. Амплитудные спектры OFDM-сигнала (а) и SEFDM-сигнала (б)

Из анализа рис. 1 видно, что ширина спектра OFDM-сигнала равна $\Delta F_{\text{OFDM}} \approx 9,2$ МГц, в то

время как ширина спектра SEFDM-сигнала оказалась равной $\Delta F_{\text{SEFDM}} \approx 6,9$ МГц. Формирование SEFDM-сигнала $s_{\text{SEFDM}}(t)$ с несущей частотой ω_0 на интервале времени $t_m \leq t \leq t_m + T_c$ осуществляется путем умножения SEFDM-символа на оператор вращения $\exp(j\omega_0 t)$ и последующего выделения реальной части этого произведения [3]

$$s_{\text{SEFDM}}(t) = \text{Re}\left\{\dot{u}_{\text{S}}(t)e^{j\omega_{\text{b}}t}\right\} = u_{\text{S}}(t)\cos\omega_{0}t + \hat{u}_{\text{S}}(t)\sin\omega_{0}t , \qquad (1)$$

$$\text{где } u_{\text{S}}(t) = \sum_{k=1}^{L} u_{k}(t) = \sum_{k=1}^{L} C_{k}\cos(\omega_{k}t - \varphi_{k}); \ \hat{u}_{\text{S}}(t) = \sum_{k=1}^{L} \hat{u}_{k}(t) = \sum_{k=1}^{L} C_{k}\sin(\omega_{k}t - \varphi_{k}) .$$

Из анализа выражения (1) следует, что SEFDM-сигнал формируется на временном интервале $t_m \le t \le t_m + T_c$ из SEFDM-символа путем переноса его спектра на несущую частоту ω_0 фазоком-пенсационным (безфильтровым) квадратурным преобразователем частоты. При таком переносе дополнительная боковая частотная полоса сигнала не образуется.

SEFDM-символ формируется в комплексной форме на интервале времени $t_m \le t \le t_m + T_C$

$$\dot{u}_{\rm S}(t) = u_{\rm S}(t) - j\hat{u}_{\rm S}(t) = \sum_{k=1}^{L} u_k(t) - j\sum_{k=1}^{L} \hat{u}_k(t) = \sum_{k=1}^{L} (a_k - jb_k)\exp(j\omega_k t),$$
⁽²⁾

где $u_s(t)$ и $\hat{u}_s(t)$ – реальная и мнимая составляющие символа $\dot{u}_s(t)$; L – число частотных подканалов. Важнейшей характеристикой SEFDM-сигналов является коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот $\alpha = T\Delta f = \Delta f / \Delta f_{ORT}$. Для OFDM-сигналов $\alpha = 1$, для SEFDM-сигналов $\alpha < 1$ [3]. На рисунке 2 показана схема демодулятора, реализующего прием SEFDM-сигналов на основе метрики в виде разности начальных фаз сигналов.



Рис. 2. Структурная схема демодулятора, реализующего прием SEFDM-сигналов на основе метрики в виде разности фаз

На вход преобразователя Фурье поступает аддитивная смесь сигнала и гауссовской помехи $u_{\rm BX}(t) = s_{\rm SEFDM}(t) + n(t)$, а на его выход для каждого подканала выдаются квадратурные составляющие вектора смеси сигнала и помехи x_k и y_k . В блоке определения фазы вектора $\mathbf{u}_{\rm BX}$ смеси вычисляется фаза принятого SEFDM-сигнала с помехой в k-м подканале по формуле $\varphi_k = \arctan(y_k/x_k)$, k = 1, L (L – число частотных поднесущих). В блоке вычисления разности фаз находятся разности начальных фаз принятого вектора $\mathbf{u}_{\rm BX}$ и всеми векторами сигнального созвездия $\Delta \varphi_{ik} = \varphi_k - \varphi_{ci}$, i = 1, M, k = 1, L. В качестве переданного считается вектор сигнального созвездия, для которого $\Delta \varphi_{ik}$ минимально.

Для вычисления разности начальных фаз сигналов с помощью прямого преобразования Фурье находятся квадратурные составляющие смеси SEFDM-сигнала и помехи, а также используется хранящиеся в приемнике квадратурные составляющие векторов сигнальных созвездий. В результате моделирования получены зависимости вероятностей искажения гауссовской помехой символов и битов, передаваемых SEFDM-сигналом с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK), от отношения сигнал/помеха.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

2. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В., Широкополосные беспроводные сети передачи информации. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.

3. Fadeev D.K., Rashich A.V. Optimal Input Power Backoff of a Nonlinear Power Amplifier for SEFDM System // Proceedings of the NEW2AN 2015 and 8th Conference. – 2015. – P. 669–678.

4. Сидорчук В.П., Зезюлин А.А., Лукин А.В. Формирование и прием сигналов с неортогональным частотным уплотнением на основе дискретного преобразования Фурье // Сб. науч. ст. по материалам VI Международной НПК «Академические Жуковские чтения». – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2019. – С. 295–300.

Ромашов В.В., Докторов А.Н., Сочнева Н.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: romashovmurom@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru, sochnewa.natalya@yandex.ru

Анализ структурной схемы преобразователя частотной характеристики быстродействующих цифроаналоговых преобразователей в режиме RF

Совершенствование современных радиотехнических и телекоммуникационных систем, использование новых методов обработки сигнала, освоение более высокочастотных диапазонов и наращивание пропускной способности каналов связи предъявляет повышенные требования к качеству систем синтеза частот. Широко распространенным решением стало использование цифровых вычислительных синтезаторов частот, построенным на основе технологии прямого цифрового синтеза.

Развитием технологии прямого цифрового синтеза стало появление быстродействующих радиочастотных цифро-аналоговых преобразователей (РЧ ЦАП)[1]. Они отличаются от обычных цифроаналоговых преобразователей дополнительными блоками цифрового преобразования, позволяющими изменять частотную характеристику ЦАП для создания максимума в более высокочастотной области – в высших зонах Найквиста, где расположены высокочастотные копии спектра – образы основной частоты [2, 3]. Они являются побочным продуктом цифро-аналогового преобразования и всегда присутствуют при восстановлении сигнала в аналоговую форму [4]. Быстродействующие ЦАП при использовании специальных режимов работы эффективны для формирования сигнала на образах основной частоты, во второй, третьей и более высокочастотных зонах Найквиста.

Быстродействующие ЦАП, как правило, являются цифроаналоговыми преобразователями с суммированием весовых токов каждого разряда. Обобщенная структурная схема радиочастотного быстродействующего ЦАП в режиме RF приведена на рисунке 1 [5].



Рис. 1 – Обобщенная структурная схема быстродействующего цифроаналогового преобразователя для режима RF

Входные данные сегментируются и декодируются, а затем поступают в ячейки преобразователя. Количество ячеек определяется разрядностью ЦАП. Каждая ячейка состоит из входного D-триггера - защелки, в котором на время операции преобразования удерживается состояние бита каждой линии параллельного интерфейса, логики смешивания, позволяющей переключать режимы работы, например с NRZ (обычный режим ЦАП) на RF (режим радиочастоты) и наоборот. Для этого используется управляющий бит M (Mode – режим работы ЦАП). Элементы «Исключающее ИЛИ» подключаются в режиме RF и выходной сигнал будет

определяться взаимодействием битов данных и импульсов тактовой частоты в соответствии с данной логической функцией. Полученные в результате работы логики смешивания обработанные цифровые сигналы данных поступают на токовые преобразователи по дифференциальным линиям d и d_n. В соответствии с этими сигналами переключаются транзисторы в токовом преобразователе, подключая весовые источники тока к выходам схемы. Резисторы R_u – весовые резисторы, определяющие значение тока для каждой ячейки разряда. Для преобразования сигнала из симметричной дифференциальной линии в несимметричный для подключения нагрузки применён внешний согласующий трансформатор.

Быстродействующий ЦАП в режиме RF формирует выходной сигнал в виде двух разнополярных импульсов (рисунок 2), амплитуда которых зависит от величины выборки (A₁, A₂...), а длительность импульсов как положительной, так и отрицательной полярности фиксирована и составляет половину интервала дискретизации, определяемого частотой дискретизации.



Рисунок 2 – Пример выходного сигнала быстродействующего ЦАП в режиме RF

Данная схема построения высокочастотного быстродействующего ЦАП позволяет повысить эффективность прямого цифрового синтеза высокочастотных сигналов, однако она будет наиболее эффективна только для первого положительного и первого отрицательного образов, расположенных во второй и третьей зонах Найквиста. Для повышения эффективности использования других, более высокочастотных образов необходимо изменять длительность и расположение на интервале дискретизации разнополярных импульсов. В дальнейших исследованиях планируется провести схемотехническое моделирование данной схемы ЦАП.

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук в рамках научного проекта № МК-4044.2021.4

Литература

1. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2020. URL: http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html

2. Noriharu Suematsu "Direct Digital RF Technology - Challenges for Beyond Nyquist Frequency Range", 2018 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, RFIT 20185 November 2018, Номер статьи 8524086.

3. 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.

4. Под ред. Уолта Кестера. Аналого-цифровое преобразование. Москва: Техносфера, 2007. – 1016 с.

5. M. Reza Sadeghifar, Håkan Bengtsson, J. Jacob Wikner "A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters", Analog Integrated Circuits and Signal Processing (2019) 100:683–692 https://doi.org/10.1007/s10470-019-01497-9

Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.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: romashovmurom@mail.ru, doctorov_a_n@mail.ru, yakimenko.kirill@yandex.ru

Применение быстродействующих цифроаналоговых преобразователей в специальных режимах работы для высокочастотного прямого цифрового синтеза в цифровых передатчиках технологии Massive MIMO

Развитие современных систем связи происходит в сторону освоения все более высокочастотных диапазонов, и наращивания в связи с этим пропускной способности. В стандарте систем связи пятого поколения требуются рабочие частоты в десятки ГГц. Кроме этого, ключевой особенностью данного стандарта является увеличение количества параллельных потоков данных с помощью пространственного мультиплексирования и цифрового формирования диаграммы направленности. Это стало возможным благодаря технологии Massive MIMO [1, 2], где в базовых станциях системы связи применяются массивы приемных и передающих антенн. Для цифрового управления диаграммой направленности нужно точно определять разность начальных фаз сигналов для каждой антенны. Поэтому в таких системах широко используется прямой цифровой синтез, позволяющий точно определить все параметры формируемого сигнала и управлять ими.

Развитием технологии прямого цифрового синтеза стало появление быстродействующих радиочастотных цифро-аналоговых преобразователей (РЧ ЦАП)[3, 4]. Они отличаются от обычных цифроаналоговых преобразователей дополнительными блоками цифрового преобразования, позволяющими изменять частотную характеристику ЦАП для создания максимума в более высокочастотной области – в высших зонах Найквиста, где расположены высокочастотные копии спектра – образы основной частоты [5]. Они являются побочным продуктом цифро-аналогового преобразования и всегда присутствуют при восстановлении сигнала в аналоговую форму [6].

Пример структурной схемы передатчика по технологии Massive MIMO показан на рисунке 1.



Рис. 1 – а) Обобщенная структурная схема цифрового передатчика в технологии Massive MIMO;

б) Формирователь сигнала с РЧ ЦАП для одного канала передачи

Данная структурная схема часто приводится в публикациях о технологии Massive MIMO [7]. Цифровую часть и радиочастотные ЦАП предлагают объединить в одной системе на общем кристалле, упростив конструкцию и уменьшив габаритные размеры цифровых передатчиков новых систем связи. Радиочастотные тракты каждого из каналов содержат полосовые фильтры и усилители мощности.

Особый интерес представляет блок цифрового преобразования частоты (DUC), входящий в состав цифрового тракта каждого канала, и расположенный непосредственно перед быстродействующим радиочастотным ЦАП. В каждом канале МІМО синфазные (I) и квадратурные (Q) данные основной полосы частот подаются в блок цифрового преобразования с повышением частоты (DUC), где данные интерполируются и подвергаются повышающей дискретизации до частоты обновления РЧ ЦАП, а также в цифровом формате выполняется квадратурная модуляция. Генератор с числовым программным управлением (NCO) обеспечивает сигнал гетеродина со смещением фазы на 0 и 90, подаваемый на цифровой модулятор IQ. Цифровая квадратурная модуляция позволяет убрать сквозной паразитный сигнал гетеродина, который попадает в полосу пропускания несущей.

Быстродействующий ЦАП или RF-sampling DAC, относится к ЦАП, для которых частота дискретизации высока, а выходной сигнал находится в области радиочастот. В зависимости от архитектуры и вариантов реализации, РЧ ЦАП может использовать первую, вторую или даже более высокие зоны Найквиста для синтеза сигнала на желаемой радиочастоте. В ЦАП с удержанием нулевого порядка (режим NRZ) аналоговый сигнал восстанавливается с помощью амплитудно-импульсной модуляции (PAM) цифровых входных данных с использованием прямоугольного импульса с длительностью периода дискретизации Ts = 1/fs, а частотная характеристика является взвешенной функцией sinc с нулями, кратными частоте дискретизации, амплитуда высокочастотных гармоник падает. Однако при смешивании RF DAC сигнал РАМ может быть осциллирующим импульсом, амплитуда которого модулируется с уровнем входного цифрового кода, что приводит к более высокой энергии образов сигнала [3].

В зависимости от особенностей реализации структуры быстродействующих ЦАП может быть несколько специальных режимов работы, определяющих длительность и полярность импульсов восстановления сигнала на выходе ЦАП – RZ, RF, RFZ[3, 4]. Их использование позволяет расширить диапазон выходных частот с эффективным синтезом аналогового сигнала, и открывает широкие возможности для разработки цифровых передатчиков в системах технологии Massive MIMO.

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых - кандидатов наук в рамках научного проекта № МК-4044.2021.4

Литература

1. Kuckreja Ajay, OstremGeir, "High-Speed DACs ease transmitter designs," Microwave & RF, August 2010.

2. Noriharu Suematsu "Direct Digital RF Technology - Challenges for Beyond Nyquist Frequency Range", 2018 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, RFIT 20185 November 2018, Номер статьи 8524086.

3. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2020. URL: http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html

4. High-Speed DACs [Электронный ресурс]: сайт компании Maxim Integrated, 2020. URL: https://para.maximintegrated.com/en/results.mvp?fam=hsdacs&tree=master

5. 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.

6. Под ред. Уолта Кестера. Аналого-цифровое преобразование. Москва: Техносфера, 2007. – 1016 с.

7. M. Reza Sadeghifar, Håkan Bengtsson, J. Jacob Wikner "A voltage-mode RF DAC for massive MIMO system-on-chip digital transmitters", Analog Integrated Circuits and Signal Processing (2019) 100:683–692 https://doi.org/10.1007/s10470-019-01497-9

Ромашов В.В., Ромашова Л.В., Сочнева Н.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: romashovmurom@mail.ru

Регрессионные модели шумовых характеристик быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей

Для анализа шумовых характеристик радиоустройств широко применяются математические моделиспектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов на основе степенных функций, позволяющие обойтись без сложных экспериментальных исследований.

Такие модели известныдля всех основных функциональных узлов радиосистем: генераторов, детекторов, умножителей частоты, цифровых вычислительных синтезаторов частот (ЦВС). В [1]предложена модель СПМ фазовых шумов ЦВС вида

$$S_{\text{LBC}}(F) = K_{\text{LBC}}^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F^1} + 10^{k_4} \right) + 10^{k_3} + S_{\text{KB}},$$
(1)

где коэффициенты k₁, k₂, k₃, k₄ определяют уровень СПМ 1/F² шума, 1/F шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно,F - отстройка от несущей частоты, $K_{LBC} = f_{out}/f_T$ - коэффициент перелачи ЦВС (или ЦАП). f_{cut} и f_T - выхолная и тактовая частоты ЦВС.

передачи цве (или цип),
$$f_{out}$$
 и f_T выходная и нактовая частоты цве,
 $S_{\kappa \theta} = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{out}}{f_T^2} \right) (\sin(\pi K_{\mu BC}) / (\pi K_{\mu BC}))^{-2}$ - шумы квантования, N - количество разрядов

ЦАП. Так как основой ЦВС является ЦАП, то формулу (1) можно использовать и для цифроаналогового преобразователя.

Воспользуемся экспериментальными шумовыми характеристиками быстродействующего ЦАП AD9164[2](рис. 1)и получим коэффициенты k1 и k2модели СПМ остаточных фазовых шумов

 $S_{\text{ЦАП}}(F)$ на основе регрессии выборки данных линейной комбинацией функций вида $\sum_{i=0}^{2} C_i F^{-i}$ с

помощью программы Маткаддля минимальной выходной частоты 70 МГц по формулам $k_1 = \lg C_1, \ k_2 = \lg C_2.$ (2)



Рис. 1 Одностороння спектральная плотность мощности фазовых шумов ЦАП AD9164 (с учетом шумов опорного генератора) при частоте опорного генератора fr=6 ГГц

Коэффициенты k₃ и k₄ определяются из [1] для частоты отстройки F=10 МГцдля различных выходных частот ЦВС f_{out1} / f_{out2} (900 МГц и 70 МГп)

$$k_{4} = \lg \left(\frac{10^{S_{\delta \mathcal{B}}(F, f_{out1})/10} - 10^{S_{\delta \mathcal{B}}(F, f_{out2})/10}}{\left(\frac{f_{out1}}{f_{T}}\right)^{2} - \left(\frac{f_{out2}}{f_{T}}\right)^{2}} \right), (3)$$

$$k_{3} = \lg \left(10^{S_{\delta \mathcal{B}}(F, f_{out2})/10} - 10^{k_{4}} \left(\frac{f_{out2}}{f_{T}}\right)^{2} \right). (4)$$

Полученные по выражениям (2-4) значения коэффициентов модели СПМ фазовых шумов для ЦАПАD9164 равнык₁=-8.77, k₂=-5,64, k₃=-15,45, k₄=-17. С учетом фазовых шумов опорного генератора результирующая СПМ фазовых шумов ЦАП

 $S_{AD9164}(F) = S_{IIAII}(F) + S_{\Gamma O 4}(F)K_{IIAII}^2.$

Рассчитанные шумовые характеристики с использованием полученной модели и сравнение их с экспериментальными приведены на рис. 2a,б. Как видно, погрешность модели, особенно на невысоких выходных частотах ЦАП, практически равна нулю.

Таким образом, предлагаемыйподход к аппроксимации экспериментальных шумовых ха-





а) для выходной частоты 70 МГц б) для выходной частоты 1800 МГц

рактеристикбыстродействующих ЦАП на основе регрессионных математическихмоделей спектральнойплотностимощностифазовыхшумовпозволяетполучить приемлемую точность и использовать полученные модели для теоретических расчетов шумовых характеристик радиотехнических систем и устройств.

Литература

1. Romashov V.V., Romashova L.V., Khramov K.K. The regression model of power spectral density of phase noise of direct digital synthesizers // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2016; National Research University "Higher School of Economics" Moscow; Russian Federation; 12 May 2016 through 14 May 2016; Category numberCFP16794-CDR; Code 122173.

2. <u>https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html</u>.

Ромашов В.В., Сочнева Н.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: romashovmurom@mail.ru, sochnewa.natalya@yandex.ru

Математическая модельшумовых характеристик быстродействующего цифроаналогового преобразователя AD9164

В последние годы большое распространение получили радиотехнические и телекоммуникационные устройства, содержащие формирователи высокочастотных сигналов, построенные с использованием быстродействующей цифровой техники. Это, в частности, быстродействующие (высокочастотные) цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), позволяющие формировать радиосигнал непосредственно на несущей частоте.

Одной из основных технических характеристик, определяющей качество цифровых вычислительных синтезаторов, является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов $S_{\phi}(F)$, которая характеризуется отношением мощности шумов на частоте F одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала.

Для представления спектральных плотностей мощностей фазовых флуктуаций цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС), основной составляющей частью которых являются ЦАП, предложена математическая модель [1], основанная на степенных функциях вида

$$S(F) = K_{\mu BC}^{2} \left(\frac{10^{k2}}{F^{2}} + \frac{10^{k1}}{F} + 10^{k4} \right) + 10^{k3} + S_{\kappa \beta}, \qquad (1)$$

где коэффициенты k₁, k₂, k₃, k₄ определяют уровень СПМ 1/F² шума, 1/F шума, естественной шумовой составляющей входных цепей и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки, соответственно,F - отстройка от несущей частоты, $K_{LBC} = f_{out}/f_T$ - коэффициент передачи ЦВС, f_{out} и f_T - выходная и тактовая частоты ЦВС, $S_{\kappa 6} = 2^{-2N-0.59} \left(\frac{f_{out}}{f_T^2} \right) (\sin(\pi K_{LBC}))^{-2}$ - шумы квантования, N - количество разрядов

ЦАП.

В [2] предложен алгоритм определения коэффициентов СПМ фазовых шумов k_i по экспериментальным шумовым характеристикам, приводимым в данных интегральных ЦВС, количество которых очень ограничено.

Коэффициент k_1 определяет уровень фликкер-шумов 1/F, ему соответствует линейный участок СПМ фазовых шумов в диапазоне частот 100-10000 Гц. Поэтому для средней частоты F=1000 Гц выражение для него можно записать в виде:

$$k_{1} = \lg \left(\frac{10^{-S_{\partial \mathcal{B}}(F, f_{out\min})/10} F}{(K_{LBC\min})^{2}} \right)_{npu} F_{=1000 \Gamma \mu}.$$
 (2)

Здесь $S_{\partial E}(F, f_{out \min})$ – значение СПМ фазового шума в дБ/Гц, определяемое для наименьшей выходной частоты $f_{out\min}$ ЦВС (наименьший $K_{LBC\min} = f_{out\min}/f_T$), для которой имеются экспериментальные спектральные характеристики. При этом не будут сказываться шумы тактового генератора, а также другие составляющие собственного шума ЦВС.

Величина k_2 определяет уровень белого частотного шума $1/F^2$, который определяется для минимальной частоты отстройки F=10 Гц

$$k_{2} = \lg \left(\frac{10^{-S_{\partial \mathcal{B}}(F, f_{out\min})/10} F^{2}}{(K_{LBC\min})^{2}} - 10^{k_{1}} F \right)_{npu \ F=10 \ \Gamma u}.$$
(3)

Коэффициенты для естественных составляющих определяются для частот отстройки $F \ge 1 M \Gamma u$, когда фликкер-шумы равны нулю, для наименьшей выходной частоты ЦВС (желательно, когда $K_{IIBCmin} = f_{out}/f_T \le 0.02$)

$$k_{3} = \lg \left(10^{-S_{\partial \mathcal{B}}(F, f_{out\min})/10} - 2^{-2N-0.59} \frac{f_{out\min}}{f_{T}^{2}} \right)_{npu \ F = 10^{6} F_{\psi}}, \tag{4}$$

а коэффициент k₄ определяется для максимальной выходной частоты синтезатора для $K_{LBCmax} = f_{outmax}/f_T$

$$k_{4} = \lg \left(\frac{10^{-S_{\partial F}(F, f_{out \max})/10} - 10^{k_{3}}}{(K_{LIBC \max})^{2}} - 2^{-2N - 0.59} \frac{1}{f_{out \max}} \right)_{npu} F_{=10^{6} \Gamma \mu}.$$
 (5)

Результаты расчета коэффициентов дляцифро-аналогового преобразователя AD9164k₁=-8,434, k₂=-5,743, k₃=-17,1, k₄=-15,804.

Рассчитанные шумовые характеристики с использованием полученной модели и сравнение их с экспериментальными приведены на рис. 1, 2.



Рис. 1 – Рассчитанные и экспериментальные шумовые характеристики ЦВС АD9164 для f = 70 МГц и 1800 МГц

Рис. 2 – Рассчитанные и экспериментальные шумовые характеристики ЦВС АD9164 для f = 900МГц и 3900 МГц

Анализ СПМ фазовых шумов на рисунках 1, 2 показывает, что экспериментальные справочные данные из описания микросхемы AD9164 совпадают с результатами математического моделирования. Это позволяет сделать вывод о том, что для данной тактовой частоты, формируемой ГОЧ, коэффициенты рассчитаны верно. Рассчитанные коэффициенты аппроксимации можно использовать для математического моделирования, но только для основной полосы формируемых частот, т.е. в режиме NRZ. Для других режимов потребуется дополнительная корректировка коэффициентов аппроксимации с учетом коэффициента передачи ЦАП.

Литература

1. Romashov, V.V. Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers/V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov//Proceedings of the 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON, Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. - IEEE Catalog Number: CFP11794-CDR. -Pp. 168-171.

2. Ромашов, В.В. Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов/В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова// Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2012. - №3. С. 23-26.

Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.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: romashovmurom@mail.ru.

Алгоритм и программа для проектирования гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза

В настоящее время активно используются гибридные синтезаторы на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза. Такие синтезаторы способны формировать гармонический сигнал в широком диапазоне частот, обеспечивают высокое частотное разрешение, обладают низким уровнем фазовых шумов.

Уровень фазовых шумов в синтезаторах оценивается спектральной плотностью мощности (СПМ) фазовых шумов в зависимости от частоты отстройки от несущей F. Для анализа шумовых характеристик используют математические модели СПМ фазовых шумов. Поскольку многие типы синтезаторов частот состоят из нескольких составных блоков, которые функционируют на разных частотах (как, например, в синтезаторах на основе системы ФАПЧ), то сигнал с заданной частотой можно получить при различных частотных соотношениях в структуре синтезатора. В связи с этим актуальной представляется задача выбора оптимальных частотных соотношений, при которых синтезатор будет обеспечивать наименьший уровень фазовых шумов. Авторами разработаны специальные алгоритмы структурного проектирования гибридных синтезаторов частот, а также выбора оптимальных частотных соотношений. Алгоритмизация обычно требует автоматизации вычислений, поэтому целью данной работы является разработка специализированного программного средства, позволяющего провести структурное проектирование гибридного синтезатора частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза, рассчитать оптимальные с точки зрения уровня фазовых шумов параметры синтезатора.

Исходными данными для расчётов являются значения частоты опорного сигнала и частоты выходного сигнала. В итоге работа программного средства состоит из следующих этапов.

На первом этапе определяются все возможные комбинации трёх параметров гибридного синтезатора (коэффициент передачи ЦВС $K_{\text{ЦВС}}$, номер гармоники для получения тактовой частоты n_T , номер гармоники для получения опорной частоты n_Γ), при установке которых синтезатор сформирует заданную выходную частоту.

На втором этапе определяются оптимальные частотные соотношения в структуре синтезатора, т.е. из набора комбинаций параметров выбирается та комбинация, при которой гибридный синтезатор имеет наименьший уровень фазовых шумов. Это организовано следующим образом. В математическую модель СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора поочерёдно подставляются наборы параметров (К_{ЦВС}, n_т, n_г). Для фиксированной частоты отстройки рассчитываются значения СПМ фазовых шумов, которые записываются в массив. Затем массив сортируется по убыванию, и в итоге комбинация параметров, для которой определяется минимальное значение СПМ, и есть та оптимальная комбинация параметров.

На третьем этапе по математической модели СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора проводится моделирование СПМ фазовых шумов в зависимости от несущей. Рассчитываются вклады составных блоков гибридного синтезатора в результирующий уровень СПМ фазовых шумов.

На четвёртом этапе рассчитывается шаг перестройки, а также минимальная и максимальная частоты гибридного синтезатора.

Программное средство было разработано в среде Matlab Guide. Графический интерфейс представлен на рис. 1.

В области ввода исходных данных вводятся значения частоты опорного генератора и частоты выходного сигнала. Далее необходимо выбрать микросхему ЦВС. На выбор пользователю предлагается несколько микросхем, производимых фирмой Analog Devices. При

выборе одной из микросхем из базы данных программного средства загружается математическая модель СПМ фазовых шумов данной микросхемы, а также значение максимально допустимой тактовой частоты f_{Tmax} ; разрядность накопителя кода фазы $N_{HK\Phi}$.



Рис. 1. Графический интерфейс программного средства

При нажатии кнопки «Расчёт» программное средство по алгоритму, представленному выше, проведёт выбор оптимальных, с точки зрения уровня фазовых шумов, частотных соотношений в структуре синтезатора. Далее проводится моделирование СПМ фазовых шумов гибридного синтезатора. В координатных осях строится зависимость спектральной плотности мощности фазовых шумов в двойном логарифмическом масштабе на частотах отстройки от 10 Гц до 1 МГц от несущей.

При нажатии кнопки «Вклады» программное средство проводит моделирование вкладов составных блоков гибридного синтезатора в результирующий уровень СПМ фазовых шумов. Кнопка «Сохранить» позволяет вывести график на дополнительное окно, и затем с помощью меню этого окна можно сохранить график в любом графическом формате и любом масштабе. Кнопка «Очистить» позволяет очистить координатные оси.

Все рассчитанные параметры гибридного синтезатора выводятся на панелях «Оптимальные параметры» и «Диапазон формируемых частот».

Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации, а также Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках проекта по конкурсу УМНИК-2018.

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., Якименко К.А., Докторов А.Н., Программное средство для структурного проектирования гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 3. С. 47–55.

Ростокин И.Н., Ростокина Е.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: rostockin.ilya@yandex.ru

Особенности построения антенных устройств радиофотонных радиолокаторов

В докладе приводится краткий обзор и анализ различных типов радиочастотных излучателей нового поколения на основе, так называемых, электромагнитных кристаллов с запрещенными зонами (EBG - кристаллов). Рассматриваются достоинства и недостатки таких излучателей, применяемых в широком диапазоне от миллиметровых длин волн до метровых включительно и проводится сравнение EBG-антенн с однотипными излучателями (антеннами) без EBG - структур.

Как известно, в фотонике на протяжении последнего десятилетия широкое распространение получили, ввиду своих уникальных физических свойств, фотонные кристаллы, т.е. искусственные кристаллы с фотонными запрещенными зонами (PBG – photonic band gap) [1].

Однако, основные принципы работы фотонных кристаллов и их полезные свойства применимы не только для оптического диапазона длин волн, но и для практически всего спектра электромагнитных волн, в том числе для радиочастот от миллиметрового до метрового диапазона включительно.

Так появилось еще одно новое направление - исследование и конструирование радиоантенн на основе электромагнитных кристаллов с электромагнитными запрещенными зонами (EBG – electromagnetic band gap), которые входят в более широкий класс так называемых метаматериалов.

В настоящее время в мире идут интенсивные исследования и разработки и области применения метаматериалов в антенной технике, работающей от миллиметрового до дециметрового диапазона, причем изготовление таких антенн в ряде случаев не требует применения дорогостоящего прецизионного оборудования, применяемого для реализации нанотехнологий при создании PBG - кристаллов, работающих в оптическом диапазоне [2].

В антенной технике в основном метаматериалы используются как основания или экраны для традиционных антенных излучателей. Благодаря достаточно широкому частотному диапазону запрещенных зон метаматериалов обеспечивается подавление нежелательных поверхностных волн, что положительно сказывается на увеличении общей эффективности излучателей, увеличения их усиления, КНД, уменьшении боковых и задних лепестков ДН паразитной связи между - излучателями в антенных решётках [3].

Эффект замедления групповой скорости распространения электромагнитных волн на границах запрещенных зон метаматериалов, а также малые потери в них делает реальным применение в качестве основного материала таких антенн диэлектриков с большой є. Эти факторы открывают возможности существенною, порядка 20-40% и выше, уменьшения геометрических размеров антенн различного применения без ухудшения их основных характеристик.

Применение метаматериалов, как правило, дает возможность располагать антенные экраны в непосредственной близости от излучателей, что дает возможность строить плоские конформные антенны. Метаматериалы, применяемые в антенной технике, также сокращают металлоемкость антенн, а в перспективе могут привести к практически полному исключению металлов из конструкции антенн и антенных решеток, что приведет, наряду с уменьшением массы и стоимости, к существенному повышению их устойчивости к ЭМИ.

Литература

1. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations / Edited by N. Engheta and R. W. Ziolkowski. – Wiley - IEEE Press, 2006.

2. Зайцев Д.Ф. Нанофотоника и её применение. – М.: Фирма «АКТЕОН», 2011. - 427 с.

3. Rostokin I.N., Fedoseeva E.V. Rostokina E.A. Kariaev V.V. Morozov O.G., et al. Design features of microwave photonic radars. // Proc. SPIE 11516, Optical Technologies for Telecommunications 2019, 115160L (22 May 2020); doi: 10.1117/12.2566327 Proc. of SPIE Vol. 11516 115160L-1-6.

Ростокина Е.А., Ростокин И.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: arostokina@yandex.ru

Исследование вариантов построения излучателей антенных систем на основе кристаллов с электромагнитными запрещенными зонами

Планарные полосковые антенны нашли широкое распространение к антенной технике благодаря своей относительной простоте, малым габаритам и стоимости, однако они имеют относительно узкую ширину полосу рабочих частот, недостаточнее усиление и малую эффективность излучения, и другие параметры, сильно зависящие от характеристик диэлектрических материалов подложек [1].

В последние годы появилась разновидность планарных полосковых антенн - планарные полосковые антенны на основании из метаматериалов (ЕВС структур) и планарные полосковые антенны с ЕВG экранами или их комбинации.

EBG - кристаллы являются пространственно неоднородными средами с периодически чередующимися в пространстве областями диэлектрической (или магнитной проницаемости) є, т. е. характеризуемые периодической функцией є (x, y, z), с периодом, допускающим брэгговскую дифракцию электромагнитного излучения [2].

Такое распределение є напоминает потенциальный рельеф для электрона в кристалле. Здесь так же существуют запрещенные зоны (Band Gap) - определенные области частот, в которых запрещено свободное распространение электромагнитных волн. Практически, это означает, что если на EBG - кристалл падает волна с частотой f или с длиной волны λ , которая соответствует запрещенной зоне данного кристалла, то она не может распространяться в нем и отражается обратно. И наоборот, если на EBG - кристалл падает волна с частотой, которая соответствует разрешенной зоне данного кристалла, то она может распространяться в нем практически без потерь [3].

Таким образом, EBG - кристалл служит своего рода радиочастотным фильтром, отражающим (или пропускающим) определенный спектр длин волн.

Вследствие периодичности EBG - кристалла собственные электромагнитные состоянии в нем являются блоковскими волнами, для описания которых применяются кристаллографические понятия - квазиимпульс, закон дисперсии, зоны Бриллюэна и т. д.

Такая аналогия прослеживается и на формальном уровне при сравнении основных уравнений квантовой механики и уравнений Максвелла.

ЕВG - кристаллы позволяют проводить манипуляции с электромагнитными волнами радиочастотного диапазона, причем характеристические размеры EBG - кристаллов обычно близки к величине длины волны λ. Поэтому к ним не применимы методы лучевой теории, а используется волновая теория и решение уравнений Максвелла.

Литература

1. Rostokin I.N., Fedoseeva E.V. Rostokina E.A. Kariaev V.V. Morozov O.G., et al. Design features of microwave photonic radars. // Proc. SPIE 11516, Optical Technologies for Telecommunications 2019, 115160L (22 May 2020); doi: 10.1117/12.2566327 Proc. of SPIE Vol. 11516 115160L-1-6.

2. Урик Винсент Дж. - мл., Мак Кинни Джейсон Д., Вилльямс Кейт Дж. Основы микроволновой фотоники. М.: Техносфера, 2016. – 376 с., ISBN 978-5-94836-445-2.

3. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations / Edited by N. Engheta and R. W. Ziolkowski. – Wiley - IEEE Press, 2006.

Смирнов М.С., Усачев М.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: micas_2001@mail.ru

Разработка системы управления подвижным буем для проведения гидроакустических исследований

В процессе проведения гидроакустических исследований возникает необходимость наличия подвижного носителя для эхолотов или гидролокаторов. Отсутствие доступного стандартного решения зачастую вынуждает разрабатывать как сам подвижный носитель, так и систему управления данным носителем.

Система управления подвижным буем состоит из двух частей: аппаратной и программной. В аппаратную часть входят:

- центральный контроллер управления;

- блок управления навигационной системой;

- контроллеры двигателей.

В программную часть системы управления входит управляющее программное обеспечение для центрального контроллера управления и программное обеспечение автоматизированного рабочего места оператора управления.

Программное обеспечение для центрального контроллера управления предназначено для следующих целей:

- осуществлять прямолинейное движение подвижным буем, используя контроллеры двигателей;

- осуществлять повороты подвижного буя, используя контроллеры двигателей;\

- осуществлять позиционирование в квадрате, заданного размера и заданным центром в географических координатах с заданным азимутом.

- принимать и передавать информацию между подвижным буем и ПК оператора через канал связи.

Программное обеспечение автоматизированного рабочего места оператора управления предназначено для следующих целей:

- передачи команд управления с ПК оператора на подвижный буй в автоматическом и ручном режимах;

- проведение калибровки скорости движения подвижного буя;

- отображение местоположения подвижного буя на экране ПК в координатной сетке с переменным масштабом;

- отображение поступающих с подвижного буя информационных и данных (скорость, тяга двигателей, качество сигнала и т.д.);

- запись в лог-файлы поступающих с подвижного буя информационных и геолокационных данных.

Федосеева Е.В., Тышкевич Е.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: elenafedoseeva@yandex.ru

Анализ условий многочастотных измерений радиотеплового излучения дождя СВЧ радиометрическими системами наземного базирования

СВЧ радиометрические измерения интенсивности радиотеплового излучения атмосферы используют для дистанционной оценки ее метеопараметров - температуры, водо- и влагосодержания, интенсивности осадков, что позволяет формировать прогнозы изменения ее состояния[1, 2]. Современным направлением развития средств и методов дистанционного зондирования является разработки в области краткосрочных прогнозов, что актуально в ситуации формирования опасных погодных явлений - ливней, ураганов, штормов и т.п.

В данной работе анализировалась частотная зависимость интенсивности радиотеплового излучения удаленной зоны дождя в атмосфере для выполнения многофакторной оценки ее метеопараметров с помощью многочастотной СВЧ радиометрической системы наземного базирования. Данная задача обусловлена частотной зависимостью коэффициентов затухания и рассеяния в области осадков и, следовательно, протяженностью эффективной области зоны осадков, формирующей радиояркостную температуру, определяющую величину входного сигнала СВЧ радиометрической системы.

При выполнении модельных расчетов были приняты следующие упрощающие положения: области атмосферы до дождя и с дождем однородны и характеризуются одной величиной погонного коэффициента поглощения; зондирование выполняется при пологом направлении, т.е. зенитный угол близок к 90°. Также принималось выполнение следующего условия: излучение области атмосферы за зоной дождя полностью поглощается ей и не учитывается его вклад в общую радиояркостную температуру.

На основе уравнения переноса излучения для неоднородной структуры и с учетом указанных упрощений модель формирования радиотеплового излучения неоднородной атмосферы с удаленной от СВЧ радиометрической системы областью дождя для радиояркостной температуры принята в виде

$$T_{_{\mathcal{A}\mathcal{P}\mathcal{K}}} = \left(1 - \exp\left(-\alpha_{_{\partial}} \cdot l_{_{\partial}}\right)\right) T_{_{\partial}} \exp\left(-\alpha_{_{\delta\partial}} \cdot l_{_{\delta\partial}}\right) + \int_{_{0}}^{l_{\delta\partial}} \alpha_{_{\delta\partial}} T_{_{\delta\partial}} \exp\left(-\int_{_{x}}^{l_{\delta\partial}} \alpha_{_{\delta\partial}} dy\right) dx, \qquad (1)$$

где $T_{_{sp\kappa}}$ - радиояркостная температура атмосферы с удаленной областью дождя; $\alpha_{_{\partial}}$ и $\alpha_{_{\partial\partial}}$ - погонные коэффициенты затухания в области дождя и в области атмосферы без дождя; $T_{_{\partial}}$ и

 $T_{\delta\delta}$ - термодинамические температуры областей дождя и без дождя; l_{δ} и $l_{\delta\delta}$ - продольные

размеры области дождя и без дождя.

Проведено численное моделирование радиояркостной температуры области дождя, удаленной от места базирования СВЧ радиометрической системы. Параметры моделирования были приняты следующие: протяженность зоны дождя 3 км, прием радиотеплового излучения в трех частотных диапазонах с центральными длинами волн - 1,35см, 3,2 см, 7,5 см при расстояниях до области дождя от 1 до 40 км и для разных значений интенсивности дождя от 1 до 100 мм/час. Результаты моделирования радиояркостной температуры удаленной области дождя приведены на рисунке 1.



Рисунок 1 Радиояркостная температура атмосферы с удаленной областью дождя с интенсивностью 1мм/час (а) и 100 мм/час (б) на длинах волн 1,35см (1), 3,2см (2), 7,5 см (3).

Выполненное моделирование показало сложную зависимость интенсивности радиотеплового излучения атмосферы с удаленной зоной дождя от его интенсивности и расстояния до области дождя в трех частотных диапазонах.

Скорость изменения радиояркостной температуры определяется частотой формируемого радиотеплового излучения и имеет место область насыщения для длины волны 1,35см, при отсутствии таковых в двух других диапазонах, в которых сохраняется практически равномерный рост радиояркостной температуры. Имеется также сложная частотная зависимость от интенсивности осадков.

Все это позволило сделать вывод о высокой информативности многочастотных CBЧ радиометрических измерений и больших потенциальных возможностях наземных дистанционных исследованиях удаленных зон дождя с целью формирования краткосрочных прогнозов из состояния.

Литература

1. Степаненко В.Д., Щукин Г.Г., Бобылев Л.П., Матросов С.Ю. Радиотеплолокация в метеорологии. Л.:Гидрометеоиздат, 1987.

2. A network suitable microwave radiometer for operational monitoring of cloudy atmosphere // t.Rose, et.al. Atmosheric Reseach. 2005. PP. 183-200.

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@gmail.com

Сравнительный анализ метода селекции движущихся целей с остановленным фазовым центром и метода доплеровской фильтрации при маршрутном режиме съемки

Как известно [1-3], при организации режима селекции движущихся целей (СДЦ) в радиолокационных системах (в т.ч. космического базирования) стремятся выделить отраженные сигналы полезных (движущихся) целей и подавить сигналы от неподвижных объектов (местных предметов), подстилающих поверхностей, объемно-распределенных естественных и искусственных образований пассивных помех, фона местности.

Проведем сравнительный анализ двух методов селекции движущихся целей при их использовании в радиолокаторах с синтезированием апертуры антенны (PCA) космического базирования: метода доплеровской фильтрации и метода с остановленным фазовым центром для маршрутного режима съемки.

Для анализа были разработаны математические модели, в которых синтез радиолокационных изображений (РЛИ) реализуется по методу быстрой свертки, включающему в себя процедуру дискретного преобразования Фурье ДПФ (БПФ, FFT) входного сигнала; умножение ДПФ сигнала на ДПФ импульсной характеристики цифрового фильтра, вычисляемую, как правило, заранее; процедуру обратного БПФ (ОБПФ, IFFT) полученного произведения:

$$\dot{\rho} = IFFT \left\{ FFT(\dot{U}) \times FFT(\dot{h}) \right\},\tag{1}$$

где $\dot{\rho}$ – отсчеты выходных сигналов; \dot{U} – отсчеты входных эхо-сигналов; \dot{h} – отсчеты импульсной характеристики цифрового фильтра (опорная функция). При этом для космических

РСА высокого разрешения необходим учет и коррекция миграции дальности [1, 3]. Структура моделируемой доплеровской системы СДЦ была представлена системой пространственных фильтров и устройства оценки скорости движения цели. При реализации модели системы СДЦ с остановленным фазовым центром, которая содержит два канала обработки РЛИ, учитывались [4]: задержка сигнала первого по ходу движения приемного канала для обеспечения синфазности сигналов, отраженных от неподвижных объектов, и вычитание выходных сигналов приемных каналов с последующим когерентным накоплением сигнала объекта на фоне шума приемника.

В докладе приводятся полные математические выражения и модели систем СДЦ, реализующих рассматриваемые методы. Приводятся полученные числовые значения и характеристики для следующих основных параметров РСА космического базирования [4, 5]: высота орбиты носителя H = 510 км, путевая скорость носителя $V_0 = 7,61$ км/с, угол визирования $\beta = 45^\circ$, длина волны зондирующего сигнала $\lambda = 9,4$ см. Получены статистические характеристики анализируемых систем СДЦ при различных значениях скорости движения цели.

В исследовании, в частности, показано, что оба метода могут быть использованы для селекции движущихся целей, имеющих радиальную составляющую скорости, а также для ее оценки. На основе полученных данных дается характеристика области применимости каждого из методов, их возможности и недостатки.

Литература

1. Авиационные системы радиовидения / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М: Радиотехника, 2015. – 648 с.: ил.

2. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.

3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.

4. K.K. Khramov, and V.V. Kostrov, "Statistical Characteristics of the Moving Target Indication in Space-borne Interferometry Synthetic Aperture Radar," 2019 Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). Proceedings. Omsk, Russia, Nov. 5-7, 2019. DOI: 10.1109/Dynamics47113.2019.8944594

5. E.F. Tolstov, V.V. Kostrov, and K.K. Khramov, "The Tangential Velocity MTI Algorithms in Space-borne Systems for Remote Sensing of the Earth," Journal of Physics: Conference Series, Volume 1632, Russian open scientific conference «Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction»" (MPRSRWPD-2020) 23-25 June 2020, Murom, Russian Federation. DOI: 10.1088/1742-6596/1632/1/012018

Якименко К.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: yakimenko.kirill@yandex.ru.

Расчет полосовых фильтров для малошумящих гибридных синтезаторов частот

Активное развитие и совершенствование вычислительных средств в настоящее время позволяет существенно экономить временные ресурсы разработчика. В связи с этим актуальной представляется задача автоматизации процесса разработки малошумящих формирователей гармонических сигналов [1, 2]. Целью данной работы является разработка программного средства для расчета и структурного проектирования полосовых фильтров гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза.

Принцип работы гибридных синтезаторов заключается в том, что сетка частот гармонических сигналов, генерируемых ЦВС, с малым шагом перестройки по частоте переносится на более высокий частотный диапазон, формируемый одним или несколькими генераторами опорной частоты (ГОЧ). С целью упрощения архитектуры выгоднее использовать один ГОЧ, но тогда диапазон выходных частот будет ограничен диапазоном частот ЦВС. Поэтому для расширения частотного диапазона необходимо использовать умножитель частоты. Умножители частоты, как правило, реализуются на нелинейных элементах, например на диодах с накоплением заряда (ДНЗ). Применение ДНЗ позволяет получить большое количество (до полутора тысяч) гармонических составляющих частоты входного сигнала. Для выделения требуемой гармоники используются специальные фильтры. В качестве таких фильтров можно использовать полосовые фильтры с очень узкой полосой пропускания. В смесителе СМ смешиваются частоты выходного сигнала ЦВС и одной из гармоник ГОЧ, генерируемой гармоник на ДНЗ. Далее банк полосовых фильтров выделяет сигнал с суммарной частотой, который является выходным сигналом синтезатора.

В зависимости от области применения синтезаторы частот должны обеспечивать сетку частот в различных частотных диапазонах. Если разрабатываемый формирователь должен работать в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, то фильтры необходимо строить на основе распределенных элементов на отрезках линии передач. К примеру, полосовые фильтры удобно строить на микрополосковой линии. Известен ряд возможных реализаций полосовых фильтров: на параллельных связанных полуволновых резонаторах; на встречных стержнях; на одиночной микрополосковой линии с зазорами и др. При разработке программного средства использовались выражения для расчета полосовых фильтров на параллельных связанных полуволновых резонаторах из [3, 4].

Пользователь вводит значение центральной частоты и полосы пропускания в МГц, затем выбирает тип (Баттерворта, Чебышева) и порядок фильтра. Программное средство строит передаточную характеристику фильтра, а также рассчитывает геометрические размеры проводников. На рис. 1 представлен графический интерфейс программного средства.

При проектировании полосовых фильтров ФТЧ и ФГ необходимо установить как можно более узкую полосу пропускания. Это поможет достаточно подавить соседние гармоники. Достаточным считается уровень не более минус 90 дБн. Уровень нежелательных составляющих спектра характеризуется таким параметром, который в англоязычных источниках называется Spurious-Free Dynamic Range, SFDR (перев. динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих) — безразмерная величина, равная отношению мощности полезного узкополосного сигнала (несущей) к мощности наиболее мощной паразитной частотной составляющей (гармоники).

Полоса пропускания одного из n полосовых фильтров, входящих в банк ПФ, как правило, не должна превышать диапазона изменения частоты выходного сигнала ЦВС

 $\Delta F_{\Pi \Phi n} < \Delta f_{IIBC}$.

При этом, диапазон изменения выходной частоты ЦВС ограничен значениями от единиц Гц до 0,4n_тf_{гоч}.



Рис. 2. Графический интерфейс программного средства для расчета полосовых фильтров

Настоящая работа представляет собой результат практической реализации одного из этапов создания крупной автоматизированной системы для проектирования малошумящих гибридных синтезаторов частот. В это же время, предлагаемое программное средство может использоваться и автономно для расчетов полосовых СВЧ фильтров любого назначения.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Совета по грантам Президента Российской Федерации, а также Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках проекта по конкурсу УМНИК-2018.

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., Якименко К.А., Докторов А.Н., Ромашова Л.В. Программное средство для структурного проектирования гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и прямого цифрового методов синтеза // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. № 3. С. 47–55.

3. Федосеева Е.В. Устройства СВЧ и антенны: Практикум. Муром: МИВлГУ, 2016. 102 с.

4. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. Пер. с англ. М.: Связь, 1972. 440 с.