

Секция «Алгоритмы и устройства обработки радиотехнической информации»

Алгоритм адаптивной черезпериодной компенсации неэквидистантных отсчетов пассивных помех с двухмодовым спектром

Рассматривается алгоритм адаптивной черезпериодной компенсации (ЧПК) пассивных помех с двухмодовым спектром, образованных отражением импульсных сигналов обзорного радиолокатора от местных предметов и гидрометеоров. Для подавления коррелированной помехи на нулевой частоте применяется однократная ЧПК, а на ненулевой частоте – двукратная. Для адаптивной перестройки зоны режекции схемы двукратной ЧПК используется оценка доплеровского смещения центральной частоты спектра пассивной помехи, полученная по неэквидистантным отсчетам фазы комплексного сигнала на выходе схемы однократной ЧПК.

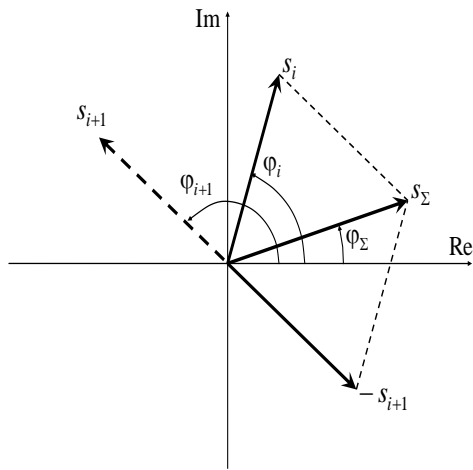


Рис. 1. Сигнал ненулевой частоты s_Σ после однократной ЧПК

Оценка неизвестной частоты Доплера на выходе однократной ЧПК находится с помощью фазового метода [1]. Фазовые соотношения между входными и выходным сигналами однократной ЧПК, необходимые для определения алгоритма оценивания частоты Доплера, представлены в виде векторной диаграммы на рис. 1. Здесь s_{i+1} – синусоидальный входной сигнал однократной ЧПК для текущего момента времени, s_i – предыдущий входной сигнал, s_Σ – выходной сигнал. Сигнал s_Σ представляет собой разность комплексных отсчетов комплексной синусоиды ненулевой частоты для 2-х соседних моментов времени. Для нахождения зависимости фазы разностного сигнала s_Σ от частоты Доплера необходимо выполнить сложение векторов s_i и $-s_{i+1}$ в комплексной плоскости.

Поскольку длины векторов s_i и $-s_{i+1}$ равны, вектор s_Σ лежит на биссектрисе угла, образованного этими векторами. Отсюда следует, что

$$\varphi_\Sigma^{(i)} = \varphi_i - \frac{\varphi_i + (\pi - \varphi_{i+1})}{2} = \frac{\varphi_i + \varphi_{i+1} - \pi}{2}. \quad (1)$$

Полная фаза каждого отсчета s_i , $\forall i \in \overline{0, n}$ сигнала равна

$$\varphi_i = 2\pi f_d (T_1 + T_2 + \dots + T_i) + \varphi_0, \quad (2)$$

где $T_0 = 0$, T_1, T_2, \dots, T_n – длины интервалов между соседними неэквидистантными $n+1$ отсчетами сигнала, φ_0 – неизвестное значение начальной фазы пачки, f_d – частота комплексного синусоидального сигнала.

Подставляя выражения для полной фазы i -го и $(i+1)$ -го отсчетов в выражение (1), получаем значение полной фазы для каждого из первых n отсчетов разностного сигнала ненулевой частоты на выходе схемы однократной ЧПК:

$$\varphi_\Sigma^{(i)} = 2\pi f_d \left(T_1 + \dots + T_i + \frac{T_{i+1}}{2} \right) - \frac{\pi}{2} + \varphi_0. \quad (3)$$

Находя разности полных фаз первых n соседних отсчетов комплексного сигнала на выходе схемы однократной ЧПК, получаем следующую систему фазовых уравнений:

$$\begin{aligned}
2\pi k_1 + \Delta\varphi_1 &= \pi f_d (T_1 + T_2). \\
2\pi k_2 + \Delta\varphi_2 &= \pi f_d (T_2 + T_3). \\
&\vdots \\
2\pi k_{n-1} + \Delta\varphi_{n-1} &= \pi f_d (T_{n-1} + T_n).
\end{aligned} \tag{4}$$

Считая значение одного из коэффициентов, например k_1 , одним из возможных, то есть $k_1 \equiv k_1^{(j)}$, можно аналогично [1] найти остальные коэффициенты неопределенности полной фазы и частоту Доплера для любого интервала.

Критерием выбора частоты сигнала из набора возможных значений может быть условие минимума выборочной дисперсии оценки частоты на всех интервалах. Определив номер порождающей последовательности, для которой справедливо это условие, мы тем самым определим коэффициенты неопределенности полной фазы $k_i^{(opt)}$ для каждого интервала $(T_i + T_{i+1})/2$, а также оценку частоты Доплера $f_d^{(opt)}$, равную среднему арифметическому значений частоты сигнала $f_i^{(opt)}$, вычисленных для каждого интервала $(T_i + T_{i+1})/2$ с помощью найденных коэффициентов неопределенности полной фазы $k_i^{(opt)}$.

Найденная оценка $f_d^{(opt)}$ доплеровского смещения центральной частоты спектра отражений от гидрометеоров на выходе схемы однократной ЧПК может быть использована для компенсации смещения фазы соседних с центральным отсчетов выходного сигнала, что делает следующее устройство двукратной ЧПК адаптивным.

Однако компенсации смещения фазы недостаточно для подавления пассивной помехи от гидрометеоров с помощью двукратной ЧПК, поскольку не только фаза, но и модуль сигнала после однократной ЧПК зависит от частоты Доплера.

Как следует из рис. 1, в равнобедренном треугольнике, построенном на векторах s_i и s_{Σ} , угол, противоположный стороне s_{Σ} , равен $\varphi_{i+1} - \varphi_i$. Отсюда по теореме косинусов имеем:

$$|s_{\Sigma}^{(i)}| = |s_i| \sqrt{2(1 - \cos(\varphi_{i+1} - \varphi_i))}. \tag{5}$$

Подставляя выражение (2) для полной фазы i -го и $(i+1)$ -го отсчетов сигнала после однократной ЧПК, где $i \in \overline{0, n-1}$, в выражение (5), получаем:

$$|s_{\Sigma}^{(i)}| = |s_i| \sqrt{2(1 - \cos(2\pi f_d T_{i+1}))}. \tag{6}$$

Обозначим последовательность сигналов на выходе схемы однократной ЧПК через y_i , $\forall i \in \overline{0, n-1}$. Тогда в соответствии с алгоритмом ее работы имеем:

$$y_i = x_i - x_{i+1}, \tag{7}$$

где $x_i, i \in \overline{0, n}$, – неэквидистантные отсчеты комплексного входного сигнала.

С учетом полученных выражений последовательность сигналов $z_i, i \in \overline{0, n-3}$, на выходе адаптивной схемы двукратной ЧПК определяется согласно следующему алгоритму:

$$\begin{aligned}
z_i = y_i \exp(j\pi f_d^{(opt)}(T_{i+1} + T_{i+2})) &\sqrt{\frac{1 - \cos(2\pi f_d^{(opt)} T_{i+2})}{1 - \cos(2\pi f_d^{(opt)} T_{i+1})}} - 2y_{i+1} + \\
&+ y_{i+2} \exp(-j\pi f_d^{(opt)}(T_{i+2} + T_{i+3})) \sqrt{\frac{1 - \cos(2\pi f_d^{(opt)} T_{i+2})}{1 - \cos(2\pi f_d^{(opt)} T_{i+3})}}.
\end{aligned} \tag{8}$$

Литература

1. Костров В.В., Терсин В.В., Богатов А.Д. Фазовый метод определения частоты Доплера по пачке неэквидистантных радиоимпульсов // Радиотехника, 2006, № 11. – С. 98–100.

А.Ю. Антонов
Научный руководитель: к.т.н., проф. В.В. Костров
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: aleksandr_uran@mail.ru

Современные методы фильтрации спекл-шума на РСА-изображениях: обзор

Стремительное развитие и внедрение РЛС с синтезированной апертурой (РСА) позволяет конкурировать им с оптическими системами дистанционного зондирования Земли. Одной из острых проблем РСА-изображений является подверженность искажению спекл-шумом. Сложность и актуальность решения проблемы обработки изображений в условиях воздействия спекл-шума привели к значительному увеличению работ по этой проблеме, в том числе с нестандартными, но эффективными подходами. В то же время программные модули отечественных фирм Ракурс [1] и ScanEx для фильтрации спекл-шума используют «классические» алгоритмы (фильтры Ли, Фроста, Куана), разработанные в прошлом столетии. Поэтому необходимо способствовать внедрению более эффективных подходов подавления спекл-шума для улучшения визуального качества и эффективности дешифрирования РСА-изображений.

В [2] предложен итерационный алгоритм взвешенной фильтрации поляриметрических РСА-изображений на основе билатеральных дистанций. Особенность данного алгоритма состоит в том, что на каждой итерации происходит обновление весовых коэффициентов на основе исходного и обработанного изображений вместо фильтрации изображения на каждой итерации, что позволяет избежать размытия и сохранить пространственное разрешение.

Работа [3] посвящена фильтрации спекл-шума с помощью стек-фильтра. Стек-фильтр является особой разновидностью нелинейного фильтра, позволяет сохранить границы объектов на изображении и особенно эффективен при наличии шумов различного типа. Данный фильтр с помощью пороговой обработки разбивает изображение на несколько наборов данных – стеков, которые подвергаются дальнейшей фильтрации с помощью булевых функций и суммированию для получения выходного изображения. Основную сложность в проектировании данного фильтра представляет выбор условия, которому должны удовлетворять булевы функции в процессе фильтрации.

В [4] рассмотрен объединенный фильтр на основе трехмерной и винеровской фильтрации, содержащий две ступени обработки. На первой ступени выделяются блоки изображения похожие по структуре на опорный блок, которые затем объединяются в трехмерную группу, над которой производится трехмерное преобразование, жесткое пороговое отсечение и обратное трехмерное преобразование. Вторая ступень аналогична первой, но вместо пороговой обработки используется винеровская фильтрация и все операции производят на исходном и обработанном изображении.

В работе [5] также использован метод трехмерной фильтрации. Исходное изображение подвергается децимации и объединению в блоки, каждый из которых с помощью теории сжатого распознавания восстанавливается до размера исходного изображения. Затем для восстановленных изображений применяется трехмерная фильтрация, причем для граничных пикселей применяется среднее значение, а для остальных – медианное.

В [6] рассматривается фильтр спекл-шума с сохранением структурных особенностей на основе L0-минимизации. На базе мультипликативной модели спекл-шума итерационно определяется прологарифмированный коэффициент обратного рассеяния с учетом условия минимизации энергии, а также направления изменения усредненных значений яркости (для сохранения границ).

Работа [7] посвящена восстановлению зашумленных РСА-изображений с помощью раздельного выделения структурных и текстурных особенностей. Изображение предварительно логарифмируется (гомоморфная обработка), после чего с помощью вейвлет-преобразования выделяются текстурные и структурные признаки. Затем итерационно определяется оптимальный порог отсечки, при котором полученные текстурные и структурные особенности макси-

мально соответствуют одному из элементов соответствующего набора эталонов. Обработка завершается после выполнения обратного преобразования и потенцирования.

В [8] основу фильтра спекл-шума составляет детектор границ. При этом в соответствии с пороговой обработкой выходного значения детектора границ и коэффициента вариации выделяется несколько алгоритмов обработки для: потенциального точечного отражателя (высокое значение порога детектора), граничной области (среднее значение порога детектора) и не граничной области (низкое значение порога детектора). Алгоритм для не граничной области делится ещё на 2 случая: изолированная точка (высокое значение коэффициента вариации) и без особенностей (низкое значение коэффициента вариации). Для пикселей без особенностей применяется классический усредняющий фильтр, а для изолированных точек используется дополнительный алгоритм проверки точечного отражателя. Суть данного алгоритма в следующем: для каждого пикселя в окне вычисляется нормированный коэффициент, а также выбирается наибольшее значение из медианы и среднего значения этих коэффициентов в качестве порога. Если нормированный коэффициент меньше этого порога, то пиксель считается точечным отражателем, иначе пересчитывается коэффициент вариации. В результате для точечного отражателя значение сохраняется, иначе – усредняется. Потенциальные точечные отражатели также подвергаются проверке. Алгоритм фильтрации граничных областей наиболее сложен, поскольку необходимо сохранить текстурные особенности и подавить спекл-шум, для этого вычисляется коэффициент однородности и взвешенное выходное значение.

В работе [9] предложен метод на основе стохастических расстояний и нелокального среднего. Сначала с помощью фильтра стохастических расстояний Нагао-Мацуямы и критерия максимального правдоподобия с заданным порогом оценивается однородность каждого пикселя в пределах окна 3×3 по области такого же размера, поэтому результирующее окно фильтра составляет 5×5 . С помощью критерия Кульбака-Лейблера определяется соответствие оценок однородности для центрального и соседних пикселей. Близкие по однородности пиксели используются для вычисления локального среднего. Если таких пикселей нет, то вычисляется среднее значение по соседним пикселям.

В докладе на основании всех рассмотренных работ представлены экспериментальные результаты сравнения предлагаемых алгоритмов, как с классическими, так и современными алгоритмами подавления спекл-шума. Результаты сравнительного анализа показывают превосходство новых методов над классическими, что подтверждает актуальность внедрения современных методов подавления спекл-шума в комплексы обработки РСА-изображений.

Литература

1. Программные средства улучшения изображений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.racurs.ru/?page=377>.
2. Alonso-Gonzalez A., Lopez-Martinez C., Salembier P., Deng X. Bilateral distance based filtering for polarimetric SAR data // *Remote Sens.*, No. 5, 2013, p. 5620-5641.
3. Buemi M., Frery A., Ramos H. Speckle reduction with adaptive stack filter // *Pattern Recognition Letters*, vol. 36, jan 2014, p. 281-287.
4. Gromek A., Castaldo L. Collaborative filtering technique for SAR image speckle noise suppression // *Signal Processing Symposium (SPS)*, 5-7 jun 2013, p. 1-4.
5. Iqbal M., Chen J., Yang W., Wang P., Sun B. SAR image despeckling by selective 3D filtering of multiple compressive reconstructed images // *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 134, 2013, p. 209-226.
6. Liu G., Yang W., Xia G., Liao M. Structure preserving SAR image despeckling via L0-minimization // *Progress In Electromagnetics Research (PIER)*, vol. 141, 2013, p. 347-367.
7. Patel V., Easley G., Chellappa R., Nasrabadi N. Separated component-based restoration of speckled SAR images // *IEEE transactions on geoscience and remote sensing*, vol. 52, No. 2, 2014, feb 2014, p. 1019-1029.
8. Shamsoddini A., Trinder J. Edge-detection-based filter for SAR speckle noise reduction // *International Journal of Remote Sensing*, vol. 33, No. 7, apr 2012, p. 2296-2320.
9. Torres L., Frery A. SAR image despeckling algorithms using stochastic distances and nonlocal means // *CoRR abs*, aug 2013, p. 38-43.

Е.В. Антонова
Научный руководитель: к.т.н., доц. Е.В. Федосеева
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: jes.fire@mail.ru

Особенности моделирование модового разделителя двухканальной антенны в MICROWAVE STUDIO

Модовый разделитель двухканальной антенны позволяет выполнить отдельный прием на двух модах круглого волновода H_{11} и E_{01} с формированием двух диаграмм направленности на одной излучающей апертуре. За счет противофазности распределения поля для волны E_{01} в диаграмме направленности отсутствует прием по осевому перпендикуляру, что приводит к формированию на данном выходе сигнала, уровень которого пропорционален принимаемой мощности по области рассеяния диаграммы направленности на волне H_{11} .

Основной задачей моделирования указанного модового разделителя является определение характеристик приема и взаимной связи двух выходных каналов. Моделирование производилось в программной среде CST MICROWAVE STUDIO (CST MWS), которая специализируется на быстром и точном численном моделировании высокочастотных устройств (антенн, волноводных линий связи, фильтров, ответвителей мощности, планарных и многослойных структур), а также анализе проблем целостности сигналов и электромагнитной совместимости во временной и частотных областях с использованием прямоугольной или тетраэдральной сеток разбиения.

Моделирование модового разделителя производилось в следующем порядке: основа – круглый волновод радиуса $R=15$ мм и длиной 56 мм, т.е. $7\lambda/4$; выходные каналы - первый прямоугольный волновод с размерами поперечного сечения 23×10 и высотой 15 мм, с расстоянием от задней стенки круглого волновода до середины прямоугольного 40 мм, второй прямоугольный волновод с теми же размерами, но расстоянием от задней стенки круглого волновода равным 13 мм; фильтрующее кольцо с внешним радиусом $R_{\text{вол}}=15$ мм, внутренним радиусом $R_{\text{вн}}=5,4$ мм и толщиной 0,5 мм.

Для данной модели были получены S-параметры, позволяющие оценить условия прохождения волн H_{11} и E_{01} по модовому разделителю, а также построены линии суммарного поля волн внутри модового разделителя, определяющие изолирующие функции данного устройства для указанных мод. Особенность проведения моделирования для модового разделителя – необходимость проведения модового анализа, что обеспечивалось выбором режимов – одномодового и многомодового при выполнении расчетов и затем сравнительного анализа полученных результатов. Полученные результаты моделирования подтвердили возможность реализации отдельного приема в антенне на модах H_{11} и E_{01} .

О.С. Барышева
Научный руководитель: к.т.н., доц. И.Н. Ростокин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: *oxana.baryshewa@yandex.ru*

Исследование основных методов калибровки антенных устройств СВЧ радиометрических систем дистанционного зондирования атмосферы

При калибровке антенных устройств СВЧ радиометрических систем дистанционного зондирования атмосферы используются различные схемы подачи шумового сигнала на вход.

При подаче излучения генератора шума через направленный ответвитель или, при использовании генераторов шума проходного типа, включение его в тракт приемника позволяют проводить калибровку непосредственно в процессе работы. Применение апертурных источников излучения с известной яркостной температурой и апертурой, полностью перекрывающей апертуру калибруемого приемника, дает возможность проводить калибровку приемника вместе с антенной, что не требует определения погрешностей измерения, обусловленных неопределенностью потерь в антенне, и исключает дополнительные погрешности, вносимые элементами включения (присоединения) генераторов шума.

Разработано значительное количество апертурных излучателей, позволяющих с высокой точностью осуществлять калибровку радиометров в свободном пространстве.

Если при калибровке радиометра апертурный излучатель располагается в ближней зоне антенны, полностью перекрывает его апертуру, имеет коэффициент излучения, близкий к единице, и равномерную термодинамическую температуру во всему излучающему объекту, то калибровка может быть осуществлена с высокой точностью.

Для калибровки радиометров по апертурному излучателю, располагаемому в дальней зоне его антенны, можно использовать излучатели с аттестованным уровнем средней яркостной температуры излучения по его апертуре.

В результаты калибровки вводятся поправки, учитывающие погрешности аттестации апертурного излучателя, погрешности рассогласования и погрешности измерения потерь в элементах радиометра. Зачастую погрешности определения этих поправок и определяют точность измерений.

Высокую излучательную способность апертурного излучателя обеспечивают применение высококачественных поглощающих материалов и выбор соответствующей формы излучающего элемента. Излучательная способность апертурного излучателя в большинстве случаев определяется экспериментально, путем измерения среднего по поверхности излучателя коэффициента отражения.

В настоящее время для калибровки радиометров разработаны и применяются апертурные излучатели, имеющие в зависимости от требуемой точности калибровки и условия применения различные конструкции, габариты, степень сложности.

Апертурный излучатель, представляющий собой пирамиду с ребристым поглотителем из ферроэпоксида. Угол раскрытия пирамиды и углы клиньев, из которых набраны ребристые стенки, подобраны таким образом, что максимальный коэффициент излучения обеспечивается путем уменьшения дифракции на ребрах клиньев. Для этого угол между направлением излучения и излучающей плоскостью сделан равным углу Брюстера. Температура излучателя может изменяться от 100 до 350 К небольшими калиброванными ступеньками.

В.Н. Бряузов, Д.Ю. Смирнов
Научный руководитель: к т.н., доц. И.Н. Ростокин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: pbixtachek@mail.ru

Двухканальные антенны СВЧ - радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы с компенсацией фонового излучения

При построении СВЧ радиометрических систем важным является вопрос компенсации влияния фонового шума на результаты измерений. Наиболее широко известен метод диаграммной модуляции [1], реализуемый при измерении радиояркостного контраста локальных неоднородностей в атмосфере. При дистанционных исследованиях протяженно однородной по структуре атмосферы возникает необходимость в оперативной компенсации помеховой составляющей входного сигнала радиометрической системы, обусловленного приемом фонового шума через область рассеяния ДН антенны. В таком случае возможна реализация системной компенсации указанной помеховой составляющей путем формирования на выходе антенны дополнительного сигнала адекватного помеховой составляющей выходного сигнала основного измерительного канала антенны с последующим нахождением разности этих сигналов при реализации модуляционного способа приема в радиометре системы [2].

Основное требование к антенне каждого из трех частотных каналов радиометрической системы формирование двух выходных сигналов: основного измерительного и дополнительного сигнала компенсации, уровень которого в основном определяется адекватным основному каналу приемом радишумового сигнала через область рассеяния ДН основного антенного канала. Реализация двухканального приема с указанными характеристиками возможна при работе в двухмодовом режиме – на модах H_{11} и E_{01} круглого волновода с последующим разделением мод в приемном питающем волноводе антенны (в модовом разделителе).

Модовый разделитель каждого канала выполнен на основе круглого волновода, к которому подключены два волновода – выходы антенны. Первый антенный канал (А1) в совокупности с круглым волноводом является выходом антенны, осуществляющей прием на волне H_{11} , а второй антенный канал (А2) – на волне E_{01} .

Антенна работает следующим образом: шумовой сигнал, принимаемый коническим рупором, поступает в круглый волновод, в котором возбуждаются волны H_{11} и E_{01} . В трансформаторе типов волн $H_{11} \rightarrow H_{10}$ – прямоугольном окне, широкая стенка которого параллельна оси круглого волновода и с размерами ограниченными поперечно подключенным прямоугольным волноводом осуществляется ответвление энергии, переносимой волной H_{11} и подача ее на выход основного антенного канала [2].

Литература

1. Краус Дж. Д. Радиоастрономия. Пер. с англ. Под ред. В.В. Железнякова – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.
2. Патент на изобретение №2300831 Способ снижения уровня шума антенны и двухмодовая апертурная антенна. // Федосеева Е.В., Ростокина Е.А., Ростокин И.Н. Опубл.: 10.06.2007 Бюл. №16.

Алгоритм определения местоположения воздушного объекта в геоцентрической системе координат с помощью разнесенного приема

Для получения оценки высоты, учитывающей кривизну поверхности Земли, будем рассматривать движение воздушного объекта в геоцентрической системе координат. Как показано на рис. 1, горизонтальными координатами воздушного объекта $x - x_A$ и $y - y_A$ здесь будут длины дуг \overline{AN} и \overline{EN} на поверхности сферы радиусом R_T с центром в точке P , которые расположены во взаимно перпендикулярных плоскостях, проходящих через центр сферы и точки A и E на ее поверхности.

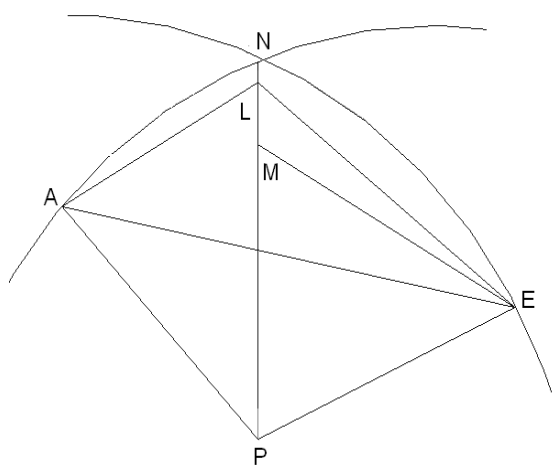


Рис. 1. Геометрические построения для определения горизонтальных геоцентрических координат воздушного объекта

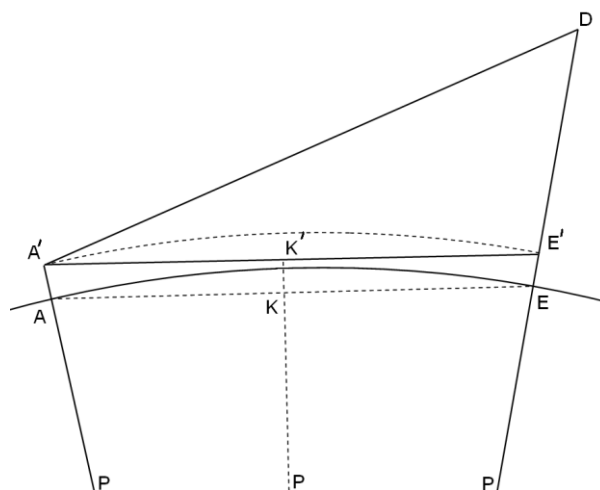


Рис. 2. Геометрические построения для определения вертикальной геоцентрической координаты воздушного объекта

Заметим, что x_A и y_A являются горизонтальными координатами позиции A . Углы, под которыми видны дуги \overline{AN} и \overline{EN} длиной $x - x_A$ и $y - y_A$ из центра сферы P , равны отношению этих длин к радиусу сферы и являются геоцентрическими координатами точки E относительно точки A .

Опуская перпендикуляры из точек A и E на линию пересечения \overline{NP} указанных взаимно перпендикулярных плоскостей, получаем 4-и прямоугольных треугольника. С помощью первых 2-х прямоугольных треугольников ALP и EMP , острые углы которых в вершине P определяются длинами дуг $x - x_A$ и $y - y_A$, находятся длины отрезков \overline{AL} , \overline{EM} и \overline{LM} :

$$\overline{AL} = R_T \sin\left(\frac{y - y_A}{R_T}\right), \quad \overline{EM} = R_T \sin\left(\frac{x - x_A}{R_T}\right), \quad \overline{LM} = R_T \left[\cos\left(\frac{y - y_A}{R_T}\right) - \cos\left(\frac{x - x_A}{R_T}\right) \right].$$

С помощью 3-го прямоугольного треугольника EML находим дополнительно к уже найденной стороне \overline{AL} 2-ю сторону \overline{EL} 4-го прямоугольного треугольника, гипотенузой которого является отрезок \overline{AE} . В результате получаем зависимость длины отрезка \overline{AE} от горизонтальных координат воздушного объекта, представленную выражением (1):

$$\begin{aligned}\overline{AE} &= R_T \sqrt{\sin^2\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right) + \left[\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right) - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\right]^2 + \sin^2\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)} = \\ &= \sqrt{2}R_T \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}\end{aligned}\quad (1)$$

Для нахождения вертикальной координаты следует перейти в плоскость треугольника APE , построения на которой отдельно показаны на рис. 3.

Здесь $\overline{AD} = R_0$, $\overline{AA'} = \overline{EE'} = z_A$, $\overline{ED} = z$, $\overline{E'D} = z - z_A$, $\overline{AP} = \overline{EP} = R_T$, где R_0 - дальность до воздушного объекта от дальномерной позиции A , z - высота воздушного объекта, z_A - высота подъема антенны в позиции A . Длина отрезка \overline{AE} определяется выражением (1).

Отрезок $\overline{A'E'}$ является стороной треугольника $A'PE'$, подобного треугольнику APE со стороной \overline{AE} , поэтому

$$\overline{A'E'} = \sqrt{2}(R_T + z_A) \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}.\quad (2)$$

Уравнение, связывающее горизонтальные геоцентрические координаты воздушного объекта с вертикальной координатой, находится из треугольника $A'DE'$ по теореме косинусов:

$$\overline{AD}^2 = \overline{A'E'}^2 + \overline{E'D}^2 - 2 \cdot \overline{A'E'} \cdot \overline{E'D} \cdot \cos(\angle A'E'D),\quad (3)$$

где

$$\cos(\angle A'E'D) = -\cos(\angle KEP) = -\frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)}.$$

Рассуждая аналогично относительно измерений из позиций B и C , получаем в результате уравнения (4), (5) и (6), связывающие результаты очередных измерений R_0 , R_1 и R_2 с неизвестными геоцентрическими координатами воздушного объекта x , y , z , где R_0 - дальность до воздушного объекта от активной позиции A , а R_1 и R_2 - суммарные дальности от активной позиции A до воздушного объекта и от воздушного объекта до пассивных позиций B и C .

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_A}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_A}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_A}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_A}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_0}{R_T}\right)^2\quad (4)$$

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_C}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_C}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_C}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_C}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_1 - R_0}{R_T}\right)^2\quad (5)$$

$$2\left(1 + \frac{z}{R_T}\right)\left(1 + \frac{z_C}{R_T}\right)\left[1 - \cos\left(\frac{x-x_C}{R_T}\right)\cos\left(\frac{y-y_C}{R_T}\right)\right] + \left(\frac{z-z_C}{R_T}\right)^2 = \left(\frac{R_2 - R_0}{R_T}\right)^2\quad (6)$$

Система уравнений (4), (5) и (6) является трансцендентной. Для ее решения необходимо использовать численные методы, например, метод Ньютона. Найдя решение системы уравнений (4), (5) и (6), получим искомую оценку положения воздушного объекта в геоцентрической системе координат.

Д.Н. Лаптев
Научный руководитель: д.т.н., проф. В.В. Чекушкин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: reddym@yandex.ru

Сравнение Qt и GTK+ в контексте разработки графического интерфейса пользователя системы контроля воздушного пространства

Для сокращения времени и сложности разработки графического интерфейса целесообразно применение готового набора библиотек элементов интерфейса. Наиболее популярными на сегодняшний день являются Qt и GTK+. Qt - кроссплатформенный инструментальный разработчик ПО на языке программирования C++. Qt представляет поддержку большого числа операционных систем. Главным преимуществом Qt является то, что он использует API низкого уровня, в связи с чем приложения работают также эффективно, как и приложения, разработанные специально для конкретной платформы[1].

Для ускорения и упрощения создания пользовательских интерфейсов, Qt предоставляет программу Qt Creator, позволяющую делать это в интерактивном режиме. Qt - полный инструментальный разработчик для программирования. Этот инструментальный разработчик состоит из отдельных модулей и предоставляет: поддержку двух- и трехмерной графики; возможность интернационализации, которая позволит значительно расширить рынок сбыта ваших программ; поддержку стандартных протоколов ввода/вывода; классы для работы с сетью; поддержка программирования баз данных, включая поддержку Oracle, Microsoft SQL Server, IBM DB2, MySQL, SQLite, Sybase.

Достоинства: кроссплатформенность; скорость создания графических пользовательских интерфейсов; Qt - полностью объектно-ориентированная библиотека; есть возможность обрабатывать события, например, перемещения мыши, нажатия клавиши клавиатуры; использование Qt возможно не только в C++, но и в других языках программирования; Qt отлично документирована, программа Qt Assistant может предоставить любую информацию об этой библиотеке.

Недостатки: время компиляции программного кода; Монолитная структура с ограничениями по расширению.

GTK+ это библиотека, которая существенно упрощает создание графических интерфейсов пользователей, предоставляя набор готовых компонентов, именуемых виджетами, которые вы соединяете вместе с помощью легких в использовании вызовов функций, включенных в логическую структуру вашего приложения. GTK+ выпущен на условиях лицензии LGPL, которая освобождает программное обеспечение написанное с использованием GTK+, от уплаты лицензионных вознаграждений или авторских гонораров, а также других ограничений. Свобода, предлагаемая лицензией GTK+, отличает этот комплект инструментов его конкурента Qt, чья лицензия запрещает разработку коммерческого программного обеспечения с использованием Qt[2].

Достоинства: активно разрабатываемый и поддерживаемый сообществом, графический инструментальный разработчик; большой круг возможностей, позволяющий использовать программу максимальному числу людей, благодаря сложнейшим механизмам интернационализации, локализации и специальных возможностей доступа к программе; легкость в использовании для программистов и пользователей; гибкость и расширяемость; свободно распространяется по общедоступной лицензии;

Недостатки: Недостаток документации и методических указаний по использованию; Номинальная кроссплатформенность, полный функционал доступен только под Linux.

Таким образом, учитывая условия лицензирования, предпочтительным будет сделать выбор в пользу GTK+, в том числе исходя из совместимости библиотеки с разрабатываемыми на предприятии ОАО «МЗ РИП» программами, доступностью ускоренного создания пользовательского интерфейса средствами Glade.

Литература

1. Qt4.5. Профессиональное программирование на C++. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 896с.
2. Мэтью Н. Основы программирования в Linux 4-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 896 с.

Е.А. Лескина
Научный руководитель: к.т.н., доц. Е.А. Ростокина
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: Zay1221@yandex.ru

Исследование основных методов калибровки приемных устройств СВЧ радиометрических систем дистанционного зондирования атмосферы

Основным прибором, используемым для калибровки приемников СВЧ радиометрических систем, определения их чувствительности или измерения коэффициента шума системы, является генератор шума (ГШ) с известной интенсивностью излучения.

Система градуировки и последующей поверки генераторов шума, используемых при калибровке радиометров, должна включать в себя создание эталонных или исходных образцовых мер спектральной плотности мощности шума, методов и средств аттестации этих мер, методов и средств передачи размера используемой физической величины калибруемому приемнику. В зависимости от вида исследуемого объекта и типа приемника могут применяться различные средства калибровки и способы их аттестации.

Генераторы шума обеспечивают контроль стабильности коэффициента усиления радиометра и коэффициентов, входящих в алгоритмы вычисления измеряемых яркостных температур. В качестве встраиваемых в радиометр опорных генераторов шума применяют хорошо согласованные нагрузки, температура которых, обычно равная температуре элемента радиометра.

Радиометры для измерения радиояркостных температур состоят из антенны, принимающей излучение исследуемого объекта, приемника, где поступающие от антенны шумовые сигналы от объекта преобразуются и усиливаются, и индикационной системы, на выходе которой получают сигнал, пропорциональный измеряемой радиояркостной температуре.

Метрологические характеристики всякого радиометра определяются, прежде всего, чувствительностью и стабильностью коэффициента усиления его приемника, качеством применяемой антенны, метрологическими характеристиками средств калибровки, полнотой и корректностью применяемых алгоритмов обработки.

Требование высокой чувствительности приемника с разрешающей способностью по пространству при измерениях распределения яркостной температуры может быть реализовано путем увеличения его полос приема и применения остронаправленных антенн.

Исключительно высокие требования предъявляются к характеристикам приемников, применяемых при исследовании редиктового космического излучения, целью которых является не только измерение абсолютного значения температуры излучения, но и исследование анизотропии.

А.Б. Оранский, К.В. Михеев
Научный руководитель: д.т.н., проф. В.В. Чекушкин
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: oranckij@yandex.ru

Использование отладочных плат для ПЛИС при проектировании новых устройств

В настоящее время требования к цифровым устройствам существенно увеличились.

Проектирование устройств обработки информации требует внедрения в этот процесс быстродействующих, высокотехнологичных интегральных микросхем. Примером такой интегральной схемы является ПЛИС (программируемая логическая интегральная схема).

ПЛИС представляют собой цифровые интегральные микросхемы, состоящие из множества программируемых логических блоков (вентилей) и программируемых соединений между этими блоками. Именно благодаря возможности самостоятельно конфигурировать эти микросхемы, разработчикам радиоэлектронных устройств открываются огромные возможности решать множество различных задач. ПЛИС отличаются высокой степенью интеграции, производительностью, высоким уровнем сложности задач решаемых ими. Однако их программирование под конкретную задачу длительный технологический процесс. Разработка программ для этих микросхем - трудоемкий процесс, требующий высококвалифицированных специалистов. При разработке им приходится сталкиваться с вопросами связанными с оптимизацией программы под конкретную ПЛИС, и эта оптимизация непосредственно связана со сложностью устройства и степенью интеграции самой микросхемы.

Для облегчения автоматизации работы инженера используются отладочные платы для ПЛИС. Отладочные платы создаются для тестирования новых версий программ, для их отладки непосредственно на микросхеме. Как правило, такие отладочные платы создаются для проектирования новых устройств, где применяется данная микросхема, либо при внедрении новых микросхем в существующую аппаратуру, для модернизации. Эти платы, как правило, состоят из небольшого числа элементов - самой ПЛИС, разъема для программирования и набора элементов, обеспечивающих питание микросхемы, для правильной ее работы. В каждом конкретном случае эта плата может включать и другие элементы, например, ПЗУ (постоянное запоминающее устройство). ПЗУ включают в отладочную плату, для проверки работоспособности цепи ПЗУ – ПЛИС [1].

ПЗУ имеет большое значение для проектирования устройств, в которых используются ПЛИС. ПЗУ содержит пользовательскую программу, которая в определенный момент времени (обычно при включении устройства) запишется в ПЛИС. Свойство ПЛИС многократно программироваться используется производителями в сложном цифровом оборудовании. Ведь можно иметь одну микросхему ПЛИС и несколько микросхем ПЗУ, которые в зависимости от сложности алгоритма работы устройства, будут загружать в ПЛИС программу, записанную в памяти этих микросхем, что в свою очередь многократно уменьшает размеры устройства.

Также, обычно, отладочные платы содержат множество контрольных точек для отслеживания результата появляющегося на выходах ПЛИС после загрузки программы.

В последнее время отечественные производители начали ПЛИС, которые используются в различных отраслях промышленности, в связи с их экстремальными условиями работы, а также ограничением количества импортных составляющих, в разработках связанных с техникой специального назначения.

Таким образом, проектирование новых устройств использующих в своей основе ПЛИС в настоящее время имеет огромное значение. Применение таких микросхем упрощает работу инженерам-разработчикам, при проектировании современных цифровых устройств, обеспечивает модернизацию устройств путем замены лишь программного обеспечения, записываемого в память.

Литература

1. Грушвицкий Р.И. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. – БХВ-Петербург, 2002.
2. Бойко В.И. Схемотехника электронных систем. Цифровые устройства. – БХВ-Петербург, 2004.

А.С. Умов
Научный руководитель: к.т.н., доц. Е.В. Федосеева
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: *crawik@yandex.ru*

Сравнительный анализ поляризационных свойств прямофокусных и офсетных зеркальных антенн

Поляризационные характеристики антенн имеют большое значение при построении радиосистем, обеспечивающих поляризационную развязку входных каналов.

Моделирование характеристик антенн было выполнено в программе SABOR для 4-х разных отношений фокусного расстояния к диаметру излучающей апертуры F/D (глубины зеркала) в 4-х плоскостях среза диаграмма направленности ДН: 0° , 45° , 90° , 270° . Анализировался уровень кроссполяризации прямофокусных и офсетных зеркальных антенн с идеальным облучателем и с заданным рупорным облучателем.

Полученные результаты показали что, для прямофокусной антенны с идеальным и заданным рупорным облучателями наблюдается относительное увеличение уровня кроссполяризации в плоскости среза ДН 45° . При значении азимутального угла 45° значение уровня кроссполяризации равно -75 дБ для идеального облучателя и в среднем -40 дБ для заданного рупорного облучателя. В остальных плоскостях среза ДН антенны максимальный уровень кроссполяризации не превышает -315 дБ.

Аналогичная зависимость уровня кроссполяризации наблюдается и для офсетных антенн. В плоскости среза ДН 0° имеет место самое высокое значения уровня кроссполяризации в среднем -22 дБ для идеального облучателя и $-26,2$ дБ для заданного рупорного облучателя. В плоскости среза 45° уровень кроссполяризации меньше в среднем $-25,2$ дБ для идеального облучателя и $-27,2$ дБ для заданного рупорного облучателя. В остальных плоскостях среза ДН максимальный уровень кроссполяризации не превышает -315 дБ.

При проведении сравнительного анализа также исследовались кроссполяризационные свойства прямофокусной и офсетной антенны с идеальным и заданным рупорным облучателями.

В случае идеального облучателя: офсетные антенны имеют достаточно большой уровень кроссполяризации, среднее значение которого равно -22 дБ в плоскости среза 0° и $-25,2$ дБ для 45° , т. е. в офсетной антенне максимальные значения уровня кроссполяризации имеют место в двух плоскостях 0° и 45° , в то время в прямофокусной антенне имеется только одна плоскость подобная плоскость 45° .

Выполнение зеркальной антенны с заданным рупорным облучателем привело к следующим изменениям кроссполяризационных характеристик:

- снижению уровня кроссполяризации у офсетных антенн до $-26,2$ дБ для плоскости среза ДН 0° и $-27,2$ дБ для плоскости 45°
- увеличению уровня кросс поляризации у прямофокусных антенн до -40 дБ

Таким образом, сравнивая прямофокусные и офсетные антенны по уровню кроссполяризации можно сделать вывод, что прямофокусные антенны имеют более сильную поляризационную развязку, чем офсетные антенны во всех плоскостях среза ДН. Поэтому при построении систем с необходимым высоким уровнем поляризационной изоляции следует применять прямофокусные зеркальные антенны.

А.А. Царев
Научный руководитель: к.т.н., доц. Е.В. Федосеева
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, д. 23
E-mail: thom7as@mail.ru

Применение оконных функций в задачах повышения помехозащищенности радиосистем

Радиосистемы чувствительны к уменьшению отношения сигнал - шум (ОСШ), обусловленному неизбежным присутствием наряду с полезным сигналом нежелательных «шумовых» сигналов, поступающих на вход по боковым и (или) по главному лепесткам диаграммы направленности антенны. Эти сигналы могут создаваться передатчиками помех, отражениями от местных предметов и другими источниками шума. Уменьшение ОСШ, кроме того, может быть обусловлено движением антенны, неудачной ее установкой, эффектами многолучевого распространения и изменяющейся помеховой ситуацией.

В сложных помеховых ситуациях выполняют процедуру адаптации антенной системы, в частности ее ДН, формируя угловые области с пониженным уровнем приема сигнала. При решении задачи преобразования ДН необходимо определить требуемое под задачи пространственной фильтрации амплитудное распределение по длине антенной решетки. В данной работе анализируются возможности формирования угловых областей с пониженным уровнем входного сигнала при применении оконных функций в качестве весовых для диаграммы направленности.

Для реализации весовых свойств оконных функций в диаграмме направленности антенна рассматривалась как фильтр пространственных частот. Для определения требуемого амплитудного распределения по длине антенной решетки выполняется обратное преобразование Фурье от произведения исходной диаграммы направленности антенной решетки, определяемой по требуемым значениям ширины главного лепестка и уровня бокового излучения, и оконной функции, подбираемой из условия требуемого уменьшения уровня входного сигнала в заданной угловой области.

Анализировалось применение оконных функций Наттала, Хемминга, Ланцоша для задач формирования ДН с пониженным уровнем приема в ближней и дальней боковой области диаграммы направленности антенной решетки. Так при использовании окна Наттала в угловой области 3-10 градусов были получены относительные уровни входного сигнала -47 дБ, что на 9 дБ меньше уровня входного сигнала исходной антенны без введения оконной весовой функции.

Полученные результаты позволяют рекомендовать применение оконных функций для решения задач повышения помехозащищенности радиосистем в условиях высоких уровней помеховых сигналов, локализованных в узких угловых областях.