РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИНТЕЗ ЦЕЛОЧИСЛЕННЫХ РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРОВ С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

В.В. Артемьев

Нижегородский госуниверситет

Рекурсивная цифровая фильтрация имеет более высокое качество частотной селекции цифровых сигналов по сравнению с нерекурсивной. Основным недостатком рекурсивной фильтрации, как указано во многих источниках, является нелинейная фазочастотная характеристика (ФЧХ). Нелинейность фазы может быть объяснена несовершенной методики его проектирования. Действительно, при косвенном проектировании рекурсивного фильтра через аналоговый прототип ни на одном этапе классического метода билинейного преобразования требования по фазе не учитываются и не могут быть учтены в принципе. Фильтр проектируется только по требуемой амплитудно-частотной характеристике (АЧХ). К тому же нелинейность фазы здесь усугубляет и этап апроксимации требуемой АЧХ фильтра по Чебышеву, Баттерворту или Кауэру, которая, как известно, является принципиально нелинейно-фазовой процедурой.

Требование фазовой линейности рекурсивной цифровой фильтрации может быть полностью выполнено при переходе к прямому синтезу рекурсивного фильтра методами целочисленного нелинейного программирования (ЦНП). Принципиальное отличие ЦНП-синтеза заключается в том, что осуществляется прямой поиск требуемых целочисленных коэффициентов фильтра прямо по его математическому определению (рекурсивной модели). Критерием поиска является соответствие совокупного текущего функционирования фильтра его требуемому функционированию [1, 2]. Формально критерий поиска определяется значением функции качества фильтра (целевой функции) F(IX), которую при синтезе фильтра необходимо минимизировать. Здесь IX – вектор искомых параметров (целочисленных коэффициентов) проектируемого фильтра. При синтезе рекурсивного фильтра с линейной фазой целевая функция обычно формируется в виде аддитивной свёртки двух частных целевых функций $f_{AYX}(IX)$ и $f_{\Phi YX}(IX)$, обеспечивающих соответственно выполнение требований как к амплитудной селекции фильтра, так и к линейности его фазы:

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{A' IX}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{\phi' IX}(\mathbf{IX}) , \qquad (1)$$

$$f_{\varphi q_X}(\boldsymbol{I}\boldsymbol{X}) = \Delta \varphi_{MAX} = \max \left| \varphi(\boldsymbol{I}\boldsymbol{X}) - \varphi^L \right|, \qquad (2)$$

где ϕ^L – требуемая линейная ФЧХ фильтра.

Относительно целевой функции (1) задача ЦНП для синтеза рекурсивного фильтра в форме каскадного соединения *m* звеньев второго порядка записывается так:

$$F^{o}(\boldsymbol{IX}^{o}) = \min F(\boldsymbol{IX}) , \, \boldsymbol{IX} \in I^{bm}$$
(3)

$$-2^{R} - 1 \leq a_{di} \leq 2^{R} \quad d = \overline{1,2} \quad i = \overline{1,m}$$

$$-2^{R} - 1 \leq b_{di} \leq 2^{R} \quad d = \overline{1,2} \quad i = \overline{1,m}$$
(4)

$$a_{0i} \in \{2^q\} \quad q = \overline{0, R-1} , \qquad (5)$$

$$Z_{pi} \left| < 1 \quad i = \overline{\mathbf{l}, m} \quad , \tag{6}$$

$$(|b_{0i}|+|b_{1i}|+|b_{2i}|+|a_{1i}|+|a_{2i}|) < 2^{R-1} \quad i = \overline{1,m} , \quad (7)$$

где I^{6m} – целочисленной пространство параметров (коэффициентов) фильтра, R – разрядность цифровой платформы, d – индекс коэффициента передаточной функции звена второго порядка

$$H(z) = \prod_{i=1}^{m} \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}, \qquad (8)$$

Минимизация целевого функционала (1) осуществляется в допустимой области (4) и (5) изменения целочисленных коэффициентов при выполнении функциональных ограничений устойчивости фильтра (6) и возможных регистровых ограничений (7), связанных с конечной разрядностью внутренних вычислений в аппаратной платформе. Вектор IX^0 , минимизирующий скалярную целевую функцию (3) на множестве допустимых целочисленных решений, являлся эффективным решением задачи параметрического синтеза рекурсивного фильтра с линейной фазой.



Практическая реализация синтезированных данным методом рекурсивных ЦНП-фильтров подтверждает высокую его селективность при практически линейной фазе в полосе пропускания фильтра (рис. 1 и 2).

Таким образом, методы дискретного программирования могут быть успешно использованы для синтеза рекурсивных цифровых фильтров с линейной фазой.

- [1] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Сер. Радиофизика. 2009, № 6. С. 71.
- [2] Бугров В.Н., Лупов С.Ю., Земнюков Н.Е., Корокозов М.Н. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. Сер. Радиофизика. 2009, № 2. С. 76.

РЕКОНСТРУКЦИЯ РЕЛЬЕФА ПОВЕРХНОСТИ С ИНТЕРПОЛЯЦИЕЙ ФУНКЦИИ ГЛУБИНЫ МЕТОДОМ ОБРАЩЕНИЯ СВЕРТКИ

Н.С. Будников, В.Е. Котомина, Т.В. Шаргавнина

Нижегородский госуниверситет

Задача измерения и визуализации микрорельефа поверхности является актуальной для различных областей науки, промышленности и техники. В частности, решение проблемы построения топологической карты поверхности микронной маски важно для контроля процесса фотолитографии при производстве полупроводниковых интегральных схем.

Ранее был предложен компьютерный метод реконструкции профиля глубины шероховатостей по набору частично сфокусированных изображений [1]. Метод основан на построении морфометрической карты профиля глубины. Правильность работы предложенного алгоритма подтверждена сравнением результатов восстановления с данными прямого экспериментального измерения профиля поверхности на растровом электронном микроскопе и методом зондовой микроскопии [2].

Описанный выше подход хорошо работает в том случае, когда имеется возможность получить достаточное количество исходных изображений с незначительной погрешностью фиксации положения фокуса оптической системы. На практике, однако, число исходных изображений поверхности часто ограничено тем, что для поверхностей с микронным размером шероховатости невозможно получить более 4–5 изображений сфокусированных на разных высотах профиля. В настоящей работе предлагается уточнять глубину расположения той или иной точки поверхности (проводить интерполяцию между сфокусированным изображением и ближайшим расфокусированным) с помощью операции обращения свертки [3].

Предложенный способ позволяет осуществлять реконструкцию рельефа по ограниченному набору исходных изображений в тех случаях, когда размеры шероховатостей поверхности не ниже дифракционного предела ~ 0,3 мкм.

Применение метода автоматически решает также задачу увеличения глубины резкости оптической системы микроскопа, что является актуальным при необходимости использования больших коэффициентов увеличения ~ 1000.

Для реализации этого подхода необходимо предварительно промерить аппаратную функцию микроскопа, которая описывает распределение освещенности в создаваемом оптической системой изображении малого (точечного) источника излучения [4]. Аппаратная функция h(x, y, z) зависит от координат x, y на плоскости изображения и величины смещения фокуса по высоте z. Для измерения h(x, y, z) используется тестовый образец с ровной поверхностью, содержащей малые неглубокие дефекты.

Другим методом определения аппаратной функции микроскопа является подбор её параметров с использованием такой априорной информации как симметрия функции рассеяния точки и физических принципов расфокусировки. Производится свертка сфокусированного изображения с функцией, представляющей собой взвешенную сумму гауссовых куполов. Далее проводится сравнение полученной модели расфокусированного изображения с дефокусированным снимком. При проведении анализа результатов свертки, т.е. при принятии решения о соответствии модели изображения с настоящим изображением, используется корреляционный анализ [5]. Таким образом, можно подобрать параметры аппаратной функции для набора фотографий с различными известными фокусными расстояниями объектива микроскопа.

Разработанный метод реконструкции профиля был реализован в системе контроля качества обработки поверхностей для микроскопа LeicaDM4000 с программным обеспечением ImageScope.

- [1] Будников Н.С., Котомина В.Е., Шаргавнина Т.В. //В кн.: XVIII Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии» ИСТ-2012. Материалы конференции. /Ред. В.П. Хранилов. – Н. Новгород: Издво НГТУ, 2012. С. 182.
- [2] Будников Н.С., Котомина В.Е., Шаргавнина Т.В.. //Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2012, №4(1). С. 91.
- [3] Бейтс Р., Мак-Доннелл М. Восстановление и реконструкция изображений. М.: Мир, 1989, 540 с.
- [4] Будников Н.С., Котомина В.Е., Шаргавнина Т.В. //В кн.: XIX Международная научно-техническая конференция «Информационные системы и технологии» ИСТ-2013. Материалы конференции. /Ред. В.П. Хранилов. – Н. Новгород: Издво НГТУ, 2013. С. 361.
- [5] Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989, 560 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ ПАССИВНОЙ СИСТЕМЫ ПЕЛЕНГОВАНИЯ

Д.Н. Воробьева, О.А. Морозов, Ю.А. Семин

Нижегородский госуниверситет

Решение задач пеленгации в настоящее время имеет широкое практическое значение.

Пеленгация применяется в навигации для определения местоположения и параметров траектории различного рода наземных, морских, воздушных и космических объектов. В метеорологии методами пеленгации определяются районы и характер облачности, осадков, зон грозовых образований и т. д. Пеленгацией свободно дрейфующих в воде предметов определяют скорость и направление морских течений.

В настоящее время остро стоит проблема обнаружения излучающего объекта именно пассивными методами, т.е. когда обнаружитель должен оставаться незамеченным и не должен излучать никаких сигналов. Такие системы могут использоваться как в военной промышленности, так и в гражданской.

Основная идея многопозиционной радиолокации состоит в том, чтобы наиболее эффективно использовать информацию, заключенную в полученных сигналах [1]. Многопозиционные пассивные системы наблюдения и позиционирования (местоопре-

деления) источников радиоизлучения осуществляют синхронизированный во времени прием в нескольких разнесенных в пространстве точках излученного объектом сигнала.

Для определения положения источника излучения могут быть использованы три основных параметра радиосигналов: их амплитуда в месте приема, направление прихода и время задержки при распространении, а также соответствующие методы пеленгации (местоопределения).

Данная работа посвящена регуляризации алгоритмов и моделированию отдельных методов пассивной пеленгации и определения местоположения источников радиоизлучения. Амплитудные соотношения в принимаемых сигналах характеризуют расстояние между передатчиком и приемником, а в случае направленного приема – направление на источник. Соответственно разделяют дальномерный и амплитудный моноимпульсный методы пассивной пеленгации [2]. Из многообразия возможных методов определения местоположения источников излучения в качестве исследуемого был выбран дальномерный метод.

Дальномерный метод заключается в определении местоположения цели измерением расстояний между целью и опорными пунктами. Каждая поверхность положения представляет собой сферу с центром в опорном пункте и радиусом, равным дальности [3].

В работе рассматривается система, состоящая из источника радиоизлучения и N приемников сигнала. Отношения амплитуд сигналов, пришедших на N-1 приемник, к амплитуде радиосигнала в выбранном (опорном) приемнике выражается через амплитуду сигнала источника и расстояния между источником и каждым из приемников.

Регуляризация решения включает переход от системы нелинейных уравнений к задаче оптимизации. Минимизация функционала позволяет оценить координаты пеленгуемого объекта [4]. Оптимизируемый функционал является многоэкстремальным, что существенно затрудняет решение, особенно при наличии даже незначительного шума и произвольной (часто неоптимальной) конфигурации приемников. Для повышения точности определения координат источника излучения в работе предложены методы предварительного анализа конфигурации приемной системы и методы стохастической регуляризации решения оптимизационной задачи. В работе также приведен алгоритм, сводящий данную задачу к решению системы линейных уравнений.

В работе исследована зависимость ошибки определения координат источника от уровня шума и количества приемников сигнала. Полученные результаты являются важным этапом разработки амплитудных методов пассивной пеленгации с подвижными приемниками сигнала, а также с учетом реальных условий, в том числе неровности поверхности и переотражения излучения.

- Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации и радиолокационные устройства. М.: Советское радио, 1975, 336 с.
- [2] Вартанесян В.А., Гойхман Э.Ш., Рогаткин М.И. Радиопеленгация. М.: Военное издательство министерства обороны СССР, 1966, 248 с.
- [3] Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радиолокационные и радионавигационные системы. М.: Радио и связь, 1994

[4] Воробьева Д.Н., Морозов О.А. //Материалы XVIII Международной научнотехнической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2012». – Н.Новгород: НГТУ им. Р.А. Алексеева, 2012. С. 39.

РАСЧЁТ ВНЕСЁННОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ЁМКОСТИ РЕЗИСТОРА И ПАКЕТА В ВОЛНОВОДНОМ СВЧ-ТРАКТЕ

С.Н. Григорьев

ОАО НПП «Салют»

В случае применения устройства для регулировки KCB_U в CBU-аттенюаторе суммарная эквивалентная ёмкость резистора номиналом R определяется собственной и вносимой эквивалентными электроёмкостями резистора:

$$C_{\Sigma \mathfrak{I}} = C_{\mathfrak{I} coff contrar} + C_{\mathfrak{I} bhocuman}$$

Устройство для регулировки KCB_U в аттенюаторе устанавливается в верхней части (потолке) СВЧтракта так, чтобы была возможность регулировать вносимую эквивлентную ёмкость резистора C_{1_9} или C_{1_9} + C_{2_3} , при помощи винта(ов) регулировочного 1 и поглощающего материала 2 [1] (см. рис.).

Эквивалентная собственная электроёмкость резистора (без применения устройства для регулировки *КСВ*^U в СВЧ-аттенюаторе) определяется как электрическая ёмкость плоского конденсатора с прямоугольными обкладками в соответствии с формулой:



Рис. Продольный разрез модели прямоугольного волновода, керамической подложки и нанесённого тонкоплёночного резистора R_1 , при $d_1 > 0$ и $d_2 \ge 0$.

$$C_{2} = C_{1} + C_{2-3} = C_{1} + \left(\frac{C_{2} \cdot C_{3}}{C_{2} + C_{3}}\right) = \varepsilon_{0} \cdot S \cdot \frac{\varepsilon_{1}}{d_{1}} + \varepsilon_{0} \cdot S \cdot \left(\frac{\varepsilon_{1} \cdot \varepsilon_{2}}{\varepsilon_{2} \cdot d_{2} + \varepsilon_{1} \cdot h_{\pi}}\right) = \varepsilon_{0} \cdot \underbrace{\ell_{R} \cdot b}_{S} \cdot \varepsilon_{1} \cdot \left(\frac{1}{d_{1}} + \frac{1}{d_{2} + \frac{\varepsilon_{1}}{\varepsilon_{2}} \cdot h_{\pi}}\right),$$
(1)

где S $[M^2]$ – площадь резистора; $\varepsilon_1 = 1,00057$ – диэлектрическая проницаемость первой среды – воздуха (сухого), при t = + 20...25 [°C]; $\varepsilon_2 = 9,6 \pm 0,2$ – диэлектрическая проницаемость второй среды – керамической подложки поликора ($\varepsilon_2 = 9,35...10,0$ – диэлектрическая проницаемость керамической подложки 22XC), при t=+20...25[°C]; $\ell_R = (28,5...58,5) \times 10^{-3}$ [M] длина резистивной плёнки; $\ell_{nnm \ R} = (30 \ ...60) \times 10^{-3}$ [M] – длина резистивной платы; $d_1 > 0, \times 10^{-3}$ [M] – расстояние от «потолка» (верхней внутренней грани волновода) до плоскости нанесе-

ния резистора; $d_2 > 0$, ×10⁻³ [м] – расстояние от «пола» (нижней внутренней грани волновода) до плоскости нанесения резистора.

Определяем электроёмкость C'₁ в структуре материала поглощающего неметаллического диска первого регулировочного устройства по формуле:

$$C_{1}' = \varepsilon_{0} \cdot S_{R}' \cdot \frac{\varepsilon_{\text{nor},\mathcal{A}}}{h_{\text{nor},\mathcal{A}}} = \frac{\varepsilon_{0} \cdot O_{\text{nor},\mathcal{M},\mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_{\text{nor},\mathcal{A}}}{h_{\text{nor},\mathcal{A}}},$$
(2)

где $h_{\text{пог,д}} = (1...7) \times 10^{-3} [\text{м}]$ – толщина неметаллического (поглощающего) диска; $\mathcal{O}'_{\text{пог,д}} = \mathcal{O}'_{\text{м,д}} = 17 \times 10^{-3} [\text{м}]$ – диаметр металлического (отражающего) и неметаллического (поглощающего) дисков в первом устройстве для регулировки *КСВ*_U; $\varepsilon_{\text{пог,д}} = 40...80$ (обычно 60) – диэлектрическая проницаемость двуокиси титана TiO₂, при t = + 20...25 [°C].

Вычисляем электроёмкость C'₂ между нижней гранью поглощающего неметаллического диска первого регулировочного устройства и поверхностью резистивной плёнки по формуле:

$$C'_{2} = \varepsilon_{0} \cdot S'_{R} \cdot \frac{\varepsilon_{1}}{d'_{1}} = \frac{\varepsilon_{0} \cdot O'_{\text{nor, M,I}} \cdot b \cdot \varepsilon_{1}}{d_{1} - (h_{\text{nor, I}} + h_{\text{M,I}} + \ell'_{1})},$$
(3)

где $h_{\rm M,R} = 1 \times 10^{-3} \, [{\rm M}]$ – толщина металлического (отражающего) диска; $\ell'_1(\ell''_1) \ge 0$, $\times 10^{-3} \, [{\rm M}]$ – глубина завинчивания регулировочного винта(-ов) во внутрь волновода.

Находим вносимую электроёмкость резистора C'_{1-2} в зоне действия первого регулировочного устройства:

$$C_{1-2}' = \frac{1}{G_1'} = \frac{C_1' \cdot C_2'}{C_1' + C_2'} = \frac{\frac{\varepsilon_0 \cdot \mathcal{O}_{\text{nor}, M, \mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_{\text{nor}, \mathcal{A}}}{h_{\text{nor}, \mathcal{A}}} \cdot \frac{b \cdot \varepsilon_{\text{nor}, \mathcal{A}}}{h_{-1} \cdot h_{-1} \cdot \frac{\varepsilon_0 \cdot \mathcal{O}_{\text{nor}, M, \mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_1}{d_1 - (h_{\text{nor}, \mathcal{A}} + h_{-1} + \ell_1')}} = (4)$$

$$= \frac{\varepsilon_0 \cdot \mathcal{O}_{\text{nor}, M, \mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_1 \cdot \varepsilon_{-1}}{\varepsilon_1 \cdot h_{-1} \cdot h_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot \varepsilon_{-1}} \cdot (d_1 - (h_{-1} + h_{-1} + \ell_1'))) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \mathcal{O}_{\text{nor}, M, \mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_1}{h_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot \varepsilon_{-1}} \cdot (d_1 - (h_{-1} + h_{-1} + \ell_1'))) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \mathcal{O}_{\text{nor}, M, \mathcal{A}}' \cdot b \cdot \varepsilon_1}{h_{-1} \cdot \varepsilon_{-1} \cdot$$

Изменением толщины неметаллического (поглощающего) диска $h_{\text{пог.д.}}$, диаметров металлического (отражающего) и неметаллического (поглощающего) дисков $Q'_{noc.,\partial.} = Q'_{m.\partial.}$ первого устройства для регулировки KCB_U (или обоих устройств одновременно) и подбором материала для поглощающих дисков можно добиться того, чтобы влияние общей эквивалентной индуктивности резистивной полоски L_{3_R} было минимальным и компенсировалось бы влиянием создаваемой суммарной эквивалентной электроёмкости резистора $C_{\Sigma \mathcal{P}_R}$. При этом следует учесть, что данный способ помогает одновременно и в широком диапазоне регулировать АЧХ выходного сигнала CBЧ-аттенюатора.

 [1] Григорьев С.Н. // Проектирование и технология электронных средств. 2009. № 3. С. 19.

ВЫДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЧЕВОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЧНОСТИ ПО ГОЛОСУ

И.Е. Ермилов, Ю.А. Семин

Нижегородский госуниверситет

Индивидуальность голоса связана с особенностями строения и работы голосовых складок и речевого тракта. Частота колебаний складок и форма импульсов объемной скорости потока, протекающего через голосовую щель, влияют на форму огибающей спектра речевого сигнала и его временные параметры. Геометрические размеры различных отделов речевого тракта и боковые полости определяют его резонансные частоты и скорость затухания колебаний на резонансных частотах. В спектре речевого сигнала это проявляется как частоты и ширина его пиков [1].

Пространство признаков, в котором принимается решение о личности диктора, должно формироваться с учетом всех факторов процесса речеобразования. Выделение признаков из речевого сигнала происходит с целью уменьшения необходимой для анализа информации. Удобнее работать с конечным набором параметров, которые характеризуют те или иные особенности диктора, чем пытаться работать с самим речевым сигналом, состоящим из огромного количества отсчетов.

В основе спектрального анализа сигналов лежит интегральное преобразование и ряды Фурье. С позиций анализа произвольных сигналов и функций в частотной области и точного восстановления после преобразований можно отметить ряд недостатков разложения сигналов в ряды Фурье, которые привели к появлению оконного преобразования Фурье и стимулировали развитие вейвлетного преобразования. Исходный сигнал заменяется на периодический, с периодом, равным длительности исследуемого образца. Преобразование Фурье отображает глобальные сведения о частотах исследуемого сигнала и не дает представления о локальных свойствах сигнала при быстрых временных изменениях его спектрального состава. Следовательно, преобразование Фурье не приспособлено для анализа нестационарных сигналов, в том числе локализованных на некотором временном интервале, так как теряется информация о временных характеристиках сигнала [2].

Речевой сигнал служит примером нестационарного процесса, в котором информативным является сам факт изменения его частотно-временных характеристик. Для анализа таких процессов лучше использовать базисные функции, обладающие свойствами частотно-временной локализации [3]. Этим требованиям отвечает вейвлет-преобразование, которое является обобщением спектрального анализа. Применяемые для этой цели базисы, называемые вейвлетами, являются функциями двух аргументов – масштаба и сдвига.

Основная область применения вейвлет-преобразований – анализ и обработка сигналов и функций, нестационарных во времени или неоднородных в пространстве, когда результаты анализа должны содержать как частотную характеристику сигнала, так и сведения о локальных координатах, на которых проявляют себя те или иные группы частотных составляющих. Вейвлет-преобразование одномерных сигналов обеспечивает двумерную развертку, при этом частота и координата рассматриваются как независимые переменные, что позволяет анализировать сигнал сразу в двух пространствах.

Одна из главных идей вейвлетного представления сигналов на различных уровнях декомпозиции (разложения) заключается в разделении функций приближения к сигналу на две группы: аппроксимирующую – грубую, с достаточно медленной временной динамикой изменений, и детализирующую – с локальной и быстрой динамикой изменений на фоне плавной динамики, с последующим их дроблением и детализацией на других уровнях декомпозиции сигналов. Это возможно как во временной, так и в частотной областях представления сигналов вейвлетами.

Поскольку речевой сигнал характеризуется нелинейными флуктуациями различных масштабов, то вейвлет-преобразование представляется весьма эффективным для его анализа. Именно поэтому в качестве метода выделения характеристик из речевого сигнала было использовано дискретное вейвлет-преобразование.

С точки зрения распознавания речи вейвлет-преобразование можно рассматривать как некоторый фильтр. Используя различный масштаб, можно получить речевой сигнал, отфильтрованный в различных частотных диапазонах. Представление сигнала с использованием вейвлетов как средства многомасштабного анализа позволяет выделять одновременно как основные характеристики сигнала, так и короткоживущие высокочастотные явления. Это свойство является существенным преимуществом в задачах обработки речевого сигнала.

В качестве частотных характеристик, выделяемых из речевого сигнала, использовалось распределение энергии по уровням декомпозиции сигнала. Это аналогия спектра, получаемого при Фурье анализе.

Для получения временных характеристик коэффициенты разложения на каждом уровне вейвлет-декомпозиции сигнала разбивались на несколько участков, равных по времени, и на каждом участке вычислялось среднеквадратичное отклонение коэффициентов. Этот набор данных и использовался в качестве особенностей, характеризующих временную составляющую речевого сигнала.

Далее набор частотных и временных характеристик, выделенных из речевого сигнала, подавался на вход классификатора (нейронную сеть), который определял принадлежность этого набора признаков к одному из имеющихся в базе дикторов. Точность распознавания диктора в такой системе достигает 90–95%.

Таким образом, применение дискретного вейвлет-преобразование речевых сигналов является довольно эффективным методом для выделения признаков, характеризующих конкретного диктора. Использование данного метода позволяет получить хорошие по точности результаты в задаче распознавания личности по голосу.

- [1] Методы автоматического распознавания речи: В 2-х книгах. Кн. 1. /Под ред. У. Ли. – М.: Мир, 1983, 328 с.
- [2] Чуи К. Введение в вейвлеты. М.: Мир, 2001, 410 с.
- [3] Новиков Л.В. Основы вейвлет-анализа сигналов. Учебное пособие. Санкт-Петербург: ИАнП РАН, 1999, 152 с.

РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО-ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ВЗАИМНОЙ ВРЕМЕННОЙ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛОВ НА ГРАФИЧЕСКОМ ПРОЦЕССОРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ NVIDIA CUDA

Р.А. Ершов, А.А. Логинов, Д.С. Марычев

Нижегородский госуниверситет

Задача определения взаимной временной задержки сигналов возникает при решении ряда практических вопросов в различных областях прикладной физики, таких как радиосвязь, радиолокация, гидролокация, сейсморазведка, дефектоскопия и т.д. Наиболее общим алгоритмом решения данной задачи при наличии шума и смещении спектров сигналов вследствие эффекта Доплера является алгоритм построения и анализа функции неопределённости опорного и исследуемого сигналов. Цель работы состоит в разработке алгоритмов, позволяющих повысить вычислительную эффективность расчёта функции неопределённости.

В процессе разработки вычислительно-эффективных методов проведено моделирование сигналов $s_1[n]$, $s_2[n]$ и методов расчета взаимной функции неопределённости

$$\psi(\tau,\Delta F) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} s_1[n] s_2^*[n+\tau] \exp(-j2\pi\Delta F nT) \right|$$
(1)

Повышение эффективности может быть получено за счет модификации общего алгоритма расчёта функции неопределённости, суть которой состоит в предварительной фильтрации (усреднении) результата перемножения сигналов $s_1[n]$, $s_2[n]$ с последующим прореживанием [1]. Количество суммируемых элементов M является шагом прореживания.

На основе модифицированного алгоритма построения функции неопределённости был разработан параллельный алгоритм оценки взаимной временной задержки сигналов, который может быть реализован на графическом процессоре (GPU).

Из сигналов формируются матрицы, количество строк которых равно шагу прореживания K, а количество столбцов – N_1/K для опорного сигнала и N_2/K для исследуемого. Отсчёты сигналов в матрице располагаются один за другим по вертикали. Перемножение сигналов с прореживанием эквивалентно умножению транспонированной и комплексно-сопряжённой матрицы исследуемого сигнала на матрицу опорного сигнала. При этом элементы перемножений с прореживанием располагаются на диагоналях получившейся матрицы (см. рис.). Каждый элемент матрицы вычисляется отдельной нитью GPU, что эффективнее аналогичного последовательного алгоритма, реализованного в виде двойного цикла.

Следующий шаг алгоритма состоит в преобразовании получившейся матрицы так, чтобы элементы перемножений с прореживанием располагались на строках, а не на диагоналях. Данную часть также можно реализовать на GPU, при этом каждая нить располагает соответствующий элемент по соответствующему адресу. После преобразования получается матрица размером N_1/K столбцов и $(N_2 - N_1)/K$ строк. При этом подразумевается, что сигналы сдвигаются друг относительно друга с шагом K.



Функцию неопределённости из полученной матрицы можно вычислить, выполнив быстрое преобразование Фурье над каждой строкой данной матрицы. Затем выполняется поиск максимального значения модуля функции неопределённости с помощью алгоритма параллельной редукции на GPU. Номер строки, в которой располагается данный элемент, соответствует взаимной временной задержке, а номер столбца – доплеровскому сдвигу.

Разработанный алгоритм был реализован на графическом процессоре NVIDIA Quadro FX 580 с использованием технологии NVIDIA CUDA. Проведено сравнение данного алгоритма с последовательным алгоритмом на CPU, реализованным с использованием многопоточных функций библиотеки Intel MKL. Сравнение алгоритмов показало, что вычислительная эффективность (отношение среднего времени расчёта на CPU к среднему времени расчёта на GPU при одних и тех же параметрах) существенно зависит от длины опорного сигнала и шага прореживания и, например, для опорного сигнала в 16384 отсчётов при шаге прореживания 8 равняется 33,2. При исследованных параметрах эта величина всегда получалась больше единицы.

[1] Ершов Р.А., Логинов А.А., Морозов О.А. //Материалы XVIII Международной научно-технической конференции «Информационные системы и технологии ИСТ-2012». – Н. Новгород: НГТУ им. Р.А. Алексеева, 2012. С. 27.

ИТЕРАЦИОННЫЙ МЕТОД РАЗДЕЛЕНИЯ ЛУЧЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ РАДИОКАНАЛЕ

Д.Н. Кириллов, Д.Н. Ивлев, В.А. Односевцев

Нижегородский госуниверситет

К современным радиотехническим системам, решающим задачу определения угловых координат источника, предъявляются высокие требования к различению

коррелированных источников, разнесенных по угловой координате менее чем на ширину диаграммы направленности. Примером такой системы может служить малогабаритная радиолокационная станция для локации низколетящих целей. Применение известных методов измерения координаты источника затруднено вследствие сильной корреляционной связи прямого луча и луча, отраженного от подстилающей поверхности.

На практике, как правило, число лучей априори неизвестно. Эта неопределенность может преодолеваться техническим путем с помощью увеличения геометрических размеров решетки и, тем самым, увеличения разрешающей способности системы. Предлагается алгоритмический способ оценки параметров лучей. Пусть сигнал, падающий на антенную решетку, подается на блок измерения координаты итерационным алгоритмом [1]. На выходе измерительного блока получается оценка параметров падающей волны, и, зная вид волнового фронта, восстанавливается сигнал, падающий на антенну от одного источника. После вычитания его из входной смеси в остатке будет содержаться результат смеси шума и сигналов от оставшихся источников. Применяя алгоритм рекурсивно, можно определить число источников сигнала в пространстве и измерить их параметры.

Исследование предлагаемого алгоритма проводилось методами имитационного статистического моделирования. В модели исследовалась антенная решетка (AP) с M = 6 элементами и пространственным периодом решетки $d = 0,66 \lambda$.

На рис. 1, 2 приведены зависимости среднеквадратичной ошибки (СКО) оценки углов прихода лучей при использовании различных вычислительных алгоритмов:

- итерационный алгоритм с использованием метода наименьших квадратов (МНК) [1];
- 2. метод проектирующей матрицы (ПМ) [2];
- 3. алгоритм прямого-обратного линейного предсказания (ПОЛП) [3].

Рис. 1 соответствует модельной ситуации наличия одного источника сигнала единичной мощности, расположенного под углом $\mathcal{P}_I = 10^\circ$ к нормали AP. На рис. 2 изображены кривые, соответствующие наличию двух источников сигнала, нормированные амплитуды которых полагались равными $\alpha_I = 1$, $\alpha_2 = 0.8$, а углы прихода соответствующих лучей $\mathcal{P}_I = 10^\circ$ и $\mathcal{P}_2 = -8^\circ$.При соотношении сигнал/шум выше 10 дБ точность этих алгоритмов оказывается примерно одинаковой (за исключением метода ПМ: он демонстрирует несмещенную оценку с минимально возможным значением СКО), однако реализация итерационного алгоритма с использованием метода наименьших квадратов требует значительно меньших вычислительных ресурсов по сравнению с другими исследованными алгоритмами. Моделирование также показало, что СКО ошибки измерения углов падающих волн для итерационного алгоритма практически совпадает с границей Крамера-Рао (при наличии одного сигнала) [4]:

$$\sigma_{\mathcal{G}} = 1 / \left(\frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{q^2 \cdot (M^2 - 1)} \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \left| \cos(\hat{\mathcal{G}}) \right| \right),$$

где $q^2 = 2E/N_0$ – отношение сигнал шум, M – количество вибраторов AP, d – расстояние между ними, λ – длина волны, E – энергия сигнала, N_0 – спектральная плотность мощности шума, \hat{g} – оценка угловой координаты источника сигнала.



Проведенное исследование указывает на возможность использования итерационного алгоритма [1] в системах реального времени для измерения угловых координат лучей при отношениях сигнал/шум, больших 10 дБ на выходе одного элемента АР.

- [1] Душко И.В., Ивлев Д.Н., Односевцев В.А. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2011, №5 (3). С. 237.
- [2] Ермолаев В.Т., Флаксман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Учебно-методическое пособие. – Н. Новгород: ННГУ, 2007, 98 с.
- [3] Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения/ Пер. с англ. М.: Мир, 1990, 584 с.
- [4] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТИПА МОДУЛЯЦИИ ФМ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СПЕКТРА ЕГО СТЕПЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

А.А. Логинов, О.А. Морозов, С.Л. Хмелев

Нижегородский госуниверситет

Одним из обязательных этапов анализа неизвестных априори сигналов является решение задачи определения типа модуляции. Такая задача, как правило, решается для ограниченного набора модуляций. При этом распространенным подходом является построение древовидного алгоритма, когда на каждой из стадий принимается решение о принадлежности сигнала к тому или иному классу модуляций (например, на первом этапе могут быть выделены сигналы с амплитудной модуляцией. В данной работе предполагается, что наличие в сигнале цифровой фазовой модуляции определено на предыдущей стадии либо является априорной информацией, а задачей является определение типа фазовой модуляции (ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8).

Оптимальные алгоритмы для решения поставленной задачи основаны на использовании принципа максимального правдоподобия, однако их практическая применимость ограничивается резким ростом вычислительной сложности при увеличении числа неизвестных параметров исследуемого сигнала. Подстановка предварительно оцененных параметров вместо точных значений позволяет отчасти преодолеть данный недостаток, однако точность оценок оказывает существенное влияние на итоговый результат. С другой стороны, расчет некоторых характерных критериев реализации сигнала позволяет построить вычислительнопо эффективные алгоритмы, устойчивые к воздействию неучтенных погрешностей [1]. В работе предлагается алгоритм, предназначенный для идентификации ФМ-2, ФМ-4 и ФМ-8 сигналов, основанный на использовании свойств спектра четных степеней обрабатываемого сигнала. Спецификой такого алгоритма является возможность работы в условиях отсутствия априорной информации о центральной частоте, скорости модуляции, амплитуде и начальной фазе.

Предполагается, что сигнал принимается цифровым приемником в условиях неточного знания несущей частоты, вследствие чего при переносе спектра возникает частотный сдвиг f_0 . Узкополосная комплексная огибающая фазоманипулированного (ФМ) сигнала в I, Q компонентах может быть представлена в следующем виде:

$$S_{\Phi M-M} = A \exp(i(2\pi f_0 t + \varphi_0)) \cdot \Phi_M(t), \tag{1}$$

где M – порядок модуляции (определяет число фиксированных значений фазы, которыми кодируется информация), i – мнимая единица, f_0 – центральная частота узкополосного сигнала, φ_0 – случайная начальная фаза сигнала,

$$\Phi_M(t) = \exp\left(\frac{i\,2\pi k}{M} \left[\frac{t}{T}\right]\right),\tag{2}$$

где $k \ni \{0,1,...M-1\}$ – целое, кодирующее информационную составляющую сигнала, T – длительность информационного символа, [] – операция выделения целой части. Можно показать справедливость следующего выражения:

$$\left(S_{\phi M-M}\right)^{M} = \exp\left(iM\left(2\pi f_{0}t + \varphi_{0}\right)\right)A^{M}.$$
(3)

Спектр сигнала (3) будет иметь вид дельта-функции, в то время как ширина спектра исходного ФМ сигнала (1) приблизительно равна B = 2/T. Возведение ФМ-M сигнала в степень меньше M не будет приводить к уменьшению ширины

130

спектра, а возведение сигнала (3) в четную степень не будет изменять характер спектра. Отличить спектры Φ M сигнала и сигнала (3) можно различными способами. В данной работе предлагается использовать в качестве характеристики дисперсию нормированного на единицу модуля спектра сигнала, полученного с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ). Вычисление БПФ в этом случае позволяет существенно сократить время вычислений, нормировка позволяет работать независимо от энергии сигнала, а вычисление дисперсии – косвенно оценить равномерность распределения спектра. Характерным признаком того, что значение M оценено верно, будет резкое уменьшение величины дисперсии.

Воздействие шума на результат определения типа модуляции предложенным методом тем больше, чем больше значение параметра M, поскольку операция возведения сигнала в степень приводит к уменьшению отношения сигнал/шум. Чтобы снизить влияние данного эффекта предлагается использовать предварительную фильтрацию сигнала. В работе полагается, что параметры сигнала априорно неизвестны, шум $n_0(t)$ является белым гауссовым, а энергия полезного сигнала локализована вокруг центральной частоты. В этом случае предпочтительнее проводить фильтрацию в спектральной области, предварительно оценив центральную частоту и ширину спектра.

Исследование устойчивости предложенного алгоритма проводилось методом компьютерного моделирования с усреднением по центральной частоте, начальной фазе, скорости модуляции, информационному наполнению сигнала и выборкам шума. Отношение сигнал/шум (ОСШ) менялось в пределах от 0 дБ до +16 дБ для двух длительностей сигнала: 100 и 25 символов. Скорость модуляции менялась в пределах от 0,01 до 0,1, а центральная частота сигнала – от –0,025 до 0,025 частоты дискретизации. При длительности сигнала 100 символов вероятность верного определения типа модуляции ФМ-2 сигналов выше 0,99 при ОСШ +2 дБ и выше, для ФМ-4 сигналов – при ОСШ +8 дБ и выше, для ФМ-8 сигналов – при ОСШ +12 дБ и выше. Уменьшение длины исследуемого сигнала до 25 символов снижает вероятность верного определения типа модуляции при этих значениях ОСШ приблизительно до 0,7.

 [1] Dobre O.A., Abdi A., Bar-Ness Y., Su W. // Communications, IET. 2007. No.2. P. 137.

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИЧЕСКОГО ПРОЦЕССОРА В ЗАДАЧЕ ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Д.С. Марычев, О.А. Морозов, М.М. Сорохтин

Нижегородский госуниверситет

Сигналы с цифровой частотной модуляцией (манипуляцией), находят широкое применение в современных системах цифровой связи. К числу достоинств таких сигналов следует отнести относительную простоту реализации схем модуляции и

демодуляции, а также высокую устойчивость к аддитивным шумам, так что приемники частотно-манипулированных (ЧМн) сигналов успешно выполняют детектирование при отношениях сигнал/шум до 2 дБ.

Методы демодуляции частотно-манипулированных сигналов можно условно разделить на три группы: корреляционные демодуляторы, непараметрические алгоритмы и селективные фильтры. Схемы на основе селективных фильтров (см. рис.) достаточно просты в разработке и в настоящее время находят широкое применение.



Рис. Демодулятор ЧМн сигналов на основе селективных фильтров.

Одной из важных задач, возникающих при разработке многоканальных систем цифровой обработки сигналов, является повышение производительности алгоритмов анализа сигналов и алгоритмов демодуляции. Несомненно также и то, что для задач цифровой обработки сигналов, в частности, фильтрации, наилучшим является использование цифровых сигнальных процессоров (DSP), а также ПЛИС. Вместе с тем их применение требует разработки интерфейсов сопряжения с другими элементами системы, в частности, с компьютером, что приводит к значительному удорожанию таких систем и увеличению длительности разработки.

Перспективным является применение графических процессоров вместо DSP по следующим причинам: графический процессор имеет стандартный интерфейс сопряжения с процессором общего назначения, он имеет достаточно низкую стоимость, присутствует в большинстве компьютерных систем и обладает высокой производительностью. Кроме того, задачи, решаемые графическим процессором (матричное умножение, наложение текстур), в значительной степени сходны с задачами, решаемыми DSP.

В настоящее время известны два способа применения графического процессора для вычислений общего назначения: нестандартное использование графического конвейера и графических библиотек [1–3] и использование аппаратных расширений для вычислений общего назначения, таких как NVIDIA CUDA (Compute Unified Device Architecture) [4].

В данной работе рассмотрена задача повышения производительности цифрового ЧМн демодулятора. Основу предложенного подхода составляет высокопроизводительная реализация линейной свертки с использованием графического процессора. Особенностью рассматриваемой задачи является наличие длинных выборок сигнала для демодуляции и использование фильтров с небольшим числом отсчетов. Представлена реализация алгоритма демодуляции ЧМн сигналов с использованием технологии NVIDIA CUDA.

Исследования производительности алгоритма показали, что модель доступа к памяти является ключевым фактором, определяющим его производительность. Так,

неоптимальная в этом смысле реализация алгоритма на графическом процессоре уступает в производительности параллельной реализации для многоядерного процессора общего назначения. Вместе с тем реализация алгоритма с оптимальным доступом к памяти позволяет достичь повышения производительности от 2 до 20 раз при увеличении длины фильтра по сравнению с параллельной реализацией, использующей многоядерный процессор общего назначения.

Таким образом, представленная в данной работе реализация алгоритма демодуляции ЧМн сигнала позволяет добиться существенного повышения производительности без применения специализированного аппаратного обеспечения.

- Cowan B., Kapralos B. // Proc. of the Conference on Future Play on @ GDC Canada. 2009. P. 25.
- [2] Wefers F., Berg J. // Proc. of the 13th Int. Conference on Digital Audio Effects (DAFx-10). 2010. P. 76.
- [3] Fernando R., Kilgard M.J. The Cg Tutorial: The Definitive Guide to Programmable Real-Time Graphics: https://developer.nvidia.com/content/cg-tutorial-0
- [4] NVIDIA CUDA Zone: http://www.nvidia.ru/object/cuda home new ru.html

ОБРАБОТКА ДАННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

Е.О. Морозова^{1,2)}, М.В. Мирошниченко²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Indiana University Bloomington

Культивирование биологических нейронных сетей на мультиэлектродных матрицах дает возможность регистрировать и на основе дальнейшей обработки получать большой объем информации о динамике активности нейронов. Основываясь на данных электрической активности биологических сетей, определяются параметры математических моделей, описывающих функционирование сетей. Затем проводится исследование динамики нейронной активности на различных масштабах, а также особенностей организации сети и критических режимов нейронной активности. При определенных условиях большое количество элементов системы может оперировать кооперативно, и динамика системы в таком (критическом) состоянии качественно меняется. Проводимые в данном направлении исследования показывают, что передача и обработка информации в сложной системе максимально эффективны около критической точки [1].

Для исследования динамики активности нейронной сети рассмотрена сеть, состоящая из 1000 нейронов (800 возбуждающих и 200 тормозных). Динамика каждого элемента описывается моделью Ижикевича [2]. На основе матрицы связности ток *i*-ого нейрона формируется как сумма весов соединенных с ним нейронов. В работе рассмотрено 5 основных топологий сетей: сеть со случайными связями, регулярная сеть, «small-world» сеть, в которой присутствуют как локальные, так и длинные связи между нейронами, модульная сеть и модульная «small-world» сеть, состоящая из нейронных кластеров и межкластерных связей.

Для описания сетей введена динамическая переменная $z_t(t)$, i=1...N, определяющая количество активных элементов сети, а также определено среднее количество активных элементов

$$M(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} z_i(t).$$
 (1)

Анализ растровой диаграммы показывает, что функция M(t) состоит из кластеров активации (т.н. нейронных лавин), разделенных периодами покоя. Для определения лавин в модели, паттерны пространственно-временной активности разбиваются на фреймы длительностью 1 мс и определяются последовательности активных фреймов [3]. Статистические свойства системы «закодированы» в форме лавин $\chi(t)$, которая может быть определена как количество активных элементов в течение длительности лавины T(k) (количества временных шагов непрерывной активности). Размер лавины (общее количество импульсов в лавине) может быть определен как

$$S(k) = \sum_{i=1}^{T(k)} \chi_k(t).$$
 (2)

Признаком критичности является возникновение степенных зависимостей, которые отображают безмасштабные свойства поведения системы около критической точки [1]. Распределения размеров S и длин T лавин около критической точки подчиняется степенному закону:

$$f(S) \approx S^{-\tau}, \quad f(T) \approx T^{-\alpha},$$
(3)

В работе проведен анализ распределений размеров и длин лавин для сетей с различными топологиями и выявлено, что динамика сети сильно зависит от вида матрицы коэффициентов связей нейронов. Субкритическая динамика характеризуется маленькими размерами лавин и быстро убывающим распределением их размеров, суперкритическая динамика характеризуется большими размерами лавин и медленно убывающим распределением их размеров.

На основе анализа полученных распределений может быть сделан вывод о том, что сеть со случайными связями проявляет суперкритическую динамику, в то время как регулярная и модульная сети проявляют субкритическую динамику. Несмотря на интересную динамику, «small-world» и модульная «small-world» сети оперируют



в суперкритическом режиме, о чём свидетельствуют построенные распределения. Это говорит о том, что топология сети не единственный критерий, который определяет критичность системы. Критичность возникает в присутствии синаптической пластичности.

Для изучения влияния пластичности проведено моделирование динамики сети нейронов Ижикевича с её учётом (STDP) [4]. На рисунке представлены растровая диаграмма активности нейронов сети (а) и распределения размеров и длин лавин для данной сети в логарифмическом масштабе (b). Степенной закон зависимости на (b) говорит о том, что сеть, возможно, оперирует около критической точки.

- [1] Beggs J.M., Plenz D. // Neurosci. 2004. V. 24. P. 5216.
- [2] Izhikevich E.M. // IEEE Trans. on Neural Networks. 2003. V.14, No.6. P.1569.
- [3] Friedman N., Ito S., Brinkman B.A.W., Shimono M., DeVille R.E.L., Dahmen K.A., Beggs J.M., Butler T.C. // Phys. Rev. Lett. 2012. V. 108. P. 208102.
- [4] Morrison A., Diesmann M., Gerstner W. // Biol. Cybern. 2008. V.98. P. 459.

ЭЛЕМЕНТАРНЫЙ АЛГОРИТМ СИНТЕЗА СХЕМ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРОВ СВЧ С ИНДУКТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ЕМКОСТИ РІN-ДИОДОВ

Э.Л. Привер

ОАО НПП «Салют»

Известна и часто реализуется на практике схема электрически управляемого аттенюатора СВЧ с параллельным включением pin-диодов и компенсацией емкости диодов (в обесточенном состоянии) за счет подключения диодов к линии передачи через индуктивности, представляющие собой отрезки тонкой проволоки [1, 2]. Схема компенсации емкости каждого из диодов представляет собой Т-образный фильтр нижних частот (ТФНЧ), обладающий характеристическим сопротивлением z_c (рис. 1), где C_0 – емкость диода, L/2 – индуктивность отрезков проволоки. Из-

вестно, что максимально плоская характеристика ТФНЧ реализуется при выполнении условия $z_c = (L/C)^{1/2} = r_0$ [2], где r_0 – волновое сопротивление линии передачи, при этом полное согласование диода обеспечивается лишь при $f_0 = 0$, и с увеличением частоты растут потери на рассогласование. При переходе от плоской АЧХ к осциллирующей можно добиться согласования и при $f_0 > 0$. В рабо-



те [2] приводится алгоритм нахождения требуемого соотношения между L и C путем решения несложных уравнений, что вполне приемлемо для синтеза схемы аттенюатора, содержащей лишь один диод. Однако при построении схем многодиодных аттенюаторов, в которых звенья типа ТФНЧ включаются каскадно через отрезки линии передачи, возникает вопрос о длине этих отрезков. В ряде работ, например, в [1] утверждается, что для минимизации начальных потерь и максимизации вносимого ослабления (в заданном диапазоне рабочих частот) отрезки должны иметь длину $l = \lambda_0/4$, где λ_0 – длина волны в линии, соответствующая частоте f_0 . Для проверки этого утверждения в данной работе предлагается элементарный алгоритм синтеза первого приближения схем многодиодных аттенюаторов.

Будем рассматривать ТФНЧ как фазовращяющее звено. Если задана центральная или какая-нибудь другая частота рабочего диапазона f_0 , емкость диода C_0 и r_0 50 Ом), то согласно приведенным [3] соотношениям (например, В $L/2 = (r_0 \text{ tg } \varphi_0/2)/\omega_0$, $C_0 = (\sin \varphi_0)/(r_0 \omega_0)$, где $\varphi_0 - \phi$ азовый сдвиг, вносимый ТФНЧ при $f = f_0, \omega_0 = 2\pi f_0$, отсюда следует:

$$\varphi_0 = \operatorname{Arc\,sin}(r_0 \,\omega_0 C_0), \ L/2 = (r_0 \operatorname{tg} \,\varphi_0/2)/\omega_0$$
 (1)

Для получения фазового сдвига между двумя соседними диодами $\Delta \phi = 90^{\circ}$ (что и является условием минимизации потерь) необходимо, чтобы электрическая длина отрезка линии, соединяющего диоды, была равна

$$\theta_0 = 90^\circ - \varphi_0 \tag{2}$$

Соблюдение условия (2) в общем случае не обеспечивает максимума вносимого диодами ослабления при $f = f_0$ и требуется незначительная коррекция величины

 θ_0 . Проиллюстрируем это на примере двухдиодного аттенюатора, работающего в частотном диапазоне $8\div12$ ГГц и $f_0 = 10$ ГГц. Параметры диода: $C_0 = 0,15 \ \text{п}\Phi$, последовательное сопротивление r = 1,5 Ом. Эквивалентная схема аттенюатора (в состоянии минимального ослабления) приведена на рис. 2.



В данной схеме для получения максимального ослабления Со исключается (закорачивается). Согласно (1) вычислены L/2 = 0,2 нГн, $\varphi_0 = 28^\circ$ и $\theta_0 = 62^\circ$ (что соответствует длине отрезка линии с воздушным заполнением $l_0 = 5,2$ мм). В процессе моделирования АЧХ в программе QUCS определена оптимальная величина l =5,8 мм, незначительно отличающаяся от l_0 . Результаты моделирования S₂₁ аттенюатора приведены на рис. 3 (начальные потери) и рис. 4 (максимальное ослабление).



Рис. 4

Для типовых размеров кристалла pin-диода 0,5х0,5 мм перемычка с L/2 = 0,2 нГн легко реализуема (можно использовать отрезок золотой проволоки с диаметром 0,03 мм и длиной 0,2 мм). Если же выбрать диод с меньшей емкостью, например, $C_0 = 0,08$ пФ, то $\varphi_0 = 14,6^\circ$, L/2 = 0,1нГн. Для технической реализации столь малой индуктивности потребуется использовать ленточный соединительный проводник, но операция его присоединения к контактной площадке диода с малым диаметром (0,1 мм) нетехнологична. Если же в схему включения диода добавить два шлейфа с эффективной емкостью каждого из них $C_0/2$, то она будет представлять собой каскадное соединение двух П-образных звеньев ФНЧ (рис. 5).



Условие компенсации запишется следующим образом: $\varphi_0 = 2$ Arc tg($r\omega_0 C_0/2$) и $L = (r_0 \sin \varphi_0)/\omega_0$. При $f_0 = 10$ ГГц $\varphi = 14,3^\circ$ и L = 0,2нГн (реализуется в виде проволочной перемычки). Результаты моделирования АЧХ двухдиодного аттенюатора с П-звеньями приведена на рис. 6.

Приведенный элементарный алгоритм позволяет осуществлять синтез схем электрически управляемых диодных аттенюаторов СВЧ с учетом их конструктивной реализуемости.

- Дзехцер Г.Б., Орлов О.С. Ріп-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. М.: Сов. радио, 1969. С. 77.
- [2] Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987. С. 28.
- [3] Карпов В.М., Малышев В.А., Перевощиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами. – М.: Радио и связь, 1984. С. 25.

РЕШЕНИЯ ДЛЯ УСТРАНЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТОЛЩИНЫ ПЛЁНКИ НЕФТИ НА ПОВЕРХНОСТИ ВОДЫ РАДИОМЕТРИЧЕСКИМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ МЕТОДОМ

И.В. Ракуть

Научно-исследовательский радиофизический институт

Для решения поставленных задач разработаны методики проведения измерений и их обработки в соответствии с образующим контраст объектом: атмосфера (1) и чистая вода (2) [1]. При этом практически исключается влияние переменных погодных факторов, а толщины плёнки определяются из соответствующих отношений:

$$K_{\rm H3M} = (T_{\rm \Pi V} - T_{\rm AV})/(T_{\rm \Pi H} - T_{\rm AH}) = K_{\rm reop} = (1 - R_{\rm \Pi V})/(1 - R_{\rm \Pi H}),$$
(1)

$$K_{_{\rm H3M}} = (T_{\Pi V} - T_{\Pi H})/(T_{\rm BV} - T_{\rm BH}) = K_{\rm reop} = (R_{\Pi V} - R_{\Pi H})/(R_{\rm BV} - R_{\rm BH}),$$
(2)

где $T_{\Pi V}$, $T_{\Pi H}$, T_{AV} , T_{AH} , T_{BV} , T_{BH} – измеренные антенные температуры в направлении плёнки (П), атмосферы (А) и чистой воды (В); $R_{\Pi V}$, $R_{\Pi H}$, R_{BV} , R_{BH} – расчётные коэффициенты отражения плёнки и чистой воды на вертикальной (V) и горизонтальной (H) поляризациях, $K_{изм}$ и K_{reop} – измеренные и теоретические отношения.

Однако K_{reop} в (1) и (2) имеют колебательный характер с периодом и амплитудой, зависимыми от толщины плёнки, частоты приёма, угла наблюдения, диэлектрической постоянной плёнки (ДПП) и воды, и их температуры. Для толщин от нуля до величин больше первого минимума K_{reop} каждой принимаемой частоты, $K_{изм}$ пересекает K_{reop} несколько раз, и соответствующие пересечениям толщины назовём точками неоднозначности первого рода (ТНПР). При совместной обработке двухчастотного приёма остаются пары ТНПР, которые назовём точками неоднозначности второго рода (ТНВР). Их количество и величины зависят от ДПП, которая изменяется по месторождениям, при обводнении, волнении, старении, выветривании.

На основе радиометрического поляризационного метода для измерения толщины от 0 до 12 мм плёнки нефти на воде созданы сертифицированные приборы, сначала двухчастотные, затем трёхчастотные. В трёхчастотном приборе THBP для каналов 8,8 и 24,6 мм отличны от THBP для каналов 8,8 и 26,8 мм, поэтому в одно измерение определяется толщина плёнки. В двухчастотном приборе устранение THBP производится измерениями на двух углах места. В ранее предложенном автором способе два измерения осуществлялись с плеча оператора на двух удалениях до изучаемого участка. Теперь предлагается использование опоры – шеста с двумя высотами, с которых проводятся измерения одного участка на двух углах места с одной позиции опоры без перемещения по скользкому берегу. Новый способ безопаснее для оператора и прибора; все измерения унифицированы, т.к. не зависят от роста оператора; вес прибора приложен к опоре вместо плеча оператора, облегчая и убыстряя процесс измерений, что повышает точность определения толщины.

В созданных приборах заложена средняя величина ДПП. Отклонение от неё для конкретного разлива ведёт к новой неоднозначности определения толщины, т.к. для одной К_{изм} на двух К_{теор} с разными ДПП толщины отличаются. Чтобы устранить эту неоднозначность, правильно определить ДПП и толщины по разливу, предлагается усовершенствовать существующие методики, нацеленные на расчёт каждой толщины по проведенным для неё измерениям, не учитывая другие. Предложение основано на зависимой групповой обработке наборов измерений. Практические и теоретические исследования автора показали, что при наклонном сканировании разлива с распределением толщин плёнки имеются данные, позволяющие устранить все неоднозначности и правильно распределить последовательно изме-

ряемые толщины в соответствии с физическими свойствами разлива на воде. Тогда после каждого прохождения диаграммы направленности антенны приёмника через разлив с набором толщин, по совокупности данных предварительно определяются эти толщины и ДПП. Для обработки нового скана используются результаты предыдущих сканов. Обработка всех данных по разливу уже после его пролёта требует меньше вычислительных ресурсов. Новая методика решает поставленные задачи не только трёх- и двухчастотным приёмниками, но даже одним высокочастотным приёмником.

Теоретические исследования автора показали и возможность дальнейшего расширения метода контраста по воде с формулой (2), если определять контраст относительно любого другого измерения, используя многочисленные физические взаимосвязи всех измерений через соседние точки при их последовательном сканировании. Соседние точки измерений имеют близкие азимуты и входящие в них излучения атмосферы практически одинаковы, что позволяет вычитание излучений атмосферы при неоднородной облачности. Формула (2) преобразуется в (3), где чистая вода – вода с плёнкой нулевой толщины. Теперь сравниваем измерения по участку (П1) и по любому другому участку (П2), т.к. обработка производится по всем физически зависимым, чётко следующим друг за другом измерениям и в скане, и по разливу:

$$K_{\mu_{3M}} = (T_{\Pi 1V} - T_{\Pi 1H})/(T_{\Pi 2V} - T_{\Pi 2H}) = K_{\text{reop}} = (R_{\Pi 1V} - R_{\Pi 1H})/(R_{\Pi 2V} - R_{\Pi 2H}).$$
(3)

Добавим ещё два варианта обработки, не предлагавшихся ранее сочетаний:

$$K_{\mu_{3M}} = (T_{\Pi 1V} - T_{\Pi 2H})/(T_{\Pi 2V} - T_{\Pi 1H}) = K_{\text{reop}} = (R_{\Pi 1V} - R_{\Pi 2H})/(R_{\Pi 2V} - R_{\Pi 1H}), \quad (4)$$

$$K_{\mu_{3M}} = (T_{\Pi 1V} - T_{\Pi 2V})/(T_{\Pi 1H} - T_{\Pi 2H}) = K_{\text{reop}} = (R_{\Pi 1V} - R_{\Pi 2V})/(R_{\Pi 1H} - R_{\Pi 2H}).$$
(5)

Новая методика групповой обработки и формулы (3) – (5) позволят значительно уменьшить вес и размеры ручного измерителя толщины, оставив лишь высокочастотный канал. Тогда вместо фиксируемых положений при измерениях плёнки и атмосферы оператор будет проделывать сканирующие движения лёгким прибором в руке в направлении плёнки по азимуту с одним углом места или по углу места на одном азимуте или совокупно. Эти действия можно ещё облегчить, применив опорный шест с механизированным креплением для прибора, которое обеспечит в различных сочетаниях автоматическое перемещение по опоре, изменение углов места и азимута. Оператору необходимо ориентировать прибор в начальное направление, выбрать нужный вариант сканирования, запустить программу и удерживать опору в вертикальном положении в процессе измерений до получения результата.

[1] Пелюшенко С.А. и др. //Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2005. Вып. 5(3). С. 237.

ВОЗМОЖНОСТИ МОНОИМПУЛЬСНОЙ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ В МНОГОЦЕЛЕВОЙ ОБСТАНОВКЕ

М.Ю. Семенова

Нижегородский госуниверситет

В ряде практических задач в силу малости апертуры антенной системы создание требуемой для разделения нескольких целей конфигурации диаграмм направленности (ДН) антенной системы не всегда невозможно. В случае наличия двух и более источников излучения (или переизлучения) (ИРИ) со сравнимыми амплитудами в рабочей области пространства антенной системы в качестве оценки пеленга амплитудным моноимпульсным методом определяется энергетический центр системы целей, что не позволяет добиться высокой точности определения угловых координат, характерной для моноимпульсных систем [1].

Информация о приеме сигналов нескольких источников в рабочей области в зависимости от приложения может быть использована для определения низкой степени доверия к оцененному углу прихода сигнала или для исключения измерения пеленга из последующей обработки, например, в алгоритмах слежения [2]. В данной работе представлен алгоритм определения числа источников в рабочей области многоэлементной моноимпульсной антенной системы, основанный на анализе зависимости величины среднеквадратичной ошибки решения системы уравнений пеленгации от предполагаемого числа источников пороговым методом.

Для оценки угловых координат ИРИ амплитудным моноимпульсным методом необходима антенная система, состоящая из нескольких идентичных каналов приема, формирующих ДН с небольшим отклонением главного луча от равносигнального направления антенны. Определение пеленга (x, y) источника излучения основано на сравнении амплитуд A_i сигналов, принятых одновременно тремя или более каналами антенной системы, и сводится к решению системы в общем случае нелинейных уравнений [3]:

$$F(f_i(x, y), f_j(x, y)) = F(A_i, A_j),$$

где f(x, y) – диаграмма направленности *i*-того приемного канала антенной системы, F – суммарно-разностная пеленгационная характеристика:

$$F(A_i, A_i) = (A_i - A_i)/(A_i + A_i).$$

Для определения числа источников излучения предлагается исследовать зависимость среднеквадратичной ошибки решения системы уравнений пеленгации от числа искомых ИРИ. Решение нелинейной системы уравнений пеленгации может быть выполнено на основе оптимизации функционала среднеквадратичного рассогласования $\Phi(x, y)$. При определении положения *N* ИРИ функционал среднеквадратичного рассогласования имеет следующий вид:

$$\Phi(x_1, y_1, ..., x_N, y_N) = \sum_{i,j} \left(F(\sqrt{\sum_{k=1}^N f_i^2(x_k, y_k)}, \sqrt{\sum_{m=1}^N f_j^2(x_m, y_m)}) - F(A_i, A_j) \right)^2 \to \min,$$

при условии, что для расчетов в качестве оценки амплитуды сигнала используется алгоритм, основанный на расчете мощности принятого излучения.

Число ИРИ может быть оценено на основе анализа зависимости величины среднеквадратичной ошибки $\Phi(\vec{x}, \vec{y})$ решения системы уравнений пеленгации от предполагаемого числа ИРИ *N* пороговым методом. Для многоэлементной антенной системы (на рис. 1 показаны ДН по уровню –3 дБ) получены характерные графики зависимости $\Phi(\vec{x}, \vec{y})$ от числа ИРИ *N* (рис. 2). Путем статистического моделирования различных положений ИРИ значение порога выбирается таким образом, чтобы минимизировать вероятность принятия неверного решения.



Рис. 1. Многоэлементная антенная система.



Исследования показали, что в случае, когда в рабочей области антенной системы имеется до трёх ИРИ, работоспособность алгоритма сохраняется для сигналов на фоне некоррелированного шума до 20 дБ.

- Sherman S.M., Barton D.K. Monopulse Principles and Techniques (2nd ed.). Boston: Artech House, 2011, 419 p.
- [2] McAulay R.J., McGarty T.P. // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1974. P. 821.
- [3] Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984, 312 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА АДАПТИВНОГО ПОРОГА ОБНАРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ПОРЯДКОВОЙ СТАТИСТИКИ

М.О. Шамшин^{1,2)}, С.А. Козлов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет ²⁾Нижегородский НИИ радиотехники

В ряде информационно-измерительных систем решается задача порогового обнаружения полезного сигнала на фоне аддитивного шума. Априорное статистическое распределение помехи и полезных сигналов, как правило, неизвестно, поэтому задача формирования оптимального порога обнаружения является невыполнимой. Соответственно актуальны адаптивные методы формирования порога в условиях сложной помеховой обстановки.

В данной работе рассматривалось решение следующих задач:

 – сравнение адаптивных методов формирования порога обнаружения: метода скользящего среднего (СС), метода отбора максимума из двух оценок СС (МСС), метода порядковой статистики (ПС) [1] и модернизированного метода ПС (МПС);

– оптимизация параметров методов ПС и МПС (порогового коэффициента T и корректирующего коэффициента β) для конкретных случаев.

МПС порождается учетом еще одной (максимальной) порядковой статистики, оценку мощности помехи Z для которого можно записать в виде:

$$Z_{M\Pi C} = \begin{cases} Tx^{(k)}, ecnu \ x^{(N)} < P \\ Tx^{(k)} + \beta x^{(N)}, ecnu \ x^{(N)} \ge P' \end{cases}$$
(1)

где $x^{(k)}$ – элемент (процентиль) из ранжированного набора величин $x^{(1)} < x^{(2)} < ... < x^{(N)}$, N – длина окна, k – номер промежуточной ПС, P – заданная пороговая величина.

В среде C++ Builder 6 была разработана программа, пошагово реализующая весь процесс первичной обработки смеси сигнала с шумом. На рис. 1 представлена ее блок-схема.



Рис. 1

Здесь ФС – фильтр сжатия, АД – амплитудный детектор, НН – некогерентный накопитель, ПУ – пороговое устройство.

Рассматривались тестовые сигнально-помеховые ситуации. Выборка смеси полезных ЛЧМ сигналов (базы сигналов 166, 830 и 1660, средняя рабочая частота $f_0 = 10$ ГГц, ширина полосы $\Delta f = 25$ МГц, соотношения амплитуд полезных сигналов: 1:0.5:0.3) и шумов (собственного для приемного устройства дельтакоррелированного гауссовского шума с единичной дисперсией и нестационарных импульсных помех) поступает на вход фильтра сжатия (согласованного фильтра) [2], а затем амплитудного детектора. Далее преобразованная выборка $x_1, x_2, ...x_N$ поступает на устройство формирования адаптивного порога.

Был проведен анализ применения четырёх указанных выше методов для входных тестовых сигнально-помеховых выборок для различных баз сигналов. Как видно из рис. 2, метод ПС для данной реализации обеспечил обнаружение наименее мощного сигнала при одинаковых вероятностях ложных тревог, т.к. математический алгоритм, лежащий в основе метода ПС, при формировании порога по данным окна использует промежуточную порядковую статистику.

В свою очередь, метод МПС учитывает величину $x^{(N)}$, позволяя увеличить вероятность правильного обнаружения в случае эффекта маскировки (потеря слабого сигнала в области бокового лепестка сжатого сильного сигнала). При заданных

значениях параметров сигналов найдены оптимальные пороговые коэффициенты T и корректирующие коэффициенты β (рис. 3).



Анализ всех приведенных методов показал, что методы ПС и МПС обладают рядом важных преимуществ по сравнению с традиционными адаптивными алгоритмами формирования порога обнаружения (методы СС, МСС) в части борьбы с эффектом маскировки слабых сигналов, увеличивая вероятность правильного обнаружения слабого сигнала в области бокового лепестка сжатого сильного сигнала. Помимо всего прочего следует отметить преимущества методов ПС и МПС в плане инерционности оценки и избыточности порога в окрестности нестационарной импульсной помехи (рис. 2).

В заключение следует отметить, что реализация методов СС и МСС требует гораздо меньших вычислительных (аппаратурных) затрат, чем реализация методов ПС и МПС, т.к. процедура сложения отчетов в режиме скользящего окна может быть организована рекуррентно. При реализации же методов ПС и МПС для формирования оценки Z необходимо провести не менее N операций сравнения при появлении в окне данных каждого нового отсчета. Это является платой за повышение качества формируемого порога обнаружения.

- [1] Бакулев П.А., Басистов Ю.А., Тугуши В.Г. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32, №4. С.4.
- [2] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и практика обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.

ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ РАССТАНОВКИ ЭЛЕМЕНТОВ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ НА ПАРАМЕТРЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Д.И. Шевнин, Д.Н. Ивлев

Нижегородский госуниверситет

В работе путём компьютерного моделирования исследуется влияние погрешностей координат установки излучающих элементов линейной антенной решётки (АР) на параметры направленности. Рассматривается эквидистантная АР в свобод-

ном пространстве, расположенная горизонтально. При этом диаграмма направленности (ДН) каждого элемента АР принимается изотропной. Число элементов АР N = 24, расстояние между ними d = 1,12 м. Длина волны, на которую рассчитана АР $\lambda = 2$ м. Координаты элементов АР x_n полагаются гауссовскими случайными величинами:

$$x_n = x_n^0 + \Delta x_n, \ n = \overline{1, N}, \ <\Delta x_n \ge 0,$$
(1)

где x_n^0 – координата *n*-го элемента без погрешности, Δx_n – случайная погрешность, распределённая по нормальному закону.

При моделировании диаграммы направленности АР весовые коэффициенты решётки, позволяющие уменьшить уровень боковых лепестков, определялись следующим выражением:

$$w(n) = 0.3 + 0.7 \cos^2 \left(\frac{(n - 0.5(N + 1))\pi}{N + 1} \right)$$

На рис. 1 представлена ДН без учёта погрешностей координат, а на рис. 2 – ДН с погрешностями координат элементов, заданными в соответствии с моделью (1) для значения среднеквадратичного отклонения (СКО) координат, равного *d*/5. Как видно из сравнения этих рисунков, погрешности расстановки элементов АР могут сильно влияют на форму ДН, при этом максимальный уровень боковых лепестков возрос примерно на 15 дБ.



На рис. 3 для ДН АР с погрешностями координат элементов представлены графики зависимости среднего значения коэффициента направленного действия (КНД) и СКО значений КНД от СКО координат элементов. Из рис. 3 видно, что КНД уменьшается приблизительно на 3 дБ при увеличении СКО координат до *d*/2. СКО КНД антенной решетки растет, достигая значения 0,9 дБ при увеличении СКО координаты до *d*/2.



На рис. 4 представлен график зависимости ширины главного максимума и ее СКО при изменении СКО координат элементов. Ширина главного максимума практически не меняется в рассматриваемом диапазоне СКО координат.

О ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭМПИРИЧЕСКОЙ МОДОВОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ СИГНАЛА ИЗ ШУМА

И.П. Ястребов, А.В. Прохоренков

Нижегородский госуниверситет

Разложение на эмпирические моды (EMD) является первым этапом алгоритма преобразования Гильберта-Хуанга и описывается соотношением [1, 2].

$$x(t) = \sum_{j=1}^{n} c_{j}(t) + r_{n}(t),$$
(1)

где $c_j(t) - j$ -ая эмпирическая мода, $r_n(t)$ – остаток, n – количество эмпирических мод. Любая эмпирическая мода представляет собой колебательный процесс, модулированный по частоте и амплитуде. При этом мгновенная частота в любой момент времени каждой последующей моды ниже, чем предыдущей, а остаток есть неосциллирующая функция.

Идея использования данного алгоритма для выделения сигнала заключается в соблюдении условий, при которых в одних эмпирических модах окажется полезная составляющая сигнала (в идеале в одной), а шум – в оставшихся модах. В большинстве случаев ситуация складывается так, что шум попадает в высокочастотные моды, а полезный сигнал – в низкочастотные. Выделение сигнала, цифровые частоты которого превосходят 0,2, с помощью алгоритма ЕМD затруднено в виду больших ошибок, возникающих из-за того, что на период колебаний приходится малое количество отчетов. Для снижения ошибок при разложении может применяться дополнительная частотная фильтрация [2]. В данной работе проводилась оценка качества очистки от шума модельного сигнала, представляющего собой сумму гармонического сигнала и широкополосного гауссова шума. Количественной мерой качества очитки было выбрано частное отношения сигнал/шум (ОСШ) для выделенной эмпирической моды, включающей очищенный сигнал, и ОСШ исходного модельного сигнала, обозначенное далее *R*. На рис. 1 представлены графики (сверху вниз) исходного модельного сигнала и пяти эмпирических мод, получившихся после применения алгоритма EMD. Выделенный сигнал располагается в последней низкочастотной моде, при этом заметно, что очистка от шума выполнена частично: у выделенного сигнала остается небольшая амплитудная и частотная модуляция.

Была исследована зависимость качества выделения сигнала R от частоты модельного сигнала f_0 при фиксированной дисперсии шума и зависимость R от стандарта отклонения шума σ при неизменной f_0 (здесь и далее σ – коэффициент перед функцией, генерирующей случайные числа в диапазоне 0...1). Проведена серия компьютерных экспериментов, и по усредненным значениям R построены графики, которые представлены на рис. 2 и 3 соответственно.



На рис. 2 графики $R(f_0)$ сверху вниз соответствуют значениям $\sigma = 1$; 0,5 и 0,2, на рис. 3 кривым $R(\sigma)$ соответствуют $f_0 = 0,01$; 0,02 и 0,05 (сверху вниз). Из графиков видно, что качество выделения сигнала монотонно растет с увеличением дисперсии шума и с уменьшением частоты гармонического сигнала. Ступенчатый характер зависимостей $R(\sigma)$ формируется в виду того, что номер эмпирической моды, в которую попадает сигнал, изменяется дискретно. Этим же и объясняется то, что графики на рис. 3 обрываются слева – для меньших значений σ при выполнении ЕМD сигнал попадает в первую моду. В противоположном случае (большие значения σ или меньшие f_0) полезный сигнал выделяется в моду с высоким номе-

ром, что требует значительного увеличения затрат на вычисления. Заметим, что отделение шумовой составляющей сигнала в несколько высокочастотных эмпирических мод можно сравнить с прохождением сигнала через фильтр низких частот, при этом верхняя частота фильтра адаптивно определяется самим сигналом и параметрами алгоритма EMD.

Выделение сигнала из шума путем применения EMD дает приемлемый результат для низкочастотного сигнала и отношения сигнал/шум порядка 0,5÷2, при этом следует ожидать, что за счет адаптивных свойств такой подход может быть эффективным для сигнала со сложным законом модуляции.

- Huang N.E., Shen S.S.P. The Hilbert-Huang transform and its applications. Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd, 2005, 311 p.
- [2] http://geoin.org/hht/index.html