

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ СУММЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ И ЧМ-СИГНАЛА С ТОНАЛЬНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А.О. Антипова, Ю.А. Шилов, И.П. Ястребов

Нижегородский госуниверситет

Эмпирическими модами принято называть функции, представляющие результат разложения сигнала по алгоритму, предложенному Н. Хуангом [1,2]:

$$x(t) = \sum_{j=1}^n c_j(t) + r_n(t), \quad (1)$$

где $c_j(t)$ – j -ая эмпирическая мода, $r_n(t)$ – остаток, n – количество эмпирических мод. Такая декомпозиция лежит в основе преобразования Гильберта-Хуанга (ПГХ), которое позиционируется как альтернативный метод частотно-временного анализа нестационарных процессов. Базис, по которому выполняется разложение (1), является адаптивным, тем самым эмпирические моды определяются локальными свойствами самого сигнала. Результат ПГХ принято представлять в виде спектрально-временной зависимости, на которой отображаются мгновенные частоты и амплитуды всех эмпирических мод. Мгновенная частота любой такой моды рассчитывается через производную фазы аналитического сигнала. Среди недостатков ПГХ отметим так называемое «просачивание», расщепление компонент и трудности с выделением частот боковых полос у амплитудно-модулированного сигнала [2].

В работе исследуются особенности разложения на эмпирические моды следующих функций: а) сумма двух гармонических колебаний; б) частотно-модулированный сигнал с тональной модуляцией. ПГХ было выполнено с помощью алгоритма, реализованного в среде MATLAB и находящегося в открытом доступе [3].

Результаты ПГХ сигнала, представляющего из себя сумму двух синусоид, можно разделить на несколько видов спектрально-временных зависимостей: 1) случай, когда выделяются две моды на частотах, соответствующих частотам исходных синусов; 2) появляется расщепление основных мод в отдельные моменты времени; 3) имеется расщепление одной из компонент на всем временном интервале; 4) случай, когда выделяется одна мода, модулированная по амплитуде.

Если зафиксировать частоту одного из гармонических сигналов, то можно получить зависимость разности средних мгновенных частот двух основных мод Δf_{comp} от частоты второго гармонического сигнала f_1 , пример графика такой зависимости изображен на рис. 1 (на этом и последующих графиках все частоты представлены как безразмерные цифровые, т.е. нормированные на частоту дискретизации). При этом полагается, что $\Delta f_{comp} = 0$ в случае, когда разложение (1) выдает только одну компоненту в диапазоне частот исследуемых гармонических сигналов. Ось абсцисс рис. 1 можно разбить на три области: 1) обнаружения обоих компонент; 2) отсутствия выделения компонент ($\Delta f_{comp} = 0$); 3) переходного процесса, в

котором малое изменение аргумента приводит к выделению то одной, то двух мод. На рис. 1 переходному процессу соответствуют многократные скачки функции от нуля до конечного значения. Протяженность этой области растет с увеличением частот синусоид.

Из графика зависимости минимальной абсолютной разности частот гармонических составляющих сигнала Δf , обеспечивающей разрешение синусоид, от частоты одной из входящих в сигнал синусоидальных компонент (рис. 2), видно, что разрешающая способность метода в целом падает с ростом частот синусоид. Отметим, что в отличие от классических методов спектрального анализа, разрешающая способность по частоте которых зависит только от разности частот, ПГХ обладает свойством зависимости частотного разрешения от отношения частот разделяемых синусоидальных компонент сигнала.

Состав эмпирических мод ЧМ-сигнала с тональной модуляцией, зависит от

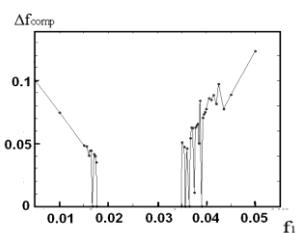


Рис. 1

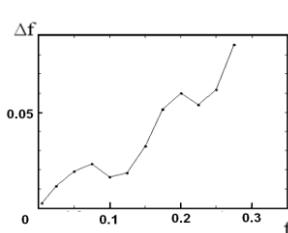


Рис. 2

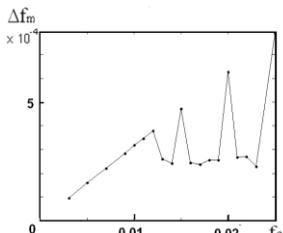


Рис. 3

девиации частоты, частоты модуляции, а также от несущей частоты сигнала. Результат ПГХ может отобразить как истинный закон изменения мгновенной частоты ЧМ-сигнала, так и далекую от действительности картину, когда функции мгновенных частот множества эмпирических мод не будут коррелировать с мгновенной частотой исходного ЧМ-сигнала. По результатам компьютерного эксперимента построена зависимость минимальной девиации частоты Δf_m , при которой компоненты разложения (1) перестают отображать истинный закон изменения мгновенной частоты от несущей частоты f_0 ЧМ-сигнала (рис. 3).

Отметим, что для ЧМ-сигнала с тональной модуляцией, как и для суммы двух синусоид, также существует область переходного процесса, в которой верное определение мгновенной частоты чередуется со случаем разложения, при котором эмпирические моды не дают информации об истинном законе изменения мгновенной частоты. Эта область расширяется с повышением несущей частоты сигнала. Именно заметный рост этой области и не позволяет продолжить график рис. 3 вправо по оси абсцисс.

[1] 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://www.prodav.narod.ru>

[3] <http://software.seg.org/2007/0003>

АЛГОРИТМ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ АВТОКОМПЕНСАТОРА ШУМОВЫХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ РЛС МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕДУРЫ ЛИНЕЙНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ КОЭФФИЦИЕНТОВ НАСТРОЙКИ

Е.В. Василенко^{1,2)}, Е.С. Фитасов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾Нижегородский НИИ радиотехники

В реальных условиях работы РЛС одним из основных факторов нестационарности является изменение угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех, а, следовательно, и угловое положение нулей диаграммы направленности (ДН) относительно максимума основного лепестка. При этом вычисление весовых коэффициентов (ВК) автокомпенсатора (АК) приходится осуществлять в специальных служебных зонах, в которых РЛС не излучает, а работает только на прием. Фактически это означает потерю полезной информации, что приводит к потерям в обнаружении и ухудшению качества межпериодной обработки за счет расширения доплеровских фильтров и увеличения уровня их боковых лепестков.

Поэтому в РЛС малой дальности становится актуальной задача повышения эффективности системы АК шумовых активных помех (ШАП) в условиях изменения угловых соотношений между лучом антенны и постановщиком помех и увеличения временного интервала между служебными зонами.

В нашем случае рассматривался трехканальный АК ШАП с непосредственным обращением корреляционной матрицы помех (НОМ).

Повысить эффективность работы такого АК можно за счет процедуры линейной интерполяции коэффициентов настройки [1, 2], выполненной двумя способами.

Пусть работа РЛС осуществляет по временной диаграмме, представленной на рис. 1.

В первой служебной зоне весовой коэффициент W_1 настраивается и запоминается. Излучается и принимается полезный сигнал в первой рабочей зоне. Далее во второй служебной зоне происходит очередная настройка и запоминание весового коэффициента W_2 . Чтобы скомпенсировать помеху в первой рабочей зоне, необходимо из весового коэффициента W_2 вычесть весовой коэффициент W_1 и разделить на весь интервал рабочей зоны D :

$$\Delta W = \frac{W_2 - W_1}{D}. \quad (1)$$

1 способ. Полученную разницу весов («весовую добавку») необходимо умножить на количество отсчетов настройки i и прибавить к весовому коэффициенту W_1 :



Рис. 1

$$W = W_1 + \Delta W \cdot i. \quad (2)$$

2 способ. Полученную разницу весов необходимо умножить на количество отсчетов настройки $i/2$ и прибавить к весовому коэффициенту W_1 до середины рабочей зоны $D/2$, а после середины рабочей зоны умножить на следующие $i/2$ отсчетов в обратном порядке (от i до $i/2$) и прибавить уже к весовому коэффициенту W_2 :

$$\begin{cases} W = W_1 + \Delta W \cdot i / 2, D \leq D / 2 \\ W = W_2 + \Delta W \cdot i / 2, D > D / 2 \end{cases}. \quad (3)$$

В результате полученных выражений была построена математическая модель трехканального АК ШАП с НОМ на основе процедуры линейной интерполяции коэффициентов.

Рассмотрим случай с одним постановщиком ШАП, действующим по первому боковому лепестку основного канала ДН антенны РЛС с мощностью 60 дБ.

На рис. 2 показаны результаты моделирования зависимости коэффициента подавления ШАП ($K_{\text{под}}$) от величины интервала между служебными зонами для рассматриваемого случая (количества служебных зон) по отношению к ширине диаграммы направленности антенны основного канала: без линейной интерполяции ВК (кривая 1), с линейной интерполяцией ВК, выполненной 1 способом (кривая 2) и выполненной 2 способом (кривая 3).

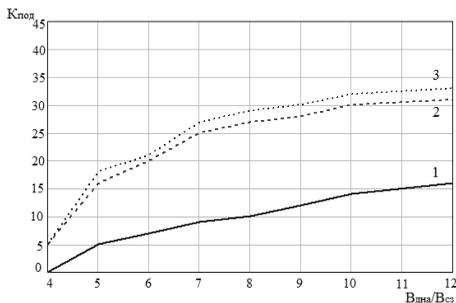


Рис. 2

Результаты моделирования показали, что без использования процедуры линейной интерполяции ВК подавление ШАП в среднем не превышает 15 дБ. Использование процедуры линейной интерполяции ВК позволяет увеличить коэффициент подавления ШАП в среднем на 15 дБ.

При воздействии трех ШАП (одна – по первому боковому лепестку, две – по фону), с мощностью каждой помехи 60 дБ, коэффициент подавления уменьшается в среднем на 3 дБ.

[1] Насонов В.В., Журавлев И.В., Фитасов Е.С. //Вестник Ярославского зенитного ракетного института противовоздушной обороны. Сб. научных трудов. – Ярославль: ЯЗРИ ПВО, 2003. Вып. 5. С. 90.

[2] Ключник В.С., Журавлев И.В., Насонов В.В., Фитасов Е.С. //Актуальные проблемы вузов ВВС. Межвузовский сборник. 2004. Вып. 17. С. 192.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АЛГОРИТМА ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ МНОГОМЕРНЫХ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ФУНКЦИЙ

В.В. Горда

Нижегородский госуниверситет

Проводимая научная работа имела перед собой цель изучить существующие алгоритмы и методы оценки «мгновенных» координат объектов, излучающих в окружающую среду, а также создать и протестировать алгоритм для диагностики динамических процессов, таких как, например, химические экзотермические реакции или различные газодинамические процессы с высокой локальной плотностью энергии. При этом особое внимание уделялось проблеме повышения помехоустойчивости и исключению проблемы неоднозначности результатов.

Для разработки указанного алгоритма были выдвинуты следующие предположения. Во-первых, среда распространения излученного исследуемым процессом или объектом возмущения считалась изотропной, а само возмущение – широкополосным и шумоподобным. Во-вторых, изучаемая область пространства разбивалась на ячейки, характерный размер которых определялся исходя из параметров распространяемого возмущения, среды распространения, регистрирующих и оцифровывающих устройств. В-третьих, каждой такой ячейке пространства ставился в соответствие один точечный источник, статус которого – включен или выключен – определялся посредством математического анализа. Возмущение от каждого источника фиксировалось всеми датчиками системы, оцифровывалось и обрабатывалось на персональном компьютере [1].

Для оценки координат источников был выбран дальномерный алгоритм в силу того, что его использование позволяет свести поставленную задачу к системе линейных алгебраических уравнений. Определение относительных временных задержек (ОВЗ) производилось с помощью построения трехмерной корреляционной функции. Ее использование позволило исключить проблему неоднозначности результатов [2]. Однако при добавлении в систему посторонних шумов трехмерные корреляционные функции «обрастают» дополнительными «ложными» (или «шумовыми») максимумами.

В ходе изучения свойств трехмерных корреляционных функций было замечено, что они имеют ярко выраженную гребенчатую структуру. На основе данного свойства было предложено решение вычислять такие функции в различных базисах: $[\Delta t_{12}, \Delta t_{13}, \Delta t_{14}]$, $[\Delta t_{21}, \Delta t_{23}, \Delta t_{24}]$, $[\Delta t_{31}, \Delta t_{32}, \Delta t_{34}]$. Затем, переводя координаты максимумов в пространственные координаты и накладывая получающиеся «карты источников» друг на друга, определили, что координаты «истинных» максимумов совпадают, а «ложных» – нет. Это позволило существенно увеличить помехоустойчивость алгоритма.

В ходе проведения экспериментов было выявлено, как точность установки датчиков системы влияет на корректность получаемых результатов (рис. 1), а размер скользящего окна – на скорость расчетов (рис. 2). Здесь ΔX и ΔY – погрешности установки одного из датчиков по осям X и Y соответственно.

Для экспериментальной проверки алгоритма была создана лабораторная установка, состоящая из каркаса в виде куба, сделанного из стальной проволоки, на

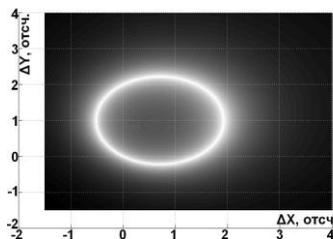


Рис. 1

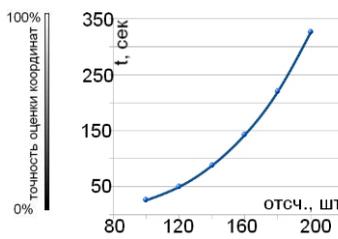


Рис. 2

котором были закреплены 5 электретных микрофонов ECM-4F(P), подключенных через двухкаскадный усилитель, собранный по схеме включения с общим эмиттером к блоку ввода-вывода NI BNC-2120, и далее, через плату многоканального аналого-цифрового преобразователя NI PXI-6251, к персональному компьютеру. Источником излучения служила горящая точка бенгальской свечи, закрепленной на каркасе (т.е. источник перемещался). Позиционирование электретных микрофонов проводилось вручную по миллиметровке.

Восстановленная описанным алгоритмом траектория в целом совпала с реальной. Тем не менее, в ходе опытов возникла еще одна проблема. Для получения хорошего разрешения по времени необходимо разбивать получаемые данные на окна. Чем уже окно – тем лучше разрешение (больше окон). С другой стороны, чем меньше окно, тем с большей погрешностью определяются ОВЗ, а значит и координаты источника. Кроме того, временные затраты на вычисления увеличиваются пропорционально третьей степени количества точек в окне.

[1] Горда В.В. // В кн.: Тр. XIII научной конф. по радиофизике. 7 мая 2009 г. /Под ред. С.М. Грача, А.В. Якимова. Н.Новгород: Изд-во ТАЛАН, 2009. С. 81.

[2] Канаков В.А., Горда В.В. // Датчики и системы. 2009, № 10. С. 28.

ЦИФРОВОЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Е.В. Горда, В.Ф. Ключев

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время в различных сферах деятельности человека существует задача мониторинга электромагнитных шумов. Целью работы является исследование алгоритма и оценка эффективности измерения интенсивности шумовых сигналов на фоне импульсных помех с одновременным измерением их средней мощности.

Рассмотренный алгоритм реализован в программной среде LabVIEW 8.5 [2]. Блок-схема модели, рассмотренная в данной работе, представлена на рис. 1.

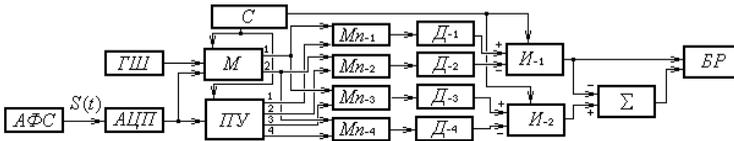


Рис. 1

Сигнал $S(t)$, поступающий с антенно-фидерной системы (АФС) и прошедший оцифровку с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП), и оцифрованный шумовой сигнал известной интенсивности с генератора шума (ГШ) подаются на входы модулятора (М), который выполняет роль двух коммутаторов, работающих в противофазе, поочередно подключающих ГШ и АЦП к мультиплексорам (Мп-1-4). Пороговое устройство (ПУ) осуществляет сравнение амплитуды сигнала со значением, равным $3\sigma_{ш}$, где $\sigma_{ш}$ выбирается из результата предыдущего измерения, и сравнение среднего значения амплитуд N числа отсчетов с порогом (для $N=20$ порог выбирался равным $\sigma_{ш}$) [1]. По результатам сравнения осуществлялось принятие решения о наличии или отсутствии импульсного сигнала в определенный момент. Реализованная модель применима в предположении медленно меняющегося уровня шума. На выходе ПУ формируются четыре стробирующих сигнала. Первый сигнал имеет значение равное «1», когда принято решение об отсутствии импульса, и «0», когда принято обратное решение в первой половине периода наблюдения, а форма сигнала во второй половине периода наблюдения повторяет форму в первой. Третий сигнал формируется аналогично, но для другой половины периода. Второй и четвертый сигнал формируется по обратной логике для первого и третьего сигналов соответственно. На выходах первого и третьего мультиплексоров «вырезается» часть сигнала, где присутствует импульсная составляющая, а на выходе второго и четвертого – наоборот. Квадратичные детекторы (Д-1-4) и интеграторы И-1 и И-2, синхронизированные с модулятором, позволяют найти разность интенсивностей шумов измеряемого и известного (с ГШ), а также, при помощи последующего сумматора, и среднюю мощность импульсной помехи.

В качестве измеряемого сигнала моделировался белый шум, а в качестве помехи – прямоугольный импульс (импульсы). В процессе исследования характеристик модели изменялась амплитуда импульса и его длительность, а также время наблюдения ($T_{изм.}$).

Зависимость погрешности измерений интенсивности шумовой составляющей сигнала при наличии импульсной помехи и погрешности измерения средней мощности последней от значения отношения сигнал/помеха при

фиксированном значении времени наблюдения, равном 2500 отсчетов, и длительности помехи, равной 100, 200 и 600 отсчетов, представлены на рис. 2.

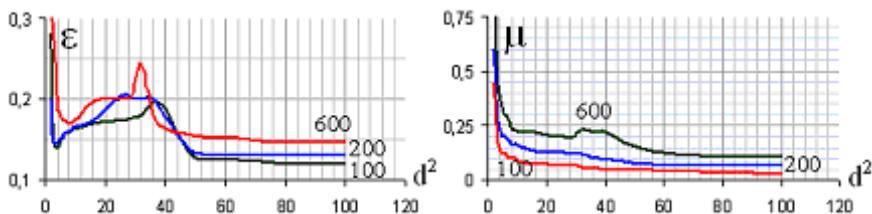


Рис. 2

Зависимости точности измерения обеих компонент сигнала от длительности импульса при $d^2=3$ и $d^2=36$ при времени наблюдения, равном 500 и 2500 отсчетов, изображены на рис. 3.

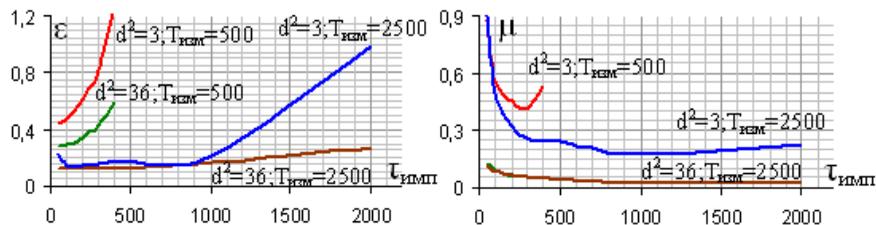


Рис. 3

Здесь ϵ и μ – относительные ошибки измерения интенсивности шума и средней мощности прямоугольного импульса соответственно, $d^2=A^2/\sigma_{\text{ш}}^2$ – отношение квадрата амплитуды импульса к дисперсии шума на входе модулятора.

Учет влияния импульсных компонент принимаемого сигнала позволяет улучшить точность определения интенсивности непрерывной шумовой компоненты, которая возрастает с увеличением числа отсчетов шумового сигнала. Стробирование импульсов помехи приводит к уменьшению времени усреднения и ухудшению точности измерения. Без стробирования полученное среднее значение существенно отличается от истинного значения, что делает процесс измерения невозможным, вследствие большой погрешности.

[1] Тихонов В.И. Выбросы случайных процессов. – М.: Наука, 1970, 392 с.

[2] Патон Б. LabVIEW: основы аналоговой и цифровой электроники. Пер. с англ. – М.: National Instruments, 2002, 190 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ПРОЕКЦИОННОГО МЕТОДА В РЛС ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

О.Е. Горячкина, Е.С. Фитасов

Нижегородский госуниверситет

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала был предложен проекционный метод межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами [1–3].

Частотная характеристика отдельного когерентного накопителя определяется выражением:

$$K_i(\omega) = S^H(\omega)(E - P)S(\omega_i)N^{-1},$$

где N – количество импульсов в пачке, P – матрица-проектор на подпространство помехи.

Частотная характеристика одного из накопителей приведена на рис. 1. Видна глубокая зона режекции в области местных предметов, главный пик, соответствующий радиальной скорости ожидаемого полезного сигнала, и боковые лепестки, спадающие приблизительно по закону $\text{sinc}(x)$.

Моделирование проводилось для режимов работы РЛС со следующими харак-

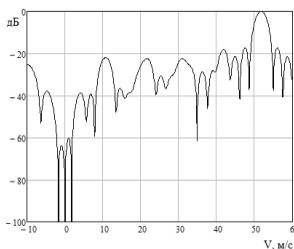


Рис. 1

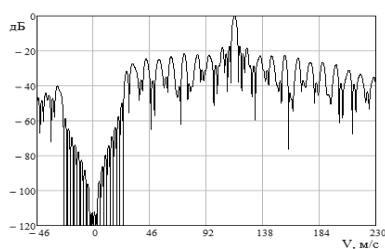


Рис. 2

теристиками: $T_1 = 140 \cdot 10^{-6}$ с, (что соответствует однозначной дальности обнаружения цели РЛС $D = 21$ км), размерность азимутального пакета (длина выборки) $N = 256$, длина волны $\lambda = 23$ см.

Размерность азимутального пакета позволяет формировать фильтры с гораздо большей полосой режекции, чем это показано на рис. 1. Частотная характеристика фильтра при размерности азимутального пакета $N = 256$ приведена на рис. 2. Она имеет главный пик, соответствующий радиальной скорости 112 м/с, и зону режекции местных предметов шириной 25 м/с по уровню минус 60 дБ. Зона режекции занимает интервал скоростей от минус 25 до плюс 25 м/с, то есть практически весь диапазон скоростей пассивных помех, включая метеообразования («ангель»).

В ходе исследования был проведен ряд натуральных экспериментов в различных позициях. В качестве радиолокационной цели выступал легкомоторный пропеллер-

ный самолет Як-52, а в качестве лоатора – импульсная РЛС кругового обзора с активной фазированной решеткой, длина волны $\lambda = 23$ см. Наблюдалась различные помеховые ситуации: местный предмет (рис. 3), цель и «ангел» (рис. 4), местный предмет и цель (рис. 5), местный предмет, «ангел» и цель (рис. 6).

Была получена зависимость коэффициента подавления и ширины зоны режек-

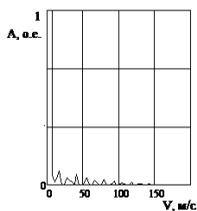


Рис. 3

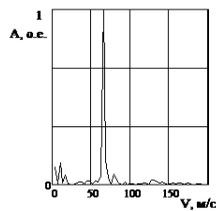


Рис. 4

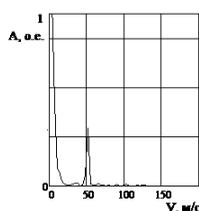


Рис. 5

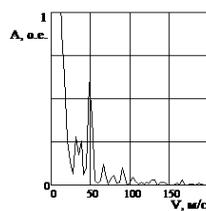


Рис. 6

ции от размерности азимутального пакета (см. таблицу).

Таблица

$K_{под}$, дБ	$N=512$	$N=256$	$N=128$	$N=64$	$N=32$	$N=16$
30	–	–	–	–	–	± 22 м/с
40	–	–	–	–	± 23 м/с	± 15 м/с
50	–	–	–	± 23 м/с	± 13 м/с	± 9 м/с
60	± 25 м/с	± 24 м/с	± 24 м/с	± 18 м/с	± 8 м/с	± 3 м/с

Из таблицы видно, что подавление пассивных помех с требуемым коэффициентом подавления 60 дБ и формирование зоны режекции, необходимой для подавления пассивных помех в диапазоне ± 25 м/с, надежно обеспечивается при азимутальном пакете размерностью $N=128$, $N=256$ или $N=512$. При уменьшении размерности азимутального пакета до $N=64$, $N=32$ и $N=16$ коэффициент подавления уменьшается при широкой зоне режекции. Таким образом, для обеспечения коэффициента подавления 60 дБ при $N=64$, $N=32$ и $N=16$ требуется уменьшать ширину зоны режекции, либо строить режекторный фильтр с двумя узкими зонами режекции (рис. 7).

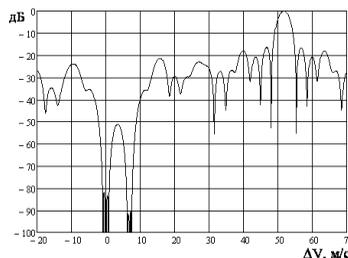


Рис. 7

- [1] Бакулев П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей.– М.: Радио и связь, 1986, 288 с.
- [2] Михеев П.В., Фитасов Е.С. //Вестник Нижегородского государственного университета. Серия: Радиофизика. 2005. Вып. 1 (3). С. 67
- [3] Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.– М.: Радио и связь, 1981, 416 с.

РАСЧЁТ ПОЛНОЙ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ РЕЗИСТОРА И ПАКЕТА В СВЧ-ТРАКТЕ

С.Н. Григорьев

ФГУП НПП «Салют»

Устройство для регулировки КСВ_У в СВЧ-аттенуаторе [1] устанавливается в верхней части СВЧ-тракта так, чтобы была возможность регулировать вносимую эквивалентную ёмкость резистора C_{13} или $C_{13} + C_{23}$, при помощи винтов регулировочного и поглощающего материала. Волновое сопротивление СВЧ-тракта в конструкции рассматриваемого аттенуатора изменяется в соответствии с формулой:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_{\mathcal{E}R}}{C_{\mathcal{E}R}}}. \quad (1)$$

Эквивалентная индуктивность плоского, прямоугольного СВЧ-резистора определяется с учётом возможного влияния взаимной индуктивности со стороны другого, лежащего в этой же плоскости платы резистора, согласно выражению (при $\{a, b\} \ll l$):

$$L_{\mathcal{E}R} \cong \frac{1}{2} \cdot \left[\underbrace{\frac{\mu_0 \cdot l_R}{2\pi} \cdot \left(\ln\left(\frac{2l_R}{b}\right) + 0,5 \right)}_{L_{rR}} + \underbrace{\frac{\mu_0 \cdot l_R}{2\pi} \cdot \left(\ln\left(\frac{2l_R}{2a+b}\right) - 1 \right)}_{L_{rR}} \right] \cong \frac{\mu_0 \cdot l_R}{2\pi} \cdot \left[\ln\left(\frac{2l_R}{\sqrt{b} \cdot (2a+b)}\right) - 0,25 \right], \quad (2)$$

где $\mu_0 = \tilde{\mu}_0 \cdot \mu_{\text{омн}} = 4\pi \cdot 10^{-7} \left[\frac{\Gamma\text{H}}{\mathcal{M}} \right] \cdot 1,000000038 \approx 1,256 \cdot 10^{-6} \left[\frac{\Gamma\text{H}}{\mathcal{M}} \right]$ – магнитная проницаемость среды (воздуха) при $t = 20 \dots 25$ [°C]; $\{l_R, b, a\} \cdot 10^{-3}$ [м] – длина, ширина и зона тепловода резистора; $\{L_{\mathcal{E}R}, L_{rR}, L_{lR}\} \cdot 10^{-9} \left[\frac{\Gamma\text{H}}{\mathcal{M}} \right]$ – эквивалентная индуктивность, индуктивность и взаимная индуктивность СВЧ-резистора соответственно.

Каждый пакет состоит из нескольких резистивных плат. Определяем взаимную индуктивность между первым и вторым резисторами по формуле:

$$L_{m_{1-2}} \cong \frac{\mu_0 \cdot l_R}{2\pi} \cdot \left[\ln\left(\frac{2l_R}{\Delta + h_{II} + \delta}\right) - 1 \right], \quad (3)$$

где $h_{II} \cdot 10^{-3}$ [м] – толщина керамической подложки; $A = (1 \dots 5) \cdot 10^{-3}$ – толщина плёнки резистора, $0 < \Delta \ll h_{II}$; $\delta_k = \frac{1}{k} \cdot 10^{-3}$ [м] – толщина воздушного слоя; $k \geq 1$ – количество резистивных плат в пакете.

Верхняя граница изменения величины k , однозначно определяется решением следующего уравнения относительно переменной k :

$$L_{m_{1-2}} \cong \frac{\mu_0 \cdot l_R}{2\pi} \cdot \left(\ln\left(\frac{2l_R}{(k-1) \cdot (\Delta + h_{II} + \delta)}\right) - 1 \right) = 0 \Rightarrow k_{\text{max}} = \frac{2l_R}{e \cdot (\Delta + h_{II} + \delta)} + 1. \quad (4)$$

Подсчитываем полную суммарную взаимную индуктивность между первым и каждым последующим (по отдельности) k -м резистором ($k > 2$) по формуле:

$$L_{\Sigma_{n_1-k+2}} \underset{>0}{\cong} \frac{\mu_0 \cdot I_R}{2\pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2l_R}{(A+h_{II}+\delta)} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \frac{1}{4} + \frac{1}{5} + \frac{1}{6} + \frac{1}{7} + \frac{1}{8} + \frac{1}{9} + \frac{1}{10} + \dots + \frac{1}{k+1} \right) \right) - (k-1) \cdot 1 \right]. \quad (5)$$

Вычисляем суммарную эквивалентную взаимную индуктивность между каждыми последовательными (по отдельности и попарно) k -ми резисторами по формуле:

$$L_{\Sigma_{n_1-k+2}} \cong \frac{\mu_0 \cdot I_R}{2\pi} \cdot \left[\ln \left(\frac{2l_R}{(A+h_{II}+\delta)} \cdot ((k-1) \cdot 1) \right) - \sum_{n=1}^{k-1} (k-n) \cdot 1 \right], \quad (6)$$

при этом

$$\lim_{\omega \rightarrow +\infty} Z_{0R} = \lim_{\omega \rightarrow +\infty} \sqrt{\frac{L_{\Sigma R}}{C_{\Sigma R}}} \approx 1. \quad (7)$$

Таким способом в СВЧ-аттенуаторах можно достигать значений $\lim_{\omega \rightarrow +\infty} \text{КСВ}_U \approx 1,01 \dots 1,05$.

Физико-математическая модель волновых процессов, протекающих в СВЧ-аттенуаторе, показывает характерное влияние высоты экранирующей крышки корпуса $H = (d_1 + \Delta + h + d_2) > 0$ на доминирующие параметры микрополосковой линии при условии:

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{\text{верхняя}} \leq (6h) \\ H_{\text{нижняя}} \leq \left(\frac{6h}{\sqrt{\varepsilon_{\text{подл}}}} \right) \end{array} \right. \text{ и } \left\{ \begin{array}{l} |a| \leq |6b| \\ 0 < \Delta < 10 \end{array} \right. .$$

Стоит отметить, что экранирующий корпус СВЧ-аттенуатора выполнен на базе лёгкого немагнитного алюминиевого сплава В-95, представляющего собой парамагнитный материал с $\mu_{\text{относ. Al, В-95}} \cong 1,000023 \dots 1,000030 > 1,000000$. В отличие от сплава В-95, немагнитные металл (медь Cu) или сплав (латунь Cu-Zn), как диамагнитные материалы с $\mu_{\text{относ. Cu, Cu-Zn}} \cong 0,999990 \dots 0,999990 < 1,000000$, имеют более тяжелый вес и стоимость.

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

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НА ПРОСТРАНСТВЕННУЮ СТРУКТУРУ ПОЛЕЙ ПОБОЧНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.А. Евстифеев, В.Ф. Ключев, В.А. Односвцев

Нижегородский госуниверситет

В рассматриваемой электротехнической системе (ЭТС) управления возможна и релейная коммутация токов, и коммутация ключевыми схемами.

При этом существенно изменяется структура управляющего сигнала. Необходимо рассмотреть возможность изменения ранее разработанной методики измерения побочного электромагнитного излучения (ПЭМИ) ЭТС-1 для измерения ПЭМИ ЭТС-2. Рассмотрим две ЭТС: одну – с электронной коммутацией, вторую – с релейной, которым соответствуют разные модели сигналов. Первая представляет собой последовательность трапецеидальных импульсов с длительностью фронта τ порядка нескольких десятков микросекунд и с длительностью самого импульса θ порядка нескольких сотен микросекунд для ЭТС-2. Вторая представляет собой импульс из пачки дребезга контактов с длительностью переднего фронта τ порядка нескольких наносекунд и с длительностью заднего фронта θ порядка нескольких десятков наносекунд [1].

Передача сигналов от формирующего устройства (ФУ) к исполнительному устройству (ИУ) осуществляется по экранированной линии связи. В зависимости от того, как ЭТС заземлено, возможны две различных модели источника ПЭМИ. Первая: линия заземлена с одного конца (рис. 1), в этом случае в качестве модели источника излучения можно рассматривать элементарный диполь.

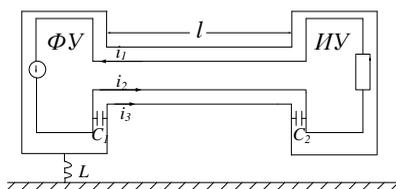


Рис. 1

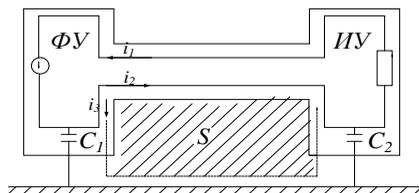


Рис. 2

Вторая: при раздельном заземлении ФУ и ИУ (рис. 2), в качестве модели источника излучения можно рассматривать элементарный виток с током – рамку. Вследствие этого для различных конструкций ЭТС будут преобладающими различные компоненты полей ПЭМИ и различные зависимости амплитуд полей от расстояния. На рис. 3 и рис. 4 представлены соответственно компоненты электрического и магнитного полей излучателя

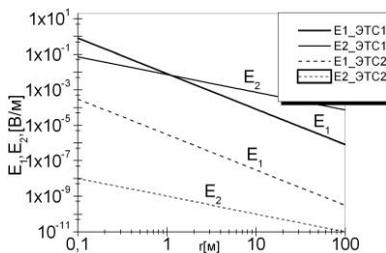


Рис. 3

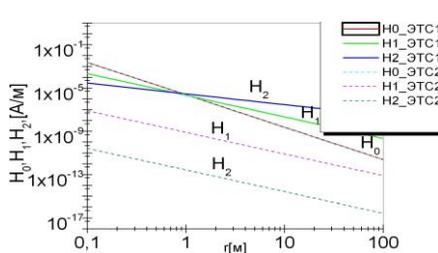


Рис. 4

рамочного типа в свободном пространстве [2]. Следует отметить, что исходя из модели сигналов в ЭТС-2, все измерения проводятся в ближней зоне (БЗ) и измеряется статическая и индукционная компоненты поля. Размер БЗ порядка 480 м. Контролируемая зона для ЭТС-2 укладывается в ближнюю или промежуточную зону.

В БЗ преобладающими компонентами электромагнитного поля является либо электрическая, либо магнитная составляющая в зависимости от источника излучения, поэтому их измерение целесообразно проводить отдельно. Таким образом, переход к другому формированию сигналов приводит к необходимости изменения методики измерения и аппаратной базы. С другой стороны, специфика сигнала ЭТС-2 приводит к работе в НЧ области до 1 МГц, а для этого диапазона характерен высокий уровень промышленных помех, носящих в основном импульсный характер, это делает невозможным измерение с использованием широкой полосы приёмника. Поэтому предлагается применять периодический сигнал в качестве тестового и проводить измерения с узкополосным приёмником.

При измерениях для ЭТС-1 существенны интерференционные явления, которые тоже меняют структуру поля [3, 4]. На рис. 5 представлена зависимость множителя ослабления из-за влияния подстилающей поверхности. Кривые F_1 , F_2 , F_3 для частот излучателя $f=500$ МГц, $f=300$ МГц и $f=100$ МГц соответственно. Как видно из графиков, до определённого расстояния структура поля имеет осциллирующий характер с явно выраженной зависимостью от расстояния, что говорит о целесообразности измерений в области монотонного изменения поля. Кроме этого, при измерениях необходимо применять стандартную подстилающую поверхность, чтобы обеспечить одинаковый уровень отражения.

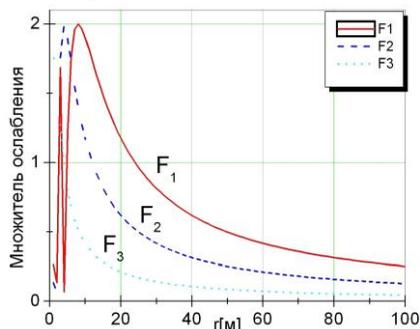


Рис. 5

- [1] Певницкий В.П. Статистические характеристики промышленных помех. – М.: Радио и связь, 1988, 246 с.
- [2] Хармут Х. Теория секвентного анализа. – М.: Мир, 1980, 574 с.
- [3] Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1972.
- [4] Альперт Я.Л., Гинзбург В.Л., Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн. – М.: ГИТТЛ, 1953.

ПОСТРОЕНИЕ И МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ГАУССОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Е.В. Кованова, В.Н. Бугров

Нижегородский госуниверситет

Фильтры с гауссовой характеристикой широко используются в современной радиоэлектронике, как аналоговой, так и цифровой при решении задач передачи и обработки информации. Нормированная резонансная характеристика для гауссовой кривой:

$$y^0(\xi) = e^{-\frac{\xi^2}{\alpha}}, \quad (1)$$

где ξ – абсолютная расстройка от резонансной частоты. Отметим некоторые характеристики гауссовой кривой:

- минимальное время становления – с нуля до переходной характеристики;
- отсутствие биений после установления колебаний;
- минимальная база из всех возможных характеристик сигнала:

$$B_r = (t_e * f_e) \Rightarrow \min. \quad (2)$$

При каскадном соединении звеньев второго порядка АЧХ системы стремится к гауссовой кривой. Оценка степени близости АЧХ фильтра к гауссовой кривой проводится по среднеквадратичной погрешности σ в полосе пропускания по заданному уровню y_0 :

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{P} \cdot \sum_{i=1}^P [y(\xi_i) - y^r(\xi_i)]^2}, \quad (3)$$

где $y(\xi_i)$ – текущее значение характеристики в i -ой дискретной точке определения, а $y^r(\xi_i)$ – значение идеальной гауссовой характеристики в этой точке.

Рекурсивный ЦНП-фильтр является дискретной линейной системой, для которой соотношение между входной x_n и выходной y_n последовательностями определяется уравнениями в конечных разностях:

$$y_n = -\sum_{k=1}^N a_k \cdot y_{n-k} + \sum_{k=0}^N b_k \cdot x_{n-k}, \quad (4)$$

где a_k, b_k – вещественные коэффициенты, лежащие в диапазоне: $-1, 0 < a_k, b_k < 1, 0$.

Частотный коэффициент передачи

$$H(e^{j\omega}) = A \frac{\prod_{i=1}^N (1 - z_i e^{-j\omega})}{\prod_{i=1}^N (1 - p_i e^{-j\omega})}. \quad (5)$$

Современные требования к функционированию цифровых фильтров в частотной области, определяющей селективные свойства фильтра, следующие [1, 2]:

1. требуемые АЧХ, ФЧХ, характеристики групповой и фазовой задержки;
2. произвольные формы ЧХ. Линейность частотной шкалы;

3. целочисленное проектное решение;
4. минимальная стоимость и энергопотребление ЦФ.

Синтез цифровых фильтров по совокупности требуемых характеристик возможен в настоящее время только на основе численных методов нелинейного программирования (НМП). Общая идея НМП состоит в привязке решения любой задачи к экстремуму функции качества (цели) $F(X)$. Для решения такой задачи разработана компьютерная программа анализа и синтеза цифрового фильтра.

Что касается реализации, то наиболее выгодной является последовательная форма построения в виде каскадного включения звеньев второго порядка. Частотная передаточная функция для рекурсивного гауссова фильтра, состоящего из каскадного соединения m -звеньев второго порядка имеет следующий вид [1, 2]:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}. \quad (6)$$

Здесь коэффициенты – целочисленные, а их интервал изменения определяется разрядностью используемого микропроцессора. Расчёт отклика звена фильтра:

$$y_n = (b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2})/a_0. \quad (7)$$

На рисунке приведена типичная структура звена рекурсивного ЦНП-фильтра, соответствующая уравнению (7).

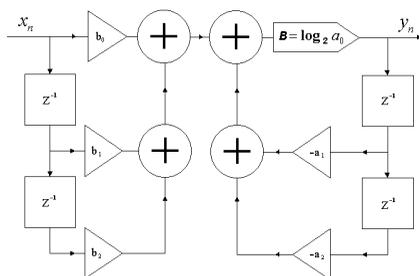


Рис. Структура звена рекурсивного ЦНП-фильтра.

Таким образом, представленная модель может быть успешно использована для синтеза гауссовых цифровых фильтров с более широким набором задаваемых характеристик фильтра по сравнению с классическим методом расчета.

- [1] Бугров В.Н. // Вестник Нижегородского государственного университета. 2009, № 6. С. 71.
- [2] Бугров В.Н., Лупов С.Ю., Земляков Н.Е., Корокозов М.Н. // Вестник Нижегородского государственного университета. 2009, № 2. С. 76.

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ КЛАССИФИКАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ КЛАССА «САМОЛЕТ С ВИНТОВЫМ ДВИГАТЕЛЕМ»

С.А. Козлов^{1,2)}, Е.С. Фитасов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾Нижегородский НИИ радиотехники

В работе [1] был проведен анализ влияния пропеллерной модуляции на обнаружение винтовых летательных аппаратов (ЛА) в РЛС дециметрового диапазона. Модуляционные признаки вторичного излучения, возникающие в процессе взаимного перемещения элементов конструкции ЛА с одной стороны являются помехой, дающей на индикаторе кругового обзора несколько отметок от цели, а с другой стороны являются дополнительным информационным признаком винтовых ЛА и дают возможность синтезировать алгоритмы обнаружения и классификации целей.

Пропеллерная модуляция наиболее интенсивна для сигналов, отраженных от самолета при ракурсных углах наблюдения близких к $\Theta = 90^\circ$ и 270° , при этом на выходах когерентных накопителей отчетливо наблюдаются несколько локальных максимумов. Но для целей, имеющих близкий к нулевому ракурсный угол, информационные спектральные составляющие находятся, как правило, в одном элементе разрешения и обнаружение эффекта пропеллерной модуляции традиционными методами спектрального разрешения, основанными на когерентном накоплении сигнала (ДПФ), не представляется возможным. Однако современные методы цифрового спектрального оценивания дают возможность наблюдать данный эффект и при малых ракурсных углах [2].

К отраженным сигналам, дающим на индикаторе кругового обзора одну отметку от цели, были применены методы спектрального сверхразрешения: проекционный метод MUSIC и метод прямого–обратного линейного предсказания (ПОЛП), основанный на оценке авторегрессионной модели данных.

Так, при ракурсных углах близких к $\Theta = 180^\circ$ (цель летит «от нас») из-за затенения быстро движущегося винта корпусом планера метод «сигнал от цели» давал одну отметку и в доплеровском спектре наблюдался один локальный максимум. Методы сверхразрешения также не выявляли дополнительных спектральных составляющих (рис. 1).

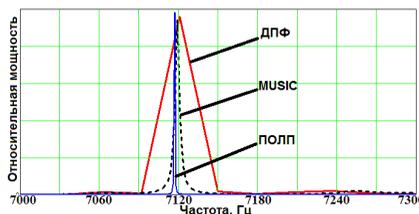


Рис. 1

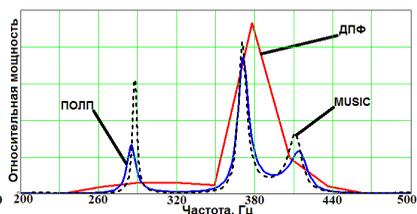


Рис. 2

Для ракурсных углов, близких к нулевым (цель летит «на нас»), примерно в 50% случаев отметка от цели дробилась, в остальных случаях присутствовала единственная отметка. Использование методов спектрального

сверхразрешения позволяли наблюдать одну или две дополнительные спектральные компоненты, тем самым улучшая вероятность правильной классификации до 90% по сравнению с процедурой, основанной на ДПФ. Сравнительная оценка методов [3] показала, что при заданном уровне вычислительных затрат наилучшей разрешающей способностью по частоте обладает метод ПОЛП. Метод MUSIC приближается к характеристикам метода ПОЛП при значительном увеличении вычислительных затрат (рис. 2). Также метод MUSIC в своей модели предполагает наличие некоторой априорной информации о числе источников излучения, что в реальных условиях не всегда получается узнать.

На основе экспериментальных исследований синтезирован алгоритм классификации ЛА класса «самолет с винтовым двигателем». Предложенный алгоритм работает по структурной схеме на рис. 3, состоящей из оптимального фильтра (ОФ), блока доплеровских фильтров (ДФ), порогового устройства (ПУ), буфера памяти и блока классификации.

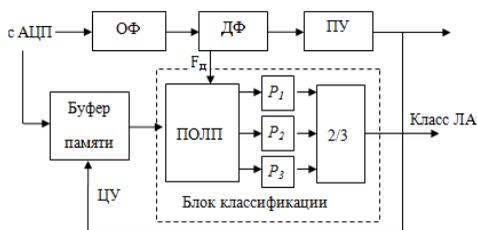


Рис. 3

При попадании вычисленных в ДФ частот F_d в расчетный диапазон доплеровских скоростей ЛА блок проводит дополнительную обработку по целеуказанию (ЦУ) для выявления признаков вторичной модуляции (в частности, пропеллерной): с буфера памяти считывается массив данных и проводится многоальтернативная проверка наличия нескольких локальных максимумов доплеровских частот сигналов с помощью авторегрессионного метода ПОЛП при трех фильтрах предсказания ($p = P_1; P_2; P_3$) с использованием критерия «два из трех». При выявлении методом ПОЛП одного или двух дополнительных локальных максимумов хотя бы в двух из трех фильтрах принимается решение об обнаружении ЛА класса «самолет с винтовым двигателем».

- [1] Горячкина О.Е., Козлов С.А., Фитасов Е.С. // В кн.: Тр. XIV-й научн. конф. по радиофизике. 7 мая 2010 г. /Ред. С.М. Грач., А.В. Якимов. – Н.Новгород: Изд-во ННГУ, 2010. С. 138.
- [2] Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ.– М.: Мир, 1990. С. 584.
- [3] Козлов С.А., Фитасов Е.С. // В кн.: Сб. докл. XVII-й научно-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж: Изд-во НПФ «САКВОЕЕ», 2011. Т. 3. С. 2041.

РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА АКУСТИЧЕСКОЙ ЛОКАЦИИ СЕТЬЮ ПРОСТРАНСТВЕННО РАЗНЕСЕННЫХ ДАТЧИКОВ

М.М. Сорохтин, И.Ю. Королев

Нижегородский госуниверситет

Задача определения местоположения источника акустического или радиосигнала с помощью систем пассивной локации возникает во многих инженерных и исследовательских областях, таких как гидролокация, мониторинг гроз, обнаружение объектов импульсного акустического излучения, отслеживание перемещений транспорта и грузов, и является актуальной площадкой для разработки более точных и быстродействующих алгоритмов поиска решения.

В настоящее время широко применяются разностно-дальномерные алгоритмы определения местоположения источника излучения, основанные на измерении временных задержек между сигналами, поступающими на пространственно разнесенные датчики [1].

При разработке локационных систем важно определить критерии и методы повышения эффективности локации источников излучения с учетом пространственной конфигурации сети приемников.

В данной работе предлагается разрабатываемый авторами улучшенный алгоритм решения разностно-дальномерной задачи и адаптивный алгоритм слежения за обнаруженным источником сигнала на основе подстройки пространственной конфигурации приемных позиций в целях достижения и поддержания максимальной точности решения.

Для определения местоположения источника сигнала по расстояниям расстояний от него до приемных позиций следует решить систему нелинейных уравнений. В аналитическом виде решения данной системы в общем случае не существует. На практике для нахождения решения, как правило, применяют различные оптимизационные алгоритмы для минимизации суммарной квадратичной невязки по всем уравнениям системы. Однако слабая выраженность экстремума и малые значения производных функции в его окрестности приводят к неточности решения и увеличению времени его нахождения. Для определения местоположения в данной работе предлагается использование оптимизационного алгоритма Левенберга-Марквардта, являющегося комбинацией простейшего градиентного метода и метода Гаусса-Ньютона. В многоэкстремальном случае алгоритм может сходиться к различным решениям, поэтому в работе применяется статистический метод уточнения решения и расчета его погрешности. На рис. 1 приведена блок-схема метода определения местоположения.

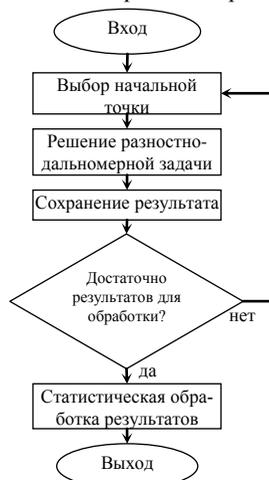


Рис. 1

Проблема сложности обнаружения экстремума в некоторых случаях может быть устранена за счет перемещения приемных датчиков [2]. Авторами разработан алгоритм адаптивной подстройки геометрии системы приемников с учетом текущего положения источника излучения [3] на основе метода оптимизации Хука-Дживса. На рис. 2 приведена блок-схема алгоритма оптимизации геометрии сети приемников. Оптимизация состоит в перемещении каждого приемника на малую величину, расчете новой погрешности местоопределения, и, в случае лучшего результата, приемник двигается дальше в выбранном направлении.

Рассматриваются частные случаи общей задачи, связанные с определением местоположения подвижного объекта сетью датчиков, область возможного размещения которых ограничена. Это актуально, когда район перемещения приемников ограничен областью действия систем связи между ними, требованиями безопасности самих приемников, а также районом размещения источника, в котором определение его местоположения является актуальной задачей. Рассмотрен случай, когда возможные траектории движения датчиков для подстройки их конфигурации также заданы. Последняя задача возникает, например, при позиционировании деталей на сборочном производстве с помощью набора датчиков, перемещающихся по рельсам.

В работе проведено компьютерное моделирование алгоритмов определения местоположения источников сигнала и подстройки конфигурации сети приемников. В результате сделан вывод о большей точности определения координат объекта при использовании оптимизационного алгоритма Левенберга-Марквардта. Также было проведено исследование точности адаптивного алгоритма в сравнении с алгоритмом без соответствующей подстройки сети приемников и показано, что с помощью адаптивной схемы точность определения местоположения источника может быть значительно повышена.



Рис. 2

[1] Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993, 416 с.

[2] Орлов В.В. // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. 2003, №2. С. 42.

[3] Шульце К.-П., Реберг К.-Ю. Инженерный анализ адаптивных систем.– М.: Мир, 1992, 279 с.

ВЛИЯНИЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ МОЩНОГО КВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА СОДЕРЖАНИЕ МЕЗОСФЕРНОГО ОЗОНА

А.А. Кузнецов¹⁾, Ю.Ю. Куликов²⁾, А.А. Красильников²⁾, Г.П. Комраков³⁾,
В.Л. Фролов³⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾Институт прикладной физики РАН

³⁾Научно-исследовательский радиофизический институт

Наряду с изучением воздействия естественных факторов на состояние атмосферы, в последнее время развиваются методы исследования, основывающиеся на искусственном воздействии на атмосферу мощного КВ радиоизлучения, которое генерируется специально созданными нагревными стендами. Это позволяет производить измерения при контроле параметров создаваемого возмущения с возможностью повторения эксперимента в дальнейшем.

В данной работе представлены результаты экспериментов по модификации нижней ионосферы, которые проводились 27–28 марта 2011 года на нагревном стенде «Сура» (ФГНУ НИРФИ), расположенном около п. Васильсурск в Нижегородской области. Целью проводимого эксперимента являлось измерение возможного влияния мощного радиоизлучения на содержание мезосферного озона. В марте 2009 г. проводились аналогичные измерения, и наблюдалось уменьшение интенсивности излучения в линии атмосферного озона (частота 110836,04 МГц) [1].

Мониторинг содержания озона средней атмосферы регулярно осуществляется в Институте прикладной физики РАН при помощи мобильных микроволновых озонметров [2]. Параметры прибора позволяют получать информацию с временным разрешением 15 минут в вертикальном распределении озона на высотах от 22 до 60 км.

Эксперимент был поставлен следующим образом. Стенд «Сура» излучал под углом 12° от зенита на юг мощную радиоволну на частоте $f_0 = 4,3$ МГц. Приём теплового излучения средней атмосферы на частоте 110836,04 МГц осуществлялся при помощи двух идентичных мобильных микроволновых озонметров. Один из приёмников был ориентирован по направлению излучения стенда «Сура». Антенна второго радиометра была направлена под зенитным углом 70° на юг. Нагрев нижней ионосферы проводился 27 марта с 12:02 до 14:32 мск и 28 марта с 12:00 до 15:30 мск в режиме: 30 мин. – излучение, 30 мин. – пауза. Выбор режима работы стенда обусловлен разрешающими способностями микроволнового озонметра: за время нагрева или паузы можно было получить по два спектра атмосферной линии озона с нужным разрешением (точность каждой точки спектра $\sim 2\%$).

27 марта работали два модуля стенда из трёх, измерения производились при мощности волны накачки $P_{эфф} = 40$ МВт. Было зафиксировано уменьшение интенсивности теплового излучения атмосферы в линии озона в среднем на 9% приёмником, антенна которого была ориентирована под зенитным

углом 70° . На рисунке показаны изменения интенсивности с течением времени. Жирные горизонтальные линии соответствуют средним значениям за соответствующие периоды. На графике отмечено время нагревных сеансов, вертикальной стрелкой указан момент захода Солнца. Прибором, принимающим излучение из модифицированной области, данного эффекта обнаружено не было.

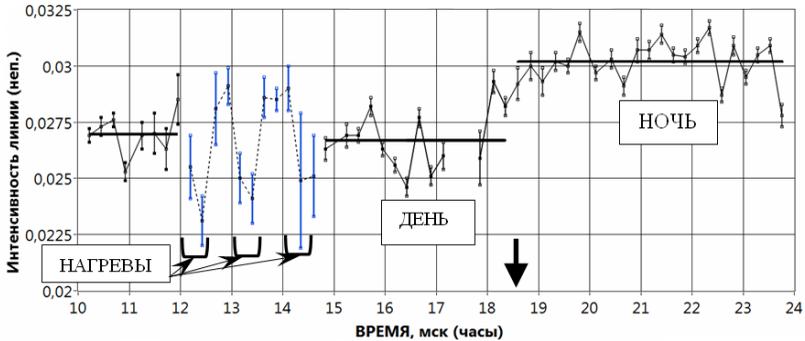


Рис.

28 марта на нагрев работали все три модуля стенда «Сура», $P_{\text{эфф}} = 80$ МВт. Измерения теплового излучения атмосферы в этот день осуществлялись при помощи одного приёмника, направленного в модифицированную область атмосферы, так как другой прибор вышел из строя. При максимальной излучаемой мощности наблюдалось уменьшение интенсивности линии озона в среднем на 4%.

По измеренным спектрам была проведена оценка вертикального профиля концентрации озона по методике, описанной в [3]. Расчёт показал, что нагрев нижней ионосферы приводит к уменьшению содержания мезосферного озона на высотах ~ 60 км в среднем на 18% по отношению к среднему значению в дневное время суток. С окончанием искусственного воздействия содержание озона восстанавливается. Предположительно наблюдаемый эффект связан с воздействием на нейтральную атмосферу пондеромоторной силы, которая вызвана работой нагревного стенда [4].

- [1] Kulikov Y.Y., Frolov V.L. //Proc. of MSMW'10. – Kharkov, Ukraine, 2010.
- [2] Красильников А.А., Куликов Ю.Ю., Рыскин В.Г., Щитов А.М.// Изв. РАН. Сер. физическая. 2003. Т. 67, № 12. С.1788.
- [3] Красильников А.А., Куликов Ю.Ю., Мазур А.Б., Рыскин В.Г., Серов Н.В., Федосеев Л.И., Швецов А.А. //Геомагнетизм и аэрономия. 1997. Т. 37, № 3. С. 174.
- [4] Григорьев Г.И., Трахтенгерц В.Ю. //Геомагнетизм и аэрономия. 1999. Т. 39, № 6. С. 90.

РЕЗУЛЬТАТЫ СОПОСТАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИХ ЛУЧЕЙ И КОНЦЕНТРАЦИИ ОЗОНА В ДИАПАЗОНЕ ВЫСОТ 22-60 КМ НА СТАНЦИЯХ г. АПАТИТЫ И ПЕТЕРГОФ В 2007-2009 гг.

И.П. Ястребов¹⁾, А.Ю. Чиркунов¹⁾, Ю.Ю. Куликов²⁾

¹⁾Нижегородский госуниверситет

²⁾Институт прикладной физики РАН

Исследование корреляционных зависимостей между содержанием атмосферного озона и числом космических частиц проводится в Нижегородском госуниверситете с начала 2000-х годов. Была обнаружена слабая положительная корреляция числа нейтронов со значениями интенсивностями линий атмосферного озона [1], выявлены характерные особенности корреляционных функций между интенсивностью линий и числом частиц в зависимости от активности Солнца [2]. Данная работа посвящена поискам корреляционных зависимостей между числом нейтронов и содержанием атмосферного озона на основе данных микроволновых наблюдений атмосферного озона, проведенных в 2007–2009 гг.

Мониторинг содержания озона средней атмосферы регулярно осуществляется в Институте прикладной физики РАН при помощи мобильных микроволновых озонметров [3]. Параметры прибора позволяют получать информацию о вертикальном распределении озона на высотах от 22 до 60 км с временным разрешением 15 минут. Начиная с 2007 г., в Петергофе (60°N, 30°E) проводятся регулярные измерения с использованием упомянутого мобильного озонметра. В декабре 2009 года производились одновременные микроволновые наблюдения содержания озона на высотах более 20 км в Петергофе и в Апатитах (68°N, 33°E) [4]. В результате обработки измеренных спектров излучения озона были получены его вертикальные профили.

На рис. 1–3 представлены примеры вычисленных взаимных функций корреляции $K_{кор}(\Delta t)$ между числом нейтронов, зарегистрированных монитором в г. Апатиты и плотностями озона на высотах 25, 40 или 60 км в зависимости от временного сдвига Δt . На полученных графиках иногда отчетливо просматриваются осцилляции с периодами около суток, 12 суток и примерно месяц. Причем суточные вариации характерны для высот 40 и 60 км. Можно выделить еще одну особенность в полу-

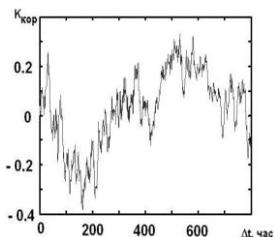


Рис. 1

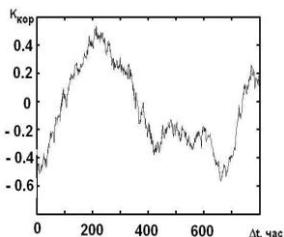


Рис. 2

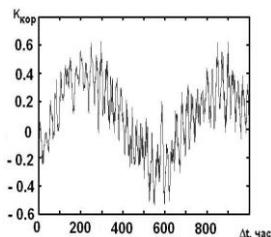


Рис. 3

ченных $K_{кор}(\Delta t)$ – те из них, которые относятся к 25 и 40 км, находятся в противофазе (см. рис. 1 и 2).

Результаты расчетов коэффициентов корреляции между плотностями озона на высотах 25 и 40 км для измерений 2007 и 2009 гг. приведены в таблице 1. В скобках указаны минимальные значения функции корреляции между зависимостями подобными рис 1 и 2, т.е. оценками функции корреляции между числом нейтронов и плотностями озона на высотах 25 и 40 км. Из таблицы 1 видно, что, действительно, коэффициенты корреляции между плотностями озона получаются отрицательными.

Табл. 1

	2007	2009
Апатиты	–	– 0,26 (– 0,86)
Петергоф	– 0,27 (–0,61)	–0,43 (–0,81)

Табл. 2

$K_{кор}$	1999	2000	2001	2003	2004
Апатиты	–	0,70	0,72	0,54	0,51
Нижний Новгород	0,37	0,39	0,32	–	–

В дальнейшем была предпринята попытка обнаружения такой же отрицательной корреляции между плотностями озона на высотах 25 и 40 км на основе наблюдений 1999–2004 гг. Результаты приведены в таблице 2. Все коэффициенты корреляции получились положительными, причем усредненный коэффициент для полярных широт (г.Апатиты) выше, чем для умеренных.

Можно сделать предположение, что корреляционная связь между концентрациями озона на высотах 25 и 40 км становится положительной из-за увеличенной вертикальной протяженности полярного вихря. Если вихрь занимает по вертикали большие расстояния от 20 до 40 км, а, возможно, и выше (как это происходило в 1999–2000 гг. [5]), то изменения, вызванные этим вихрем, могут иметь положительную корреляцию. В Нижнем Новгороде этот коэффициент корреляции меньше ввиду удаленности от полярных широт. По величине такого коэффициента корреляции, по-видимому, можно оценивать вертикальную протяженность полярного вихря.

- [1] Кисляков А.Г., Ястребов И.П., Савельев Д.В., Шкелев Е.И. //Изв. вузов. Радиофизика. 2003. Т. 46, № 11. С. 953.
- [2] Ястребов И.П. //В кн.: Труды XII-й научной конференции по радиофизике, 7 мая 2008 г. /Ред. С.М. Грач, А.В.Якимов – Н.Новгород: ТАЛАН, 2008. С.125.
- [3] Красильников А.А., Куликов Ю.Ю., Рыскин В.Г., Щитов А.М. //Известия. РАН. Сер. физическая. 2003. Т. 67, № 12. С. 1788.
- [4] Тимофеев Ю.М., Косцов В.С., Поберовский А.В., Куликов Ю.Ю., Красильников А.А. // Вестник Санкт-Петербургского университета. Серия 4 (Физика и химия), 2008. Вып. 4. С. 44.
- [5] Куликов Ю.Ю., Красильников А.А. Рыскин В.Г. //Геомagnetизм и аэрoномия. 2002. Т. 42, № 2. С. 265.

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ КОМПЕНСАЦИИ ЕМКОСТЕЙ PIN-ДИОДОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРАХ

Э.Л. Привер

ФГУП НПП «Салют»

Электрически управляемые аттенюаторы нередко выполняются по схеме с параллельным подключением pin-диодов к линии передачи при взаимном расстоянии между диодами, равном $\lambda/4$, где λ – длина волны в линии [1]. Для обеспечения согласования аттенюатора (в режиме минимального ослабления) в состав его схемы вводятся реактивные элементы, компенсирующие емкости pin-диодов, в частности, последовательные индуктивности (компенсация типа ФНЧ) и параллельные шлейфы (резонансная компенсация) [2]. Введение дополнительных элементов усложняет конструкцию аттенюаторов. В ряде случаев возможна реализация альтернативного алгоритма построения схем на основе T-образных инверторов с минимальным числом элементов компенсации. Рассмотрим сущность такого алгоритма.

1) Емкость каждого из диодов рассматривается как элемент T-образного инвертора в соответствии со схемой, приведенной на рисунке

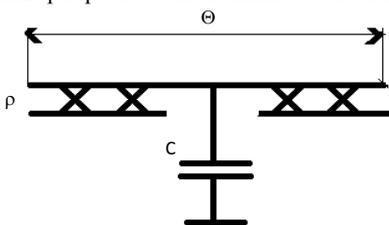


Рис.

Схема содержит отрезок линии передачи с волновым сопротивлением ρ и электрической длиной $\theta = 2\pi l/\lambda$, где l – длина отрезка, λ – длина волны в линии передачи, C – емкость pin-диода. Данная схема обладает на центральной частоте f_0 рабочего диапазона частот аттенюатора свойствами инвертора (т.е. вносит фазовый сдвиг, равный 90°) при выполнении следующего условия [3]:

$\theta = \arctg 2/\omega_0 C \rho$, где $\omega_0 = 2\pi f_0$, при этом характеристическое сопротивление инвертора $z_{и} = \rho \operatorname{tg} \theta/2$, ($z_{и} < \rho$)

2) Схема аттенюатора строится в виде каскадного соединения таких инверторов. При произвольном числе диодов входное и выходное сопротивления аттенюатора (в режиме минимального ослабления) равны $z_{и}$. Для их согласования со стандартной величиной импеданса (50 Ом) возможны 3 решения.

а) Выбрать величину ρ таким образом, чтобы $z_{и} = \rho_0$: $\rho = \rho_0 \cdot C \operatorname{tg} \theta_0/2$. Техническая реализация данного решения имеет конструктивное ограничение: $\rho < \rho_{\max}$, где ρ_{\max} – максимально допустимая величина ρ , при которой еще возможно конструктивное выполнение микрополосковой линии передачи.

б) Включать на входе и выходе аттенюатора трансформаторы импеданса, например, шлейфные [3], с характеристическим сопротивлением, равным $(\rho_0 z_{и})^{1/2}$. Возможна также комбинация упомянутых решений.

в) Выбрать число диодов четным, при этом фазовый сдвиг, вносимый цепочкой инверторов, будет равен $k\pi/2$, где k -число диодов, и аттенуатор будет согласован при произвольных соотношениях между ρ_0 и z_n , т.к. его схема эквивалентна каскадному соединению полуволновых резонаторов.

Выбор конкретного схмотехнического решения для проектирования зависит от технических требований к аттенуатору и параметров pin-диодов.

Описанный алгоритм может являться основой для первого приближения и последующего параметрического синтеза схем аттенуаторов.

- [1] Дзехцер Г.Б. Орлов О.С. Pin-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. – М.:Сов. радио, 1969. С. 51.
 [2] Вайсблат А.В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах. – М.: Радио и связь, 1987. С. 28.
 [3] Привер Э.Л. //Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2009, №4. С.64.

ПРИМЕНЕНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ОЦЕНКИ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ УЗКОПОЛОСНОГО ЧМ-СИГНАЛА

А.В. Романов, И.П. Ястребов

Нижегородский госуниверситет

Теория вейвлетов дает удобный и эффективный инструмент для решения многих практических задач. Основная область применения вейвлетных преобразований – анализ и обработка сигналов и функций, нестационарных во времени [1].

Непрерывным вейвлет-преобразованием (НВП) функции $s(t)$ называют функцию двух переменных $W(a,b)$:

$$W(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)\psi_{ab}^*(t)dt,$$

где $a, b \in \mathbb{R}$, $a \neq 0$, $\psi^*_{a,b}(t)$ – масштабированные и сдвинутые копии порождающего вейвлета $\psi(t) \in L^2(\mathbb{R})$, совокупность которых создает базис пространства $L^2(\mathbb{R})$.

В данной работе апробирована возможность применения НВП для анализа мгновенной частоты ЧМ-сигнала. Для простоты были выбраны сигналы с тональной модуляцией. В процессе работы рассматривались как модельные сигналы, так и полученные в результате эксперимента.

В работе [2] описан метод оценки закона изменения мгновенной частоты с помощью НВП, он включает в себя следующую последовательность операций:

1. Определить моменты времени t_i , соответствующие экстремумам исходного сигнала.

2. Вычислить вейвлет-коэффициенты $W^2(a, b)$.
3. Для каждого момента времени t_i определить соответствующие значения коэффициентов b_i .
4. Для каждого значения коэффициента b_i найти значения a_i , в которых функция $W^2(a, b_i)$ достигает максимального значения.
5. Используя набор значения a_i , вычислить мгновенные частоты F_i и построить их график.

Результат применения данного алгоритма для модельного ЧМ-сигнала приведен на рис. 1. Сплошной линией показан закон модуляции частоты, пунктирной – оценка мгновенной частоты согласно описанному выше алгоритму. При расчете $W(a, b)$ использовался вейвлет МНАТ. По рисунку видно, что для модельного сигнала мгновенная частота находится с достаточно высокой точностью. Причем ошибка тем меньше, чем с меньшим шагом вычисляются коэффициенты $W(a, b)$.

Следующим этапом работы стала апробация алгоритма на сигнале, полученном с помощью лабораторной установки, описанной в работе [3]. Звуковой гармонический сигнал излучается колонками, которые располагаются рядом с колеблющимся маятником. Зафиксированный микрофоном сигнал кроме составляющей на основной частоте содержит еще слабую компоненту отраженного от качающейся пластины сигнала с доплеровским сдвигом частоты, причем эта слабая компонента будет обладать частотной модуляцией по гармоническому закону. Также в сигнале присутствуют шумы квантования, гармоники, возникающие из-за нелинейности звукового адаптера компьютера, различные звуковые помехи. Частота излучаемого сигнала составляла 800 Гц. По грубой оценке доплеровский сдвиг находился в пределах 2–3 Гц. Поскольку частотный сдвиг зависит от амплитуды свободных колебаний маятника, он будет уменьшаться с течением времени.

Для увеличения точности оценки параметров сигнала была выполнена предварительная обработка, заключающаяся в выделении полезной компоненты сигнала полосно-пропускающим фильтром, переноса спектра в область низких частот с помощью синхронного детектора. На рис. 2 показан сигнал после предварительной обработки, он представляет собой оценку закона модуляции частоты. По оси ординат отложены значения отчетов сигнала, излучаемый же колонками сигнал занимал примерно половину диапазона двухбайтового целого со знаком числа. На рис. 3 приведен закон изме-

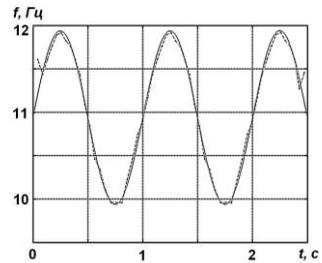


Рис. 1

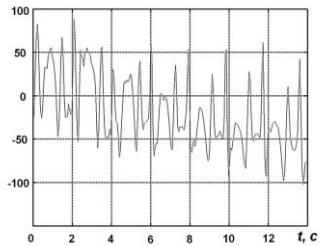


Рис. 2

нения мгновенной частоты сигнала, рассчитанный по приведенному выше алгоритму при использовании вейвлета МНАТ. Ввиду того, что синхронное детектирование выполнялось без квадратурного преобразования, фактически на рисунке отображается модуль доплеровского сдвига частоты. Полученная зависимость близка к той, которая получается оценкой мгновенной частоты через производную фазы аналитического сигнала.

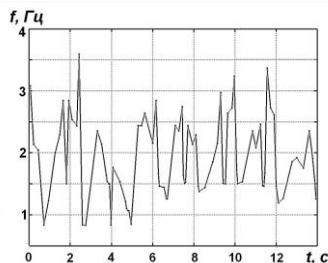


Рис. 3

Стоит отметить, что столь малые изменения частоты в принципе не могут быть зафиксированы классическими методами спектрального оценивания, параметрические алгоритмы дают более точную оценку закона изменения мгновенной частоты [3].

[1] Астафьева Н.М.//УФН. 1996. Т. 166, № 11. С. 1145.

[2] Поршнев С.В. //Вычислительные методы и программирование. 2003. Т.4. С.104.

[3] Лупов С..Ю., Фрадкина Е.П. // Открытое образование. 2009, №5. С. 30.

АНАЛИЗ КОНФИГУРАЦИИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ В ЗАДАЧЕ АМПЛИТУДНОЙ МОНОИМПУЛЬСНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

М.Ю. Семенова, А.А. Логинов, О.А. Морозов

Нижегородский госуниверситет

Для разделения переменных (азимута и угла места) в задаче оценивания направления на источник радиоизлучения амплитудным моноимпульсным методом широко используют антенные системы специальной конфигурации, при которых приемные элементы идентичны и образуют строго квадратную (прямоугольную) антенную решетку. Применение указанной конфигурации антенной системы не всегда возможно. В наших исследованиях мы предлагаем отойти от традиционной конфигурации антенной системы и изучать возможность оценки точности пеленгации в зависимости от расположения приемных элементов в антенной решетке.

Для определения угловых координат x источника радиоизлучения амплитудным моноимпульсным методом необходимо решить систему уравнений пеленгации [1], которая в общем случае является нелинейной. Для ДН, описываемых двумерными гауссовыми функциями с одинаковыми дисперсиями ($\sigma_{xi}=\sigma_{xj}$, $\sigma_{yi}=\sigma_{yj}$, $\sigma_{xyi}=\sigma_{xyj}$), в случае применения суммарно-разностной пеленгационной характеристики система уравнений пеленгации сводится к системе линейных уравнений. Для решения переопределенной системы ли-

нейных уравнений пеленгации классическим является метод приведения системы к системе нормальных уравнений Гаусса:

$$\mathbf{R}^T \mathbf{R} \mathbf{x} = \mathbf{R}^T \mathbf{q}(\mathbf{A}), \quad (3)$$

устойчивость решения которой зависит от обусловленности матрицы $\mathbf{R}^T \mathbf{R}$ [2].

Элементы матрицы $\mathbf{R}^T \mathbf{R}$ не зависят от параметров принимаемых сигналов, поэтому ее обусловленность определяется только конфигурацией антенной системы.

В случае неидентичных гауссовых ДН $f_i(\mathbf{x})$ система уравнений пеленгации не может быть сведена к линейной. При малых вариациях параметров гауссовых ДН антенной системы в работе исследуется переход к их аппроксимациям. В качестве аппроксимирующих функций $f_{appi}(\mathbf{x})$ предлагается использовать функции Гаусса, при этом положение их центров должны соответствовать положениям центров исходных ДН \mathbf{x}_0 , а дисперсии вдоль различных направлений (σ_x , σ_y , σ_{xy}) должны быть одинаковыми для всех ДН. Дисперсии аппроксимирующих функций определяются из условия:

$$\sum_i \iint (f_i(\mathbf{x}) - f_{appi}(\mathbf{x}))^2 d\mathbf{x} \rightarrow \min,$$

где интегрирование при численной реализации может быть заменено суммированием во всех точках сетки, на которой заданы ДН. Полученные параметры аппроксимации используются для составления матрицы системы линейных уравнений пеленгации $\mathbf{R}^T \mathbf{R}$ и для анализа ее обусловленности. Необходимо уточнить, что для анализа обусловленности предлагается применять аппроксимации исходных ДН в виде идентичных гауссовых ДН, при этом для расчетов пеленга предлагается использовать исходные неидентичные ДН.

Предложенный алгоритм анализа конфигурации антенной системы может быть разделен на два этапа. На первом этапе определяются каналы приемной системы, уровень сигнала в которых превышает некоторый заранее заданный порог, за счет чего в первую очередь из рассмотрения исключаются ситуации, в которых уровень сигнала недостаточен для обработки. На втором этапе производится собственно анализ конфигурации по величине обусловленности матрицы $\mathbf{R}^T \mathbf{R}$.

Анализ результатов проведенного исследования позволяет сделать вывод о том, что для гауссовых ДН в области, где величина обусловленности матрицы $\mathbf{R}^T \mathbf{R}$ близка к единице, ошибка пеленгации близка к нулю. При исследовании предложенного метода для негауссовых ДН с боковыми лепестками выявлено заметное увеличение (на порядок) ошибки пеленгации в области, где обусловленность матрицы близка к 1. Однако данный метод и для антенных систем с негауссовыми ДН позволяет выявить и исключить из

расчета ситуации, когда, в связи с особенностями конфигурации, возможны высокие ошибки определения пеленга.

Т.о., анализ конфигурации антенной системы позволяет указать области угловых координат, в которых задача определения пеленга путем решения системы уравнений пеленгации без дополнительной обработки является неустойчивой, что приводит к существенному возрастанию ошибок. Применение предложенного в работе алгоритма позволяет исключить из обработки области, в которых мощность принимаемого сигнала еще достаточна для составления и решения системы уравнений пеленгации, но в которых, в связи с особенностями расположения приемных антенн с уровнем сигнала, превышающим минимально допустимое пороговое значение, задача пеленгации является неустойчивой.

- [1] Семенова М.Ю., Логинов А.А., Морозов О.А. // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2010. №5(2). С. 358.
- [2] Форсайт Дж., Молер К. Численное решение систем линейных алгебраических уравнений. – М.: Мир, 1969, 167 с.

УМЕНЬШЕНИЕ УРОВНЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Е.В. Бессонова¹⁾, В.И. Ирхин²⁾

¹⁾*Нижегородский госуниверситет*

²⁾*ОАО «ФНПЦ «ННИИРТ»*

При оптимальной обработке линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала на выходе приемника его форма будет определяться функцией $\text{sinc}(x)$, которая характеризуется наличием боковых лепестков, представляющих собой источник помех, которые могут замаскировать более слабые сигналы.

Чтобы минимизировать уровень боковых лепестков автокорреляционной функции существуют методы весовой обработки [1], которые осуществляют соответствующее изменение спектра принимаемых сигналов с помощью частотной фильтрации или формирование огибающей зондирующего сигнала с помощью функции времени. Однако использование весовых функций имеет ряд недостатков, возникающих из-за рассогласования сигнала, полученного в результате его весовой обработки, с импульсной характеристикой согласованного фильтра: уменьшение отношения сигнал/шум (ОСШ) и расширение центрального лепестка корреляционной функции. При этом возникает задача поиска другого метода уменьшения уровня боковых лепестков, дающего меньшие потери в ОСШ. Одним из таких методов является поиск закона частотной модуляции (ЧМ), при котором уровень боковых лепестков корре-

ляционной функции меньше, чем у ЛЧМ сигнала, а потери в ОСШ незначительны.

Запишем закон частотной модуляции в виде:

$$S_{\text{изл}}(t) = \exp \left[j \sum_{k=0}^K a_k t^k \right],$$

где a_k , $k=0, \dots, K$ – неизвестные коэффициенты полинома K -го порядка. Введем весовую функцию $W(\omega)$, преобразование Фурье которой имеет во временной области вид, требуемый для выходного сигнала. Предлагается выбрать закон ЧМ таким образом, чтобы минимизировать уровень боковых лепестков и одновременно минимизировать потери в ОСШ, которые можно рассчитать, определив соотношение потерь фильтра сжатия по отношению к согласованному фильтру [2]:

$$L[\text{дБ}] = 10 \lg \left[\frac{q^2}{q_0^2} \right] = 10 \lg \frac{\left| \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} W(\omega) d\omega \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |S_{\text{изл}}(\omega)|^2 d\omega \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \left| \frac{W(\omega)}{S_{\text{изл}}(\omega)} \right|^2 d\omega}$$

Выбором закона ЧМ можно добиться минимальных различий между энергетическим спектром сигнала и спектром весовой функции: $|S_{\text{изл}}(\omega)|^2 \approx W(\omega)$. Для получения практических результатов возьмем весовую функцию Хемминга:

$$W(\omega) = 0,08 + 0,92 \cos^2[\pi\omega/(2/3 \Delta\omega)].$$

Будем сравнивать ее со спектром прямоугольного ЧМ сигнала с базой $D=100$.

Выберем закон ЧМ при $K=4$ и найдем коэффициенты a_k при условии минимизации функционала $Q = |S_{\text{изл}}(\omega)|^2 W(\omega)$ с помощью метода последовательных приближений, то есть путем перебора возможных значений коэффициентов. Таким образом, вычислив наименьшее значение функционала Q , получим коэффициенты a_k полинома:

$$a_2 = \frac{(2\pi f_d)}{T_c}, \quad a_4 = 3 \frac{2(2\pi f_d)^3}{T_c^3}.$$

Соответственно получен синтезированный ЧМ сигнал:

$$y(t) = \exp[j(a_4 t^4 + a_2 t^2)].$$

Минимизация различий между энергетическим спектром и спектром весовой функцией приводит к тому, что рассогласование сигнала значительно уменьшается, т.е. потери при весовой обработке такой функции ЧМ должны сильно уменьшиться. И действительно, вычисляя потери, получаем ОСШ = -2,74 дБ.

Синтез закона модуляции сложного сигнала при прочих равных условиях дает выигрыш в потерях ОСШ в два раза по сравнению с традиционными видами весовой обработки и обеспечивает уровень боковых лепестков (УБЛ) -50 дБ относительно главного лепестка автокорреляционной функции слож-

ного сигнала. Такие потери и УБЛ допустимы для большинства практических применений.

На рисунке слева изображена корреляционная функция ЛЧМ сигнала обработанного по Хеммингу, а справа – корреляционная функция синтезированного сигнала. Видно, что возникающее при этом уширение главного лепестка корреляционной функции синтезированного сложного сигнала приводит к незначи-

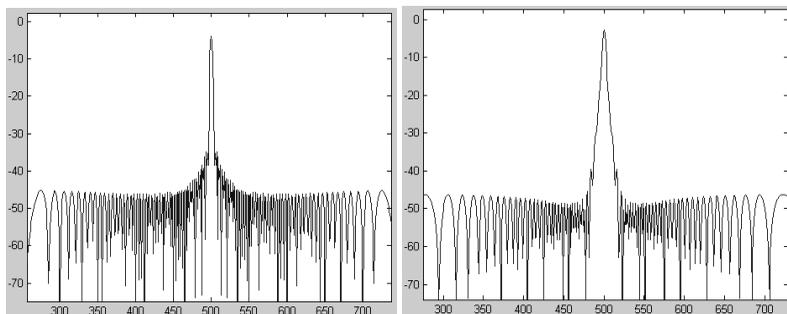


Рис.

тельному ухудшению разрешения по дальности, и на уровне -3 дБ такое уширение практически незаметно.

Таким образом, получен алгоритм для уменьшения уровня боковых лепестков автокорреляционной функции сложных сигналов с малыми потерями в ОСШ.

- [1] Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971, 568 с.
- [2] Монаков А.А., Мишура Т.П. //Успехи современной радиоэлектроники. 2010. №10. С. 3.