

Труды XXIV научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ
«РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ
И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ»**

Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОБЪЕДИНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ОТ ПРОСТРАНСТВЕННО- РАЗНЕСЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ

Д.А. Пальгугев¹), Е.С. Фитасов¹), А.Б. Борзов²), Г.Л. Павлов²), Д.А. Васильев²)

¹) ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²) МГТУ им. Н.Э. Баумана

Введение

Объединение радиолокационной информации от пространственно-разнесенных источников широко применяется в современных системах метеорологического мониторинга воздушного пространства, управления воздушным движением, радиолокационной разведки и т. д. [1-11]. Известно [1, 12, 13], что источники информации могут быть когерентными (синхронизированными по времени) или некогерентными (т.е. информация от источников потребителю поступает асинхронно). Однако в большинстве практических случаев источники радиолокационной информации являются некогерентными, так как имеют более простую техническую реализацию по сравнению с когерентными из-за отсутствия необходимости синхронизации. При этом очевидно, что «некогерентное» объединение информации будет иметь меньшую эффективность по сравнению с «когерентным».

Применение классических алгоритмов объединения информации при обработке результатов радиолокационных измерений от пространственно-разнесенных источников и последующем обмене объединенной радиолокационной информацией (РЛИ) в сетевых информационных системах сталкивается с рядом серьезных проблем [14]. Традиционно алгоритмы объединения информации радиолокационных измерений от пространственно-разнесенных источников в соответствии с классификацией, предложенной в [15], основаны на «группе схем ветвящихся решений». В [15] отмечается, что эта группа схем обработки дает удовлетворительные результаты, если расстояние между целями намного превышает ошибки измерений, экстраполированные на интервал времени между двумя измерениями. Если поток целей плотный, то может оказаться, что ветвящиеся алгоритмы либо не обеспечивают сходимости, либо окажутся неэффективными. Это особенно плохо для систем, которые должны точно определять число регистрируемых радиолокационных объектов. Поэтому такие алгоритмы, по мнению [15], мало применимы для систем, которые должны иметь очень высокую пропускную способность. Построение эффективных информационных моделей функционирования иерархических информационных систем является достаточно сложной задачей вследствие высокой динамики информационных процессов, большого количества параметров и характеристик, подлежащих учету. Математический аппарат для описания процессов отождествления (объединения) радиолокационной информации от пространственно-разнесенных источников в информационных системах при наличии большого количества воздушных объектов развит недостаточно. На практике размеры стробов точного отождествления и вероятность отождествления определяются, как правило, эмпирическим способом.

Алгоритм сетевой обработки радиолокационных измерений от пространственно-разнесенных источников

Повысить вероятность объединения, а также точность и достоверность информации можно, если использовать при объединении радиолокационной информации алгоритм сетевой обработки (см. рисунок, [16]). Особенность алгоритма заключается в объединении радиолокационной информации, поступающей в сетевую информационную систему, с информацией, находящейся в сети. При этом сама сеть своей структурой обеспечивает одноуровневую обработку и доставку информации потребителям с минимальной задержкой по времени.



Рисунок. Блок-схема алгоритма сетевой обработки

Алгоритм сетевой обработки [16], разработанный для информационной системы сетевой структуры [17], позволяет получить строгое математическое выражение для определения размеров stroba точного отбора при объединении РЛИ. В этом способе обработки вследствие особенностей построения этапов алгоритма не допускается формирование нескольких ветвящихся решений, принадлежащих одному циклу обработки. Обработка очередного (любого) поступившего сообщения проводится без прерываний в алгоритме, от начала до конца, то есть до формирования объединенной информации. Число ветвей в самом алгоритме сведено к минимуму.

Вероятность объединения информации радиолокационных измерений от пространственно-разнесенных источников

Допустим, что вероятность объединения $P_{\text{объед}}$ данных о воздушных объектах задана потребителем. В этом случае, для определения размеров stroba точного отбора необходимо решить задачу нахождения пределов интегрирования (модулей разностей некоррелированных величин координат и составляющих скоростей) Δx , Δy , Δz , ΔV_x , ΔV_y , ΔV_z по известной вероятности объединения.

Полагая, что ошибки измерения координат источников подчиняются нормальному закону, не учитывая ошибки и погрешности на предшествующих точному отбору этапам, для вероятности объединения информации по модулю разности координат Δx на этапе точного отбора сетевой обработки получим выражение (1). Аналогичным образом получаются выражения для координат Δy , Δz , и составляющих скоростей ΔV_x , ΔV_y , ΔV_z :

$$\begin{aligned}
 P_{\text{объед } \Delta x} = & \\
 = & \frac{1}{2\pi\sigma_{x_1}\sigma_{x_2}} \int_{-\infty}^{\Delta x} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x_2 - \bar{x}_2)^2}{2\sigma_{x_2}^2} - \frac{(x_2 - \bar{x}_1 + \Delta x)^2}{2\sigma_{x_1}^2}\right) dx_2 + \right. \\
 & \left. + \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x_2 - \bar{x}_2)^2}{2\sigma_{x_2}^2} - \frac{(x_2 - \bar{x}_1 - \Delta x)^2}{2\sigma_{x_1}^2}\right) dx_2 \right] \\
 & + \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x_2 - \bar{x}_2)^2}{2\sigma_{x_2}^2} - \frac{(x_2 - \bar{x}_1 - \Delta x)^2}{2\sigma_{x_1}^2}\right) dx_2 \Big] d\Delta x, \tag{1}
 \end{aligned}$$

где Δx , Δy , Δz – модули разностей некоррелированных величин координат и составляющих скоростей ΔV_x , ΔV_y , ΔV_z , \bar{x}_1 , \bar{x}_2 – матожидание случайных величин x_1 , x_2 .

Если учесть корреляционную матрицу ошибок измерения Ψ_{12} для вектора разности параметров сравниваемых сообщений источников № 1 и № 2, то, в предположении, что ошибки измерения источника № 1 при измерении координат близко расположенных воздушных объектов имеют одинаковые корреляционные матрицы ошибок, то корреляционная матрица ошибок для векторов разности параметров сравниваемых сообщений принимает следующее выражение:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{ij/12} = \Psi_1 + \Psi_2 = & \\
 = & \left\| \begin{array}{cccccc}
 \sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_2}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \sigma_{z_1}^2 + \sigma_{z_2}^2 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{x_1}}^2 + \sigma_{V_{x_2}}^2 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{y_1}}^2 + \sigma_{V_{y_2}}^2 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{V_{z_1}}^2 + \sigma_{V_{z_2}}^2
 \end{array} \right\|. \tag{2}
 \end{aligned}$$

Пропустим ряд промежуточных выражений, учтем, что в случае некоррелированности случайных величин X и Y , их совместная плотность распределения равна произведению плотностей распределения каждой из случайных величин [18, с. 230], и представим выражение (1) в форме (2), где пределы интегрирования Δx , Δy , Δz , ΔV_x , ΔV_y , ΔV_z определяются в соответствии с требуемой потребителем вероятностью объединения информации. В дальнейшем, учитывая, что плотность распределения вероятности симметрична относительно оси ординат и что модуль принимает только положительные значения, для дальнейшего преобразования выражения (3) в

части вероятности объединения по координатам применим функцию Лапласа вида

$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ и получим выражение (4):

$$\begin{aligned}
 P_{\text{объед}} &= \\
 &= \frac{1}{(2\pi)^3 \sqrt{|\Psi_{12}|}} \left[\left(\int_0^{\Delta x} \int_0^{\Delta y} \int_0^{\Delta z} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta x^2}{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2} + \frac{\Delta y^2}{\sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_2}^2} + \right. \right. \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \left. \frac{\Delta z^2}{\sigma_{z_1}^2 + \sigma_{z_2}^2} \right) \right] d\Delta x d\Delta y d\Delta z \right) \times \left(\int_0^{\Delta V_x} \int_0^{\Delta V_y} \int_0^{\Delta V_z} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta V_x^2}{\sigma_{V_{x1}}^2 + \sigma_{V_{x2}}^2} + \right. \right. \right. \\
 &+ \left. \left. \left. \frac{\Delta V_y^2}{\sigma_{V_{y1}}^2 + \sigma_{V_{y2}}^2} + \frac{\Delta V_z^2}{\sigma_{V_{z1}}^2 + \sigma_{V_{z2}}^2} \right) \right] d\Delta V_x d\Delta V_y d\Delta V_z \right) \right], \quad (3)
 \end{aligned}$$

$$P_{\text{объед}} = \frac{2\Phi(\Delta x)}{\sigma_x} \frac{2\Phi(\Delta y)}{\sigma_y} \frac{2\Phi(\Delta z)}{\sigma_z}, \quad (4)$$

где $t_x = \frac{\Delta x}{\sigma_x}$, $t_y = \frac{\Delta y}{\sigma_y}$, $t_z = \frac{\Delta z}{\sigma_z}$, а $\sigma_x = \sqrt{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2}$, $\sigma_y = \sqrt{\sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_2}^2}$, $\sigma_z = \sqrt{\sigma_{z_1}^2 + \sigma_{z_2}^2}$ соответственно.

Таким образом, получены математические выражения для оценки вероятностных параметров объединения информации радиолокационных измерений от некогерентных пространственно-разнесенных источников. Выражения получены с учетом ряда условий, а именно: объединение осуществляется в узле информационной системы сетевой структуры; для объединения применяется алгоритм сетевой обработки, который в силу особенностей своего построения допускает обработку только одного ветвящегося решения – одного сообщения о воздушном объекте. При оценке вероятностных параметров объединения РЛИ не учитываются систематические и случайные ошибки и погрешности, имеющиеся в исходной информации от источников и в предшествующих объединению этапах алгоритма третичной сетевой обработки. Показано, что при выполнении определенных условий и допущений вероятность объединения информации одинакова для каждого поступившего сообщения о воздушном объекте, не зависит от продолжительности циклов обработки в узле информационной системы, от количества обрабатываемых измерений, загрузки каналов передачи данных и т.п., в отличие от традиционных алгоритмов обработки. Полученные выражения для расчета вероятности объединения информации и размеров строба точного отбора могут быть использованы при построении математических моделей функционирования и оценки вероятностных параметров объединения РЛИ как в узлах информационных систем сетевой структуры (пунктов сбора и обработки информации), так и для оценки достоверности информации в информационных системах в целом.

Одним из направлений дальнейшей работы над математической моделью алгоритма сетевой обработки является более полный учет особенностей РЛИ, поступаю-

щей от источников, а также учет характера погрешностей и ошибок, возникающих на этапах алгоритма сетевой обработки.

- [1] Ермолаев В.Т. Разнесённый приём на основе корреляционной обработки сигналов / В.Т. Ермолаев, К.А. Морозов, А.А. Солоницына // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2017. № 12. С. 1109.
- [2] Multi-radar tracker (MRT). [Northropgrumman]. – URL: [http://www.es.northropgrumman.com/solutions/multiradartracker/assets/Multi-Radar_Tracker-MRT.pdf_\(19.12.2011\)](http://www.es.northropgrumman.com/solutions/multiradartracker/assets/Multi-Radar_Tracker-MRT.pdf_(19.12.2011)).
- [3] Лучков Н.В. Анализ объединения данных РЛС, их временная и пространственная привязки / Н.В. Лучков // Автоматизация процессов управления. 2015. № 1 (39). С. 21.
- [4] Хомяков А.В. Алгоритмы совместной траекторной обработки в многопозиционном радиолокационном комплексе / А.В. Хомяков, В.И. Филипенков, Ю.И. Мамон // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2016. № 2. С. 305.
- [5] Архимандритов И.Б. Задача разработки модели цифровой платформы сбора, обработки и распространения пространственных данных, построенной с использованием сетецентрической авиационной системы мониторинга / И.Б. Архимандритов, С.Г. Белов, В.С. Верба, А.А. Липатов, Д.А. Миляков, И.А. Сидоров, Д.Ю. Четыркин // Журнал радиоэлектроники. 2018. № 5. С. 8.
- [6] Коновалов, А.А. Алгоритм завязки траектории цели в асинхронном многопозиционном радиолокационном комплексе / А.А. Коновалов // Радиотехника. 2012. № 7. С. 50.
- [7] Кирюшкин, В.В. Межпозиционное отождествление результатов измерений и определение координат воздушных целей в многопозиционной радиолокационной системе на беспилотных летательных аппаратах / В.В. Кирюшкин, Н.С. Волков // Теория и техника радиосвязи. 2019. № 1. С. 107.
- [8] Журавлёв, А.В. Алгоритм межпозиционного отождествления результатов измерений в суммарно-дальномерной многопозиционной радиолокационной системе в условиях многоцелевой обстановки / А.В. Журавлёв, В.В. Кирюшкин, А.В. Коровин // Радиотехника. 2019. Т. 83. № 6 (8). С. 180.
- [9] Зябиров, Э.В. Выбор вида и параметров стробов при отождествлении координатной информации от средств обнаружения воздушных целей в комплексе средств автоматизации батарейного командного пункта / Э.В. Зябиров, А.В. Аравин, С.В. Михайлов, И.П. Филюшкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2018. № 4 (48). С. 88.
- [10] Воронина, Н.Г. Проблемные вопросы решения задач при вторичной и третичной обработке данных в системах освещения обстановки / Н.Г. Воронина, А.В. Шафранок // В сборнике: Материалы конференции "Управление в морских системах" (УМС-2018) 2018. С. 215.
- [11] Морозов Г.В., Координированная пространственная обработка сигналов на базовых станциях систем сотовой связи с адаптивным выбором поляризации / Г.В. Морозов, А.В. Давыдов, А.А. Мальцев // Известия вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 8. С. 586.

- [12] Кузьмин, С.З. Основы цифровой обработки радиолокационной информации/ С.З. Кузьмин. – М.: Сов. радио, 1974. 432 с.
- [13] Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации / А.Е. Охрименко. – Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990. 180 с.
- [14] Кореньков В. Время нового подхода. Агрегирование информации – эффективный способ борьбы с информационными перегрузками / В. Кореньков, П. Моисеенко, С. Семёнов // Воздушно-космическая оборона. 2006. № 3 (28).
- [15] Конторов Д.С. Введение в радиолокационную системотехнику / Конторов Д.С., Голубев-Новожилов Ю.С. – М.: Советское радио, 1971. 368 с.
- [16] Пат. 2461843 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Способ обработки радиолокационной информации в сетевой информационной структуре автоматизированной системы управления / Пальгуев Д.А., Таныгин А.А.; заявитель и патентообладатель Нижегородский научно-исслед. ин-т радиотехники – № 2011117435/07; заявл. 29.04.2011; опубл. 20.09.2012; Бюл. № 26.
- [17] Пат.102269 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Автоматизированная система передачи радиолокационной информации / Пальгуев Д.А., Таныгин А.А.; заявитель и патентообладатель Нижегородский научно-исслед. ин-т радиотехники – № 2010137263/09; заявл.07.09.2010; опубл.20.02.2011; Бюл. № 5.
- [18] Вентцель Е.С. Теория вероятностей и её инженерные приложения / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – М.: Наука, 1988. 480 с.
- [19] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

МАТРИЧНЫЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ МАССИВОВ ДИНАМИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ДАННЫХ

Д.А. Пальгуев, В.Ю. Семенов
ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В обработке динамически изменяющихся данных, в частности, при третичной обработке радиолокационной информации [1, 2, 3], важную роль играет вид представления различных массивов данных, содержащих информацию о трассах и признаках воздушных объектов. При практической реализации вычислительного процесса традиционно нахождение нужной информации по конкретному воздушному объекту, обновление и обработка её в массивах данных осуществлялась методом поэлементного поиска. Теоретически вычисления с массивами данных, представленными матрицами, позволяют обойтись без поэлементного перебора данных, и получать выходные данные сразу в виде готового массива. Организация матриц и действия с ними сами по себе требуют значительного вычислительного ресурса, поэтому можно предположить, что определенный выигрыш во времени вычислений может ожидать при наличии большого количества данных в массивах, не менее нескольких тысяч.

Предположим, что третичная обработка РЛИ происходит на сервере [4] некоторой автоматизированной системы обработки РЛИ сетевой структуры [5]. Для третичной обработки РЛИ необходимо сформировать последовательность операций, в качестве информационных элементов использовать матрицы, содержащие РЛИ. Последовательность действий с матрицами при третичной обработке примем в соответствии со способом обработки РЛИ в сетевой информационной структуре [6]. Полагаем, что на сервере, как устройстве обработки РЛИ, имеется информация о среднеквадратичных отклонениях (СКО) источников по координатам и составляющим скоростей воздушных объектов.

Формирование исходной матрицы ИМ сервера осуществляется в соответствии с блок-схемой алгоритма формирования, которая показана на рис. 1.

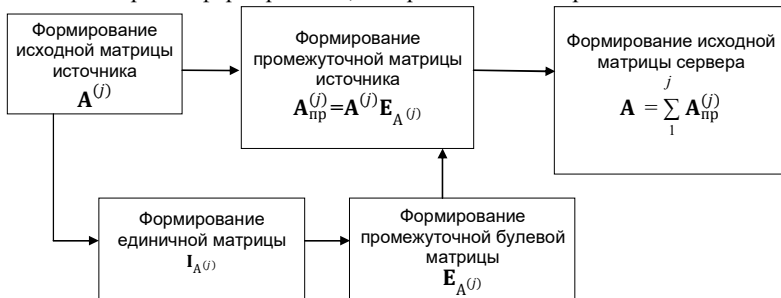


Рис. 1

Информация, поступающая на сервер от i -го источника ($i \in \{1, m\}$, где m – число источников РЛИ), представляется в виде исходной матрицы источника $\mathbf{A}^{(i)}$. Сообщение по одному объекту представляется в исходной матрице источника как столбец с соответствующими данными. В этом случае исходная матрица сервера, имеет вид (1):

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} x_1^{(1)} & \dots & x_{N_1}^{(1)} & x_1^{(2)} & \dots & x_{N_2}^{(2)} & \dots & x_1^{(m)} & \dots & x_{N_m}^{(m)} \\ y_1^{(1)} & \dots & y_{N_1}^{(1)} & y_1^{(2)} & \dots & y_{N_2}^{(2)} & \dots & y_1^{(m)} & \dots & y_{N_m}^{(m)} \\ z_1^{(1)} & \dots & z_{N_1}^{(1)} & z_1^{(2)} & \dots & z_{N_2}^{(2)} & \dots & z_1^{(m)} & \dots & z_{N_m}^{(m)} \\ V_{x_1}^{(1)} & \dots & V_{x_{N_1}}^{(1)} & V_{x_1}^{(2)} & \dots & V_{x_{N_2}}^{(2)} & \dots & V_{x_1}^{(m)} & \dots & V_{x_{N_m}}^{(m)} \\ V_{y_1}^{(1)} & \dots & V_{y_{N_1}}^{(1)} & V_{y_1}^{(2)} & \dots & V_{y_{N_2}}^{(2)} & \dots & V_{y_1}^{(m)} & \dots & V_{y_{N_m}}^{(m)} \\ V_{z_1}^{(1)} & \dots & V_{z_{N_1}}^{(1)} & V_{z_1}^{(2)} & \dots & V_{z_{N_2}}^{(2)} & \dots & V_{z_1}^{(m)} & \dots & V_{z_{N_m}}^{(m)} \\ n_1^{(1)} & \dots & n_{N_1}^{(1)} & n_2^{(2)} & \dots & n_{N_2}^{(2)} & \dots & n_1^{(m)} & \dots & n_{N_m}^{(m)} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $x_{Nm}^{(m)}$, $y_{Nm}^{(m)}$, $z_{Nm}^{(m)}$ – координаты объекта относительно точки стояния сервера, $V_{xNm}^{(m)}$, $V_{yNm}^{(m)}$, $V_{zNm}^{(m)}$ – составляющие скоростей, верхний индекс – принадлежность к источнику m , нижний индекс – порядковый номер сообщения N_m от одного источника, $n^{(i)} \in \{n_1^{(i)}, n_{Nm}^{(i)}\}$ – номера трасс, присваиваемые i -й РЛС. На рисунке 1 обозначены: j – порядковый номер источника, $\mathbf{A}^{(j)}$ – ИМ источников; $\mathbf{I}_A^{(j)}$ – промежуточные диагональные булевы матрицы источников; $\mathbf{E}_A^{(j)}$ – промежуточные булевы матрицы; $\mathbf{A}_{пр}^{(j)}$ – промежуточные матрицы источников; \mathbf{A} – ИМ сервера.

Для замены столбца (сообщения) в ИМ сервера при поступлении на сервер повторных сообщений о сопровождаемых объектах также разработан ряд правил действий с матрицами, включая произведение \otimes Адамара-Шура [7]. Наиболее существенным представляется введение исходной булевой матрицы ИБМ сервера \mathbf{C} , содержащей предыдущие результаты объединения информации на сервере, её наличие позволяет экономить вычислительный ресурс при действиях с матрицами. Блок-схема алгоритма замены столбца в ИМ сервера \mathbf{A} показана на рис. 2.



Рис. 2

На рис. 2 обозначены: j – порядковый номер источника, $A^{(j)}$ – ИМ источников; $E_{A3}^{(j)}$ – промежуточные булевы матрицы замены столбца в матрице источника; $A_{пр3}^{(j)}$ – промежуточные матрицы замены столбца в матрице источника; $A_2^{(n)}$ – матрица-столбец с данными очередного сообщения; $E_{A2}^{(j)}$ – единичные матрицы замены матрицы-столбца в матрице источника; $A_{пр2}^{(j)}$ – промежуточные матрицы замены по номеру столбца в матрице источника; $A^{(j)}_{обновл}$ – обновленные ИМ источников.

Используя данные об объектах, содержащиеся в сформированной ИМ сервера A , проведем этапы предварительного отбора, экстраполяции и точного отбора сообщений в соответствии с методом третичной обработки в сетевых структурах [6]. Предположим, что результаты объединения нового сообщения с имеющимися на сервере положительны. Тогда новое сообщение является сообщением об уже имеющемся воздушном объекте. При этом возникает необходимость *сформировать матрицу V , являющуюся результирующей матрицей* РМ сервера, не содержащей данные об одних и тех же объектах, поступивших от разных источников. Структурная схема алгоритма формирования результирующей матрицы сервера представлена на рис. 3.

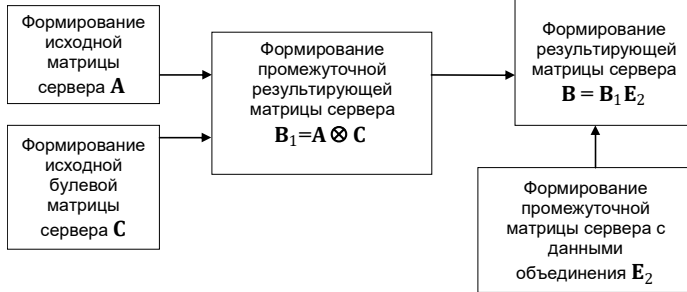


Рис. 3

На этом рисунке обозначены: A – ИМ сервера; C – ИБМ сервера; E_2 – промежуточная матрица сервера с данными объединения; V_1 – промежуточная результирующая матрица сервера; V – РМ сервера. Матрица V содержит сообщения только после проведения этапа объединения с учетом лучшего СКО источников, и она является результирующей матрицей сервера, содержащей объединенную РЛИ, поступившую на сервер от всех источников РЛИ.

Обработка повторных сообщений от источников РЛИ реализуется также разработкой ряда правил и применением разработанных ранее, и позволяет заменять сообщения в результирующей матрице V , не прибегая к этапу объединения сообщений с выделением строки.

В целом совокупность правил формирования матриц и действий над ними представляют собой методику представления и преобразования РЛИ при сетевой третичной обработке.

Результаты моделирования

Моделирование проводилось в пакете MatLab R2015a на ЭВМ с процессором Intel I7 и тактовой частотой 3.4 ГГц на каждое из 4-х ядер. Сравнивались две проце-

дуры формирования результирующей матрицы сервера из исходной матрицы сервера по времени выполнения: последовательного поэлементного перебора и матричной замены с помощью разработанных правил и действий над матрицами. На рис. 4 приведен график зависимости затраченного времени от числа ВО, трассы которых требуют обновления в результирующей матрице сервера. Моделирование проводилось

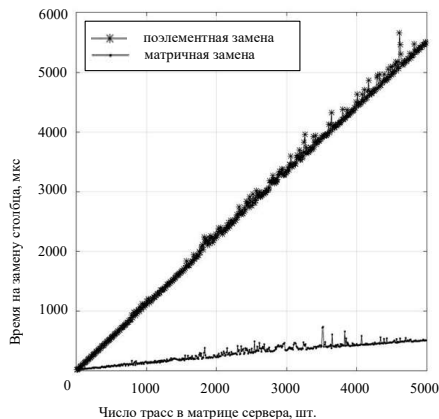


Рис. 4.

Заключение

Применение матриц и математического аппарата матричной алгебры для обработки массивов динамически изменяющихся данных на примере сетевой третичной обработки РЛИ показывает, что, действительно, в соответствии с предположениями, эффективность обработки (относительное уменьшение времени обработки и экономия вычислительного ресурса) с применением матриц по сравнению с поэлементным поиском и заменой, растет пропорционально количеству сообщений, поступающих на устройство обработки информации. В существующих устройствах сбора и обработки РЛИ количество сообщений, как правило, не превышает нескольких сотен, поэтому выигрыш во времени обработки незначителен (см. рис. 4). Ситуация изменяется, если появляется необходимость обработки значительно большего количества сообщений от источников РЛИ. Такое количество сообщений вполне достижимо в современных многодиапазонных и многолучевых комплексах различного назначения [8], в ситуациях сложной помеховой обстановки [10], и тем более в информационных системах сетевой структуры, объединяющих большое количество источников [5, 9].

Таким образом, применение матриц и математического аппарата матричной алгебры для обработки массивов динамически изменяющихся данных позволяет уменьшить время обработки и сэкономить вычислительный ресурс при обработке массивов данных размером в несколько тысяч элементов и более. Предложенный способ организации вычислений может найти свое место и в моделировании сложных информационных систем.

- [1] Кузьмин С.З. Основы цифровой обработки радиолокационной информации / С.З. Кузьмин. – М.: Сов. радио, 1974. 432 с.
- [2] Охрименко, А.Е. Основы обработки и передачи информации / А.Е. Охрименко. – Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990. 180 с.
- [3] Фарина А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей / Фарина А., Студер Ф. (Radar Data Processing. Volume I - Introduction and Tracking. Производств. изд-во. Перевод с англ. яз.) – М.: Радио и связь, 1993. 319 с. [BookReader] – URL: <http://bookre.org>.
- [4] Пат. 125725 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Устройство обработки РЛИ в сетевой информационной структуре автоматизированной системы управления / Пальгуев Д.А., Таныгин А.А., Радаева А.С.; заявитель и патентообладатель Нижегородский научно-исслед. ин-т радиотехники – № 2012141982; заявл. 02.10.2012; опубл. 10.03.2013; Бюл. № 7.
- [5] Пат. 102269 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Автоматизированная система передачи радиолокационной информации / Пальгуев Д.А., Таныгин А.А.; заявитель и патентообладатель Нижегородский научно-исслед. ин-т радиотехники – № 2010137263/09; заявл. 07.09.2010; опубл. 20.02.2011; Бюл. № 5.
- [6] Пат. 2461843 РФ, МПК G01S 13/91 (2006.01). Способ обработки радиолокационной информации в сетевой информационной структуре автоматизированной системы управления / Пальгуев Д.А., Таныгин А.А.; заявитель и патентообладатель Нижегородский научно-исслед. ин-т радиотехники – № 2011117435/07; заявл. 29.04.2011; опубл. 20.09.2012; Бюл. № 26.
- [7] Магнус Ян Р. Матричное дифференциальное исчисление с приложениями к статистике и эконометрике / Ян Р. Магнус, Ханс Нейдекер. – перераб. изд. – М.: Физико-математическая литература, 2002. 495 с.
- [8] Лавров А.А. Многолучевые радиолокаторы в составе охранных комплексов. Антитеррор. Монография / А.А. Лавров, И.К. Антонов, И.С. Ненашев, С.А. Чернов / Под ред. И.К. Антонова. – М.: Радиотехника, 2017. 216 с.
- [9] Multi-radar tracker (MRT). [Northropgrumman]. – URL: http://www.es.northropgrumman.com/solutions/multiradartracker/assets/Multi-Radar_Tracker-MRT.pdf.
- [10] Фитасов Е.С. Адаптивный алгоритм пеленгации источников шумовых активных помех с использованием оценки квантилей статистического распределения процесса // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2017. № 1 (33). С. 18.

ПРИМЕНЕНИЕ СИМУЛЯТОРА ФИЗИЧЕСКОГО УРОВНЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ МАЛОЙ СОТЫ ДЛЯ МОБИЛЬНЫХ СЕТЕЙ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

А.А. Адёркина^{1,2)}, Я.П. Гагиев²⁾, Е.Ю. Калынова²⁾, Д.А. Куров²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ООО «Радио Гигабит»

Введение

Физический уровень служит интерфейсом между каналным уровнем и средой распространения. Производительность каналов передачи данных определяется свойствами среды распространения [1]. Обеспечение высокой производительности канала является сложной задачей из-за наличия различных источников искажений в беспроводном канале связи и радиотракте приемника и передатчика [2].

На сегодняшний день самой эффективной практикой при разработке протоколов и алгоритмов физического уровня является применение компьютерного моделирования. В качестве основного инструмента используется симулятор физического уровня (LLS – link level simulator), представляющий собой специализированное программное обеспечение для моделирования передачи модулированных данных через канал распространения с последующей демодуляцией на приемнике для оценки характеристик системы. Причиной эффективности такого подхода является достаточно высокая точность предсказания характеристик разрабатываемой системы, которая ограничивается только точностью математических моделей для канала распространения и искажений радиотракта.

В данной статье описана методология использования LLS в процессе разработки и тестирования аппаратной части физического уровня для беспроводных систем связи. В качестве примера системы связи используется базовая станция (БС) малой соты для мобильных сетей пятого поколения (5G NR). Статья содержит описание разработки и методологию применения симулятора физического уровня. Описанная методология включает в себя следующие аспекты: разработка алгоритмов приемника, отладка и верификация аппаратных блоков.

Системные параметры физического уровня малой соты

Для охвата большего числа пользователей и обеспечения более широкополосного сигнала в сетях связи пятого поколения предлагается использовать концепцию малых сот [3]. Малые соты – это БС с малым энергопотреблением, которые охватывают небольшую зону или применяются внутри помещений.

Протокол стандарта беспроводной связи пятого поколения обладает большой гибкостью, что обеспечивается большой вариативностью параметров системы [3]. Параметры физического уровня, реализованные в разрабатываемой аппаратной части БС малой соты представлены в таблице. В настоящий момент разрабатываются два типа физических каналов: канал данных и канал контрольной информации [4]. Для тестирования передатчика БС разрабатывается нисходящий канал от БС к пользователю, для тестирования приёмника БС – восходящий канала в обратном направлении.

Табл.

Параметр	Значение
Ширина полосы BW, МГц	100
Расстояние между поднесущими, кГц	30
Длительность слота, мс	0.5
Длительность сабкадра, мс	1
Длительность радиокадра, мс	10
Тип дуплекса	TDD
Число пространственных потоков в нисходящем канале	4
Число пространственных потоков в восходящем канале	2
Тип модуляции в восходящем канале	OFDM
Тип модуляции в нисходящем канале	OFDM
Размер Фурье	4096
Поддерживаемые цифровые модуляции	КФМ, 16-КАМ, 64-КАМ, 256-КАМ
Схема помехоустойчивого кодирования	Коды с низкой плотностью проверок на четность (канал данных) Полярные коды (контрольные каналы)

Архитектура симулятора физического уровня

Для разработки алгоритмов приемника малой соты и отладки аппаратной части был разработан симулятор физического уровня.

Симулятор был реализован в пакете прикладных программ Matlab использованием объектно-ориентированного подхода программирования. Основные блоки симулятора физического уровня и взаимодействие между ними упрощенно отображены на рис. 1. На данном рисунке приведен пример канала от БС к пользователю.



Рис. 1

Блоки, подставленные на рисунке, соответствуют классам, реализованным в симуляторе. Интерфейсы методов классов соответствуют реальным аппаратным блокам. В основе разделения на представленные классы лежит концепция разделения всего функционала симулятора на две части, соответствующие программной и аппаратной обработке сигнала. Параметры из конфигурационного файла обрабатываются в блоке контрольной логики и передаются в блоки приёмника и передатчика, которые в конечном продукте являются аппаратными.

В передающей части БС сформированный транспортный блок (ТБ) попадает в блок помехоустойчивого кодирования, где также выполняется распределение групп на КАМ-символам. В следующем блоке происходит формирование сигнала в частотной области [5]. КАМ символы данных и пилотных сигналов отображаются на поднесущие. Далее в OFDM модуляторе выполняются обратное дискретное преобразование Фурье и вставка циклического префикса во временной области.

Блок канала передачи моделирует прохождение сигнала через беспроводной канал [3]. Полученный сигнал с добавленным белым гауссовский шумом попадает в OFDM демодулятор на приёмнике пользователя. Далее блок распаковки ресурсов выполняет выделение данных и опорных сигналов из демодулированного потока. Затем производится эквализация данных и оценка канала по символам опорной последовательности. Последним этапом выполняется выделение бит данных из принятых КАМ-символов и каналное декодирование.

Для определения качества работы алгоритмов приёмника в блоке вычисления статистики вычисляются вероятности битовых, блоковых и пакетных ошибок и амплитуда вектора ошибок.

Тестирование и верификация аппаратных блоков

Аппаратная часть физического уровня малой соты была выполнена на платформе Xilinx RFSoc XCZU28DR. Блоки, расположенные на данном FPGA чипе, отображены на рис. 2. Как видно по рисунку, блок OFDM модулятора замкнут на OFDM демодулятор. Задача такой конфигурации – тестирование цифровой петли. Базовая станция генерирует нисходящий канал, который замыкается на приёмник БС, это позволяет одновременно тестировать приёмник и передатчик БС. Дополнительно на рисунке отмечены возможные места расположения точек захвата данных, которые позволяют проводить отладку конкретных аппаратных блоков. Для проверки производительности существующего дизайна FPGA был разработан инструмент отладки, который выполняет обработку данных. Инструмент отладки сопровождается графическим интерфейсом, в котором задаются общие параметры запуска симулятора: выделение ресурсов во времени и частоте, тип модуляции, скорость кодирования и другие. Графический интерфейс обладает возможностью отображать параметры из блока вычисления статистических характеристик в текстовом и графическом видах. Более подробно этот процесс взаимодействия FPGA и LLS представлен на рис. 3. Пример представления результатов графическим интерфейсом приведен на рис. 4.



Рис. 2

Например, при установке точки захвата после блока помехоустойчивого кодера передатчика БС, этот блок и предыдущие выполняются на FPGA, затем данные этого блока передаются в программный симулятор и последующие блоки выполняются в LLS. Аппаратный блок захвата сигнала по сигналу начала слота начинает записывать данные в блок памяти по DMA (direct memory access – прямой доступ к памяти) протоколу. В процессоре, размещенном на тестируемой плате, реализован TCP/IP клиент (transmission control protocol/internet protocol – сетевая модель передачи данных, представленная в цифровом виде), который получает команды на чтение от TCP/IP сервера на персональном компьютере и отправляет данные на ПК, где они обрабатываются в LLS. Обработка происходит не в режиме реального времени. Связь между TCP/IP клиентом и сервером осуществляется по технологии Ethernet.



Рис. 3

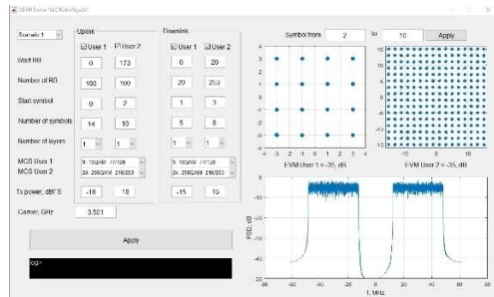


Рис. 4

Заключение

В работе представлена методология использования LLS в процессе разработки и тестирования аппаратной части физического уровня для БС малой соты для мобильных сетей пятого поколения (5G NR).

Отличительной особенностью представленного метода является получение высокой степени точности финальных характеристиках системы и существенного снижения временных затрат на отладку и верификацию аппаратных блоков.

Разработанный инструмент отладки позволяет эффективно верифицировать форму сигнала, сгенерированной передатчиком и отлаживать его на аппаратно-реализованном приёмнике.

- [1] Таненбаум, Э. Компьютерные сети // Э. Таненбаум. – СПб.: Питер, 2013, 960 с.
- [2] Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 3-е изд. / В.Г.Олифер, Н.А.Олифер. – СПб: Питер, 2006, 958 с.
- [3] Dahlman E., Parkvall S., Sköld J., Beming P. // 5G NR: The next generation wireless access technology, 1st Edition, Academic Press, August 2018. 466 p.
- [4] 3GPP TS 38.211 V15.4.0 (2018-12).
- [5] 3GPP TS 38.214 V15.4.0 (2018-12).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗГИБНЫХ ВОЛН ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ И ЛОКАЛИЗАЦИИ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ТОНКОСТЕННЫХ КОНСТРУКЦИЯХ

С.И. Муякшин¹⁾, И.Н. Диденкулов¹⁾, П.Н. Вьюгин¹⁾, В.В. Чернов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИПФ РАН

Введение

В последние десятилетия наряду с традиционными методами неразрушающего контроля (nondestructive testing - NDT) активно развиваются системы мониторинга состояния конструкций (structural health monitoring - SHM) [1]. Их задачей является постоянное или инспекционное (периодическое) слежение за структурной целостностью элементов сложных технических систем. В отличие от NDT – систем, SHM – системы используют сети из большого числа датчиков, установленных на конструкцию или интегрированных в нее. Чаще всего применяются пьезоэлектрические преобразователи [1, 3]. Благодаря этому фактически в режиме реального времени может производиться обнаружение повреждений, возникающих в процессе эксплуатации таких сложных технических систем, например, как летательные аппараты (ЛА). Критически важными конструкционными элементами ЛА являются тонкостенные оболочки, подкрепленные ребрами жесткости (крылья, фюзеляж, оперение и т.д.). Хорошо известно, что в пластинах и тонкостенных структурах могут распространяться волны Лэмба [2, 3]. Поэтому именно этот тип волн наиболее привлекателен для реализации концепции SHM-систем. Однако, как сказано в обзоре [3], работы в этом направлении находятся на раннем этапе развития. Это обусловлено многомодовым характером распространения волн Лэмба, проблемами селективного возбуждения нужных мод, сложным взаимодействием волн с повреждениями различного типа (отверстие, расслоение, трещина и т.д.) и трудностями в создании алгоритмов обработки пространственно-временной информации, необходимых для обнаружения и локализации повреждений.

В большинстве работ, посвященных алгоритмам обработки данных SHM – систем, используется статистический подход и уделяется мало внимания сложной физике взаимодействия волн и неоднородностей. Данная работа в какой-то степени восполняет этот пробел. В ней показано, как использование известных закономерностей рассеяния и дифракции волн на неоднородностях и приемов обработки сигналов, сложившихся в классической радио- и акустической локации, может помочь в разработке методов решения задачи обнаружения и локализации повреждений в пластинах и тонкостенных оболочках.

Физические основы метода

Будем исходить из того, что двумерные изгибные (антисимметричные) волны Лэмба, распространяющиеся в тонких пластинах [2], подчиняются тем же общим закономерностям, что и волны другой физической природы. При падении волны длиной λ на неоднородность с поперечником D на расстоянии R от нее, удовлетворяющем неравенству $R \ll D^2/\lambda$, формируется область частичной тени, где волна ослаблена. При увеличении расстояния из-за дифракции эта область расширяется и в так называ-

емой «волновой зоне» при $R \gg D^2/\lambda$ возникает сектор, где имеется определенная угловая зависимость амплитуды: в середине этой области ослабление максимально, к краям эффект уменьшается. Угловую ширину этого сектора можно грубо оценить соотношением $\theta \approx \lambda/D$. Вычитая из опорного поля (baseline field) поле, искаженное неоднородностью, можно получить диаграмму рассеяния неоднородностью падающего поля. Такая диаграмма схематично показана на рис. 1. Когда поперечник неоднородности больше длины волны, диаграмма рассеяния вытянута в направлении распространения. Поэтому рассеянный сигнал (напомним, он получается вычитанием опорного и возмущенного полей) в этом направлении существенно больше сигнала, рассеянного назад. Отсюда следует, что локация «на просвет» энергетически выгоднее локации с

использованием сигнала обратного рассеяния. Для реализации «просветной» схемы зондирования приемники должны располагаться в пределах некоторого сектора за неоднородностью (см. рис. 1). Регистрируя возмущения углового распределения амплитуды различного поля с помощью нескольких приемников можно установить факт появления неоднородности и оценить направление на нее.

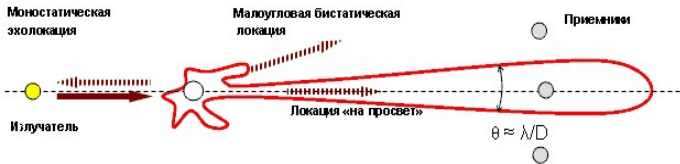


Рис. 1

Экспериментальные результаты

Для проверки этих соображений был проделан ряд опытов с пластиной из композитного материала (ПКМ). Экспериментальная установка представляла собой основание, на котором по окружности с радиусом 150 мм с шагом по углу 30° было установлено 8 пьезоэлектрических преобразователей (ПП) наклонного типа, которые на частоте 100 кГц хорошо принимали антисимметричные (изгибные) волны Лэмба [2]. В центре основания располагался излучатель такого же типа. Акустический контакт ПП с ПКМ обеспечивался с помощью вазелина. Излучались радиоимпульсы, состоявшие из 3-5 периодов частоты 100 кГц с амплитудой до 200 В. Аналоговые сигналы с ПП подавались на 8-ми каналный цифровой осциллограф фирмы National Instruments типа NI PXI-5105. Программа сбора, обработки и отображения данных была разработана в среде NI LabVIEW. Измеренная групповая скорость изгибных волн в ПКМ составила примерно 1400 м/с, а длина волны 14 мм.

В начале исследования в качестве неоднородности использовалось отверстие в пластине диаметром 10 мм, а для изменения его положения основание с ПП поворачивалось относительно центрального излучателя. Опыты подтвердили изложенные выше качественные соображения. На рис. 2 в яркостном виде в условных цветах представлены огибающие различных сигналов с приемников в случае, когда отверстие располагалось между центральным излучателем и 3-м приемником. Сигнал с

этого приемника имеет максимальную величину, а его амплитуда убывает при увеличении углового отклонения от направления на максимум. Также хорошо заметно увеличение задержки принятого сигнала, которое объясняется ростом расстояния, пройденного зондирующим импульсом при бистатистическом рассеянии.

Огибающая разности сигналов на всех приемниках

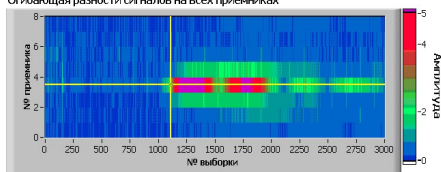


Рис. 2

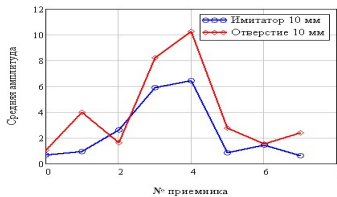


Рис. 3

Рассчитав зависимость средней амплитуды разностных сигналов от угла, получим график, подобный показанному на рис. 3 красной линией.

Ясно, что при перемещении отверстия (неоднородности) относительно системы приемников, это распределение будет сдвигаться. Поэтому очевидным способом определения направления на неоднородность в данном случае является расчет «центра тяжести» углового распределения разностного поля. На рис. 4 показан результат расчета направления указанным выше методом при повороте основания с ПП относительно центрального излучателя с шагом 10° . На рис. 5 показаны расчетные и экспериментальные задержки принятых сигналов при нахождении отверстия на расстоянии 50 мм от центра основания. Измеренные задержки для приемников 2 – 6 хорошо совпадают с расчетными, что показывает возможность определения расстояния от центрального излучателя до неоднородности.

Таким образом, просветный метод, реализованный в данной конфигурации датчиков, дает возможность определить положение неоднородности (дефекта) в цилиндрической системе координат с центром в излучающем ПП.

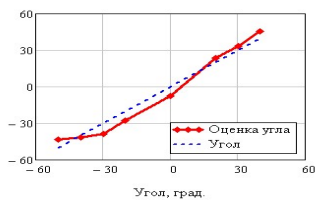


Рис. 4

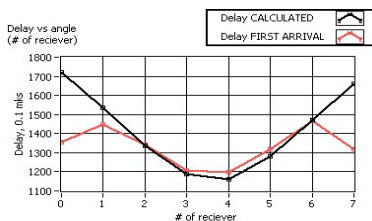


Рис. 5

В ходе работ выяснилось, что роль неоднородности, влияющей на распространение изгибных волн Лэмба, с успехом может играть стальной цилиндр массой несколько десятков граммов. Наибольший эффект наблюдался при его установке на вазелиновую смазку. На рис. 3 синим цветом показано угловое распределение средних амплитуд разностных сигналов за «имитатором» с таким же диаметром, как у отверстия. Имитатор влияет на падающую волну примерно в полтора раза слабее, чем отверстие.

Его использование является удобным экспериментальным приемом, который позволяет исследовать точность определения координат неоднородности на всей исследуемой поверхности.

Насколько можно судить по литературе [1, 3, 4], предлагаемый нами подход к решению задачи обнаружения и локализации повреждений является оригинальным. Метод предполагает сравнение распределения волнового поля по исследуемой области до (baseline) и после (предполагаемого) момента появления повреждения. Альтернативой такому подходу являются т.н. baseline free методы. Один из них описан в работе [4]. Авторы этой работы утверждают, что baseline free методы имеют преимущество по сравнению с методами сравнения (baseline). Нам, однако, представляется, что это преимущество кажущееся, поскольку в обоих случаях должна быть решена задача обнаружения, для чего необходимо выбрать порог. Только для baseline и baseline free методов порог должен выбираться из разных соображений: в первом случае должны учитываться возможные изменения параметров системы под воздействием внешних факторов, а во втором – собственные и внешние шумы приемного тракта.

Выводы

В работе показано, что изгибные (антисимметричные) волны Лэмба в пластинах из композитного материала рассеиваются на дефектах типа отверстия и массовой нагрузки поверхности. Рассеянное поле может быть выделено путем вычитания возмущенного дефектом поля из опорного. В системе с центральным излучателем направление на дефект может быть определено по угловому распределению рассеянного поля по приемникам, а расстояние от центрального излучателя до дефекта – по задержкам сигналов бистатистического малоуглового рассеяния. Массивный цилиндр служит отличным «имитатором» дефекта. Он легко перемещается по поверхности и может быть использован для оценки точности работы систем обнаружения и локализации дефектов на всей контролируемой площади.

- [1] Xinlin Qing, Wenzhuo Li, Yishou Wang and Hu Sun // *Sensors*. 2019. Vol. 19. P.545.
- [2] Викторов И.А. Физические основы применения волн Рэлея и Лэмба в технике. – М.: «Наука», 1966, 169 с.
- [3] Zhongqing Su, Lin Ye, Ye Lu // *Journal of Sound and Vibration*. 2006. Vol. 295. P. 753.
- [4] Qiang Wang and Shenfang Yuan // *Journal of intelligent material systems and structures*. 2009. Vol. 20. P. 1663.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТГц ИМПУЛЬСНЫХ КВАНТОВЫХ КАСКАДНЫХ ЛАЗЕРОВ

А.И. Реутов¹⁾, В.А. Анфертьев²⁾, М.Б. Черняева^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИФМ РАН

Создание терагерцевого (ТГц) спектрометра на основе импульсных квантовых каскадных лазеров (ККЛ) является перспективным направлением исследований. Это связано в том числе с тем, что в данном диапазоне частот лежат интенсивные линии поглощения многих органических молекул, что делает возможным применение данных спектрометров в медицине, биологии, астрофизике. Также многомодовый характер генерации лазеров данного типа обеспечивает широкий диапазон перестройки частоты спектрометрам, созданным на их основе. Однако для использования импульсных ККЛ в спектроскопических исследованиях необходимо знать частотные характеристики данных источников излучения.

Описание ККЛ и стенда по изучению частотных характеристик

В работе исследовались частотные характеристики образцов импульсных ККЛ, изготовленных группой профессора А.Н. Баранова (Institute of Electronics and Systems, University of Montpellier, France). Данные ККЛ выращены методом молекулярно-лучевой эпитаксии на основе материалов GaAs/AlGaAs, состоят из 300 периодов и имеют резонансно-фононный дизайн на основе трех квантовых ям, аналогичный описанному в [1]. Образцы располагались на медном держателе в криорефрижераторе замкнутого цикла. Питание осуществлялось с помощью импульсного источника тока. Излучение ККЛ принималось на детектор на основе диода Шоттки. Сигнал с детектора усиливался и регистрировался осциллографом. Между окном криостата и детектором устанавливался открытый оптический резонатор типа Фабри-Перо с одним подвижным зеркалом. Разница по частоте между основными продольными модами резонатора составляла 530 МГц (при максимальном расстоянии между зеркалами). Возбуждение резонатора осуществлялось с помощью делителя луча, расположенного между зеркалами. На оси подвижного зеркала была закреплена шестеренка, которая через редуктор соединялась с шаговым двигателем (минимальный шаг шагового двигателя - 7,5 градусов). Редуктор был необходим для подбора оптимального перемещения зеркала резонатора. Шаговый двигатель управлялся микроконтроллером через драйвер. Контроль за перемещением осуществлялся с помощью энкодера и энкодерного диска, закрепленного на оси подвижного зеркала. Данная система определения перемещения зеркала обеспечивала точность 0,21 мкм. Осциллограф и микроконтроллер подключались по шине USB к ПК и управлялись программой, написанной на языке python.

Для исследования частотных характеристик выбирались такие параметры питания (длительность импульсов питания, частота, амплитуда тока), чтобы лазером генерировалась преимущественно одна мода. Затем находилось положение резонатора, при котором у отклика детектора от проходящего через резонатор излучения ККЛ можно наблюдать провалы, соответствующие только основным модам резонатора

(внеосевые моды не возбуждаются). В этом случае резонансные частоты можно вычислить по формуле:

$$f_q = \frac{qc}{2nd}, \quad (1)$$

где c - скорость света, n - показатель преломления среды, d - расстояние между зеркалами, q - число полуволн, укладывающихся на длине резонатора. При перемещении зеркала резонатора смещаются его резонансные частоты. Если переместить зеркало на расстояние $\alpha \ll d$, такое, что $f_{q\pm 1}(d \pm \alpha) = f_q(d)$, то можно определить q , а затем и f_q . Таким образом можно вычислить частоту каждого резонанса на осциллограмме сигнала с детектора. Для этого было сделано следующее. С ПК в микроконтроллер управлялась информация о том, сколько шагов шаговому двигателю нужно сделать, затем, после задержки, необходимой для перемещения зеркала и накопления сигнала с детектора, в осциллограф отправлялся запрос на считывание накопленного сигнала, а в микроконтроллер на получение информации о перемещении зеркала. Количество повторений данных операций (как и число шагов шагового двигателя) задавалось в интерфейсе программы. Таким образом была записана 691 осциллограмма. Затем на каждой записи выделялись участки сигнала детектора с координатами шести резонансов референсной (первой) осциллограммы и подсчитывалось среднее квадратическое отклонение (СКО) этих участков от резонансов референсной осциллограммы (см. рис. 1). Достижение локального минимума в СКО означает наложение резонансов и, следовательно, совпадение частот. Оценки частот представлены в табл. 1. Шаг перемещения зеркала составлял 0,84 мкм.

Табл. 1

Номер резонанса	1	2	3	4	5	6
Частота, ГГц	3789,42	3789,70	3789,70	3792,56	3789,70	3792,56

К сожалению, в данной серии экспериментов не удалось разрешить изменение частоты излучения ККЛ по ходу импульса. Это связано с тем, что погрешность измерения частоты (3 ГГц) порядка перестройки частоты. Данная погрешность связана с относительно малым суммарным перемещением зеркала резонатора (580,44 мкм) и медленными «уходами» резонансной картины с течением времени, вследствие изменения модового состава излучения ККЛ.

Зная количество резонансов на осциллограмме сигнала с детектора и расстояние между ними, можно оценить скорость перестройки частоты излучения лазера. Для данного образца она составила 482,01 МГц/мкс. Наличие перестройки частоты можно объяснить тем, что при увеличении температуры лазерного полосока в течение импульса питания, происходит его расширение и изменение эффективного показателя преломления полупроводниковой структуры.

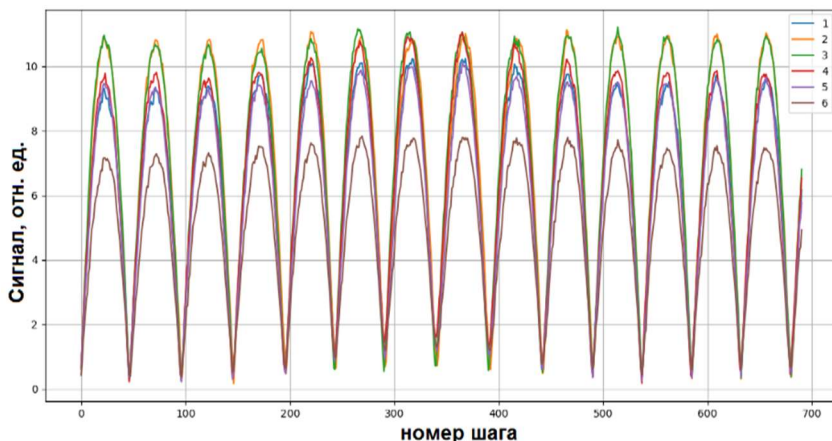


Рис. 1

Затем на основе вышеописанной экспериментальной установки, в которой вместо резонатора устанавливалась метровая медная измерительная ячейка, был собран стенд для записи линий поглощения в ТГц диапазоне с помощью импульсного ККЛ (в данном стенде использовался другой образец ККЛ той же серии). В предварительно откачанную до давления 10^{-4} миллибар кювету напускались пары воды. На рис. 2 представлена линия поглощения воды, зарегистрированная при различных давлениях в ячейке. В окрестности генерации исследуемых образцов ККЛ имеются две интенсивные линии поглощения воды: 3798,28 ГГц, 3807,26 ГГц [2]. Но неизвестно какая из этих линий была зарегистрирована на эксперименте, т.к. для лазера, используемого для записи линий поглощения, не проводились исследования частотных характеристик.

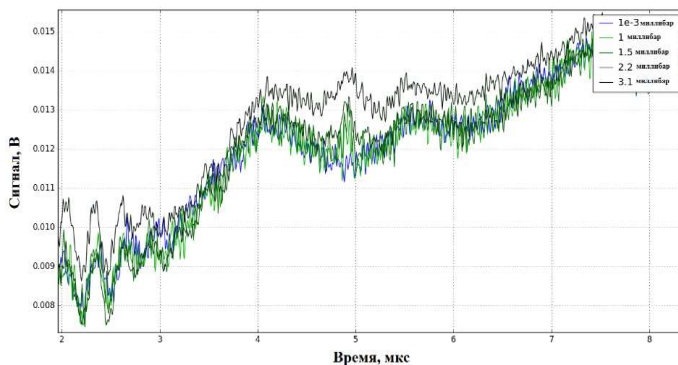


Рис. 2

Исходя из данных, представленных на рис. 2, получены зависимости относительного коэффициента поглощения (4 - 6,7%) и полной ширины линии поглощения (см. табл. 2) от давления в ячейке.

Табл. 2

Давление, миллибар	1	1,5	2,2	3,1
Полная ширина (эксперимент), МГц	31,81	36,84	48,2	74,58
Полная ширина (теория), МГц	26,16	37,21	53,25	74,22

Оценки относительного коэффициента поглощения получились значительно меньше, чем предсказывает теория (порядка 100%, исходя из информации о силе линий [2]). Вероятнее всего, данное отличие связано с многомоновостью исследуемых образцов. Теоретические оценки полной ширины линии поглощения при различном давлении вычислялись на основе информации о доплеровском уширении и самоуширении (коэффициент самоуширения взят из [3]), поскольку при данных давлениях в ТГц диапазоне оба механизма вносят существенный вклад в уширение линии. Расхождение теоретической и экспериментальной оценки полной ширины линии при давлении 1 миллибар составляет 17,7% и может быть объяснено низким отношением сигнал/шум в экспериментальных данных при данном давлении.

Таким образом, показана возможность автоматизированного определения частотных характеристик импульсных ТГц ККЛ с помощью открытого оптического резонатора с программно-регулируемым расстоянием между зеркалами. Получены оценки частоты генерации ККЛ и скорости перестройки частоты. С помощью импульсного ККЛ зарегистрирована линия поглощения воды.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (№18-52-16017 НЦНИЛ_a).

- [1] Kumar S., Hu Q., Reno J.L. // 186 K operation of terahertz quantum-cascade lasers based on a diagonal design. Applied Physics Letters. 2009. Vol. 94, № 13. P. 131105.
- [2] <https://spec.jpl.nasa.gov/cgi-bin/catform>.
- [3] <http://spectra.iao.ru/molecules/simlaunch?mol=1>.

МИКРОАРХИТЕКТУРНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ ПРОГРАММНЫХ СИСТЕМ

А.О. Щербак

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время практически все исследования в радиофизике, будь то теоретические или экспериментальные производятся с широким применением электронных вычислительных машин (ЭВМ). Для решения поставленных задач ЭВМ исполняют последовательность команд называемой программой. Данные программы могут содержать ограниченный набор команд, понятных конкретной машине. Такие команды получают путем трансляции или интерпретации команд, написанных на высокоуровневых языках программирования, таких как С, С++, Python и другие. За выполнение трансляции отвечает компилятор – специальная программа, создающая новую программу на машинном языке путем трансляции с высокоуровневого языка. Машинные команды исполняются центральным процессором, одним из главных блоков ЭВМ. Организация данного модуля с точки зрения обработки машинных команд, называется микроархитектурой. Понимание основных принципов работы процессора на уровне микроархитектуры позволяет создавать программы, работающие эффективно.

Сложные задачи науки часто требуют больших вычислительных мощностей, или быстрого времени выполнения. Для достижения поставленных задач необходимо применять оптимизационные решения повышения производительности. Такие оптимизации можно разделить на алгоритмические или не связанные со структурой ЭВМ и те, которые учитывают особенности современных компьютеров. Основная суть этих решений – максимально эффективно загрузить работой ЭВМ учитывая все конструктивные особенности.

В настоящей работе представлен подход к оптимизации производительности программных систем с учетом структурных особенностей аппаратного обеспечения. Подход основан на анализе статистических данных полученных с аппаратных блоков ответственных за производительность. Представленный тип оптимизации подходит для программного обеспечения, работающего в однопоточном режиме. В статье проводится обзор особенностей микроархитектурной оптимизации на примере производства матриц, представлена функциональная структура современных процессоров.

Микроархитектура современных процессоров

Одним из абстрактных уровней представления современного компьютера является уровень микроархитектуры. Его задача – интерпретация команд, написанных на машинном языке (уровня архитектуры набора команд). Строение уровня микроархитектуры зависит от того, каков уровень архитектуры команд, а также от назначения компьютера. Основной частью любого процессора является тракт данных, который состоит из АЛУ (арифметико-логического устройства), его входов и выходов. На рис. 1 приведена упрощенная схема тракта данных микроархитектуры Sandy Bridge. В верхней части схемы находится блок предварительной обработки, ответственный за

выборку команд из памяти и их подготовку к исполнению. Этот блок получает новые команды x86 (набор команд) из кэша команд первого уровня. Они декодируются в микрооперации и помещаются в кэш микроопераций. Если блок декодирования сталкивается с условным переходом, он обращается за информацией к блоку прогнозирования переходов. Этот блок содержит историю переходов, осуществлявшихся в прошлом, и на основании накопленных данных предполагает, будет ли выполнен условный переход при следующей встрече в программе. Из кэша микроопераций команды передаются планировщику команд в порядке, определяемом программой, но при их исполнении возможно отступление от этого порядка [1].

За один цикл работы процессора в планировщик поступает 4 микрокоманды. При этом блок распределения и подмены проводит проверку на предмет доступности ресурсов, необходимых для выполнения микрооперации. При наличии свободных ресурсов, микрооперация устанавливается в одну из очередей планировщика, показанных на рис. 1.

Если исполнение микрооперации в данный момент невозможно, она откладывается, однако обработка последующих операций продолжается. Таким образом, микрооперации часто исполняются вне их исходной последовательности. Очереди планировщика помещают готовые к исполнению операции в один из шести функциональных блоков: АЛУ 1 и блок умножения с плавающей точкой, АЛУ 2 и блок сложения/вычитания с плавающей точкой, АЛУ 3, блок обработки переходов и сравнений с плавающей точкой, команды сохранения, команды загрузки 1, команды загрузки 2 [1].

После исполнения микрокоманд на функциональных блоках, результаты сортируются в том порядке, в котором они поступали в конвейер. После блока пересортировки, данные поступают в кэш данных первого уровня.

Микроархитектурный подход к оптимизации производительности

Для оптимизации производительности на уровне микроархитектуры, необходимо проанализировать на сколько утилизированы доступные аппаратные средства процессора при исполнении программы. Одним из возможных путей решения данной задачи является получение данных от специального модуля PMU (Performance Monitoring Unit). Конкретная микроархитектура может сгенерировать множества данных через свой PMU. Однако зачастую сложно определить, какая информация важна при обнаружении и устранении конкретных проблем с производительностью. Часто требуется глубокое знание как дизайнера микроархитектуры, так и спецификаций PMU для получения полезной информации из необработанных данных о событиях. Дополнительную сложность вносит количество операций, исполняемых процессором, их количество часто превышает несколько десятков миллиардов. С учетом описанных проблем были разработаны специальные программы – анализаторы производительности, предоставляющие обработанные статистические данные. Эти программы могут не только указать место в программе, где процессор провел больше всего времени, но и указать тип проблемы. Если простой функциональных блоков связан с блоком предварительной обработки и частично с блоком распределения, то такой класс проблем называется front-end bound. Если проблема в частях тракта данных ответственных за исполнение микрокоманд, то говорят о back-end bound. Back-end bound в свою очередь делится на memory bound проблемы, связанные с памятью и кэшем и core bound

– простой, возникший при исполнении команды функциональным блоком. Одной из важнейших метрик, показывающих степень утилизации процессора, является CPI (Cycles Per Inaction Retired) метрика, показывающая среднее количество исполненных циклов на выполненную инструкцию. Идеальным, но практически не достижимым считается величина в 0,25CPI. Учитывая степень выраженности той или иной проблемы, показанной программой анализатором производительности, можно сфокусировать оптимизацию на проблемную область добиваясь минимального значения CPI.

Практическая часть

В качестве примера оптимизации однопоточного приложения была выбрана программа по перемножению матриц размером 8 на 8, элементами которых выступали переменные с плавающей точкой двойной точности. Для того, чтобы результат был заметен по времени, перемножение осуществлялось 2048 раз. В качестве процессора, на котором запускалась программа был выбран Intel Xeon Gold 6152 с частотой 2.10ГГц. Компиляция производилась компилятором gcc с включенными оптимизациями O3. При первой серии запусков был выбран простейший алгоритм перемножения двух матриц через тройной вложенный цикл. Листинг программы показан на рис. 2, где i и j индексы элементов перемножаемых матриц, а k скользящий индекс положения. Среднее время выполнения данного цикла составило 65 секунд, back-end bound задержка в исполнении составила в среднем 91%, и большая её часть связана с обращением к памяти. Значение параметра CPI при выполнении операции составил 3, 3. Данные представлены в таблице в строке 1. Для минимизации обращения к памяти был применен метод раскручивания цикла (loop unrolling). Техника оптимизации компьютерных программ, состоящая в искусственном увеличении количества инструкций, исполняемых в течение одной итерации цикла. В результате применения этой оптимизации увеличивается количество инструкций, которые потенциально могут выполняться параллельно, и становится возможным более интенсивное использование регистров, кэша данных и исполнительных устройств. Листинг второй версии цикла представлен на рисунке 3. Данные, полученные после запуска, представлены в таблице в строке 2. Как видно, программа стала работать эффективнее примерно в 3 раза.

Заключение

В результате проделанной работы была представлена упрощенная схема тракта данных современного процессора семейства x86. Были описаны основы микроархитектурной оптимизации. В приведенном примере было показано улучшение производительности однопоточного приложения методом раскручивания цикла.

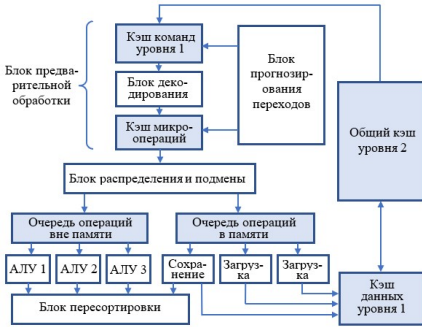


Рис. 1

```
int i,j,k;
//Basic serial implementation
for(i=0; i<msize; i++) {
    for(j=0; j<msize; j++) {
        for(k=0; k<msize; k++) {
            c[i][j] = c[i][j] + a[i][k] * b[k][j];
        }
    }
}
```

Рис. 2

```
// loop unrolling
for(i=0; i<msize; i+=4) {
    for(j=0; j<msize; j+=4) {
        for(k=0; k<msize; k++) {
            c[i][j] = c[i][j] + a[i][k] * b[k][j];
            c[i+1][j] = c[i+1][j] + a[i+1][k] * b[k][j];
            c[i+2][j] = c[i+2][j] + a[i+2][k] * b[k][j];
            c[i+3][j] = c[i+3][j] + a[i+3][k] * b[k][j];

            c[i][j+1] = c[i][j+1] + a[i][k] * b[k+1][j];
            c[i+1][j+1] = c[i+1][j+1] + a[i+1][k] * b[k+1][j];
            c[i+2][j+1] = c[i+2][j+1] + a[i+2][k] * b[k+1][j];
            c[i+3][j+1] = c[i+3][j+1] + a[i+3][k] * b[k+1][j];

            c[i][j+2] = c[i][j+2] + a[i][k] * b[k+2][j];
            c[i+1][j+2] = c[i+1][j+2] + a[i+1][k] * b[k+2][j];
            c[i+2][j+2] = c[i+2][j+2] + a[i+2][k] * b[k+2][j];
            c[i+3][j+2] = c[i+3][j+2] + a[i+3][k] * b[k+2][j];

            c[i][j+3] = c[i][j+3] + a[i][k] * b[k+3][j];
            c[i+1][j+3] = c[i+1][j+3] + a[i+1][k] * b[k+3][j];
            c[i+2][j+3] = c[i+2][j+3] + a[i+2][k] * b[k+3][j];
            c[i+3][j+3] = c[i+3][j+3] + a[i+3][k] * b[k+3][j];
        }
    }
}
```

Рис. 3

№	время, с	CPI	Front End	back end		
				memory	core	retiring
1	65	3,3	0,1%	81%	10%	7%
2	19	1,5	0.10%	52%	25%	20%

[1] Таненбаум Э., Остин Т. Архитектура компьютера. 6-е изд. – СПб.: Питер, 2018, 816 с.

[2] Курмангалеев Ш.Ф. Методы оптимизации Си/Си++ - приложений, распространяемых в биткоде LLVM с учетом специфики оборудования. Труды Института системного программирования РАН.2013. Том 24. С. 127-144. DOI: 10.15514/ISPRAS-2013-24-7.

[3] Fog A. Optimizing Subroutines In Assembly Language: An Optimization Guide For x86 Platforms. http://www.agner.org/optimize/optimizing_assembly.pdf.

[4] Top-down Microarchitecture Analysis Method. <https://software.intel.com/content/www/us/en/develop/documentation/vtune-cookbook/top/methodologies/top-down-microarchitecture-analysis-method.html>

ЦИФРОВЫЕ КОМПЕНСАТОРЫ ЧАСТОТНОЙ ДИСПЕРСИИ НА ОСНОВЕ ФАЗОВЫХ БИХ-ФИЛЬТРОВ

Н.С. Морозов, В.Н. Бугров

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В стационарных линейных структурах, где отсутствуют волновые процессы и носителем полезной информации является электрический сигнал, частотная дисперсия обусловлена различным временем обработки спектральных составляющих входного широкополосного сигнала диспергирующей стационарной структурой. Так в фазовых линейных БИХ-фильтрах наблюдается сильная как положительная, так и отрицательная частотная дисперсия сигнала. Спроектированные соответствующим образом, такие фазовые фильтры могут успешно выступать в роли цифровых компенсаторов дисперсионных искажений в сигнальных трактах или линиях передачи. Формальной оценкой частотной дисперсии широкополосного сигнала в цифровом фильтре является коэффициент дисперсии $D(\nu)$, как скорость изменения группового времени запаздывания (ГВЗ) по частоте:

$$D(\nu) = \frac{\partial \tau_{gr}}{\partial \omega} = \frac{1}{2\pi} \frac{\partial \tau_{gr}}{\partial \nu}$$

При этом коэффициент дисперсии способен количественно оценивать очень малые фазовые девиации [1], что и необходимо для построения цифрового компенсатора дисперсии (ЦКД) с заданным законом изменения дисперсионной характеристики. В узкой полосе канала связи компенсатор дисперсии, как правило, должен обеспечивать либо линейно возрастающий, либо линейно падающий закон дисперсионной характеристики, необходимый для компенсации нормальной либо аномальной частотной дисперсии волны в линии передачи. Наиболее целесообразно осуществлять проектирование ЦКД современными численными методами дискретного программирования, позволяющими работать не с аналитическим, а с дискретным представлением характеристик, когда характеристики ЦКД табулированы с заданной дискретностью их представления в частотной области и в вычислительной системе представлены двумерными массивами (векторами). Это даёт возможность, с одной стороны, заменить аналитическую аппроксимацию, свойственную аналитическим подходам, простой оцифровкой требуемых характеристик, причём ошибка оцифровки фазовых характеристик даже весьма сложной формы может быть минимизирована соответствующим выбором шага частотной дискретизации. С другой стороны, дискретное представление позволяет рассчитывать с заданной точностью дисперсионную характеристику фазового фильтра численными методами дифференцирования. Каждая j -ая характеристика ЦКД, характеризуемая совокупностью (вектором) скалярных частотных выборок $Y_j(y_1, y_2, \dots, y_m)$, позволяет применять для синтеза технического решения эффективные поисковые методы многокритериальной оптимизации. Ошибки квантования также легко устранить, осуществив дискретизацию и параметрического пространства коэффициентов ЦКД только теми значениями, при которых ошибка квантования равна нулю. При использовании в алгоритме цифровой фильтрации вычислений

в формате с фиксированной точкой (ФТ), наиболее целесообразно осуществлять дискретизацию параметрического пространства коэффициентов целочисленным кодом (квантом) данного представления [2, 3].

Описание модели и результаты

Передачная функция рекурсивного целочисленного компенсатора, состоящего из каскадного соединения m -фазовых звеньев второго порядка ($m=N/2$, где N – общий порядок фазового фильтра), имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i} + a_{1i}z^{-1} + a_0z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_1z^{-2}} \quad (1)$$

Характерной особенностью является то, что коэффициенты числителя и знаменателя передаточной характеристики такого фильтра вещественны и зеркальны, что позволяет при синтезе варьировать лишь два коэффициента на звено.

Рассмотрим, в качестве примера, решение задачи синтеза 8-битового целочисленного ЦКД с линейно возрастающим законом дисперсионной характеристики в узкой полосе радиоканала, что необходимо для компенсации нормальной частотной дисперсии в сигнальном тракте или линии передачи. Целевая функция задачи формировалась в виде взвешенной суммы двух частных целевых функций $f_{ГВЗ}(IX)$ и $f_{дисп}(IX)$, обеспечивающих соответственно выполнение требуемых законов изменения ГВЗ и дисперсии в полосе компенсации.

$$F(IX) = \beta_1 f_{ГВЗ}(IX) + \beta_2 f_{дисп}(IX) \quad (1)$$

При этом обе частные целевые функции формировалась по критерию минимума среднеквадратичного отклонения, а амплитудно-частотная характеристика компенсатора в силу зеркальности его коэффициентов имеет единичное значение на всём интервале Найквиста. Весовые коэффициенты целевых функций определялись практически в ходе решения следующей экстремальной задачи целочисленного программирования для синтеза 8-битового ЦКД в форме каскадного соединения 2 фазовых звеньев:

$$F_0(IX^0) = \min F(IX), IX \in I^4 \quad (2)$$

$$-128 \leq a_{di} \leq 127, i = \overline{1,2} \quad (3)$$

$$a_{0i} = 128, i = \overline{1,2} \quad (4)$$

$$Zp_j < 0,9, j = \overline{1,4} \quad (5)$$

Таким образом, минимизация целевого функционала (1) осуществлялась на 4-мерном целочисленном пространстве 8-битовых параметров в допустимой области (3) при выполнении функциональных ограничений устойчивости фильтра (5) по всем полюсам передаточной функции ЦКД с радиусами, не превышающими 0,9 в z -плоскости. На рис. приведены частотные характеристики синтезированного компенсатора: а) АЧХ; б) ФЧХ в полосе пропускания; в) ГВЗ в полосе пропускания г) частотная дисперсия.

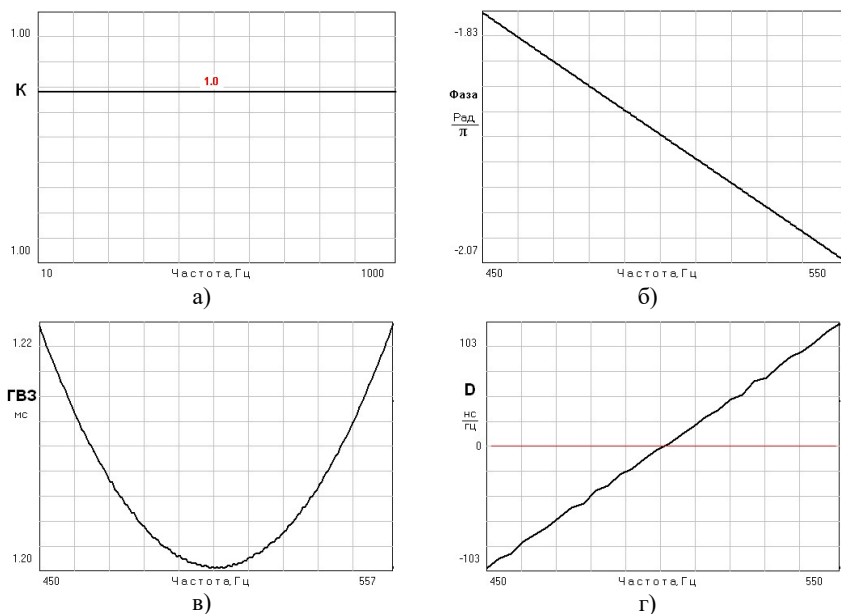


Рис.

Для численного решения экстремальной задачи (2) использовался эффективный алгоритм поиска на дискретной сетке кода Грея, предназначенной для решения дискретных задач оптимального проектирования [4]. Данный алгоритм относится к классу глобальных итеративных алгоритмов направленного сканирования на детерминированной сетке, которая образуется путем равномерного разбиения интервала изменения каждой i -ой переменной на 2^{Q_i} дискретных значений, где параметр Q_i определяет дискретность сетки, равную числу двоичных разрядов, которыми в кодовом пространстве отображается каждая i -ая переменная. Таким образом, в данном алгоритме реализована необходимая для квантования коэффициентов формата ФТ дискретность сетки. Для преобразования массива дискретных значений каждой i -ой переменной в кодовое пространство используется код Грея, который позволяет организовать построение минимизирующей последовательности на дискретной сетке при помощи так называемых сфер поиска с изменяющимися радиусами. Таким образом, при последовательном автоматическом расширении и сужении сфер поиска происходит направленное сканирование всей области поиска, без полного её перебора. Характерными особенностями данного поискового алгоритма является высокая надёжность отделения глобального экстремума, малые потери на поиск, эффективная работа в пространстве высокой размерности, а также отсутствие априори настраиваемых параметров. Вектор \mathbf{IX}^0 , минимизирующий скалярную целевую функцию $F(\mathbf{IX})$ на множестве допустимых целочисленных решений (3), является решением задачи синтеза ЦКД по требуемому закону дисперсионной характеристики.

Таким образом, применение алгоритма поиска на дискретной сетке квантованных параметров позволяет получать технические решения компенсаторов дисперсии с нулевой ошибкой реализации на цифровой платформе или кристалле с заданной длиной слова коэффициентов. Современные алгоритмические комплексы целочисленной минимизации позволяют решать такие проектные задачи надёжно и эффективно при выполнении всех внешних требований и ограничений к работе ЦКД, что даёт возможность существенно повысить его качество и сократить время разработки.

- [1] Морозов Н.С., Бугров В.Н., Пройдаков В.И. Частотная дисперсия сигнала в рекурсивных цифровых фильтрах. // В кн.: 18-ая международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2016», Доклады. Том 1 – М.: НТО РЭС им. А.С. Попова, 2016 г. С. 198.
- [2] Бугров В.Н. Дискретный синтез минимально-фазовых и линейно-фазовых цифровых БИХ-фильтров. // Компоненты и технологии. 2019. № 10. С. 92.
- [3] Emmanuel Ifeachor, Barrie Jervis. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). – Harlow: Pearson Education, 2002. P. 543.
- [4] Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. – М.: Наука, 2007. С. 731.

ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНЫХ СВОЙСТВ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С ФЛУКТУАЦИЯМИ ФАЗЫ

Е.С. Фитасов¹⁾, Е.В. Леговцова¹⁾, М.А. Борисова¹⁾, Ю.В. Митрофанова¹⁾,
В.В. Насонов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Существует ряд радиофизических задач, в которых требуется оценка когерентности принимаемого радиосигнала или самой радиоприемной системы. Данные задачи могут возникать в различных областях радиофизики – радиолокации, связи, электроники (физики полупроводников), навигации и др. Например, оценка когерентности сигналов может использоваться, в задачах приёма многоканальной радиолокационной системой отраженного от цели эхо-сигнала, при синтезе систем защиты от активных шумовых помех с использованием компенсационных антенн, при синтезе систем защиты радиотехнических систем (радиолокационных, навигационных, гидролокационных) от имитирующих помех, при анализе флуктуаций в автоколебательных системах, при исследовании шумов в наноразмерных структурах и др. [1-4].

В работе [5] был предложен метод оценки степени когерентности радиолокационных сигналов в виде энтропии распределения сигнала по собственным подпространствам его корреляционной матрицы. Предложенная мера имеет более универсальный характер и имеет ряд существенных достоинств по сравнению с известными методами, например, инвариантность относительно формы сигнала и возможность вычисления оценки на основе выборочной корреляционной матрицы сигнала при отсутствии априорных данных.

Проведем оценку когерентности сигналов с флуктуацией фазы. Ограничимся в данной работе более общим случаем флуктуаций, распределенных по нормальному закону. В данном случае модель входного процесса принимает вид:

$$\mathbf{X}_\varphi = (e^{-j(fT+\varphi_1)}, e^{-j(2fT+\varphi_2)}, \dots, e^{-j(NfT+\varphi_N)})^H \quad (1)$$

$\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N$ – случайные фазы, распределенные по нормальному закону в некотором диапазоне φ .

Корреляционная матрица (КМ) принимаемого детерминированного сигнала будет иметь вид [6]

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{X}\mathbf{X}^H \rangle, \quad (2)$$

где $\langle \ast \rangle$ – знак статистического усреднения.

С учетом собственного шума единичной мощности КМ будет иметь вид:

$$\mathbf{\Phi} = \mathbf{R} + \mathbf{I}. \quad (3)$$

В соответствии с [5] показатель энтропии равен:

$$H = - \sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (4)$$

где $\lambda_{oi} = \frac{\lambda_i}{\text{Sp } \Phi}$ – нормированные собственные значения корреляционной матрицы Φ ; $\text{Sp } \Phi$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы Φ , который характеризует среднюю энергию сигнала.

На рисунке показаны графики зависимости оценки энтропии от ОСШ для различных значений случайной фазы.

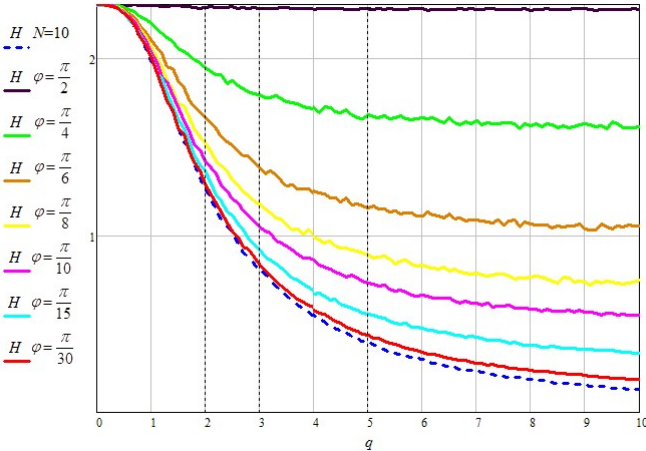


Рис.

Зависимость значений энтропии от ОСШ для аддитивной смеси детерминированного сигнала и собственного шума для различных значений случайной фазы.

Пунктирной линией показана энтропия процесса без фазовых флуктуаций. Из графиков видно, что при значениях СКО случайной фазы равных $\varphi \approx 0,1 \approx \pi/30$ фазовыми флуктуациями процесса можно пренебречь, т.е. сигнал можно считать когерентным. А при фазовых флуктуациях $\varphi \approx \pi/2$ энтропия стремится к значению $\ln(N)$, т.е. процесс становится полностью некогерентным. В случае частично когерентного сигнала значение энтропии при ОСШ $q \rightarrow \infty$ стремится к постоянному значению, определяемому распределением флуктуаций фазы (частоты) процесса.

Данная методика может быть рекомендована в радиофизических приложениях, в которых требуется анализ свойств сигналов и их трансформации при прохождении (распространении) в среде или через различные радиотехнические системы – в измерительных системах, в задачах исследования электромагнитной обстановки; в задачах обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств и др.

Таким образом, энтропия распределения сигнала по собственным подпространствам корреляционной матрицы позволяет получить количественную и информативно ёмкую оценку степени когерентности сигналов, что является достаточно актуальной задачей для широкого спектра радиофизических приложений.

[1] Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. – М.: Наука, 1967, 660 с.

- [2] Канашенков А.И. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И. Канашенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003, 416 с.
- [3] Спектрально-корреляционные характеристики одноканального автокомпенсатора помех / Арзамасов С.Н., Малахов А.Н., Музычук О.В., Позументов И.Е. // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 24, № 3. С. 545.
- [4] Болховская О.В., Мальцев А.А Решающие статистики для некогерентного обнаружения сигналов в многоэлементных антенных решётках // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2018. Т. 61, № 2. С. 163.
- [5] Михеев П.В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов / П. В. Михеев // Известия вузов. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82.
- [6] Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д.Ширман, В.Н.Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

ПРОЕКЦИОННЫЙ МЕТОД ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ, ОТРАЖЕННЫХ ОТ МАЛОСКОРОСТНЫХ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

Е.В. Леговцова¹⁾, Е.С. Фитасов¹⁾, Д.А. Васильев²⁾, А.Б. Борзов²⁾, Г.Л. Павлов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ МГТУ им. Н.Э. Баумана

Особенность задачи обнаружения малоскоростных воздушных объектов заключается в синтезе режекторного фильтра системы селекции движущихся целей, вносящего минимальные потери при обнаружении полезного в интервале частот, непосредственно прилегающем к зоне режекции. Параметры зоны режекции задаются из требований по обеспечению подавления сигналов, отраженных от местных предметов, (т.е. для сигналов с центральной частотой Доплера $\omega_{мп} = 0$).

Для решения задачи минимизации потерь в обнаружении полезного сигнала в работах [1-3] был предложен и проанализирован способ межпериодной обработки, вытекающий из оптимальной процедуры обнаружения полезного сигнала на фоне помехи с заданными корреляционными свойствами. Суть данного метода заключается в аппроксимации обратной корреляционной матрицы помехи матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи.

Пусть радиолокационной системой принимается выборка, представляющая собой аддитивную смесь сигнала, характеризующегося неслучайным вектором \mathbf{X} и помехи \mathbf{n} , распределенной в общем случае по гауссовскому (нормальному) закону [4]

$$\mathbf{Y} = \mathbf{X} + \mathbf{n}. \quad (1)$$

При этом, комплексная амплитуда отражённого от точечного объекта радиолокационного сигнала (в предположении его полной когерентности) имеет межпериодную временную структуру, характеризуемую вектором [4]

$$\mathbf{X}(\omega) = (e^{-j\omega T}, e^{-j2\omega T}, \dots, e^{-jN\omega T})^H, \quad (2)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов, N – количество импульсов в принимаемой пачке, ω – частота Доплера.

Сигнал пассивной помехи будет представлять собой комбинацию множества синусоид вида (2), образующих некоторый континуум по частоте Доплера. Этот континуум может быть аппроксимирован конечным набором синусоид при достаточно плотной их расстановке по частоте Доплера. Таким образом, сигнал пассивной помехи может быть представлен в виде линейной комбинации конечного числа комплексных синусоид (2) с частотами Доплера $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$, где M – число используемых для аппроксимации пассивной помехи синусоид.

Обратную корреляционную матрицу интенсивной помехи можно аппроксимировать матрицей-проектором на подпространство, ортогональное подпространству помехи [1]

$$\mathbf{R}^{-1} \approx \mathbf{I} - \mathbf{P}, \quad (3)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица, $\mathbf{P} = \mathbf{M}(\mathbf{M}^H \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M}^H$ – матрица-проектор на подпространство помехи [5], \mathbf{H} – знак эрмитова сопряжения, $\mathbf{M} = [\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)]$ –

матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых $\omega_1, \dots, \omega_M$ с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи.

Матрица $\mathbf{I-P}$ является проектором на ортогональное пассивной помехе подпространство [5], и действие этого матричного оператора на любую линейную комбинацию синусоид $\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)$ приводит к ее «занулению».

С учетом (3) квазиоптимальный весовой вектор межпериодной обработки имеет вид

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{X}(\omega). \quad (4)$$

Матрица-проектор $\mathbf{I-P}$ выполняет функцию режектора пассивной помехи и является общей для всех доплеровских фильтров. Нули зоны режекции определяются значениями частот $\omega_1, \dots, \omega_M$ векторов, образующих матрицу \mathbf{M} .

Проведём оценку эффективности предлагаемого метода для задачи обнаружения радиолокационной системой малоскоростных воздушных объектов на фоне интенсивных отражений от местных предметов. Критерием эффективности при оценке доплеровской фильтрации будут являться вносимые потери в отношение сигнал/ шум по сравнению с согласованной (оптимальной) фильтрацией (1).

Частотная характеристика доплеровского фильтра системы СДЦ (настроенного на частоту Доплера полезного сигнала ω_0) определяется выражением

$$K(\omega, \omega_0) = \frac{|\mathbf{X}^H(\omega)(\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{X}(\omega_0)|}{N}, \quad (5)$$

где N – количество импульсов в пакке.

На рис. 1 показаны графики зависимости нормированных коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера для разных значений длины выборки сигнала N и параметров доплеровского фильтра (M – количество нулей зоны режекции).

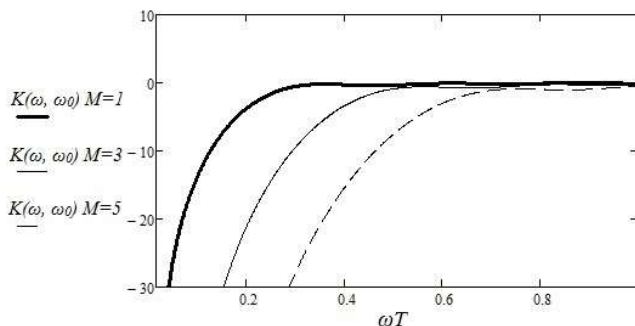


Рис. 1. Зависимости нормированных коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера для длины выборки сигнала $N = 25$

Из рис. 1 видно, что сигнал от воздушного объекта с нормированной частотой Доплера $\omega_0 T \cong 0,3$ (в нашем случае это соответствует радиальной скорости объекта ~ 25 м/с) будет проходить без потерь при параметре фильтра (количестве нулей) $M = 1$. При ширине зоны режекции пассивных помех, обеспечиваемой параметром $M = 5$, потери при обнаружении полезного сигнала составят ~ 20 дБ.

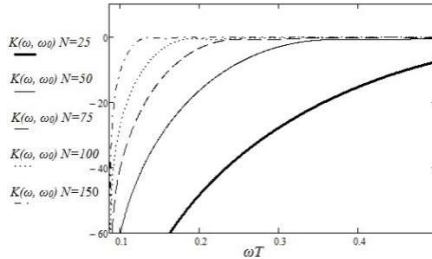


Рис. 2. Зависимости нормированных коэффициентов передачи полезного сигнала от его частоты Доплера при количестве нулей зоны режекции $M = 5$

Из графика, приведенного на рис. 2, видно, что сигнал от цели с нормированной частотой Доплера $\omega_0 T \cong 0,05$ при $N = 150$ (в рассматриваемом случае это соответствует радиальной скорости объекта ~ 4 м/с) при параметре фильтра $M = 1$ проходит с незначительными потерями. А при параметре фильтра $M = 5$ и длине выборки $N = 150$ обеспечивается обнаружение (без потерь) объектов с радиальными скоростями ~ 12 м/с.

Таким образом, использование квазиоптимального проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов позволяет обеспечить обнаружение малоскоростных воздушных объектов (с радиальными скоростями близкими к нулю) на фоне интенсивных отражений от местных предметов и подстилающей поверхности с минимальными потерями в отношении сигнал/шум.

- [1] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Козлов С.А., Бессонова Е.В., Насонов В.В. Квази-оптимальный проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов // Известия вузов. Радиофизика. № 6. Т. 62. С. 460.
- [2] Фитасов Е.С. Система селекции движущихся целей на основе проекционного метода доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов // Датчики и системы. 2017. № 3. С. 29.
- [3] Способ селекции движущихся целей: а.с. 2593276 РФ / Е.С. Фитасов Е.В., Леговцова; заявл. 04.08.2015; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 22.
- [4] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- [5] Ланкастер П. Теория матриц. – М.: Наука, 1982. 272 с.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 20 мая 2020 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.