

СОДЕРЖАНИЕ

Физика

Конечно-элементный анализ распределения магнитного поля вблизи сверхпроводящего тора	
А.А. Кудряш, Г.Е. Шунин	4
Магнитный импеданс в аморфном сплаве $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ на частотах $0,5 \div 100$ МГц	
В.В. Кондусов, В.А. Кондусов	10
Влияние хрома и ванадия на структуру малоуглеродистых белых чугунов	
Л.С. Печенкина, Г.И. Сильман, А.А. Рукавицына	13
Теплораспределяющие свойства эпоксидных матриц, модифицированных различными углеродными наполнителями	
А.О. Камаев, О.Н. Шорникова, А.В. Солопченко, А.В. Кепман, А.П. Малахо	18
Поля напряжений в металлическом стекле у полос сдвига типа волнистых лучей	
А.А. Рюмцев, О.М. Остриков	24
Влияние мелкодисперсного углеродного наполнителя на механические свойства эпоксидных матриц	
А.О. Камаев, О.Н. Шорникова, А.В. Солопченко, А.В. Кепман, А.П. Малахо	28
Коррозионная стойкость алюминиевой металлизации кристаллов и корпусов полупроводниковых изделий	
В.В. Зенин, Б.А. Спиридонов, А.И. Землянский, Д.И. Бокарев	34

Информатика, вычислительная техника и управление

Интеллектуальная система идентификации объектов с помощью алгоритмов иммунных систем	
Ю.И. Еременко, И.В. Мельникова, А.А. Шаталов	38
Математическая модель связанной струнно-пружинной системы	
М.Г. Завгородний, С.П. Майорова	48
Многокритериальная оптимизационная модель выбора компонентов при проектировании системы измерения ЖРД	
А.С. Колесников, Я.Е. Львович	53
Алгоритм поиска оптимального варианта размещения компонентов ИС при проектировании информационных систем для управления автономными мобильными устройствами	
А.А. Рындин, С.В. Сапегин, Д.В. Долгих	56
Алгоритмизация решения задачи динамической оптимизации структуры мультисервисных сетей	
Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский	59

Радиотехника и связь

Способ организации адресной обработки сигналов в системах радиоконтроля с использованием буфера данных	
Д.А. Алексеев, В.А. Козьмин, А.Б. Токарев	62
Анализ существующих конструкций антенных элементов пеленгаторных решеток	
К.О. Волков, Ю.Г. Пастернак, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров	66
Применение алгоритма Герцеля при пеленговании пакетных сигналов	
М.И. Спажакин, А.Б. Токарев	70
Программно-аппаратный комплекс оценки эффективности и помехозащищенности цифровых средств радиосвязи	
С.Н. Панычев, Е.Н. Глущенко, Н.А. Самоцвет, С.В. Суровцев	74

Высокотехнологичная антенна вытекающей волны на основе дифракционной решетки с периодической гребенчатой структурой	
Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин.....	80
Определение защитных отношений в телекоммуникационных устройствах, использующих фазо- и частотно-манипулированные сигналы	
И.С. Бобылкин, И.В. Остроумов, А.Ю. Савинков.....	84
Анализ перспективных направлений проектирования сверхширокополосных антенн на основе линзы Лüneберга	
Ю.Е. Калинин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Фёдоров.....	87
Реализация LDPC-декодера на массивно-параллельных вычислительных устройствах	
А.В. Башкиров, А.Ю. Савинков, М.В. Хорошайлова.....	89
Обзор перспективных конструкций широкополосных радиопеленгаторных антенных решеток	
К.О. Волков, Ю.Е. Калинин, Ю.А. Рембовский, С.М. Фёдоров.....	92
Оптимизация аппаратной архитектуры LDPC-декодера, применяемого в стандарте радиосвязи IEEE 802.11n	
А.В. Башкиров, А.В. Ситников, М.В. Хорошайлова.....	97
Комплексное моделирование и оптимизация характеристик в процессе конструкторского проектирования радиоэлектронных средств	
О.Ю. Макаров, А.В. Турецкий, Н.В. Ципина, В.А. Шуваев.....	100
Методика формирования ограничительной линии внеполосных излучений систем связи с использованием фазоманипулированных сигналов	
А.В. Муратов, И.В. Остроумов, М.А. Ромашенко, А.В. Ситников.....	105
Алгоритмы декодирования двоичных кодов с малой плотностью проверок на четность с жестким входом	
Л.Н. Коротков, И.В. Свиридова.....	108
Математические модели дисперсионных характеристик структур вытекающей волны	
С.А. Антипов, Д.А. Ерошенко, А.И. Климов.....	112
Выбор параметров LDPC-кодов для каналов с аддитивным белым гауссовским шумом	
С.А. Акулинин, И.В. Свиридова.....	117
Микрополосковая антенная решетка миллиметровых волн с круговой диаграммой направленности	
С.А. Антипов, А.И. Климов, В.И. Юдин.....	121
Использование псевдосплава золото-кремний при монтаже кристаллов мощных СВЧ-транзисторов	
Т.И. Бражникова, О.В. Марченко, В.А. Кожевников, А.Е. Бормонтов.....	126
Влияние плазменной обработки позолоченных корпусов полупроводниковых изделий на прочность сварных соединений	
А.А. Стоянов, В.В. Побединский, Л.Н. Владимирова, Н.В. Рогозин, С.И. Рембеза.....	129
Разработка пеленгационной антенной решетки, расположенной на борту беспилотного летательного аппарата	
И.С. Бобылкин, А.В. Муратов, Л.А. Носова, А.С. Самодуров.....	133

КОНЕЧНО-ЭЛЕМЕНТНЫЙ АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ СВЕРХПРОВОДЯЩЕГО ТОРА

А.А. Кудряш, Г.Е. Шунин

Сообщаются результаты трёхмерного конечно-элементного анализа распределения вектора индукции магнитного поля вблизи сверхпроводящего тора в мейсснеровском состоянии, помещённого во внешнее однородное магнитное поле при различных направлениях поля относительно оси тора. Определены координаты точек локальных минимумов модуля вектора индукции магнитного поля и моменты сил, действующих на тор

Ключевые слова: сверхпроводящий тор, магнитное поле, конечно-элементный анализ

Впервые теоретическое и экспериментальное изучение поведения сверхпроводящего тора во внешнем постоянном однородном магнитном поле параллельном оси тора было выполнено в работах [1-3]. В последующих работах [4,5] рассматривались случаи тора, помещённого во внешнее однородное магнитное поле, направление которого не совпадает с направлением оси тора. Так в [4] исследуется зависимость крутящего момента тора от угла между направлением внешнего поля и осью симметрии тора. Сравниваются экспериментальная и теоретическая зависимости для замкнутого тора и тора с разрезом. В [5] проводится аналитическое решение внешней краевой задачи для скалярного магнитного потенциала в случае тора в магнитном поле перпендикулярном к его оси симметрии. Рассчитаны зависимости магнитного момента, а также максимального и минимального значений поля на поверхности кольца в зависимости от отношения большого и малого радиусов. В работе [6] было получено аналитическое решение уравнения Лапласа для векторного потенциала, определяющее распределение поля вне тора, помещённого во внешнее однородное магнитное поле, параллельное оси его вращения. Исследованы распределения плотности тока на поверхности тора и магнитного поля вне тора для трёх случаев способа охлаждения тора до сверхпроводящего состояния. Следует отметить, что решения получаются в виде разложений в ряд по полиномам Лежандра. Поэтому детальный анализ распределения вектора индукции магнитного поля затруднителен. Необходимо вычислительный эксперимент. Так в работе [7] получено распределение поля вблизи тора, во внешнем магнитном поле парал-

лельном оси симметрии тора, с помощью конечно-элементного комплекса программ Femplot [8].

Целью данной работы является исследование распределения вектора индукции магнитного поля в окрестности сверхпроводящего тора для различных направлений внешнего однородного магнитного поля с использованием системы конечно-элементного мультифизического анализа Comsol Multiphysics [9].

Вычислительный эксперимент проводился с тором размеры которого такие как и в работе [2]: большой радиус равен 0.026 м, отношение большого и малого радиусов равно 22.4. Это сделано для того чтобы можно было сравнить результаты вычислительного эксперимента с результатами экспериментальных исследований и аналитических расчётов.

Численно решалась краевая задача для уравнения Лапласа с векторным магнитным потенциалом A в области, имеющей форму шара с радиусом 0.26 м, центр которого совпадает с центром тора. На поверхности тора задавалось условие не проникновения магнитного поля в тор:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{A} = 0,$$

где \mathbf{n} – внутренняя нормаль к поверхности тора.

А на поверхности шара задавался вектор напряжённости внешнего магнитного поля:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{H} = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_0,$$

где \mathbf{n} – вектор внешней нормали к расчётной области, $\mathbf{H}_0 = (0, H_0 \sin \alpha, H_0 \cos \alpha)$, α – угол поворота внешнего магнитного поля относительно оси симметрии тора, H_0 – модуль вектора напряжённости внешнего магнитного поля, который полагался равным 39790 А/м.

Расчётная область разбивалась на 437778 векторных конечных элементов второго порядка. Векторные элементы обеспечивают непре-

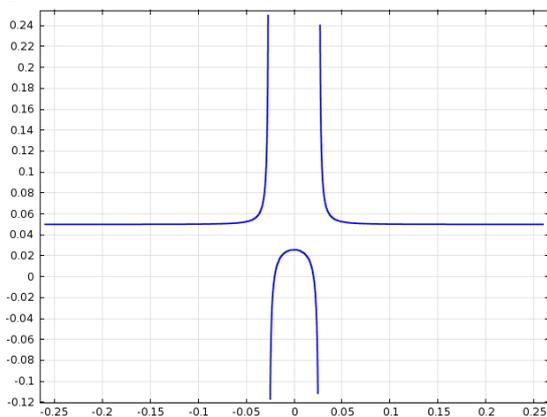
Кудряш Андрей Андреевич – ВГТУ, аспирант, тел. 8(473)246-42-22

Шунин Геннадий Евгеньевич – ВГТУ, канд. физ.-мат. наук, профессор, тел. 8(473)246-42-22

рывность тангенциальной компоненты векторного магнитного потенциала при переходе от одного элемента к другому. Элементы такого типа обычно применяются в электромагнитных задачах, решаемых в постановке векторного потенциала.

Сначала исследовался случай, когда поле направлено параллельно оси симметрии тора (ось Oz). Было изучено распределение индукции поля в горизонтальной плоскости, проходящей через центр кольца, на предмет наличия точек, в которых модуль вектора магнитной индукции \mathbf{B} имеет локальный минимум. Так как задача имеет осевую симметрию, достаточно исследовать распределение поля вдоль одного из направлений в горизонтальной плоскости (например, вдоль оси Oy), вдоль других картина будет аналогична. Ниже представлен график распределения z-компоненты вектора магнитной индукции вдоль оси Oy.

B_z , Тл



у, м

Рис. 1. Распределение компоненты поля B_z вдоль оси Oy

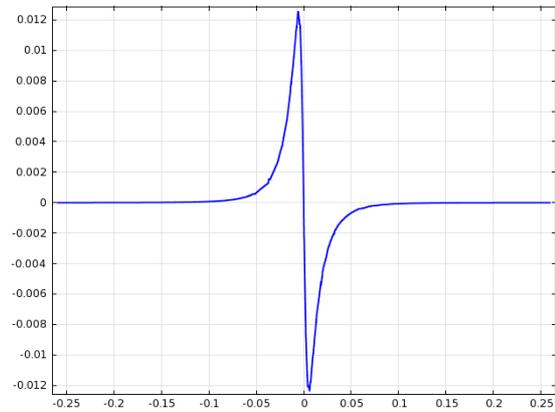
Компоненты B_x и B_y равны 0 с точностью до вычислительных ошибок и здесь не приводятся.

График, приведённый на рис. 1, хорошо согласуется с теоретическим графиком, приведённым в работе [2], в которой рассматривалось распределение поля вокруг идентичного тора.

Как видно из графика на рис. 1, компонента B_z обращается в 0 внутри тора (примерно на расстоянии 0.02м от оси Oz), т.е. геометрическое место точек, в которых B_z обращается в 0, представляет собой окружность с центром, совпадающим с центром тора и радиусом 0.02м. Для утверждения о нахождении в этих точках локального минимума модуля \mathbf{B} , необходимо исследовать распределение компонент \mathbf{B} вдоль вертикальной линии, проходящей через одну из упомянутых точек.

Ниже представлены графики трёх компонент поля вдоль вертикальной линии, проходящей через точку $(\frac{0.02}{\sqrt{2}}, \frac{0.02}{\sqrt{2}}, 0)$, а также график модуля вектора \mathbf{B} вдоль этой же линии.

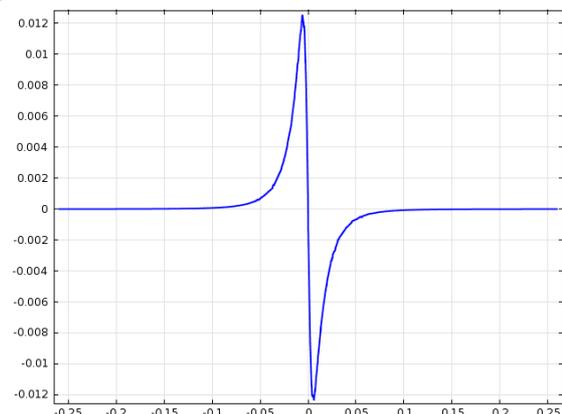
B_x , Тл



z, м

Рис. 2. Распределение компоненты поля B_x вдоль вертикальной линии

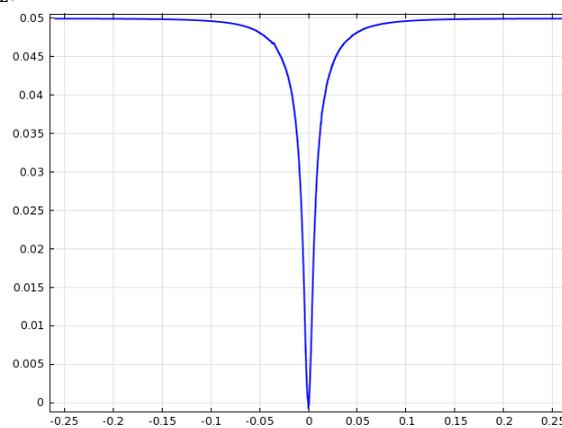
B_y , Тл



z, м

Рис. 3. Распределение компоненты поля B_y вдоль вертикальной линии

B_z , Тл



z, м

Рис. 4. Распределение компоненты поля B_z вдоль вертикальной линии

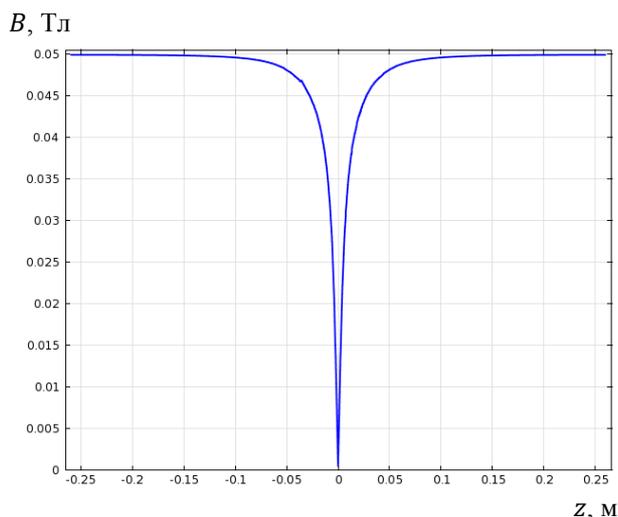


Рис. 5. Распределение модуля \mathbf{B} вдоль вертикальной линии

Ниже приводятся теневые рисунки, показывающие распределение модуля вектора \mathbf{B} в плоскостях Oxy и Oyz , на которых хорошо видна область локальных минимумов.

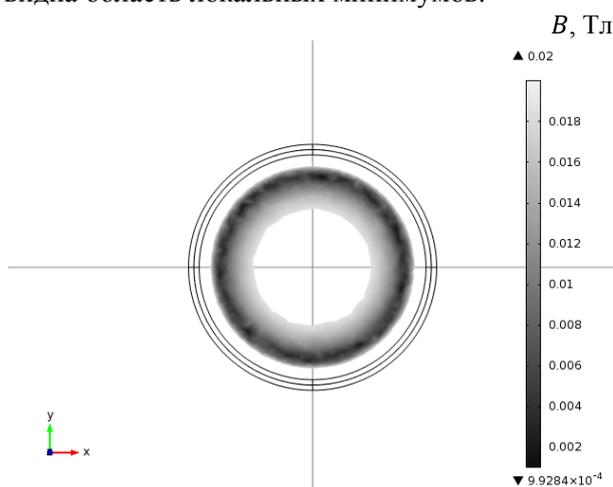


Рис. 6. Распределение модуля \mathbf{B} в плоскости Oxy

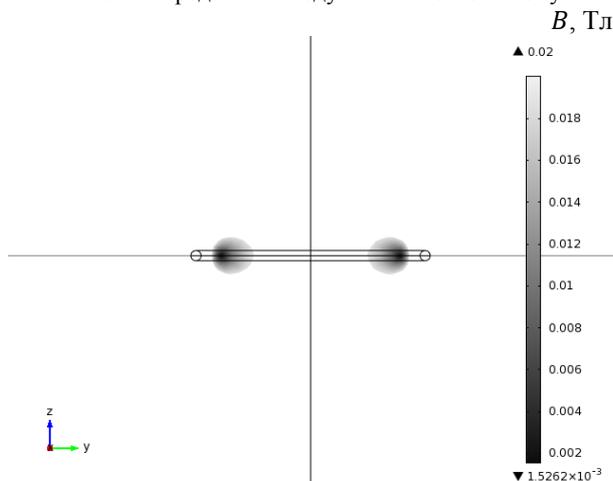


Рис. 7. Распределение модуля \mathbf{B} в плоскости Oyz

Кроме того, при помощи соответствующей функции COMSOL Multiphysics было получено наименьшее значение модуля магнитной ин-

дукции и точка, в которой это значение достигается (см. таблицу). Полученные значения хорошо согласуются с приведёнными выше графиками. Ненулевое значение модуля индукции и z -компоненты точки минимума можно объяснить погрешностями разбиения области и вычислительными ошибками.

Далее проводилось исследование влияния направления поля на область минимума магнитной индукции. Для этого производился поворот вектора напряжённости магнитного поля в плоскости Oyz . Угол между ортом оси кольца (ортом оси Oz) и направлением магнитного поля менялся от 9 до 90 градусов. Вычисления производились с шагом в 9 градусов. Результаты для случаев 9, 45, 72 и 90 градусов представлены в более подробном виде.

Первый случай – угол в 9 градусов. При помощи вышеупомянутой функции COMSOL было найдено минимальное значение модуля индукции магнитного поля и точка, в которой это значение достигается (см. таблицу).

Точки минимума модуля \mathbf{B} в зависимости от направления поля

Значение угла, °	Значение модуля индукции, Т	Координаты точки минимума, м		
		x	y	z
0	$1.5 \cdot 10^{-4}$	-0.0202	$-1.6 \cdot 10^{-5}$	$-1.1 \cdot 10^{-4}$
9	$7.3 \cdot 10^{-4}$	-0.0021	0.0205	0.0013
18	$4.9 \cdot 10^{-4}$	$1.9 \cdot 10^{-4}$	0.0214	0.0021
27	0.0011	$-2.9 \cdot 10^{-4}$	-0.0223	-0.0024
36	$4.4 \cdot 10^{-4}$	$4.2 \cdot 10^{-4}$	0.0233	0.0024
45	$4.2 \cdot 10^{-4}$	$2.6 \cdot 10^{-4}$	0.0244	0.0023
54	$4.2 \cdot 10^{-4}$	-10^{-4}	-0.0251	-0.0017
63	$2.5 \cdot 10^{-4}$	$-2.4 \cdot 10^{-4}$	0.0251	$7.1 \cdot 10^{-4}$
72	$4.6 \cdot 10^{-4}$	$-3.9 \cdot 10^{-4}$	-0.0249	$-4.1 \cdot 10^{-4}$
81	$2.9 \cdot 10^{-4}$	$-5.5 \cdot 10^{-4}$	0.0249	$2 \cdot 10^{-4}$
90	$1.5 \cdot 10^{-4}$	0	0.0272	0

По этим данным можно сделать вывод о том, что при изменении направления поля точки минимума модуля индукции смещаются из плоскости Oxy . Подтверждение этому можно увидеть на рис. 8.

Для исследования геометрического места минимумов модуля индукции через найденную точку минимума и ось Ox была проведена плоскость, и исследовалось поведение модуля магнитной индукции в этой плоскости. В итоге было выявлено, что минимумы модуля индукции располагаются в двух симметричных относительно начала координат точках (рис. 9).

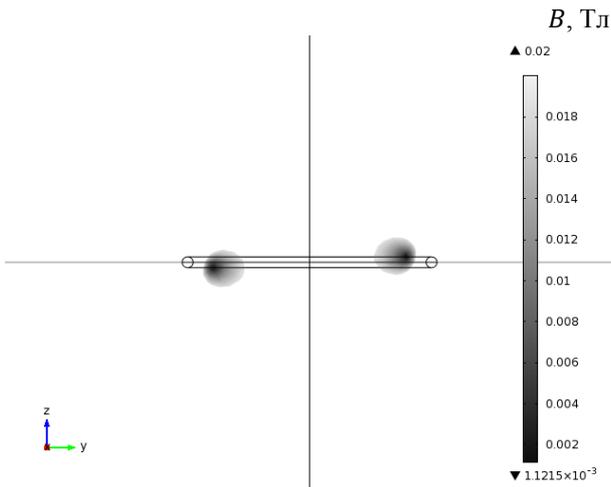


Рис. 8. Местоположение минимума модуля B в плоскости Oyz

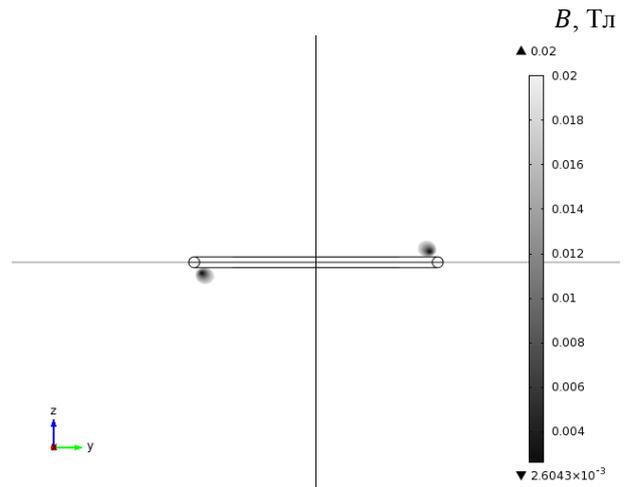


Рис. 10. Местоположение минимума модуля B в плоскости Oyz

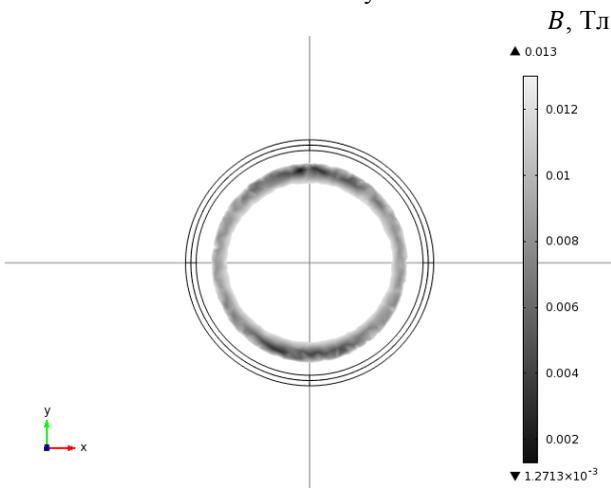


Рис. 9. Местоположение минимума модуля B в плоскости, проходящей через точку минимума и ось Ox

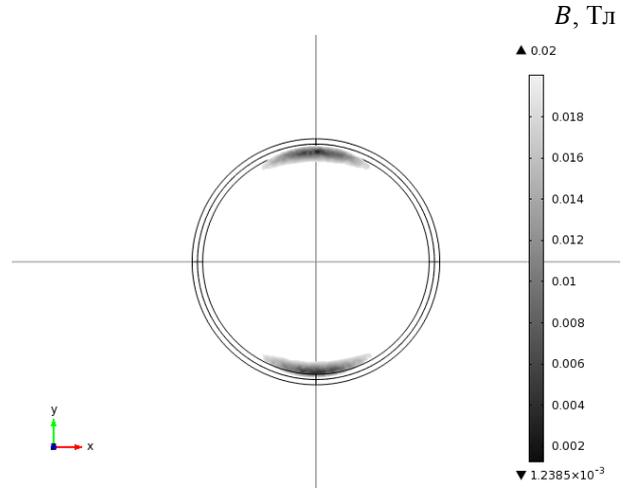


Рис. 11. Местоположение минимума модуля B в плоскости, проходящей через точку минимума и ось Ox

Второй случай – угол между ортом оси кольца и направлением поля в 45 градусов. Точки минимума в этом случае по сравнению с предыдущим случаем смещаются ближе к поверхности кольца, что можно увидеть на рис. 10.

Также аналогично предыдущим двум случаям была найдена точка минимума модуля индукции, и было проведено исследование распределения исследуемой величины в этой плоскости (рис. 11).

Таким образом, картины поля для углов в 9 и 45 градусов похожи с той разницей, что минимумы в последнем случае располагаются ближе к поверхности кольца.

Третий случай – угол между ортом оси кольца и направлением поля в 72 градуса. Были проделаны все те же процедуры, что и для предыдущих случаев (рис. 12,13).

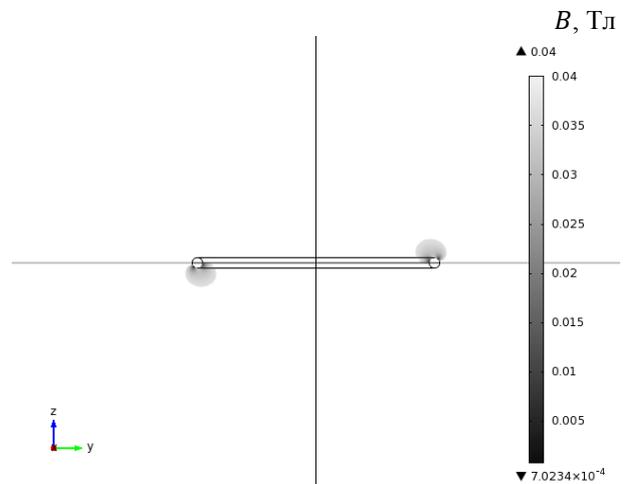


Рис. 12. Местоположение минимума модуля B в плоскости Oyz

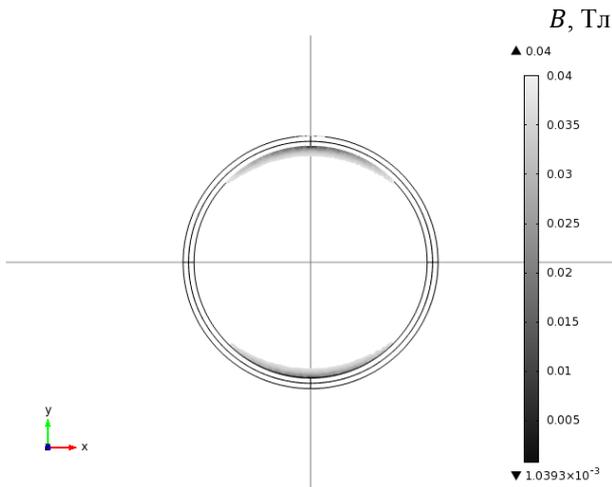


Рис. 13. Местоположение минимума модуля B в плоскости, проходящей через точку минимума и ось Ox

В этом случае наблюдается кардинальное отличие от предыдущих двух. Точки минимума располагаются на поверхности кольца, что подтверждается найденными значениями координат минимума (см. таблицу).

Предельный случай вращения – поворот на 90 градусов, т.е. случай, когда поле направлено по оси Oy .

Приведены графики распределения компоненты B_y вдоль осей Oy и Oz (рис. 14,15), компоненты B_x и B_z вдоль координатных осей в этом случае равны 0 с точностью до ошибок вычисления и построения сетки.

Также были проделаны те же шаги, что и для случаев угла в 9, 45 и 72 градуса.

Полученное числовое значение координат точки минимума хорошо согласуется с рис. 16 и говорит о том, что точки минимума расположены на пересечении поверхности кольца с осью Oy , что также хорошо видно на рис. 17.

Далее приводится рассмотрение зависимости интегральной характеристики – магнитного момента кольца от угла между ортом оси кольца и направлением внешнего магнитного поля. y и z -компоненты магнитного момента с точностью до вычислительных ошибок равны 0, а график x -компоненты приводится на рис. 18. Из него следует, что эта компонента достигает максимального значения при угле в 45 градусов, а при углах 0 и 90 градусов она равняется нулю.

В заключение отметим, что в точках локального минимума модуля индукции магнитного поля можно осуществить устойчивый подвес малых диамагнитных тел. Этот способ подвеса может быть использован в

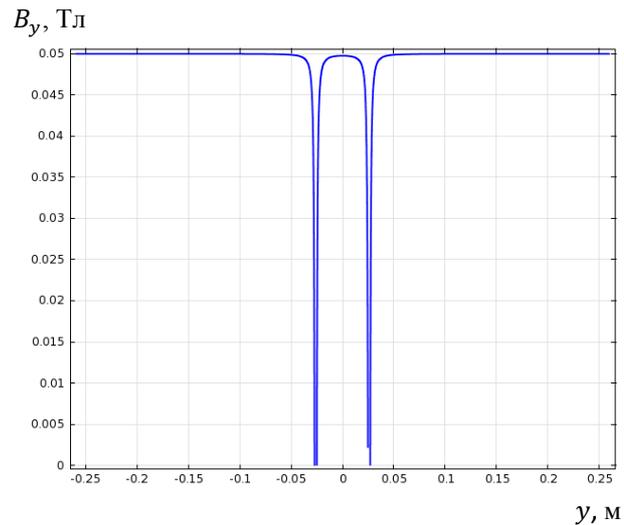


Рис. 14. Распределение компоненты поля B_y вдоль оси Oy

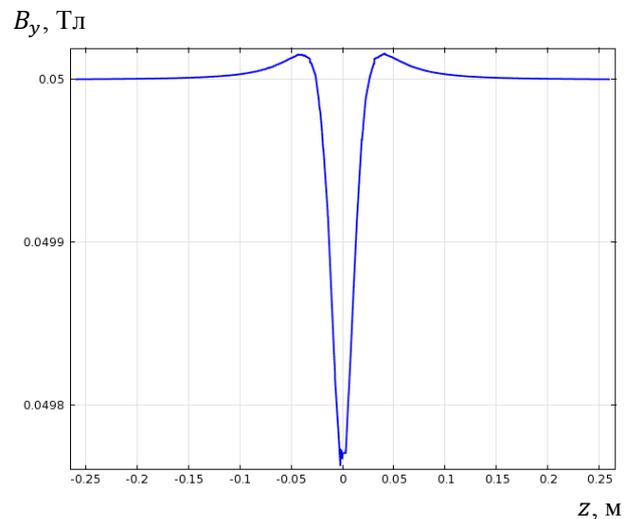


Рис. 15. Распределение компоненты поля B_y вдоль оси Oz

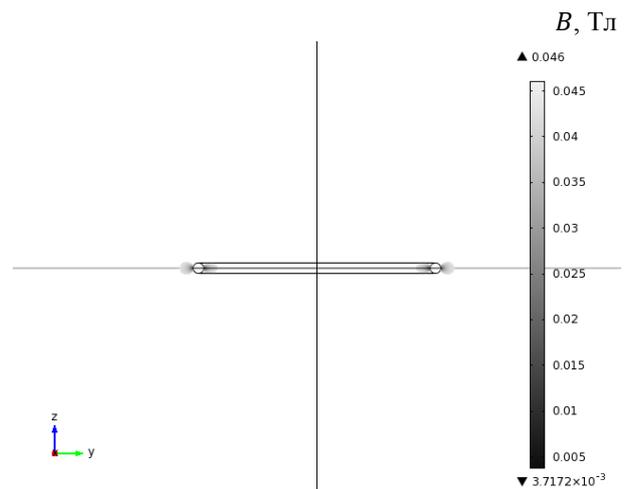


Рис. 16. Местоположение минимума модуля B в плоскости Oyz

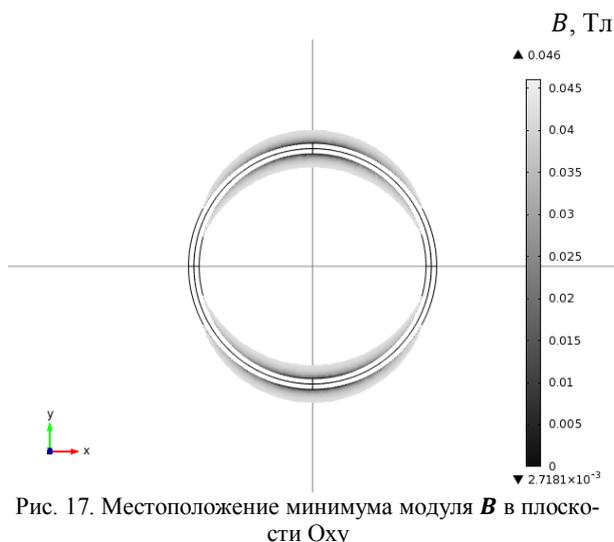


Рис. 17. Местоположение минимума модуля B в плоскости Oxy

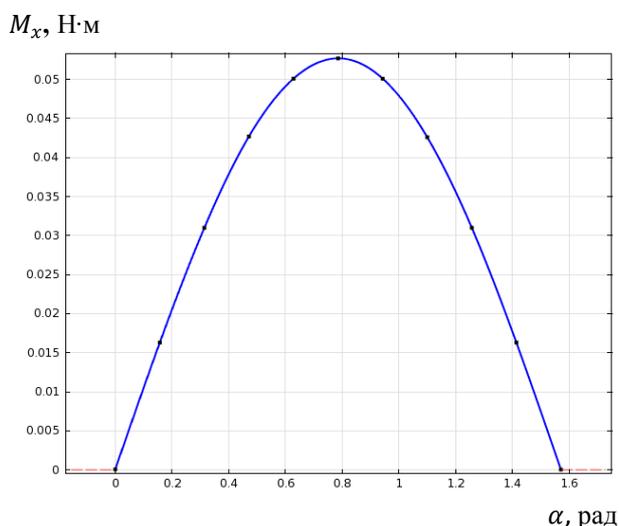


Рис. 18. Зависимость компоненты момента сил M_x , действующих на кольцо, от угла между осью кольца и направлением поля

экспериментах по квантовой магнитомеханике левитирующей сверхпроводящей сферы микронных размеров [10].

Литература

1. De Launay, J. Electrodynamics of a superconducting torus / J. De Launay, Naval Research Lab Washington DC. – Defense Technical Information Center. – 1949. – 67 p.
2. Dolecek, R. L. Conservation of flux by a superconducting torus / R. L. Dolecek, J. De Launay // Physical Review. – 1950. – V. 78. – № 1. – P. 58-60.
3. Dolecek, R. L. The superconducting torus / R. L. Dolecek, J. De Launay // Letters to the Editor. – 1949. – P. 445-446.
4. Wilson, B. J. Torque on a superconducting torus in a uniform field / B. J. Wilson, E. E. King // Journal of Applied Physics. – 1967. – V. 38. – № 2. – P. 745-752.
5. Wright, E. B. Magnetization of an ideal superconducting torus in a transverse field / E. B. Wright, P. I. Peterson // Journal of Applied Physics. – 1967. – V. 38. – № 2. P. 855-860.
6. Ivaska, V. Magnetic field distribution around a superconducting torus / V. Ivaska, V. Jonkus, V. Palenskis // Physica C. – 1999. – V. 319. – P.79-86.
7. Батаронов, Л. И. Компьютерное моделирование распределения магнитного поля вблизи сверхпроводящего кольца с нулевым магнитным потоком [Текст] / Л. И. Батаронов, С. А. Кострюков, Г. Е. Шунин // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2006. – Т.2. – № 8. – С. 19-22.
8. Конечно-элементный комплекс программ FEMPDESolver [Текст] / С. А. Кострюков, В. В. Пешков, Г. Е. Шунин, М. В. Мощёнский, М. И. Батаронова // Системы управления и информационные технологии. – 2010. – № 8. – С.52-58.
9. Официальный сайт COMSOL Multiphysics: Режим доступа: World Wide Web. URL <http://www.comsol.com>
10. Romero-Isart, O. Quantum magnetomechanics with levitating superconducting microspheres / O. Romero-Isart, L. Clemente, C. Navau, A. Sanchez, J. I. Cirac // Physical Review Letters. – 2012. – V. 109. – P. 147205-1 – 147205-5.

Воронежский государственный технический университет

FINITE-ELEMENT ANALYSIS OF MAGNETIC FIELD DISTRIBUTION NEAR THE SUPERCONDUCTING TORUS

A.A. Kudryash, G.E. Shunin

The results of a 3D finite-element analysis of a magnetic flux density distribution around a superconducting torus in the Meissner state placed into the external homogeneous magnetic field of different directions with respect to torus axis are reported. The coordinates of points where magnetic flux density achieves minimum are obtained as well as moments of forces acting on the torus

Key words: superconducting torus, magnetic field, finite-element analysis

МАГНИТНЫЙ ИМПЕДАНС В АМОРФНОМ СПЛАВЕ $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ НА ЧАСТОТАХ 0,5-100 МГц

В.В. Кондусов, В.А. Кондусов

Проведено исследование зависимости эффекта магнитного импеданса от напряженности внешнего постоянного магнитного поля для аморфного металлического сплава $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ в диапазоне частот 0,5-100 МГц

Ключевые слова: магнитный импеданс, скин-эффект, высокочастотные измерения, вихревые токи, магнитная проницаемость

В настоящее время к числу явлений, вызывающих особый интерес исследователей относится магнитный импеданс [1-6]. Несмотря на значительное количество публикаций, посвященных изучению этого эффекта, до настоящего времени остаётся не исследованным целый ряд вопросов, необходимых для полного понимания его природы [2,6]. Так например, в обзорной работе [6], рассматриваются теоретические модели гигантского магнитного импеданса (ГМИ) для различных участков частотного диапазона: низкочастотный (несколько кГц), промежуточный (от 100 кГц и до нескольких МГц) и высокочастотный (от нескольких МГц до ГГц). Для объяснения ГМИ этих участков диапазона предложено много теоретических моделей: квазистатическая модель, модель вихревых токов, доменная модель, электромагнитная модель, модель обменной проводимости и другие модели. Хотя предложенные модели могут качественно интерпретировать основные особенности ГМИ в широком частотном диапазоне, в теории ГМИ для ферромагнитных материалов всё ещё остаются некоторые споры.

Целью данной работы являлось проведение исследования эффекта магнитного импеданса $\Delta Z/Z_0$ в аморфных металлических сплавах на основе железа, а именно, исследование влияния частоты электрического тока f и напряженности постоянного магнитного поля H на величину магнитного импеданса.

В работе исследовался аморфный сплав $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$, полученный закалкой из жидкого состояния методом спиннингования, в виде фольги толщиной ~30 мкм, шириной 1 мм и длиной от 10 до 50 мм в магнитных полях до 80 кА/м и частотах переменного тока, протекающего по образцу от 0.5 МГц до 100 МГц.

Величина эффекта магнитного импеданса $\Delta Z/Z_0$ определялась как [2]

$$\Delta Z/Z_0 = (Z_H - Z_0)/Z_0 = (U_H - U_0)/U_0, \quad (1)$$

где Z_0 – импеданс образца при $H = 0$; Z_H – импеданс образца в магнитном поле H ; U_H – падение напряжения на образце в поле H ; U_0 – падение напряжения на образце при $H = 0$.

На рис. 1 показаны характерные экспериментальные полевые зависимости магнитного импеданса исследуемой аморфной ленты для нескольких частот возбуждающего тока f (длина образца 17 мм). Хорошо видно, что по мере увеличения f происходит трансформация кривой типа «одиначный пик» в кривую типа «двойной пик».

При ориентации оси ленты параллельно внешнему постоянному магнитному полю при частоте электрического тока 1 МГц с ростом H происходит монотонное изменение величины магнитного импеданса образца $\Delta Z/Z_0$ и выход зависимости $\Delta Z/Z_0(H)$ на насыщение. Величина эффекта магнитоимпеданса имеет отрицательное значение и в поле 5 кА/м составляет 22 %. При частоте высокочастотного тока 7 МГц характер зависимости $\Delta Z/Z_0 = f(H)$ не меняется, а величина эффекта ГМИ увеличивается до 55 % и начинает появляться положительная составляющая импеданса ~2,5 %. На частоте 20 МГц с ростом H эффект магнитного импеданса сначала возрастает, достигая максимума при $H = 1.4$ кА/м, а затем монотонно уменьшается с дальнейшим выходом зависимости $\Delta Z/Z_0(H)$ на насыщение при 60 кА/м. Значение положительного эффекта магнитного импеданса составляет 7 %, а отрицательного – 50 %.

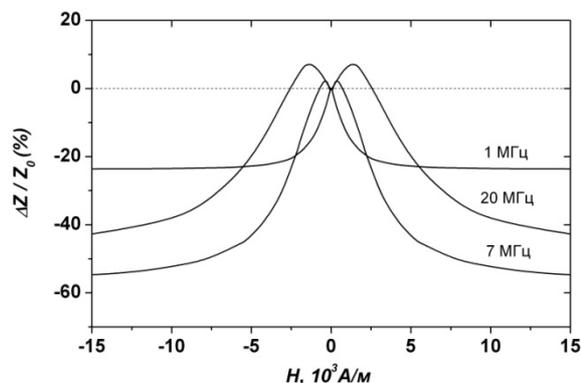


Рис. 1. Относительные изменения магнитного импеданса (то есть $\Delta Z/Z_0(\%)$) быстрозакалённой аморфной ленты $Fe_{74}P_{18}Mn_5V_3$ от величины внешнего магнитного поля (H) для токов разной частоты

На рис. 2 и рис. 3 представлена зависимость относительного изменения максимального значения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $\text{Fe}_{74}\text{P}_{18}\text{Mn}_5\text{V}_3$. Максимум величины относительного изменения магнитного импеданса, имеющего отрицательное значение, наблюдается на частоте $f = 14$ МГц и составляет 85 %.

На графике можно выделить два характерных участка: низкочастотный (0,5-5 МГц) и высокочастотный (20-100 МГц), отличающиеся углом наклона кривой зависимости $\Delta Z/Z_0(f)$.

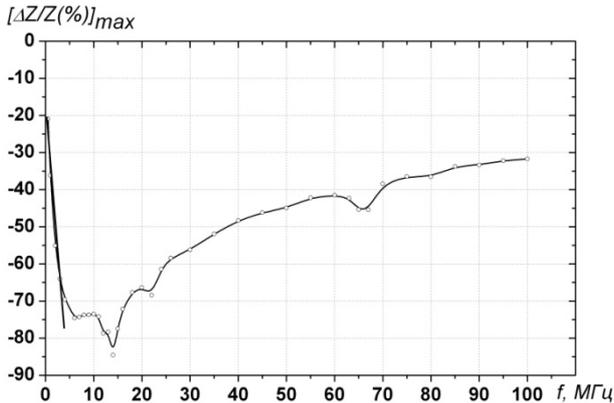


Рис. 2. Зависимость относительного изменения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $\text{Fe}_{74}\text{P}_{18}\text{Mn}_5\text{V}_3$

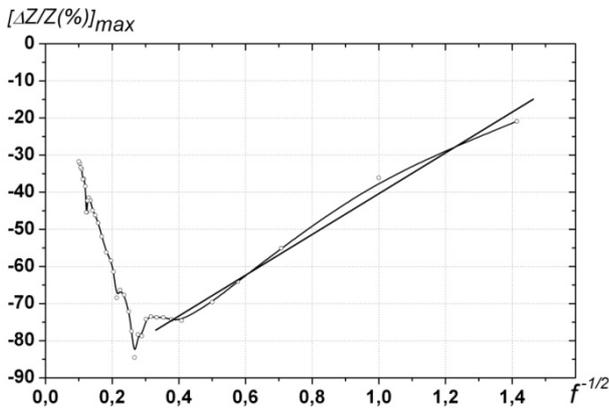


Рис. 3. Зависимость относительного изменения магнитного импеданса от частоты переменного тока для аморфного сплава $\text{Fe}_{74}\text{P}_{18}\text{Mn}_5\text{V}_3$ в координатах $f^{1/2}$

На низкочастотном участке $\Delta Z/Z_0 \sim f$. Если предположить что на высокочастотном участке на величину магнитного импеданса начинает влиять скин-эффект, зависимость $\Delta Z/Z_0(f)$ была также построена в координатах $\Delta Z/Z_0(f^{1/2})$ (рис. 3). Из анализа рисунка 2 и рисунка 3 видно, что высокочастотный участок лучше укладывается на прямую линию в координатах $\Delta Z/Z_0(f^{1/2})$, а низкочастотный - $\Delta Z/Z_0(f)$.

На низких частотах (от 0,5 до 5 МГц), когда плотность электрического тока однородна по сечению образца в любой момент времени, энер-

гия, рассеиваемая микровихревыми токами за период, линейно растет с частотой [7]. Это приводит к увеличению эффекта и экспериментально подтверждается прямопропорциональной зависимостью эффекта $\Delta Z/Z_0$ от частоты.

На высоких частотах магнитный скин-эффект приводит к тому, что плотность электрического тока изменяется в тонком слое вблизи поверхности, и потери энергии за период определяются зависимостью глубины скин-слоя δ от частоты $\delta \sim f^{-1/2}$, что приводит к спаду магнитного импеданса $\sim f^{-1/2}$ (рис. 3).

При частоте проявления максимума отрицательного магнитного импеданса (для исследуемого аморфного сплава $f_{max} \sim 14$ МГц) толщина образца будет сравнима с толщиной скин-слоя. Для расчёта толщины скин-слоя в металле (приблизённо) можно использовать следующую эмпирическую формулу (все величины выражены в системе СИ) [8]:

$$\delta = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_m f}} \quad (2)$$

где ρ – удельное сопротивление образца; f – частота; μ_m – относительная эффективная магнитная проницаемость. Зная величину удельного электрического сопротивления ρ для данного сплава, можно оценить величину относительной эффективной магнитной проницаемости. Так, для исследуемого сплава оценка относительной эффективной магнитной проницаемости (из формулы 2)

$$\mu_m = \frac{\rho \cdot 2,53 \cdot 10^5}{f \cdot \delta^2}, \quad (3)$$

где $\rho \approx 1,3 \times 10^{-6}$ Ом·м; $f \approx 14$ МГц, $\delta \approx 30$ мкм; показала, что $\mu_m \approx 26$.

Таким образом, проведенное исследование эффекта магнитного импеданса в аморфном сплаве $\text{Fe}_{74}\text{P}_{18}\text{Mn}_5\text{V}_3$ показало, что:

1) на частотной зависимости модуля магнитного импеданса наблюдается максимум при частоте электрического тока $f \approx 14$ МГц, который объясняется потерями энергии на вихревые токи. При этом в низкочастотном диапазоне величина отрицательного магнитного импеданса пропорциональна частоте электрического тока, протекающего через образец, а в высокочастотном диапазоне – корню квадратному из частоты;

2) установлено, что в высокочастотном диапазоне переменного электрического тока, протекающего через образец, на полевых зависимостях магнитного импеданса в исследуемых аморфных сплавах наблюдается положительная составляющая эффекта магнитного импеданса;

3) по положению максимума магнитного импеданса на частотной зависимости была оценена вели-

чина эффективной магнитной проницаемости для исследуемых аморфных сплавов, значение которой на частоте ~14 МГц составило ~26;

4) используя зависимость магнитного импеданса от внешнего магнитного поля, можно определить, является ли магнитный материал удовлетворяющим для производства различных сенсоров и датчиков.

Литература

1. Panina, L.V. Magneto-impedance in multilayer films / L.V. Panina // *Sensors and Actuators*. – 2000. – P. 71-77.
2. Анашко, А.А. Магнитоимпедансный эффект в аморфных FeCoMoSiB лентах / А.А.Анашко, А.В. Семиров, А.А. Гаврилюк // *ЖТФ*. - 2003. - Т.73, вып. 4. - С. 49
3. Zhou, S.X. Giant magneto-impedance effect in Fe_{4,5}Co_{67,5}Mn_{0,5}Si₁₂B₁₅ amorphous wires / S.X. Zhou // *Materials Science and Engineering*. - 2001. - P. 954 – 956.

4. Chiriac, H. Microwire array for giant magneto-impedance detection of magnetic particles for biosensor prototype / H. Chiriac, D.D. Herea, S. Corodeanu // *J. Magn. Mater*, 311, 2007, P.425-428.

5. Курляндская, Г.В. Гигантский магнитный импеданс и его связь с магнитной анизотропией и процессами намагничивания ферромагнитных структур: Автореф. дис. д.ф-м. н. Екатеринбург, 2007.

6. Phan, M.H. Giant magnetoimpedance materials: fundamentals and application / M.H. Phan, H.X. Peng // *Progress in Material Science*. 2008, vol.53. P.323-420.

7. Новик, А. Релаксационные явления в кристаллах: Пер. с англ. / А. Новик, Б. Берри Под ред. Э.М. Надгорного. М.: Атомиздат, 1975. - 472 с.

8. Матвеев, А.Н. Электричество и магнетизм / А.Н. Матвеев // М.: Высшая школа, 1983. – 463с.

Воронежский государственный технический университет

ООО «Импри», г. Воронеж

MAGNETIC IMPEDANCE IN AMORPHOUS ALLOY FOR FREQUENCY Fe74P18Mn5V3 0,5 ÷ 100 MHz

V.V. Kondusov, V.A. Kondusov

A study of magnetic impedance effect dependence of external constant magnetic field tension for and amorphous metal alloy Fe74P18Mn5V3 in the frequency range 0.5-100 MHz is carried out

Key words: magnetic impedance, skin-effect, high-frequency measurements, eddy current, magnetic permeability

ВЛИЯНИЕ ХРОМА И ВАНАДИЯ НА СТРУКТУРУ МАЛОУГЛЕРОДИСТЫХ БЕЛЫХ ЧУГУНОВ

Л.С. Печенкина, Г.И. Сильман, А.А. Рукавицына

На основе данных рентгено-спектрального и карбидного анализа с помощью термодинамических расчетов получена зависимость, характеризующая влияние углерода и хрома на критическое содержание ванадия применительно к малоуглеродистым чугунам и заэвтектидным сталям. Проведена оценка необходимого содержания ванадия в комплексно – легированных белых чугунах

Ключевые слова: белый чугун, хром, ванадий, легирование, композиционная структура

Основной из многочисленных проблем машиностроения является увеличения срока эксплуатации быстроизнашивающихся деталей машин. Короткий срок службы много промышленного оборудования и машин приводит к неоправданным экономическим потерям. Особенно важно увеличить срок службы у деталей, работающих в таких отраслях промышленности как строительная, горнорудная, угольная.

Явление абразивного износа характерно для такого оборудования как мельницы для размолва руды, экскаваторы, шламовые насосы. Материалами для таких деталей служат белые износостойкие чугуны [1].

Применение комплексно-легированных белых чугунов на шаровой мельнице позволило увеличить срок их эксплуатации в 3 раза. Наглядным примером использования износостойких чугунов так же могут стать детали для предприятий, перерабатывающих уголь. Срок их эксплуатации в 10 раз дольше, чем у таких же деталей из стали и чугуна. На фабриках горно-обогатительных комбинатов срок службы отливок «Броней течек» возрос в четыре-восемь раз при изготовлении их из чугуна вместо стали [2].

К выше сказанному следует добавить, что белый чугун является перспективным материалом и для инструментов в деревообрабатывающей промышленности. Сочетание износостойкости и теплостойкости комплексно-легированных чугунов обеспечивает высокую работоспособность инструмента.

Получение чугуна с заданным комплексом физико-механических свойств определяется его химическим составом. Именно от содержания легирующих элементов зависят такие свойства как сопротивление агрессивным средам, изнашиванию, высоким температурам.

Модифицирование белых чугунов титаном, редкоземельными металлами (РЗМ), магнием – эффективные средства, значительно повышающие прочность износостойких чугунов. Использование этих технологий для изготовления отливок из заэвтектических белых чугунов позволяет повысить их прочность и технологичность, даст возможность использовать их высокую износостойкость, определяемую высоким содержанием карбидов – свыше 40 % [2].

Как известно, композиционное построение структуры в белых чугунах можно обеспечить за счет достаточного легирования элементами, образующими карбиды типа МС (где М – атомы металла, С – углерод), например ванадием, ниобием, титаном [3-4].

В работе [5] РЗМ введены в состав сплава в качестве модифицирующей и микролегирующей добавки. Они измельчают структуру сплава, способствуют образованию карбидов типа МС и формированию композитной структуры на основе этих карбидов, что проявляется в заметной стабилизации свойств на достаточно высоком уровне. При остаточном содержании РЗМ менее 0,02% модифицирующий эффект не проявляется. Слишком большое количество РЗМ (более 0,18%) не приводит к повышению свойств, но значительно удорожает сплав.

Одним из элементов, который нашел свое применение при легировании белых чугунов, является ванадий, который образует твердые растворы с твердостью равной 2400-2800 HV. Карбиды ванадия VxCy, обладают изоморфностью с решеткой аустенита, что обеспечивает их прочное закрепление в матрице.

Печенкина Лариса Степановна – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, e-mail: a.m.pechenkin@mail.ru
Сильман Григорий Ильич – БГИТА, д-р техн. наук, профессор
Рукавицына Анастасия Алексеевна - ВГТУ, студент, e-mail: nastena.rukavitsyna@mail.ru

Кристаллизуются карбиды ванадия в виде сферолитной эвтектики ($\gamma\text{-Fe+VC}$), в которой карбидные волокна пронизывают аустенитную матрицу с образованием композиционной структуры. Благодаря инвертированному характеру такой эвтектики ванадистые чугуны с аустенитной структурой имеют необычно высокую для белых чугунов пластичность, а также повышенную ударную вязкость и прочность на изгиб [6].

Возможно использовать ванадий с менее дорогостоящими легирующими, обеспечивающими частичную замену ванадия. Этого можно достигнуть при легировании хромом. Ванадий в этом комплексе должен обеспечить карбидообразование и формирование композитной структуры. Роль хрома заключается в легировании матрицы (с обеспечением ее необходимых свойств) и частичной замене ванадия в карбидах.

Ранее проведенными экспериментами [3,7] было показано, что хром в значительных количествах может растворяться в карбидах ванадия, замещая атомы ванадия в кристаллической решетке карбида. Для количественной оценки растворимости хрома в карбидах MC проведен рентгеноспектральный анализ комплексно – легированного малоуглеродистого белого чугуна. Сканирование на установке “Стереоскан – 180” в характеристическом $\text{Cr}_{\text{K}\alpha}$ и $\text{V}_{\text{K}\alpha}$ – излучении показало, что в карбидах MC содержание хрома примерно такое же, как и в среднем в чугуне. Результаты этих исследований были дополнены данными карбидного анализа, что позволило определить химический состав каждой фазы. В частности, было установлено, что в аустените комплексно – легированного белого чугуна содержится 0,26 % C и 0,20 % V (% по массе). Используя эти данные, можно ориентировочно оценить температуру, ниже которой в сплаве в процессе его охлаждения в литейной форме или на воздухе диффузия углерода и легирующих элементов практически не происходит, т.е. условную температуру, от которой происходит “самозакалка” чугуна. Зная характер межфазного распределения хрома, проведем оценку его влияния на растворимость карбидов ванадия в аустените. Сильманом Г.И. предложено проводить расчет растворимости ванадия в аустените в условиях двухфазного равновесия $A + VC$ (где A - аустенит) по урав-

нению:

$$f(N_{V(A)}) = \ln N_{V(A)} + \varepsilon_{C(A)}^V \cdot N_{V(A)} = \frac{\Delta Z_{VC}^0}{RT} - \ln a_{C(A)}^0 - \varepsilon_{C(A)}^V \cdot N_{C(A)} - \sum_i \varepsilon_{C(A)}^i \cdot N_{i(A)}, \quad (1)$$

где $N_{V(A)}$ – растворимость ванадия в аустените в ат. долях; $f(N_{V(A)})$ – концентрационная функция, по численным значениям которой рассчитывается величина $N_{V(A)}$; ΔZ_{VC}^0 – изменение свободной энергии (термодинамического потенциала) реакции образования карбида ванадия в стандартных условиях; R – универсальная газовая постоянная; T – абсолютная температура, К; $a_{C(A)}^0$ – термодинамическая активность углерода в нелегированном аустените; $N_{C(A)}$ и $N_{i(A)}$ – содержание в аустените углерода и растворимого легирующего элемента соответственно, ат. доли; i – дополнительные легирующие элементы (кроме ванадия); $\varepsilon_{C(A)}^i$ – параметры взаимодействия в аустените углерода с соответствующими легирующими элементами.

Из дополнительных легирующих элементов в данном случае используем хром. Применительно к оценке влияния хрома из уравнения (1) имеем:

$$\Delta[f(N_{V(A)})]_{Cr} \approx \Delta(\ln N_{V(A)})_{Cr} = -\varepsilon_{C(A)}^{Cr} \cdot N_{Cr(A)}. \quad (2)$$

По данным [1, 2] $\varepsilon_{C(A)}^{Cr} = -4,0$, тогда $\Delta[f(N_{V(A)})]_{Cr} > 0$, т.е. хром увеличивает растворимость карбидов ванадия в аустените.

Уравнение (2) можно представить в следующем виде:

$$N_{V(A)} = N_{V(A)}^0 \cdot \exp(4 \cdot N_{Cr(A)}), \quad (3)$$

где $N_{V(A)}^0$ – растворимость ванадия в аустените без хрома; $N_{V(A)}$ – растворимость ванадия в аустените, легированного хромом.

После перехода от атомных долей к процентам по массе уравнение (3) преобразуется к виду:

$$V_A = V_A^0 \cdot \exp(0,04 \cdot Cr_A). \quad (4)$$

Влияние хрома на растворимость углерода для тех же условий двухфазного равновесия $A + VC$ можно оценить по уравнению [1, 2]:

$$\ln \frac{N_{C(A)}^{Cr}}{N_{C(A)}^0} = \frac{\beta_{C(A)}^{Cr} - \varepsilon_{C(A)}^{Cr}}{1 + \varepsilon_{C(A)}^C \cdot N_{C(A)}^0} \cdot N_{Cr(A)} = \quad (5)$$

$$= b_{C(A)}^{Cr} \cdot N_{Cr(A)}.$$

Здесь $\beta_{C(A)}^{Cr}$ – коэффициент влияния хрома на активность углерода в аустените в условиях рассматриваемого двухфазного равновесия; $b_{C(A)}^{Cr}$ – коэффициент влияния хрома на растворимость углерода в аустените. Значение $\beta_{C(A)}^{Cr}$ рассчитано по методике [3] и составило -1 при коэффициенте распределения хрома $K_{Cr}^{VC-A} \approx 1$. При проведении расчетов принято также: $\varepsilon_{C(A)}^C \approx 8$ и $N_{C(A)}^0 \approx N_{C(A)} = 0,012$, что соответствует приведенной выше растворимости углерода в легированном аустените. С учетом этих данных расчет коэффициента $b_{C(A)}^{Cr}$ дает:

$$b_{C(A)}^{Cr} = \frac{-1+4}{1+8 \cdot 0,012} = 2,7$$

и уравнение растворимости углерода после перехода к выражению концентрации в процентах по массе имеет вид:

$$C_{(A)} = C_{(A)}^0 \cdot \exp(0,027 \cdot Cr_{(A)}). \quad (6)$$

Видно, что зависимость для растворимости ванадия и углерода имеют аналогичный вид (уравнения (4) и (6)), но с разными коэффициентами. Эти уравнения можно упростить, приведя их к линейному виду. После статистической обработки численных значений растворимостей при содержаниях хрома от 0 до 8% (через 1%) имеем:

$$V_{(A)} = V_{(A)}^0 \cdot (1 + 0,045 \cdot Cr_{(A)}); \quad R^2 = 0,998, \quad (7)$$

$$C_{(A)} = C_{(A)}^0 \cdot (1 + 0,029 \cdot Cr_{(A)}); \quad R^2 = 0,999. \quad (8)$$

Здесь R^2 – статистическая характеристика, называемая корреляционным соотношением.

Зная значения $V_{(A)}$ и $C_{(A)}$ (определенные экспериментально и приведенные выше), можно определить и значения $V_{(A)}^0$ и $C_{(A)}^0$ при $Cr_{(A)} = 0$: $V_{(A)}^0 = 0,16\%$ и $C_{(A)}^0 = 0,22\%$. Используя эти данные, можно оценить условную температуру “самозакалки” сплава. На рис. 1 приведены изотермы и политермы растворимости карбида ванадия в аустените по данным [9]. Видно, что сочетание $V_{(A)}^0 = 0,16\%$ и $C_{(A)}^0 = 0,22\%$ соответствует температуре около 800°C . Поэтому граничной конодой, отделяющей область $A + MC$ с полностью инвертированной структурой от области конодного треугольника $A + MC + M_7C_3$, должна быть конода $A - MC$ при 800°C . Крайние точки этой коноды известны ($V_{(A)}^0 = 0,16\%$, $C_{(A)}^0 = 0,22\%$ и $V_{(VC)}^0 = 81,5\%$, $C_{(VC)}^0 = 18,5\%$).

При дополнительном легировании сплава хромом получаем следующие координаты крайних точек коноды:

$$\text{для аустенита } V_{(A)} = 0,16 \cdot (1 + 0,045 \cdot Cr_{(A)})$$

$$\text{и } C_{(A)} = 0,22 \cdot (1 + 0,029 \cdot Cr_{(A)}), \%$$

$$\text{для карбида MC } V_{(MC)} = 81,5 - Cr_{(A)} \text{ и}$$

$$C_{(MC)} \approx C_{(MC)}^0 = 18,5\%.$$

Расчетная схема с использованием этих величин приведена на рис. 2.

Уравнение коноды можно представить как уравнение прямой линии, проходящей через две заданные точки:

$$\frac{V_{(MC)} - V^*}{C_{(CM)} - C_{снл}} = \frac{V_{(MC)} - V_{(A)}}{C_{(MC)} - C_{(A)}}. \quad (9)$$

После подстановки значений $V_{(MC)}$, $C_{(MC)}$, $V_{(A)}$ и $C_{(A)}$ имеем:

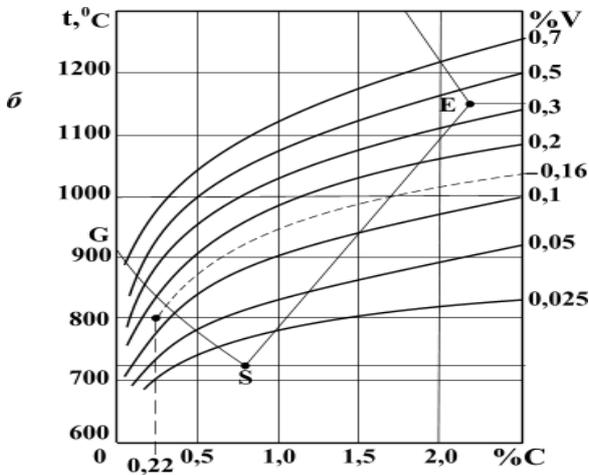
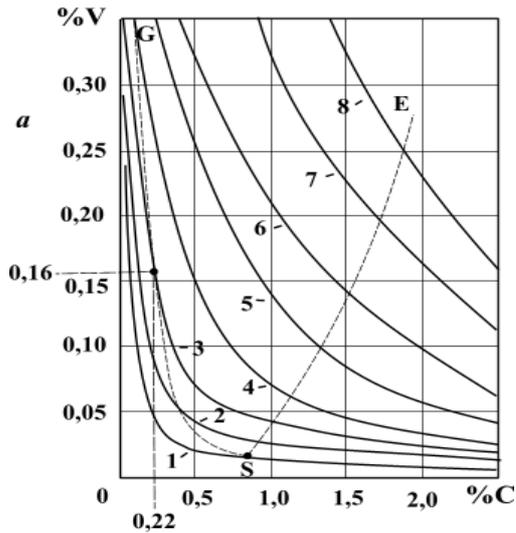


Рис. 1. Изотермы (а) и политермы (б) растворимости карбида ванадия в аустените [8]:

1 – 727°С, 2 – 775°С, 3 – 825°С, 4 – 875°С, 5 – 925°С, 6 – 975°С, 7 – 1025°С, 8 – 1075°С

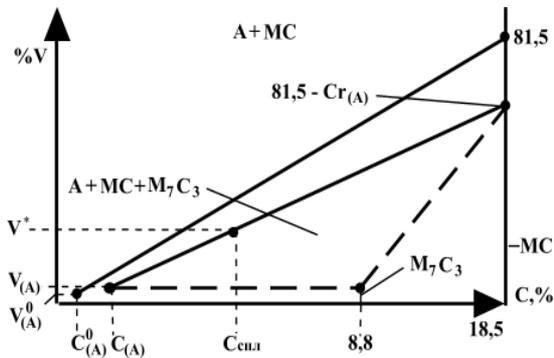


Рис. 2. Расчетная схема с положением критических конод А – МС

$$\frac{81,5 - Cr_{(MC)} - V^*}{18,5 - C_{снл}} = \frac{81,5 - Cr_{(MC)} - 0,16 \cdot (1 + 0,045 \cdot Cr_{(A)})}{18,5 - 0,22 \cdot (1 + 0,029 \cdot Cr_{(A)})} \quad (10)$$

Здесь на схеме рис.2 $C_{снл}$ – среднее содержание углерода в сплаве; V^* – минимально необходимое (критическое) содержание ванадия в сплаве, при котором исключено образование других карбидных фаз, кроме карбида МС.

Поскольку экспериментально установлено, что в комплексно - легированном сплаве $Cr_{(A)} \approx Cr_{(MC)} \approx C_{снл}$, то после соответствующей подстановки в уравнение (10) и решения этого уравнения с исключением мало значащих членов получаем:

$$V^* = (4,45 - 0,055 \cdot Cr_{снл}) \cdot C_{снл} - 0,8, \% \text{ мас.} \quad (11)$$

Уравнение (11) представляет собой основную зависимость, характеризующую влияние углерода и хрома на критическое содержание ванадия. Она несколько отличается от использованных ранее зависимостей [4] и дает лучшую корреляцию между характеристиками химического состава, особенно применительно к малоуглеродистым чугунам и эвтектoidalным сталям.

Видно, что хром уменьшает критическое содержание ванадия в сплавах. Это связано с тем, что хром частично замещает ванадий в карбиде МС и несколько увеличивает растворимость этого карбида в аустените, т.е. под влиянием хрома вся критическая конода смещается в сторону меньшего содержания ванадия.

По уравнению (11) рассчитаны значения критического содержания ванадия V^* для многих экспериментально исследованных сплавов и из сопоставления их с действительными содержаниями ванадия $V_{снл}$ рассчитаны величины дефицита ванадия ΔV в сплавах:

$$\Delta V = V^* - V_{снл} \quad (12)$$

Результаты расчетов показали, что во многих сплавах имеется значительный дефицит ванадия (1% и более). Структура в таких сплавах имеет существенные отклонения от композиционной, что резко сказывается и на механических свойствах сплавов, особенно на ударной вязкости.

Выявлены также сплавы с отсутствием дефицита ванадия или даже с небольшим его избытком (0,1-0,5%). Такие сплавы содержат

1,6-2,2 % C; 0,5-1,3 % Si; до 3,5% Mn; до 7,0 % Cr; до 0,6 V и могут быть дополнительно легированы и модифицированы другими элементами. По структуре они являются типичными белыми чугунами, так как после кристаллизации содержат одну или несколько аустенитно-карбидных эвтектик. При достаточном содержании ванадия основной является двойная эвтектика аустенит + карбид ванадия (A+VC). По границам колоний этой эвтектики кристаллизуется небольшое количество тройной эвтектики A+VC+M₇C₃ (где M₇C₃ - карбид типа Cr₇C₃) в виде отдельных изолированных включений или сплошной сетки. В последнем случае отливки необходимо подвергать длительному отжигу для разрушения сетки тройной эвтектики, существенного повышения ударной вязкости сплава и улучшения его обрабатываемости резаньем. После механической обработки детали подвергаются закалке и отпуску на требуемую твердость. В окончательном виде микроструктура сплава состоит из колоний двойной эвтектики с матричной составляющей в виде продуктов распада аустенита. Каждая колония армирована карбидным каркасом и представляет различно ориентированный волокнистый микрокомпозит. Сплав с такой структурой имеет высокие механические свойства (σ_b до 900 МПа при КС до 150 кДж/м²) и износостойкость (в 1,5-2 раза выше, чем у быстрорежущей стали). Применяется при изготовлении деталей, от которых требуется сочетание высокой износостойкости и прочности при достаточной ударной вязкости.

Литература

1. Колокольцев, В.М. Структура и свойства белых чугунов разных систем легирования [Текст] / В. М. Колокольцев // Вестник Магнитогорского технического университета им. Г.И. Носова. – Магнитогорск: ФГБОУ ВПО «Магнитогорский технический университет им. Г.И. Носова». - 2014. - №1. - С. 19-23.
2. Гарбер, М. Е. Износостойкие белые чугуны: свойства, структура, технология, эксплуатация [Текст] / М.Е. Гарбер.- 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Машиностроение, 2010. – 280 с.
3. Сильман, Г.И. Система Fe-C-Cr и переход от нее к системам Fe-C и Fe-C-Cr-Si. Термодинамический и термокинетический анализ. Расчет, построение и использование диаграмм [Текст] / Г. И. Сильман. – Брянск.: БГИТА, 1999. – 144 с.
4. Жуков, А.А. Износостойкие отливки из комплексно легированных белых чугунов [Текст] : монография / А. А. Жуков., Г. И. Сильман, М. С. Фрольцов. – М.: Машиностроение, 1984. – 104 с.
5. Пат. 2149915 Российская Федерация, С22С37/10, С22С38/38 Сплав [Текст] / Сильман Г.И.; Серпик Л.Г.; Печенкина Л.С., заявитель и патентообладатель Брянская государственная инженерно-технологическая академия. - № 99103251/02; заявл. 17.02.1999; опубл. 27.05.2000, Бюл. № 28. – 3 с.
6. Ефременко, В. Г., Межфазное распределение химических элементов в комплексно-легированном белом чугуне [Текст] / В. Г. Ефременко, А. П. Чейлях // Вестник Приазовского государственного технического университета. - Приазовский: ГВУЗ «ПГТУ». - 2014. - №28. - С. 89-99.
7. Сильман, Г. И. Особенности микроструктуры и распределения элементов в комплексно – легированных белых чугунах [Текст] / Г. И. Сильман, А. А. Жуков, М. С. Фрольцов, А. Н. Прудников // Металловедение и термическая обработка металлов. - 1981. - №1. – С. 52-56.
8. Сильман, Г.И. Диаграмма состояния сплавов Fe-C-V и ее использование в металлведении сталей и чугунов [Текст] / Г.И. Сильман // Металловедение и термическая обработка металлов. - 1992.- № 11. – С. 4-8.

Воронежский государственный технический университет
Брянская государственная инженерно-технологическая академия

INFLUENCE CHROMIUM AND VANADIUM ON THE CONSTRUCTION OF STRUCTURES OF LOW-CARBON WHITE CAST IRON

L.S. Pechenkina, G.I. Silman, A.A. Rukavitsina

On the basis of X-ray spectral and carbide analysis by thermodynamic calculations yielded the dependence characterizing the effect of carbon and chromium on the critical content of vanadium in relation to low-carbon steels, cast iron and hypereutectoid. The estimation of the required content of vanadium in the complex - alloyed white irons

Key words: white iron, chromium, vanadium, alloying, composite structure

ТЕПЛОРАСПРЕДЕЛЯЮЩИЕ СВОЙСТВА ЭПОКСИДНЫХ МАТРИЦ, МОДИФИЦИРОВАННЫХ РАЗЛИЧНЫМИ УГЛЕРОДНЫМИ НАПОЛНИТЕЛЯМИ

А.О. Камаев, О.Н. Шорникова, А.В. Солопченко, А.В. Кепман, А.П. Малахо

Композиты, в которых матрицей служит полимерный материал, являются одним из самых многочисленных и разнообразных видов материалов. Их применение в различных областях дает значительный экономический эффект. Варьируя состав матрицы и наполнителя, их соотношение, ориентацию наполнителя, можно получить материал с требуемым набором свойств. В работе было показано, что добавление углеродного наполнителя увеличивает температурный интервал отверждения смолы и уменьшает температуру расстекловывания уже отвержденного связующего. Обнаружено, что теплопроводящие свойства улучшаются при добавлении даже малого количества наполнителя. Наиболее высокие значения наблюдаются для диспергированного пенографита и графитовой фольги

Ключевые слова: эпоксидная матрица, углеродные наполнители, теплораспределение

Введение

В настоящее время, с развитием микроэлектроники, для создания высокопроизводительных электронных схем, появилась необходимость в материалах, обладающих низкой диэлектрической проницаемостью и коэффициентом линейного термического расширения, а также высокой теплопроводностью и термостойкостью [1-4]. Одним из материалов, удовлетворяющим этим требованиям, стали эпоксидные смолы. Для улучшения свойств эпоксидной матрицы вводятся различные добавки, такие как диоксид кремния, нитриды алюминия или бора, а также оксид алюминия. Такие наполнители имеют достаточно большую удельную массу и, для получения видимого улучшения теплопроводности, должны быть добавлены в полимер в значительном количестве, что крайне отрицательно сказывается на механических свойствах изделия [5-7]. С другой стороны, введение углеродных наполнителей (пенографита, углеродных нанотрубок, графена или оксида графита), обладающих малой плотностью и низким порогом перколяции, позволяет решить проблему ухудшения механических свойств [8-10]. Напротив, во многих работах было показано, что добавление нанотрубок или графена в небольших количествах существенно увеличивает прочность материала [11-13]. Однако, стоимость таких наполнителей очень велика. Поэтому целью данной работы было получение композитов на основе эпоксидной смолы и более дешевых углеродных наполнителей: пенографита, нитрата графита II ступени, бисульфата графита I и II ступеней и графитовой фольги.

Экспериментальная часть

Исходными веществами для получения бисульфата графита I и II ступени и нитрата графита II ступени служили природный чешуйчатый графит с основной фракцией 200-300 мкм ($d_{001} = 3,354-3,359 \text{ \AA}$, содержание углерода 99,9 масс. %), 96% серная кислота ($\rho=1,835 \text{ г/см}^3$), дихромат калия ($\text{K}_2\text{Cr}_2\text{O}_7$) марки ХЧ, 98% азотная кислота ($\rho=1,51 \text{ г/см}^3$), перманганат калия (KMnO_4) марки ХЧ, 30% перекись водорода ($\rho=1,112 \text{ г/см}^3$), нитрат натрия (NaNO_3) марки ХЧ, дистиллированная вода ($\rho=1,00 \text{ г/см}^3$). Пенографит получали термообработкой продукта обработки водой бисульфата графита I ступени при 1000 °С. Для получения полимерных матриц использовалась эпоксидная смола марки TR-9X.

Диспергирование углеродного наполнителя

Дробление графитовых материалов проводили методом ультразвукового диспергирования в стационарном режиме, т.е. дисперсный раствор был неподвижен, и не происходило никакого иного механического перемешивания кроме как облучения ультразвуковыми волнами. Дробление проводилось с помощью ультразвукового излучателя мощностью 30 Ватт, частотой колебаний равной 22,4 кГц и амплитудой ультразвуковых колебаний равной 30 мкм. Для получения частиц микронного размера, в ячейку помещалась навеска необходимого наполнителя массой около 20 г, к которой приливали 600 мл дистиллированной воды. Дробление частиц проводили в течение 9 часов. После прекращения озвучивания, определяли характеристики полученной дисперсии. Размеры частиц определяли на лазерном анализаторе размеров частиц CILAS Particle Analyzer 1180 в жидкой ячейке.

Метод получения эпоксидных матриц

В качестве полимерной матрицы была выбрана эпоксидная смола марки TR-9X. В ее состав входят компоненты (рис.1): диглицидиловый эфир бисфенола-А, 1,4-будандиол диглицидиловый эфир и отвердители Jeffamine D-230, представляющий собой диамин с переменным составом, и триэтилентетрамин в массовом соотношении 1,28:0,32:0,25:0,15 соответственно.

Камаев Алексей Олегович – МГУ им. М.В. Ломоносова, аспирант, тел. 8(495) 9394791

Шорникова Ольга Николаевна – МГУ им. М.В.

Ломоносова, канд. хим. наук, доцент, тел. 8(495) 9394791

Солопченко Александр Викторович – МГУ им. М.В.

Ломоносова, ведущий инженер, тел.8 (495)9394791

Кепман Алексей Валерьевич - МГУ им. М.В. Ломоносова,

канд. хим. наук, докторант, тел.8(495) 9393592

Малахо Артем Петрович - МГУ им. М.В. Ломоносова,

канд. хим. наук, докторант, тел.8(495) 9393592

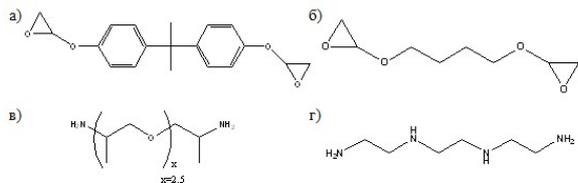


Рис. 1. Структура компонентов эпоксидного связующего: диглицидиловый эфир бисфенола А (а), бутандиол диглицидиловый эфир (б), D-230 (в), и ТЭТА (г)

Введение каждого из 5ти наполнителей в матрицу проводили путем суспендирования необходимого количества (массовое содержание наполнителя $\omega = 0,1; 0,25; 0,5; 1; 2\%$) в Jeffamine D-230. После смешивания всех компонентов формовали пластины, для этого подготовленную смесь заливали в специальную форму и оставляли отверждаться на сутки при комнатной температуре. Затем проводили постотверждение, выдерживая пластины 3 часа при температуре 60 °С и 6 часов при 80 °С. После отверждения, из пластин вырезали образцы для определения свойств.

Методы испытания образцов

Процесс отверждения образцов исследовали методом дифференциальной сканирующей калориметрии (ДСК) на калориметре DSC 204 Phoenix фирмы Netzsch в интервале температур от 20 до 200 °С со скоростью нагрева 10 °С/мин в потоке аргона 70 мл/мин. В работе использовали алюминиевые тигли с крышками. Масса навески образца составляла 5-10 мг. Обработку данных проводили в программе Netzsch Proteus Analysis.

Динамический механический анализ (ДМА) проводили на ДМА-анализаторе фирмы Mettler Toledo. Образец в виде прямоугольного параллелепипеда длиной 50 мм, шириной 5 мм и толщиной 2 мм закрепляли с двух концов в консолях, а посередине прикладывали осциллирующую с фиксированной частотой 1 Гц нагрузку. Исследуемый образец нагревали со скоростью 5 °С/мин, а вязкоэластичный отклик образца записывали как функцию от температуры.

Измерение температуры размягчения проводили на термомеханическом анализаторе TMA 402 фирмы Netzsch методом трехточечного изгиба при постоянном напряжении 1,82 МПа и скорости нагрева 2 °С/мин. Измерение коэффициента линейного термического расширения (КЛТР) проводили на этом же приборе в режиме определения линейных размеров. К образцу прикладывали нагрузкой 1 г и нагревали от 40 до 250 °С со скоростью 5 °С/мин. При достижении температуры стеклования, на зависимости изменения линейных размеров наблюдается излом. Температура, при которой наблюдается излом, считается температурой стеклования. Также по этим данным рассчитывается коэффициент линейного термического расширения (КЛТР).

Температуропроводность и теплоемкость образцов определяли методом лазерной вспышки с помощью термоанализатора LFA 457 MicroFlash

фирмы NETZSCH при температуре 30 °С в атмосфере аргона.

Результаты и их обсуждение

Влияние наполнителя на процесс отверждения.

По термоаналитическим кривым, полученным методом ДСК, были рассчитаны тепловые параметры процесса отверждения (табл.1). Температура начала отверждения связующего при введении модификаторов практически не меняется. Температура пика также не зависит от природы и содержания наполнителя.

Таблица 1

Параметры процесса отверждения модифицированных эпоксидных связующих

Наполнитель	ω , %	$T_{\text{on-set}}$, °С	ΔT , °С	T_{peak} , °С	$\Delta H_{\text{отв}}$, Дж/г	$\Delta H_{\text{отв}}$ на смоле, Дж/г
TR-9X	0	78	44	114	514	514
Графитовая фольга	0,1	78	57	114	547	547
	0,25	78	57	116	537	538
	0,5	78	58	115	480	482
	1	90	50	115	476	481
	2	78	56	112	508	518
Нитрат графита II ступени	0,1	79	56	115	496	496
	0,25	81	54	116	519	520
	0,5	79	54	115	496	498
	1	78	58	115	490	494
	2	80	52	115	502	512
Бисульфат графита I ступени	0,1	79	55	116	480	480
	0,25	79	56	115	525	527
	0,5	79	56	115	513	515
	1	80	54	116	453	458
	2	79	57	117	500	510
Бисульфат графита II ступени	0,1	78	57	114	448	448
	0,25	78	57	115	499	501
	0,5	77	59	116	446	448
	1	78	57	114	443	448
	2	78	55	115	429	438
Пенографит	0,1	78	57	115	506	506
	0,25	78	55	113	532	534
	0,5	79	54	114	526	529
	1	76	59	113	504	509
	2	71	65	112	439	448

Отдельным столбцом в таблице находится изменение энтальпии отверждения, отнесенное к чистой смоле. Необходимо ввести такую поправку, поскольку масса отверждающейся смолы все же несколько меньше массы композита. По-видимому, количество выделившейся теплоты не зависит от введения наполнителя, поскольку тепловой эффект для всех образцов отличается от энтальпии отвер-

ждения чистой смолы не более чем на 10%, что является нормальной погрешностью для данного типа измерений. С другой стороны, введение даже небольшого (0,1%) количества любого типа наполнителя, приводит к уширению пика и сдвигает максимальную температуру в более горячую область (рис. 2, ΔT в табл.1). Это может быть связано с тем, что теплопроводность углеродных наполнителей выше, нежели у полимерной матрицы, и тепло, подводимое к отверждаемому композиту, рассеивается в окружающее пространство быстрее.

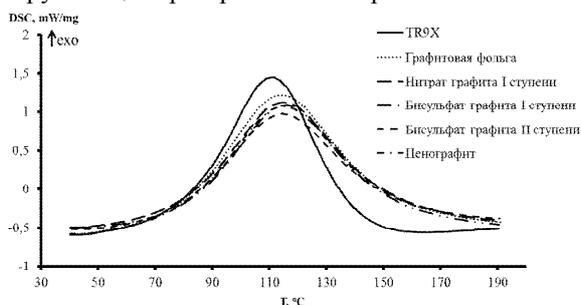


Рис. 2. Влияние добавления 0,1% наполнителя на вид ДСК кривых

Добавление большего количества наполнителя, по-видимому, не влияет на процесс отверждения. Так, на рис. 3 показаны термоаналитические кривые для чистой смолы и композитов с различным содержанием пенографита. Можно заметить, что ширина пика и температура максимума практически не меняются, хотя есть тенденция уменьшения высоты пика по мере увеличения содержания наполнителя.

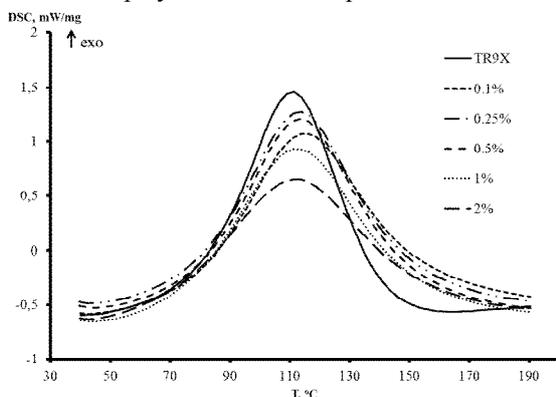


Рис. 3. ДСК кривые для чистой смолы и композитов с бисульфатом графита I ступени

Таким образом, введение углеродного наполнителя приводит к увеличению температурного диапазона отверждения эпоксидной смолы, тем самым уменьшая количество теплоты, выделяющейся в единицу времени. Кроме того, следует отметить снижение энтальпии отверждения, отмеченное в ряде случаев, которое может быть свидетельством изменения механизма отверждения.

Влияние углеродного наполнителя на температуру стеклования отвержденных матриц

Для композитов очень важным является сочетание механической прочности и сохранение ее в условиях внешних воздействий. Чтобы оценить

температурный интервал эксплуатации полимера, необходимо знать его температуру стеклования и коэффициент линейного термического расширения, обуславливающий сохранение геометрических размеров полученного изделия при нагреве.

Наиболее заметные изменения полученной методом трехточечного изгиба температуры размягчения были зафиксированы при введении небольших количеств (до 0,25%) дробленого окисленного графита и пенографита в состав эпоксидной смолы. Интересно отметить, что введение окисленного графита из II ступеней ИСГ приводит к повышению температуры размягчения на 3-6 °С, а окисленного графита из бисульфата графита I ступени и пенографита к снижению температуры стеклования на 4-8 °С относительно чистой смолы. Объяснением наблюдаемого явления может быть схожая морфология диспергированных компонентов и их сравнительно малый размер частиц.

Таблица 2

Температура стеклования (размягчения) образцов, определенная по ТМА методом трехточечного изгиба

ω, масс. %	Температура стеклования (размягчения), °С				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
0	63	63	63	63	63
0,1	62	67	55	69	56
0,25	62	66	59	65	55
0,5	60	63	63	62	59
1,0	61	63	63	69	61
2,0	62	63	65	68	60

По-видимому, диспергированные частицы окисленного графита из бисульфата графита I ступени и пенографита образуют теплопроводящую сетку, обеспечивая быстрое и равномерное распределение подведенного тепла по образцу, что приводит к снижению температуры размягчения. Увеличение содержания наполнителя в эпоксидной матрице приводит к агломерации частиц и эффект наполнителя пропадает. В методе трехточечного изгиба используется миниатюрный образец, поэтому зависимость температуры размягчения будет в существенной степени определяться равномерностью распределения наполнителя и исследуемым фрагментом образца. Этим недостатком лишено определение температуры стеклования методами ДМА и ТМА по изменению линейного термического расширения, поскольку в них используются более массивные образцы.

Температура стеклования, определенная методом ТМА из измерений линейного термического расширения, не зависит от природы и количества наполнителя, хотя в большинстве случаев при малых количествах наполнителя отмечается незначительное снижение температуры стеклования, которое не может отражаться на свойствах материала в

целом (табл.3). Различия в температурах стеклования, определенных двумя рассмотренными методами обусловлены условиями проведения эксперимента. Линейное термическое расширение образца измеряется при усилии 10 мН, что соответствует давлению 0,4 кПа.

Таблица 3

Температура стеклования (размягчения) образцов, определенная методом ТМА из измерений линейного термического расширения

ω, масс. %	Температура стеклования (размягчения), °С				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
0	80	80	80	80	80
0,1	77	78	78	81	78
0,25	79	81	77	80	77
0,5	78	81	80	81	81
1,0	77	81	80	82	81
2,0	79	83	80	81	81

Температура стеклования, определенная методом ДМА ниже на 4-12 °С (табл.4) температуры стеклования чистой смолы и не зависит от количества наполнителя. Исключением является композит с пенографитом, где температура стеклования увеличивается по мере увеличения содержания наполнителя. По-видимому, графитовый наполнитель, характеризующийся более высоким значением теплопроводности, чем полимерное связующее, образует теплопроводящую сетку внутри композита и обеспечивает более равномерное и быстрое распределение тепла по всему образцу, снижая температуру стеклования. Причем достаточно 0,1 масс.% наполнителя, чтобы эффект проявился (табл.4).

Таблица 4

Температура стеклования образцов, определенная методом ДМА

ω, масс. %	Температура стеклования (размягчения), °С				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
0	92	92	92	92	92
0,1	80	80	80	85	83
0,25	81	80	80	86	86
0,5	80	81	82	84	86
1,0	82	82	82	86	88
2,0	83	79	83	86	88

Отсутствие аналогичного эффекта при определении температуры размягчения методом трехточечного изгиба, по-видимому, объясняется малыми размерами образца, т.е. непредставительной пробой. В случае с определением по точке перегиба на зависимости линейного расширения отсутствие эффекта может быть обусловлено, как принципом измерения – все изменения были зафиксированы при испытании

на изгиб, так и способом обработки результатов.

Таким образом, введение графитового наполнителя в эпоксидную матрицу, независимо от типа наполнителя и количества приводит к снижению температуры стеклования почти на 4-12 °С. Наименьшее снижение температуры стеклования было зафиксировано для диспергированного окисленного бисульфата графита II ступени и пенографита при содержании в эпоксидном связующем более 0,25 масс.%.

Влияние углеродного наполнителя на коэффициент линейного термического расширения

После расстекловывания матрицы, КЛТР образцов резко возрастает, поскольку для твердых образцов, как правило, изменение линейных размеров при нагревании существенно меньше, чем для стеклообразных веществ. При обработке данного типа кривых находили значения КЛТР до и после расстекловывания (табл.5). КЛТР чистой смолы до температуры стеклования составляет $73 \cdot 10^{-6}/K$. Введение графитовых наполнителей увеличивает это значение до $(80-90) \cdot 10^{-6}/K$, причем величина КЛТР растет с увеличением содержания наполнителя. Исключением, как и в случае температуры стеклования являются композиты с малыми количествами пенографита (0,1-0,25 масс.%), для которых КЛТР становится ниже - $60 \cdot 10^{-6}/K$ и образцы, наполненные окисленным графитом из бисульфата графита II ступени, для которых изменение КЛТР проходит через минимум при 0,5 масс.%. Значение КЛТР выше температуры стеклования не меняется при введении любого из рассмотренных наполнителей и составляет $\sim 190 \cdot 10^{-6}/K$

Таблица 5

Значения коэффициента линейного термического расширения до температуры стеклования

ω, масс. %	КЛТР ниже температуры стеклования, $10^{-6}/K$				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
0	73	73	73	73	73
0,1	75	80	79	91	59
0,25	78	93	80	82	62
0,5	81	95	84	76	87
1,0	77	91	85	82	94
2,0	81	91	88	88	91

Влияние углеродного наполнителя на теплопроводящие свойства

Введение 0,1 масс.% графитового наполнителя приводит к повышению температуропроводности композита на 30-50%, дальнейшее увеличение содержания наполнителя сопровождается повышением температуропроводности, но не резко и не пропорционально количеству введенного наполнителя

(табл.6). Максимальное значение температуропроводности 0,176 мм²/с было зафиксировано для образца, содержащего 2,0 масс.% дробленой графитовой фольги. Также следует отметить, что введения 0,1 масс.% пенографита достаточно, чтобы достичь значений температуропроводности, полученных для матриц, модифицированных 1 масс.% диспергированного окисленного графита. Наличие максимума температуропроводности для образцов окисленного графита на основе бисульфат графита (0,25%), по-видимому, обусловлено неравномерным распределением графитового наполнителя по образцу.

Таблица 6

Значения коэффициента температуропроводности образцов

ω, масс. %	Коэффициент температуропроводности, мм ² /с				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
0	0,071	0,071	0,071	0,071	0,071
0,1	0,095	0,088	0,098	0,099	0,108
0,25	0,110	0,088	0,111	0,106	0,106
0,5	0,119	0,100	0,099	0,092	0,122
1,0	0,126	0,110	0,104	0,101	0,128
2,0	0,176	0,118	0,109	0,108	0,140

Теплоемкость всех модифицированных эпоксидных матриц составляет 1,8 – 2,0 Дж/(г·К), не зависит от содержания наполнителя и в 1,1-1,2 раза выше теплоемкости чистой смолы (табл.7).

Таблица 7

Значения теплоёмкости образцов

Теплоемкость, Дж/(г·К)					
TR-9X	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступени		Пенографит
			I	II	
1,7	2,0	1,9	2,0	1,8	1,9

Теплопроводность образцов с наполнителями в 1,3 – 2,0 раза выше теплопроводности чистой смолы, причем наибольший рост теплопроводящих свойств демонстрируют образцы на основе графитовой фольги и пенографита (рис.4).

Это, по-видимому, связано с лучшей диспергируемостью, и следовательно, более равномерным распределением наполнителя в эпоксидной матрице. Следует отметить практически равные значения теплопроводности материалов, содержащих графитовую фольгу и пенографит вплоть до концентрации 1,0 масс.%. При содержании наполнителя 2,0 масс.% теплопроводность образцов с графитовой фольгой в 1,3 раза выше, чем образцов с пенографитом. Теплопроводящие свойства матриц с окисленным графитом выше, чем у чистой смолы, но уступают материалам с термообработанными наполнителями, и практически не зависят от природы интеркалата и номера ступени.

Таким образом, введение графитового напол-

нителя приводит к увеличению теплопроводности эпоксидной матрицы, причем заметное повышение теплопроводящих свойств наблюдается уже при малых содержаниях наполнителя. Также следует отметить, что увеличение теплопроводности не пропорционально содержанию углеродного наполнителя и не является аддитивным.

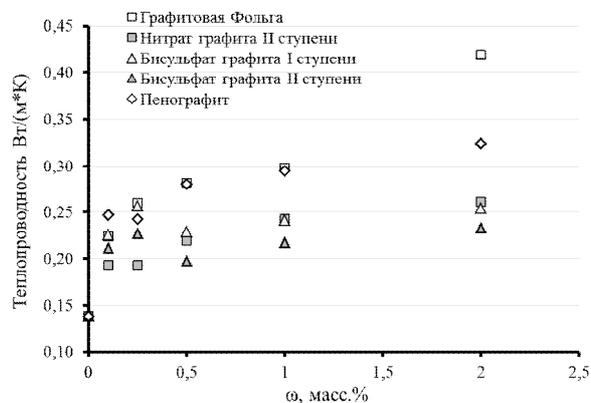


Рис. 4. Зависимость теплопроводности от концентрации наполнителя

Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние графитовых наполнителей на основные свойства эпоксидных матриц. Показано, что введение графитового наполнителя расширяет температурный диапазон процесса отверждения, приводит к «размыванию» теплового эффекта во времени, способствует незначительному снижению температуры стеклования и увеличению теплопроводящих свойств. Приведенные изменения свойств проявляются при невысоких содержаниях наполнителя (менее 0,5 масс.%) и объясняются появлением в полимерной матрице «сетки» теплопроводящего компонента.

Работы выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ по договору №02.G25.31.0114 в рамках выполнения комплексного проекта по постановлению Правительства №218 (шифр 2014-218-05-8228).

Литература

1. Sarvar F., Whalley D.C. Thermal design of high power semiconductor packages for aircraft systems. / Journal of Electronics Manufacturing. – 1999. – V.9. – P. 269-274.
2. Bergles A.E. Evolution of cooling technology for electrical, electronic, and microelectronic equipment. / IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology. – 2003. – V.26. – P.6-15.
3. Ammous A., Sellami F., Ammous K., Morel H., Allard B., Chante J.P. Developing an equivalent thermal model for discrete semiconductor packages. / International Journal of Thermal Sciences. – 2003. – V.42. – P.533-539.
4. Lu T.J. Thermal management of high power electronics with phase change cooling. / International Journal of Heat and Mass Transfer. – 2000. – V.43 – P.2245-2256.
5. Wong C.P., Bollampally R.S. Thermal conductivity, elastic modulus, and coefficient of thermal expansion of polymer composites filled with ceramic particles for electronic

packaging. / *Journal of Applied Polymer Science*. – 1991. – V.74. – P.3396-3403.

6. Procter P., Solc J. Improved thermal-conductivity in microelectronic encapsulants. / *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology*. – 1991. – V.14. – P.708-713.

7. Xu Y., Chung D.D.L., Mroz C. Thermally conducting aluminum nitride polymermatrix composites. / *Composites. Part A*. – 2001. – V.32. – P.1749-1757.

8. Debelak B., Lafdi K. Use of exfoliated graphite filler to enhance polymer physical properties. / *Carbon*. – 2007. – V.45. – P.1727-1734.

9. Li J., Vaisman L., Marom G., Kim J.K. Br treated graphite nanoplatelets for improved electrical conductivity of polymer composites. / *Carbon*. – 2007. – V.45. – P.744-750.

10. Gangulia S., Roya A.K., Anderson D.P. Improved

thermal conductivity for chemically functionalized exfoliated graphite/epoxy composites. / *Carbon*. – 2008. – V.46. – P.806-817.

11. Li X.F., Lau K.T., Yin Y.S. Mechanical properties of epoxy-based composites using coiled carbon nanotubes. / *Composites Science and Technology* – 2008. – V.68 – P.2876-2881.

12. Lu M., Li H.L., Lau K.T. Formation and growth mechanism of dissimilar coiled carbon nanotubes by reduced-pressure catalytic chemical vapor deposition. / *The Journal of Physical Chemistry B*. – 2004. – V.108. – P.6186-6192.

13. Yu A., Ramesh P., Sun X., Bekyarova E., Itkis M.E., Haddon R.C. Enhanced thermal conductivity in a hybrid graphite, nanoplatelet - carbon nanotube filler for epoxy composites. / *Advanced Materials*. – 2008. – V.20. – P.4740-4744.

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

HEAT DISTRIBUTION PROPERTIES OF EPOXY MATRIX MODIFIED WITH FINELY DISPERSED CARBON FILLERS

A.O. Kamaev, O.N. Shornikova, A.V. Solopchenko, A.V. Kepman, A.P. Malaho

Polymer matrix composites are one of the most numerous and diversified material types. They are applied in different fields of technology and bring useful economy. Material with required properties can be gotten by varying matrix and reinforcement composition, their ratio and reinforcement orientation. It was shown that carbon fillers addition increases curing temperature range of epoxy and decreases glass transition temperature of the hardened binder. It was found that heat distribution properties improves even at small amounts of carbon filler. The highest values are observed for dispersed exfoliated graphite and dispersed graphite foil

Key words: epoxy, carbon fillers, heat distribution

ПОЛЯ НАПРЯЖЕНИЙ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ СТЕКЛЕ У ПОЛОС СДВИГА ТИПА ВОЛНИСТЫХ ЛУЧЕЙ

А.А. Рюмцев, О.М. Остриков

Предложена методика расчета полей напряжений у полос сдвига типа изогнутых лучей формы с гармонической составляющей, формирующихся у поверхности металлического стекла. Представлен схематически вид полосы в трехмерном пространстве. Получены и описаны поля напряжений у полосы сдвига в различных плоскостях. Выявлены места, где сконцентрированы наибольшие напряжения и, соответственно, с наибольшей вероятностью дальнейшего развития в них трещин

Ключевые слова: металлические стекла, полоса сдвига, дислокационный подход

В работах [1]–[4] был предложен подход к моделированию пластической деформации в металлических стеклах на базе моделирования дислокационных процессов. Так как металлическое стекло является материалом нового поколения с большими перспективами использования его в различных сферах производства [3], оно нуждается в тщательном изучении его физических и механических свойств, границ условий и режимов его использования. В работах [1]–[3] описываются каналы сдвиговой деформации в металлических стеклах, а именно полосы сдвига, которые в зависимости от величины приложенной нагрузки могут быть двух типов: полосы сдвига типа лучей и типа чешуйчатых навалов [1], [2]. На данный момент еще не построена общая теория по тематике полос сдвига и моделированию процессов их возникновения и поведения в материале. В частности, не описана картина распределения полей напряжений в металлических стеклах у полос сдвига типа изогнутых лучей с гармонической составляющей, формирующихся у поверхности материала. Этот вопрос важен в виду того, что гармоническая составляющая в форме следа полосы сдвига присутствует при активном взаимодействии с другими полосами сдвига, монокристаллическими зернами, концентраторами напряжений и т.д., что является распространенным случаем формирования полос сдвига [1].

Цель работы заключается в разработке численно-аналитического метода расчета полей напряжений в металлических стеклах у полос сдвига типа изогнутых лучей формы с гармонической составляющей, формирующихся у поверхности металлического стекла.

Постановка задачи. Полосы сдвига с гармониками, образующиеся у поверхности материала в сечении, перпендикулярном ее образующей линии на поверхности материала и самой поверхности, имеют вид, представленный на рис. 1.

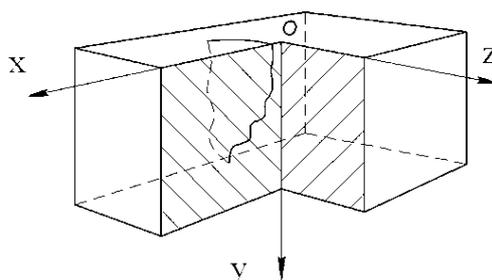


Рис. 1. Схематическое изображение полосы сдвига типа изогнутого луча с гармонической составляющей формы у поверхности аморфного материала в разрезе

На рис. 2 схематически изображен след криволинейной полосы сдвига в форме изогнутых лучей с гармонической составляющей формы в плоскости разреза у поверхности металлического стекла. Гармоническая составляющая формы полосы сдвига обусловлена ее активным взаимодействием с другими полосами сдвига, монокристаллическими зернами, концентраторами напряжений и т.д.

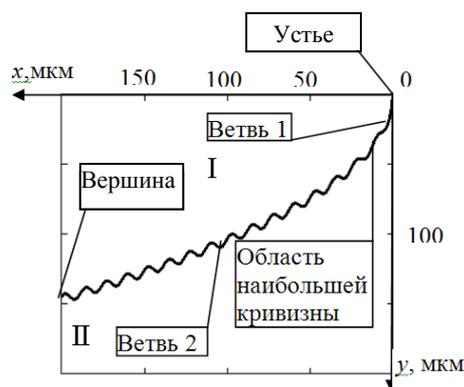


Рис. 2. Схематическое изображение полосы сдвига типа изогнутых лучей с гармонической составляющей формы

При формировании полосы сдвига на поверхности аморфного материала образуется ступенька величиной δ . В этом случае напряжения, создаваемые криволинейной полосой сдвига,

Рюмцев Александр Александрович – ГГТУ им. П.О. Сухого, аспирант, e-mail: alexrumceff@gmail.com
Остриков Олег Михайлович – ГГТУ им. П.О. Сухого, канд. физ.-мат. наук, доцент, e-mail: omostrikov@mail.ru

определяются с помощью криволинейного интеграла:

$$\sigma_{ij} = \int_{L_{AB}} \rho \sigma_{ij}^{(0)} ds, \quad (1)$$

где L_{AB} – задает профиль полосы сдвига; ρ – плотность дислокаций, формирующих полосу сдвига; $\sigma_{ij}^{(0)}$ – напряжения, создаваемые единичной дислокацией.

Методика расчета полей напряжений в металлических стеклах у полос сдвига типа изогнутых лучей с гармониками у поверхности аморфного материала базируется на использовании дислокационного подхода в моделировании картины полей напряжений в материале [1]. Основываясь на теории дислокационных трещин [5] понятие дислокации аналогично понятию квазидислокаций, применяемого для удобства математического описания явления.

Криволинейный интеграл (1) по общеизвестным правилам [5] сводится к определенному интегралу:

$$\sigma_{ij}(x, y) = \int_{a+\delta}^L \sqrt{1 + (f'(\xi))^2} \rho(\xi) \sigma_{ij}^{(0)}(x, y, \xi) d\xi, \quad (2)$$

где L – длина полосы сдвига, равная проекции L_{AB} на ось OY ; a – глубина залегания источника дислокаций; $f(\xi)$ – функция, определяющая форму полосы сдвига; $\rho(\xi)$ – линейная плотность дислокаций в полосе сдвига; ξ – параметр интегрирования; $\sigma_{ij}^{(0)}(x, y, \xi)$ – напряжения, создаваемые единичной дислокацией, которые находятся по формулам [3]:

$$\sigma_{xz}^{(0)}(x, y, \xi) = B_b \cdot \left[\frac{y - f_1(\xi)}{(x - \xi)^2 + (y - f_1(\xi))^2} - \frac{y + f_1(\xi)}{(x - \xi)^2 + (y + f_1(\xi))^2} \right], \quad (3)$$

$$\sigma_{yz}^{(0)}(x, y, \xi) = -B_b \cdot \left[\frac{x - \xi}{(x - \xi)^2 + (y - f_1(\xi))^2} - \frac{x - \xi}{(x - \xi)^2 + (y + f_1(\xi))^2} \right],$$

где

$$B_b = \frac{\mu b_b}{2\pi}. \quad (4)$$

Здесь μ – модуль сдвига; ν – коэффициент Пуассона; b_b – модуль вектора Бюргера винтовой дислокации, образующей полосу сдвига.

Форма полосы сдвига, представленная на рис. 2, может быть описана функцией

$$f(\xi) = A_1 \cdot \ln(\xi) + B_1 \cdot \xi^{1/2} + C_1 \cdot \sin(D_1 \cdot \xi), \quad (5)$$

где A_1, B_1, C_1 и D_1 – эмпирические коэффициенты.

Функция (5) описывает параболическую кривую, соответствующую форме полосы сдвига в виде чешуйчатого навала, окаймляющего отпечаток индентора [1], без волнистости формы.

В данной работе рассмотрим четыре варианта распределения плотности дислокаций $\rho(\xi)$. Пусть в первом случае плотность дислокаций постоянна

$$\rho(\xi) = 10^5 \text{ м}^{-1}. \quad (6)$$

Во втором – закон распределения дислокаций описывается линейной функцией

$$\rho(\xi) = A_3 \cdot \xi + B_3, \quad (7)$$

где A_3, B_3 – эмпирические коэффициенты.

В третьем случае закон распределения дислокаций описывается квадратичной функцией типа

$$\rho(\xi) = A_4 \cdot \xi^2 + B_4 \cdot \xi + C_4, \quad (8)$$

где A_4, B_4 , и C_4 – эмпирические коэффициенты.

Пусть в четвертом случае плотность дислокаций изменяется по гармоническому закону, и для варианта, описанного формулами (4) закон распределения дислокаций пусть будет задан функцией

$$\rho(\xi) = A_5 \cdot \sin(\xi) \quad (9)$$

где A_5 – эмпирический коэффициент.

Результаты расчетов полей напряжений и их обсуждение.

В случае, когда форма полосы сдвига описывается функцией (5), где $A_1 = 1$ мкм, $B_1 = 10 \text{ мкм}^{\frac{1}{2}}$; $C_1 = 5$ мкм; $D_1 = 1/2$ мкм; при распределении плотности дислокаций по закону, описываемому функцией (6), где $\rho(\xi) = 10^5 \text{ м}^{-1}$,

наибольшие напряжения σ_{zx} сконцентрированы у устья полосы сдвига и постепенно убывают при удалении от него, при этом в области I значения напряжений убывают медленно в положительном направлении по оси OX . До вершины полосы сдвига поля напряжений меняются на положительные вокруг него и в области II имеют максимум положительных значений у отрезка полосы сдвига у вершины. Данные напряжения убывают при удалении от этой зоны и вокруг отрезка полосы сдвига против часовой стрелки у ее устья вновь становятся отрицательными, как это показано на рис. 3, а.

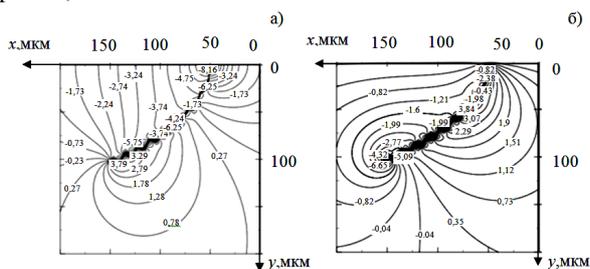


Рис. 3. Распределение напряжений у полосы сдвига, описываемой функцией (5), при законе распределения плотностей дислокаций, описываемом функцией (7): а) σ_{zx} ; б) σ_{zy} .

В области II максимальные напряжения σ_{zy} сконцентрированы у отрезка при устье полосы сдвига и постепенно убывают при удалении от этой зоны. Данные напряжения положительные. Следует отметить, что в области II напряжения знакопеременны и меняются с отрицательных на положительные вокруг отрезка у вершины полосы сдвига.

В области I наибольшие по модулю и отрицательные напряжения σ_{zy} сконцентрированы у вершины, и постепенно убывают преимущественно в отрицательном направлении по оси OY , согласно рис. 3, б.

В случае, когда форма полосы сдвига описывается функцией (5), где $A_1 = 1$ мкм, $B_1 = 10$ мкм^{1/2}; $C_1 = 5$ мкм; $D_1 = 1/2$ мкм; при линейном распределении плотности дислокаций, описываемом функцией (7), где $A_3 = 0,9[10^5 \text{ м}^{-2}]$; $B_3 = 6[10^5 \text{ м}^{-1}]$.

Наибольшие напряжения σ_{zx} в области II наблюдаются у отрезка полосы сдвига у вершины. При удалении от этой зоны напряжения убывают. Стоит отметить, что в области II напряжения знакопеременны. Напряжения становятся отрицательными вокруг отрезка полосы сдвига от ее устья до середины ветви 2. В области I вокруг вершины полосы сдвига напряжения становятся отрицательными и достигают максимальных по модулю значений у отрезка полосы сдвига у вершины.

В области II наибольшие напряжения сконцентрированы у середины ветви 2 полосы сдвига и постепенно убывают при удалении от этой зоны в отрицательном направлении оси OX и положительном вдоль оси OY . Данные напряжения положительны.

В области I наибольшие по модулю напряжения сконцентрированы у вершины полосы сдвига и убывают при удалении от этого конца. В области II у отрезка полосы сдвига у вершины в положительном направлении по оси OY по часовой стрелке вокруг этой зоны напряжения становятся отрицательными. Также в области I напряжения сконцентрированы у отрезка полосы сдвига у ее устья.

Для следующего варианта формы полосы сдвига, которая описывается функцией (5), где $A_1 = 1$ мкм, $B_1 = 10$ мкм^{1/2}; $C_1 = 5$ мкм; $D_1 = 1/2$ мкм при нелинейном распределении плотности дислокаций, описываемом функцией (8), где $A_4 = 1/10[10^5 \text{ м}^{-3}]$; $B_4 = 1/5[10^5 \text{ м}^{-2}]$; $C_4 = 5[10^5 \text{ м}^{-1}]$.

В области II напряжения знакопеременны. Наибольшие положительные напряжения сконцентрированы у отрезка полосы сдвига у вершины. Данные напряжения убывают при удалении от этой зоны преимущественно в положительном направлении по оси OX .

Вокруг середины ветви 2 полосы сдвига против часовой стрелки напряжения становятся отрицательными и ближе к вершине против часовой стрелки напряжения становятся положительными.

В области II наибольшие положительные напряжения сконцентрированы у середины ветви 2 и убывают при удалении от этой зоны преимущественно в отрицательном направлении по оси OX . В области I наибольшие по модулю и отрицательные напряжения сконцентрированы у вершины и убывают при удалении от этой зоны.

Следует отметить, что в положительном направлении по оси OY от вершины полосы сдвига вокруг него против часовой стрелки напряжения становятся положительными.

Также в области I наблюдаются положительные напряжения с наибольшими значениями у отрезка полосы сдвига у ее устья и убывают преимущественно в отрицательном направлении по оси OY .

Для полосы сдвига формы, описываемой функцией (6), где $A_1 = 1$ мкм, $B_1 = 10$ мкм^{1/2}; $C_1 = 5$ мкм; $D_1 = 1/2$ мкм; распределение плотности дислокаций по гармоническому закону, описываемому функцией (10), где $A_6 = 0,3[10^5 \text{ м}^{-2}]$; $B_6 = 20[10^5 \text{ м}^{-1}]$, наибольшие напряжения σ_{zx} сконцентрированы у полосы сдвига у ветви 1 и быстро убывают при удалении от этой зоны в области I и II. Данные напряжения отрицательны. При этом данные поля напряжений примыкают к линии поверхности материала.

От устья полосы сдвига до ее вершины поля напряжений имеют гармонический вид. Причем в пиках гармоник напряжения минимальны и положительны, ближе к средней линии гармоник напряжения достигают максимальных по модулю и отрицательных значений. В положительном и отрицательном направлениях по оси OX от полосы сдвига наблюдаются области относительно небольших напряжений.

Наибольшие напряжения σ_{zy} сконцентрированы у ветви 1 полосы сдвига и быстро убывают при удалении от этой зоны, причём в области II напряжения положительны, а в области I – отрицательны. На протяжении остального участка полосы сдвига поля напряжений имеют вид гармоник с максимальными по модулю и отрицательными по значению напряжениями. У вершины в области II в положительном по оси OX направлении наблюдается небольшая область концентрации положительных напряжений.

Методика расчета полей напряжений у полос сдвига, имеющих форму изогнутых лучей, у поверхности аморфного материала, находящейся у поверхности аморфного материала, предложенная в данной статье, при большом увеличении, при котором форма полосы сдвига имеет искривления и волнистости, вызванные активным взаимодействием с другими полосами сдвига, монокристаллическими зёрнами, концентраторами напряжений и т.д.,

позволяет создать теоретическую базу для моделирования процесса деформации и распределения напряжённостей в материале, что в свою очередь позволит прогнозировать места концентрации наибольших напряжений.

Литература

1. Верещагин М.Н., Шепелевич В.Г., Остриков О.М. Негомогенная пластическая деформация аморфных сплавов на основе железа. Монография. - Гомель: Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П.О. Сухого», 2004. – 134 с.
2. Остриков О.М. Дислокационная гармоническая модель полосы сдвига в аморфном материале // Вестник ГГТУ им. П.О. Сухого. – 2007, № 4. – С. 41–48.
3. Остриков О.М. Уравнение равновесия криволинейной полосы сдвига, находящейся у поверхности аморфного материала // Материалы. Технологии. Инструменты. — 2012. — Т. 17, № 4. — С. 17 — 21.
4. Верещагин М.Н., Остриков О.М. Аналогии и различия в развитии сдвиговой пластической деформации при локальном деформировании аморфных и монокристаллических материалов // Известия высших учебных заведений. Черная металлургия. – 2003, № 3. – С. 35 – 37.
5. Астафьев В.И., Радаев Ю.Н., Степенова Л.В. Нелинейная механика разрушения. – Самара: «Самарский университет», 2001. – 562 с.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1974. – 832 с.

Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет им. П.О. Сухого», Республика Беларусь

STRESS FIELD IN METALLIC GLASSES HEVE SHEAR BANDS TYPE WAVY RAY

A.A. Rumtsau, O.M. Ostrikov

The method of calculating the stress field at the shear bands have been considered on the anvil of metal glass. These bands are located near the surface and have the shape of curved beams with harmonic component formed. It is based on the dislocation approach description of the plastic deformation in an metallic glass. Mathematically modeled the process of deformation and as a result of the stress field are described in the material caused by the shear bands in different planes. It makes possible to predict the development of cracks and their direction

Key words: metal glass, shear band, dislocation approach

ВЛИЯНИЕ МЕЛКОДИСПЕРСНОГО УГЛЕРОДНОГО НАПОЛНИТЕЛЯ НА МЕХАНИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭПОКСИДНЫХ МАТРИЦ

А.О. Камаев, О.Н. Шорникова, А.В. Солопченко, А.В. Кепман, А.П. Малахо

Полимерные матрицы для композиционных материалов обладают рядом уникальных свойств, и всегда актуальна задача по их улучшению. Варьируя состав самой матрицы и подбирая наполнители, можно получить материал с требуемым набором свойств. Известно, что углеродные наполнители улучшают электро- и теплопроводящие свойства, однако их влияние на механические свойства неоднозначно. В работе было показано, что прочность и трещиностойкость модифицированных матриц ухудшаются, зато увеличивается модуль упругости при растяжении и изгибе. Обнаружено, что водопоглощение образцов увеличивается при добавлении наполнителя и не зависит от его природы и концентрации

Ключевые слова: эпоксидная матрица, углеродные наполнители, физико-механические свойства

Введение

Из литературы известно, что введение углеродных наполнителей может в существенной степени влиять на свойства эпоксидных матриц, как в лучшую, так и в худшую сторону [1]. Увеличение теплопроводящих, электропроводящих и упругих свойств позволит существенно расширить области применения полимерных материалов. С другой стороны, предлагаемые на сегодняшний день для этих целей материалы или являются дорогостоящими, как углеродные нанотрубки [2-3], или не выпускаются в промышленных масштабах, как графеновые материалы [4-6], или требуется введение больших количеств добавок для того, чтобы эффект от модифицирования оказался заметным. Графитовые материалы, такие как окисленный графит и пенографит промышленно выпускаются более 20 лет и характеризуются постоянством свойств, а также невысокой стоимостью по сравнению с углеродными нанотрубками. Пенографит известен благодаря низкому порогу перколяции, что позволяет рассчитывать на заметное изменение свойств материалов при незначительных добавках наполнителя [7].

Еще одним ключевым моментом при введении дисперсных наполнителей в эпоксидные матрицы является способ их диспергирования. Наиболее популярным способом является ультразвуковое воздействие на смесь наполнителя и связующего [8]. По сути, дисперсия углеродного наполнителя в связующем является коллоидной системой, где полимерная матрица является полярным компонентом, а наполнитель, как правило, нет. Поэтому, ее устойчивости должно способствовать наличие кислород-

содержащих поверхностных групп, как, например, в окисленном графите.

Таким образом, целью настоящей работы являлось получение композитов на основе эпоксидной матрицы и графитовых материалов и исследование их свойств. В качестве графитовых наполнителей были выбраны окисленный графит, полученный из нитрата и бисульфата графита (в дальнейшем для обозначения окисленного графита разной природы используются названия исходных интеркалированных соединений графита), пенографит и графитовую фольгу.

Экспериментальная часть

Исходные вещества

Исходными веществами для получения бисульфата графита I и II ступени, нитрата графита II ступени и оксида графита служили природный чешуйчатый графит с основной фракцией 200-300 мкм ($d_{001} = 3,354-3,359 \text{ \AA}$, содержание углерода 99,9 масс. %), 96% серная кислота ($\rho = 1,835 \text{ г/см}^3$), дихромат калия ($\text{K}_2\text{Cr}_2\text{O}_7$) марки ХЧ, 98% азотная кислота ($\rho = 1,51 \text{ г/см}^3$), перманганат калия (KMnO_4) марки ХЧ, 30% перекись водорода ($\rho = 1,112 \text{ г/см}^3$), нитрат натрия (NaNO_3) марки ХЧ, дистиллированная вода ($\rho = 1,00 \text{ г/см}^3$). Пенографит получали термообработкой продукта обработки водой бисульфата графита I ступени при 1000°C . В качестве исследуемой матрицы была выбрана эпоксидная смола TR-9X.

Методы получения углеродных наполнителей

Нитрат графита II ступени получали добавлением к навеске графита массой 20 г азотной кислоты массой 6,56 г (массовое соотношение 1:0,8) при постоянном перемешивании в течение 1 часа.

Бисульфат графита I ступени получали добавлением к навеске графита массой 20 г дихромата калия массой 3,4 г и серной кислоты массой 24,95 г. Синтез проводили при постоянном перемешивании в течение часа с использованием магнитной мешалки. Бисульфат графита II ступени получали аналогичным способом, но навески дихромата калия и серной кислоты уменьшили в 2 раза (1,7 г и 12,48 г соответственно).

Окисленный графит получали обработкой интеркалированных соединений графита (нитрата и бисульфата графита) дистиллированной водой в

Камаев Алексей Олегович – МГУ им. М.В. Ломоносова, аспирант, тел. 8(495)9394791

Шорникова Ольга Николаевна - МГУ им. М.В.

Ломоносова, канд. хим. наук, доцент, тел. 8(495) 9394791

Солопченко Александр Викторович – МГУ им. М.В.

Ломоносова, ведущий инженер, тел. 8(495)9394791

Кепман Алексей Валерьевич - МГУ им. М.В. Ломоносова,

канд. хим. наук, докторант, тел. 8(495) 9393592

Малахо Артем Петрович - МГУ им. М.В. Ломоносова,

канд. хим. наук, докторант, тел. 8(495) 9393592

соотношении графит:вода = 1:10. Промывку нитрата графита осуществляли водой комнатной температуры, а бисульфата графита – водой, нагретой до 60 °С для более полного удаления кислоты и получения сыпучего продукта. Раствор декантировали, а образовавшийся окисленный графит дважды промывали водой в соотношении графит:вода = 1:10. Затем, раствор над окисленным графитом декантировали, а само вещество фильтровали от избытка влаги на стеклянном фильтре с помощью вакуумного насоса. Перед дальнейшим использованием, окисленный графит сушили при комнатной температуре на воздухе 24 часа.

Для получения пенографита использовали окисленный графит, полученный из бисульфата графита I ступени. Вспенивание проводили на лабораторной установке: окисленный графит помещали в дозатор, из которого он равными порциями с помощью пневмотранспорта поступал в трубчатую печь, нагретую до 1000 °С. После печи располагался приемник пенографита.

Диспергирование углеродного наполнителя проводили ультразвуковым методом в стационарном режиме. Дробление проводилось с помощью ультразвукового излучателя мощностью 30 Ватт, частотой колебаний равной 22,4 кГц и амплитудой ультразвуковых колебаний равной 30 мкм.

Методика введения наполнителей в матрицу

Необходимую массу углеродного наполнителя предварительно суспендировали в отвердителе Jeffamine D-230. Затем компоненты эпоксидной смолы - диглицидиловый эфир бисфенола-А, 1,4-будандиол диглицидиловый эфир, Jeffamine D-230 и триэтилентетраамин смешивали в массовом соотношении 1,28:0,32:0,25:0,15. После дегазации и гомогенизации смесь заливали в специальные формы и оставляли отверждаться на сутки при комнатной температуре. Затем плоские пластины извлекали из форм и проводилось их постотверждение по схеме 3 часа при температуре 60 °С и 6 часов при 80 °С.

Методы испытания образцов

Определение размеров частиц проводили на лазерном анализаторе размеров частиц CILAS Particle Analyzer 1180 в жидкой ячейке.

Испытания на растяжение проводили согласно стандарту ASTM D638 [9] на плоских образцах в форме лопатки. Образцы толщиной ≈ 2 мм, длиной $210 \pm 0,3$ мм, шириной рабочей зоны 13 мм изготавливались методом прецизионной резки на фрезерном станке с ЧПУ Comagrav2. Испытания проводили при комнатной температуре на разрывной машине Instron 5985 с датчиком нагрузки 250 кН и экстензометром Epsilon 3560-BIA-050M-005-HT2 с рабочим расстоянием 50 мм при скорости перемещения 5 мм/мин. Зависимость нагрузки от перемещения фиксировали в программном обеспечении Bluehill 3. Для каждого типа матрицы испытывали не менее 7 образцов.

Прочность при изгибе определяли в соответствии с ASTM D790 [10]. Образцы представляли собой полоски прямоугольного сечения с толщиной 2-3 мм, шириной 12 мм, и длиной 70 мм. Расстояние между опорами устанавливали равным 16 толщинам. Испытания проводили на разрывной машине Tinius Olsen H5KS с датчиком нагрузки 5 кН. Скорость перемещения нагружающей опоры задавали равной 1,3 мм/мин. Зависимость нагрузки от перемещения фиксировали в программном обеспечении QMAT.

Коэффициент интенсивности напряжения, K_{Ic} , и энергию разрушения на единицу поверхности, G_c определяли в соответствии со стандартом ASTM D5045 [11]. Образцы на изгиб с первоначальным надрезом (SENB) изготавливали путем механообработки на фрезерном станке COMAGRAV2. Далее создавали трещину бритвенным лезвием, прокалывая (надрезая) область внутри зазора. Нагружение образцов проводили со скоростью 10 мм/мин на универсальной испытательной машине Tinius Olsen H5KS с датчиком усилия до 5000Н и шагом 0,3 Н.

Результаты и их обсуждение

Диспергирование наполнителей

В процессе кавитации выделяется энергия, переходящая в тепло, которая способствует разогреву дисперсионного раствора как на макроуровне (закипание), так и на микроуровне. Поскольку вспенивание окисленного графита происходит при нагреве за счет испарения интеркалята в межкристаллитных областях, было предположено, что действие ультразвука может способствовать расслоению графитовых частиц на более тонкие слои. Также ожидалось измельчение частиц в базисной плоскости. Время диспергирования было выбрано, исходя из предварительных экспериментов, которые показали, что существенного измельчения частиц не происходит менее, чем за 6 часов.

В пенографите и фольге графитовые кристаллиты вдоль оси «с» разделены клещевидными макропорами. Предполагалось, что такая микроструктура также будет способствовать расщеплению частиц преимущественно вдоль слоя.

Ультразвуковое дробление проводили в стационарном режиме в течение 12 часов. Распределение частиц по размерам для всех графитовых наполнителей в общем виде описывается функцией Гаусса с отрицательным коэффициентом асимметрии (рис. 1), поскольку левая часть распределения более продолжительна. Независимо от исходного материала, полученные образцы имеют схожий фракционный состав, кроме образцов пенографита и восстановленного оксида графита.

Характеристики полученных образцов представлены в табл. 1. Следует отметить, близкие значения фракционного состава окисленного графита из II ступени разных ИСГ и графитовой фольги, а также, что фракционный состав окисленного графита на основе бисульфата графита I ступени более узкий по сравнению с другими материалами.

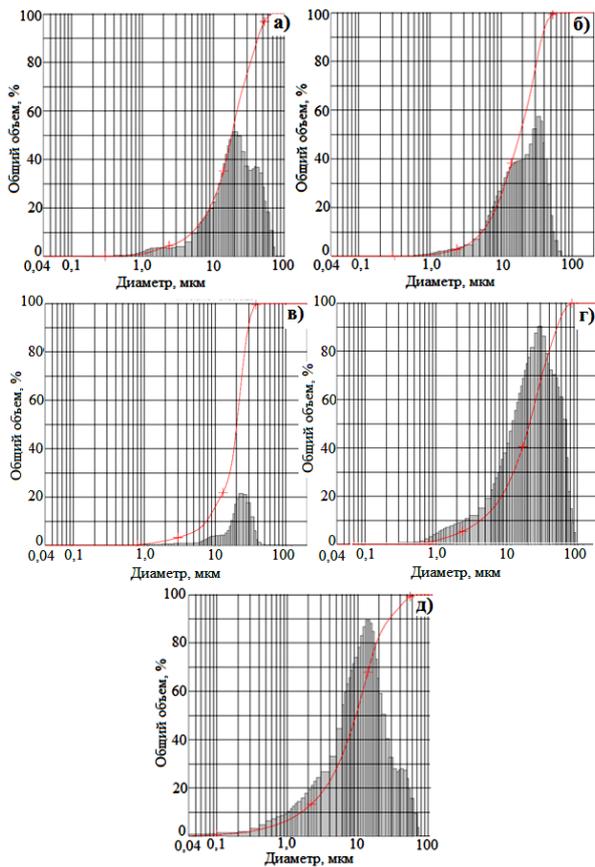


Рис. 1. Гистограммы распределения частиц по размерам для графитовой фольги (а), нитрата графита (б), бисульфата графита I ступени (в), бисульфата графита II ступени (г), и пенографита (д)

Минимальный размер частиц диспергированного пенографита, по-видимому, обусловлен более слабым Ван-дер-Ваальсовым взаимодействием между графеновыми листами. Мощности ультразвука оказалось недостаточно для того, чтобы разрушить агломераты восстановленного оксида графита, поэтому от него в качестве наполнителя было решено отказаться.

Таблица 1

Характеристики образцов наполнителя после дробления

Наполнитель	Размер частиц, мкм		
	<10%	<50%	<90%
Графитовая фольга	3,8±0,4	15,2±0,6	31,1±0,1
Нитрат графита II ступени	4,8±0,3	18±1	37±1
Бисульфат графита I ступени	6,7±0,6	19±1	28±1
Бисульфат графита II ступени	3,8±0,4	16,6±0,1	40,0±0,1
Пенографит	1,4±0,1	8,7±0,5	21±1
Восстановленный оксид графита	13±2	84±7	245±35

Влияние наполнителей на физико-механические свойства

Введение графитового наполнителя сопровождается увеличением модуля упругости отвержденных образцов при растяжении. Модуль упругости увеличивается практически прямо пропорционально содержанию наполнителя, и его прирост при увеличении содержания наполнителя с 0,1 до 2,0 масс.% составляет 4,6 – 7,0 %. Следует отметить, что значения модуля упругости выше для термообработанных наполнителей.

На фоне роста модуля упругости модифицированных матриц, прочность их при растяжении и удлинение при разрыве заметно снижаются по сравнению со свойствами исходной смолы: (табл.2-3). Причина состоит в том, что частицы наполнителя являются центрами перенапряжений и дефектами, на которых зарождается и растет трещина. Повышение содержания графитового наполнителя приводит к росту числа дефектов, и, как следствие, разрушение композита происходит при меньших деформациях и нагрузках, то есть материал становится менее прочным и более хрупким.

Таблица 2

Предел прочности при растяжении наполненной смолы

ω, масс. %	σ ⁺ , МПа				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступень		Пенографит
			I	II	
0	67,7	67,7	67,7	67,7	67,7
0,1	65,3	64,2	65,9	65,8	64,3
0,25	63,9	63,5	65,2	64,5	62,4
0,5	58,9	63,0	64,9	62,5	58,9
1,0	54,9	61,8	61,9	60,5	56,5
2,0	53,4	61,1	60,5	54,7	43,8

Таблица 3

Удлинение при разрушении наполненной смолы

ω, масс. %	ε, %				
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступень		Пенографит
			I	I	
0	4,92	4,92	4,92	4,92	4,92
0,1	3,87	4,51	4,30	4,75	4,39
0,25	3,60	4,49	4,05	4,61	3,72
0,5	3,03	3,87	3,99	3,83	3,20
1,0	2,64	3,65	3,40	3,28	2,85
2,0	2,56	3,93	3,32	2,57	1,76

В целом, падение прочности для композитов, наполненных окисленным графитом ниже, чем для композитов с графитовой фольгой и пенографитом. Возможно, причиной наблюдаемой тенденции является наличие в окисленном графите кислородсодержащих поверхностных функциональных групп, ко-

которые обеспечивают сродство наполнителя и матрицы, делая взаимодействие между ними более прочным.

Наибольшее падение прочности зафиксировано для образца, содержащего 2,0 масс.% пенографита. Аналогичная зависимость прослеживается и для удлинения при разрушении – для композита, наполненного 2,0 масс.% пенографита удлинение при разрушении снижается почти в 3 раза, тогда как для такого же содержания окисленного графита в 1,3 – 1,5 раза.

Как и в испытаниях на растяжение, при испытаниях на изгиб наличие графитового наполнителя приводит к росту значения модуля упругости и падению предела прочности при изгибе (табл.4). Рост модуля упругости при изгибе имеет нелинейный характер – максимальное значение модуля упругости достигается при содержании графитового наполнителя 0,5 % - 1,0 % и далее не изменяется. Такой эффект, по-видимому, обусловлен тем, что испытания на изгиб сочетают в себе растягивающее и сжимающее воздействие. Как было показано ранее, прочность на растяжение при добавлении наполнителя растет, а прочность на сжатие, скорее всего, будет мало меняться.

Таблица 4

Предел прочности при изгибе наполненных композитов

ω, масс. %	σ _{flex} , МПа				Пенографит
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступень		
			I	II	
0	121	121	121	121	121
0,1	110	119	116	118	119
0,25	106	117	114	117	115
0,5	97	116	113	115	114
1,0	92	114	112	111	103
2,0	84	109	112	107	88

Падение прочности при изгибе происходит в меньшей степени, чем при растяжении и составляет 10 % для композитов, наполненных окисленным графитом, и 30 % для композитов, наполненных графитовой фольгой и пенографитом. Предел прочности при изгибе снижается по мере увеличения содержания наполнителя. Для композитов, наполненных пенографитом, максимальное падение прочности наблюдается при увеличении содержания наполнителя от 1,0 до 2,0 масс.%. Возможно, этого содержания достаточно, чтобы пенографит выделился в отдельные агломераты – концентраторы напряжения. Малый эффект концентрации для композитов, содержащих окисленный графит, на наш взгляд, служит подтверждением теории о лучшей адгезии частиц с кислородсодержащими группами к матрице полимера.

Таким образом, для всех типов наполнителей при увеличении концентрации наполнителя наблюдается увеличение модуля упругости и уменьшение

предела прочности и удлинения образцов при разрушении. Введение твердых частиц в полимерную матрицу создает дополнительные перенапряжения на границе полимер-наполнитель (дефектные зоны), которые снижают прочность и препятствуют растяжению композитов. В свою очередь, увеличение модуля упругости объясняется большим его значением для графита (около 5,88 ГПа) в сравнении с матрицей, т.е. наблюдается усреднение свойств наполнителя и матрицы. Более выраженный рост модуля упругости для образцов, наполненных пенографитом и графитовой фольгой может быть обусловлен упругими свойствами этих материалов – способность графитовой фольги упруго сопротивляться сжатию используется в производстве уплотнительных материалов на ее основе.

При добавлении 0,5 – 1,0 масс.% наполнителя трещиностойкость композитов резко падает и достигает минимального значения (табл.5-6). Следует отметить, что минимальное падение трещиностойкости наблюдается для композита, наполненного пенографитом, а максимальное – для композита, наполненного графитовой фольгой. Это явление, как и в случае с испытаниями на растяжение и изгиб, объясняется большим количеством напряжений на поверхности раздела наполнитель – матрица, что приводит к уменьшению силы и энергии, необходимых для развития трещины. Чем крупнее частицы наполнителя, тем более выражено падение силового критерия (K_q).

Таблица 5

Значения энергетического критерия Гриффитса

ω, масс. %	G, кДж/м ²				Пенографит
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступень		
			I	II	
0	4,2	4,2	4,2	4,2	4,2
0,1	2,1	2,3	2,7	4,4	3,9
0,25	1,9	2,2	2,0	4,9	2,9
0,5	1,6	2,1	1,9	4,3	2,7
1,0	1,6	1,9	1,7	2,7	2,1
2,0	1,5	1,8	1,5	2,0	1,8

Таблица 6

Значения энергетического критерия Ирвина

ω, масс. %	K _q , МПа*м ^{1/2}				Пенографит
	Графитовая фольга	Нитрат графита II ступени	Бисульфат графита ступень		
			I	II	
0	2,8	2,8	2,8	2,8	2,8
0,1	1,8	2,0	2,2	2,7	2,7
0,25	1,7	2,0	1,9	2,6	2,4
0,5	1,6	1,9	1,7	2,7	2,2
1,0	1,5	1,8	1,7	2,1	2,0
2,0	1,5	1,7	1,7	1,8	1,9

Исследование механических свойств показало, что композиты, наполненные графитовыми матери-

алами, характеризуются более высоким модулем упругости, более низкой прочностью и трещиностойкостью в сравнении с чистой эпоксидной смолой. Таким образом, введение графитовых наполнителей делает полимер более упругим и хрупким одновременно. С другой стороны, падение прочности при растяжении и изгибе при малых содержаниях наполнителя не превышает 15-20 %, то есть материал остается достаточно прочным для практического применения и приобретает новые свойства – повышенную теплопроводность, например.

Влияние графитового наполнителя на водопоглощение композитов

Водопоглощение композитов на основе эпоксидной смолы и углеродного наполнителя выше, чем у чистой смолы (рис.2).

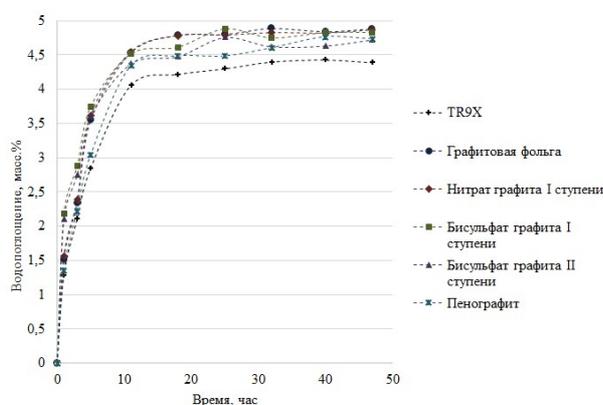


Рис. 2. Зависимость водопоглощения от времени

Максимальное водопоглощение образцы демонстрируют в первые 11 часов, затем увеличение массы происходит слабо. Для всех образцов, кроме чистой смолы, наблюдается максимум водопоглощения в районе 4,7 массовых %. У чистой смолы этот показатель несколько ниже (4,4 %), что, скорее всего, связано с менее дефектной структурой и пористостью полимера. По-видимому, кислородсодержащие группы углеродного наполнителя способствуют проникновению влаги внутрь образца. В случае с пенографитом и графитовой фольгой дополнительным фактором роста водопоглощения может быть пористость наполнителя, увеличивающая общую пористость материала. Будучи полярным веществом, эпоксидная смола хорошо смачивается водой, а наличие пор приводит к повышению водопоглощения.

Влияние концентрации наполнителя на величину водопоглощения можно рассмотреть на примере композита, наполненного окисленным графитом на основе нитрата графита II степени (рис.3). Как можно видеть, максимальное увеличение водопоглощения протекает в первые 10 часов одинаково для всех концентраций наполнителя. Незначительное расхождение предельного значения, скорее всего, обусловлено погрешностью измерений и равномерностью распределения наполнителя в эпоксидной матрице.

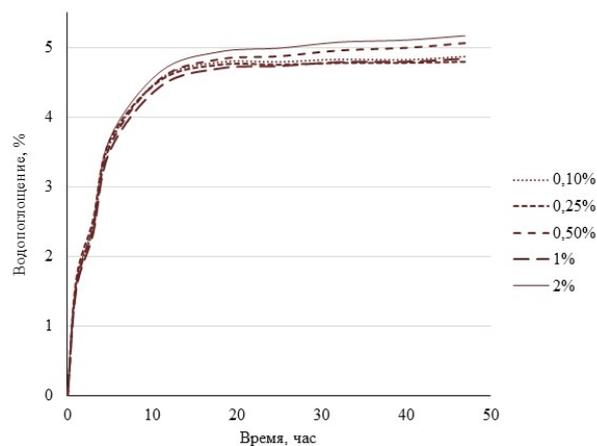


Рис. 3. Зависимость водопоглощения от времени для эпоксидной матрицы, наполненной диспергированным окисленным графитом на основе нитрата графита II степени

Заключение

Таким образом, в работе исследовано влияние графитовых наполнителей на основные свойства эпоксидных матриц. Показано, что отвержденные композиты характеризуются повышенным модулем упругости, изменения которого более заметны при использовании в качестве наполнителя пенографита и графитовой фольги, за счет индивидуальных упругих свойств этих компонентов. Падение трещиностойкости и прочностных свойств наполненной смолы в сравнении с чистой смолой связано с тем, что дисперсные частицы наполнителя играют роль точечных дефектов, на которых происходит зарождение и распространение трещины при растягивающих и изгибающих напряжениях. Увеличение предельного водопоглощения на 10 % по отношению к чистой смоле может быть связано с полярной природой поверхности дисперсного наполнителя, когда используется окисленный графит, и его пористостью в случае пенографита и графитовой фольги.

Работы выполнены при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ по договору №02.G25.31.0114 в рамках выполнения комплексного проекта по постановлению Правительства №218 (шифр 2014-218-05-8228).

Литература

1. Chao D., Pingwen M., Ming H., Jie F., Qiang S., Dong L., Yunfeng F., Xiaokuan L., Zhigang S., Baolian Y. Preparation and properties of thin epoxy/compressed expanded graphite composite bipolar plates for proton exchange membrane fuel cells. / Journal of Power Sources. - 2010. - V.195. - P. 794–800.
2. Afanasov I.M., Morozov V.A., Kepman A.V., Ionov S.G., Seleznev A.N., Tendeloo G.V., Avdeev V.V. Preparation, electrical and thermal properties of new exfoliated graphite-based composites. / Carbon. - 2009. - V.47. – P. 263-270.
3. Kim S., Park S.J. Preparation and electrocatalytic activities of platinum nanoclusters deposited on modified multi-walled carbon nanotubes supports. / Analytica Chimica Acta. - 2008. - V.619. - P. 43-48.

4. Li J., Vaisman L., Marom G., Kim J.K. Br treated graphite nanoplatelets for improved electrical conductivity of polymer composites. / Carbon. - 2007. - V.45. - P. 744–750.

5. Gangulia S., Roya A.K., Anderson D.P. Improved thermal conductivity for chemically functionalized exfoliated graphite/epoxy composites. / Carbon. - 2008. - V.46. - P. 806–817.

6. Yu A., Ramesh P., Sun X., Bekyarova E., Itkis M.E., Haddon R.C. Enhanced thermal conductivity in a hybrid graphite, nanoplatelet - carbon nanotube filler for epoxy composites. / Advanced Materials. - 2008. - V.20. - P. 4740–4744.

7. Debelak B., Lafdi K. Use of exfoliated graphite filler to enhance polymer physical properties. / Carbon. - 2007. - V.45. - P. 1727–1734.

8. Бергман, Л. Ультразвук и его применение в науке и технике. - М.: Наука, 1957. – 726 с.

9. ASTM D638-14 Standard Test Method for Tensile Properties of Plastics.

10. ASTM D790-10 Standard Test Methods for Flexural Properties of Unreinforced and Reinforced Plastics and Electrical Insulating Materials.

11. ASTM D5045-14 Standard Test Methods for Plane-Strain Fracture Toughness and Strain Energy Release Rate of Plastic Materials.

Московский государственный университет им. М.В. Ломоносова

INFLUENCE OF FINELY DISPERSED CARBON FILLER ON MECHANICAL PROPERTIES OF EPOXY MATRIX

A.O. Kamaev, O.N. Shornikova, A.V. Solopchenko, A.V. Kepman, A.P. Malaho

Polymeric matrices for composites have a number of unique properties. Their improvement is actual task for researchers. Material with required properties can be gotten by varying matrix composition and proper selection of modifier. It is known that modifier with graphite nature improves electric and thermo conductivity, but its influence on mechanical properties is uncertain. It was shown in this research that strength and fracture toughness of modified polymeric matrices become worse, but tensile and flexure elastic modulus increases. It was found that water absorption of samples increases with modifier addition without dependence of its nature and concentration

Key words: epoxy, carbon fillers, mechanical properties

КОРРОЗИОННАЯ СТОЙКОСТЬ АЛЮМИНИЕВОЙ МЕТАЛЛИЗАЦИИ КРИСТАЛЛОВ И КОРПУСОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИЗДЕЛИЙ

В.В. Зенин, Б.А. Спиридонов, А.И. Землянский, Д.И. Бокарев

Потенциодинамическим методом исследована коррозионная стойкость в различных средах алюминиевой металлизации, полученной термическим вакуумным напылением на SiO₂ кремниевого кристалла и гальваническим осаждением на корпус из ковара. Установлено заметное различие коррозионной стойкости Al-металлизации в кислой среде в сравнении с нейтральной

Ключевые слова: коррозионная стойкость, алюминиевая металлизация, кристаллы, корпуса, полупроводниковые изделия

Введение. В технологиях образования контактов полупроводниковых изделий (ППИ) транзисторов и интегральных схем в качестве пленочной металлизации используются драгоценные (золото, серебро) и цветные (медь) металлы, а также алюминий [1]. Пленочная металлизация подбирается в зависимости от конструктивных особенностей ППИ. Основными характеристиками металлизации являются: высокая электропроводность, надежная адгезия к основе, устойчивость к образованию хрупких интерметаллических соединений в местах контактов с проволочными выводами, коррозионная стойкость. Следует отметить, что надежность ППИ при длительной эксплуатации существенно зависит от кинетики процессов коррозии пленочной металлизации.

При монтаже микросоединений термокомпрессионной (ТКС) или ультразвуковой сваркой (УЗС) широко используется алюминиевая проволока микронных размеров, которая в контакте с золотой металлизацией создает гальванопару Al-Au. Под действием остаточной влаги на поверхности контакта и в условиях термоциклирования происходит ионизация анодной составляющей гальванопары (алюминия), т.е. коррозия [2], что снижает надежность ППИ. Для повышения коррозионной стойкости сварного контакта рекомендуется использовать алюминиевую металлизацию вместо золотой [3].

Алюминиевую металлизацию получают различными методами: термическим испарением в вакууме, магнетронным испарением (МИ) и гальваническим осаждением [3].

Коррозионную стойкость алюминиевой металлизации изучают чаще всего ускоренными электрохимическими методами, например, снятием поляризационных потенциодинамических кривых в раз-

личных средах: в растворах азотной [3] или фосфорной кислот [4], а также в нейтральных растворах, имитирующих конденсат влаги промышленной атмосферы (КПА) [3].

Одним из перспективных методов получения Al-металлизации является гальваническое осаждение, не требующее дорогостоящего оборудования, используемого при напылении. Особенностью электроосаждения алюминия является то, что он выделяется на катоде только из неводных электролитов, для приготовления которых используют апротонные растворители, например, тулуол или ксилол, которые не содержат подвижных атомов водорода. Эти растворы характеризуются высокой электрохимической устойчивостью и не восстанавливаются до потенциалов – (3 - 3,5) В, а их анодное окисление близко к (1,0 – 1,5) В. Основными растворяемыми компонентами являются ионы металлов, а также органические и неорганические соединения, обладающие высокой растворимостью и электропроводностью.

Известно [5] большое число электролитов алюминирования: эфирно-гидридные, алюмоорганические, этилбромидные, алкилбензолные и др. Основным недостатком этих электролитов является неустойчивость, которая обусловлена взаимодействием с атмосферной влагой и разложением растворов электролитов. По этой причине электролиз необходимо вести в закрытых электролизерах. Наиболее устойчивыми являются ксилольные электролиты, допускающие ограниченный контакт с атмосферой [6].

Исследование коррозионной стойкости алюминиевой металлизации. В данной работе продолжены исследования коррозионной стойкости в слабокислой и нейтральной средах алюминиевой металлизации, полученной методом термического напыления в вакууме и гальваническим осаждением [3].

Напыление алюминия проводили на подложки окисленного кремния. Толщина исследуемых пленок 1,5 мкм, а толщина подслоя SiO₂ составляла около 0,5 мкм. Температура подложек в процессе напыления пленок алюминия составляла 473 К.

Зенин Виктор Васильевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8-905-051-19-79
Спиридонов Борис Анатольевич – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8-960-110-69-79
Землянский Александр Иванович – ВГТУ, аспирант, тел. 8-951-851-30-18
Бокарев Дмитрий Игоревич – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(473) 278-38-84

Гальваническое осаждение алюминия осуществляли на коваровую основу (корпус транзистора) из ксилольного электролита (смеси изомеров ксилола), содержащего 500 г/л $AlBr_3$ и 5 г/л парафина при комнатной температуре при катодной плотности тока 1 А/дм² в закрытом электролизере. Толщина Al покрытий около 5 мкм.

Коррозионную стойкость Al металлизации изучали снятием поляризационных кривых потенциодинамическим методом (2 мВ/с) на потенциостате П-5827М с автоматической записью на потенциометре КСП. Электрод сравнения использовали хлоридсеребряный, а вспомогательный - из платины. Исследуемая поверхность пленочной металлизации составляла 1 см².

Для проведения сравнительных исследований поляризационные кривые снимали на Al – электроде, изготовленным из алюминия чистотой 99,7 %, полученного промышленным электрометаллургическим методом. Коррозионная среда – 4 % раствор азотной кислоты и растворы нитрата натрия с концентрацией 1, 4 и 8 %, а также 4 % раствор хлорида натрия. Электронно-микроскопические исследования проводили на пленках алюминия, нанесенного гальваническим осаждением (Al_r) толщиной около 0,1 мкм на микроскопе ЭМВ.

На рис. 1 представлены анодные поляризационные кривые (E-i), снятые в 4 %-ном растворе HNO_3 , на Al, напыленном на SiO_2 (кривая 1) и гальванически осажденным алюминии (кривая 2). Для сравнения представлена E-i кривая 3 для Al, полученного электрометаллургическим методом (Al_m). Из рис. 1 видно, что на всех E-i кривых в широком интервале потенциалов от -0,4 В до +1,6 В имеется область полной пассивации. Отсутствие участков активного и активно-пассивного состояния свидетельствует о том, что на поверхности алюминия имеется защитная оксидная пленка. Однако поведение защитного слоя на поверхности металла в пассивном состоянии определяется методом получения алюминиевой металлизации, что подтверждается величиной токов полной пассивации ($i_{пп}$).

Для более наглядного представления этой зависимости на рис. 2 представлены E-i кривые, ограниченные начальной областью пассивации. Видно, что при E=+0,4 В для напыленного алюминия ($Al_{нап}$) $i_{пп}=0,02$ мА/см² (кривая 1), а для гальванического алюминия (Al_r) $i_{пп}=2$ мА/см² (кривая 2). Промежуточное положение занимают E-i кривые для электрометаллургического алюминия (Al_m) $i_{пп}=0,28$ мА/см² (кривая 3).

Можно предположить, что такое различие в характере E-i кривых и значениях $i_{пп}$ обусловлено рядом причин: структурой и фазовым составом алюминия и его поверхностной пленки, пористостью оксида, влиянием подложки и другими факторами.

Ранее проведенными электронно-микроскопическими исследованиями было установлено [4], что пленки $Al_{нап}$ толщиной от 0,2 до 10 мкм, полученные методами термического напыле-

ния являются поликристаллическими. Защитный естественный оксид является аморфным, имеет толщину 6 нм и представляет собой фазу $\gamma - Al_2O_3$, которая проявляет амфотерные свойства, т.е. растворима и в кислотах, и в щелочах. Очевидно, что $Al_{нап}$ также на поверхности содержит оксид этой фазы, а $i_{пп}$ определяется процессом ионизации алюминия через поры оксида.

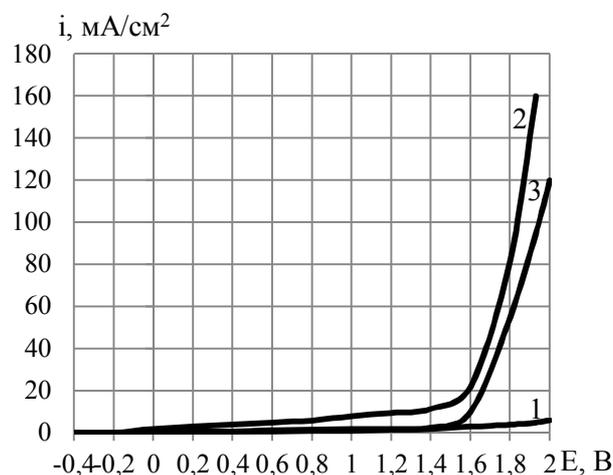


Рис. 1. Потенциодинамические кривые, снятые в 4 %-ном растворе HNO_3 алюминиевой металлизации, полученной различными методами: термическим напылением (1), гальваническим осаждением (2), электрометаллургическим способом (3)

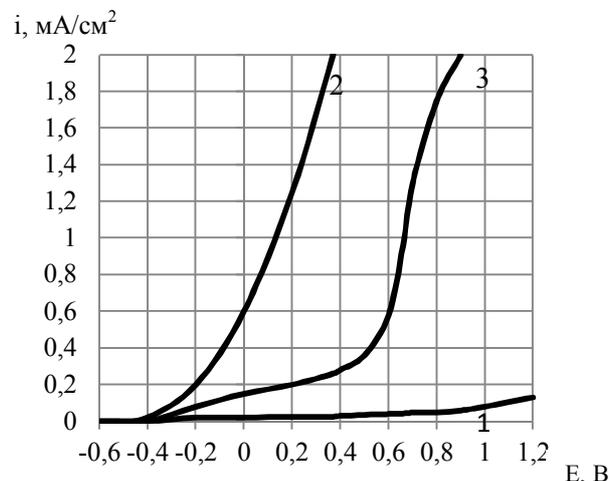


Рис. 2. Кривые анодной поляризации в пассивной области потенциалов в 4%-ном HNO_3 алюминиевой металлизации, полученной термическим напылением (1), гальваническим осаждением (2) и электрометаллургическим способом (3)

Установлено также, что при отжиге ($T=827$ К) в течение 30 минут толщина оксидных пленок заметно возрастает (до 26 нм), коррозионная стойкость увеличивается, что по-видимому, обусловлено переходом $\gamma - Al_2O_3$ в $\alpha - Al_2O_3$ (кристаллическую форму), которая не проявляет амфотерные свойства. При переходе аморфной модификации в кристаллическую на поверхности частиц Al_2O_3 исчезают хи-

мически активные центры, которыми могут быть участки с дефектами структуры или со слабыми химическими связями Al-O [7].

$Al_{нап}$, полученный при высоких температурах, содержит на поверхности оксиды двух модификаций, а $i_{пп}$ в основном определяется не только растворением $\gamma-Al_2O_3$ в кислой среде, но и процессом ионизации алюминия через поры оксида $\alpha-Al_2O_3$.

Известно, что электрометаллургический алюминий ($Al_{ЭМ}$) содержит примеси некоторых элементов, преимущественно кремний, железо и медь [7]. В процессе производства $Al_{ЭМ}$ может быть различной чистоты: технический (99,5%), электролитический (99,7%) и электрорафинированный (99,99%). Нами было исследовано анодное растворение электролитического Al, в котором содержание примеси $\approx 0,3\%$. Очевидно, что достаточно высокое значение $i_{пп}$ определяется прежде всего ионизацией примесных металлов через поры оксида.

Еще более высокие значения $i_{пп}$ обнаружены для гальванического алюминия, что можно объяснить образованием крупнокристаллической структуры покрытия. Электронно-микроскопическими исследованиями установлено, что морфология $Al_{Г}$ рельефна, а оксидная пленка на поверхности металла является пористой (рис. 3). Очевидно, что через поры оксида происходит ионизация компонентов основы ковара (никеля и железа), которая и обуславливает высокие значения $i_{пп}$ наряду с растворением оксида в кислой среде. Для получения более мелкокристаллической структуры необходимо вводить поверхностно-активные добавки, улучшающие структуру $Al_{Г}$.

Существенно более высокую коррозионную стойкость проявляют пленки $Al_{Г}$ в нейтральной среде, например, в водных растворах $NaNO_3$ (рис. 4). Из рис. 4 видно, что $i_{пп}$ в этих растворах значительно меньше, чем в растворе HNO_3 (рис.1). Например, для $Al_{Г}$ при $E=0,4$ В в 4%-ном растворе $NaNO_3$ $i_{пп} \approx 43$ мкА/см², а в 4%-ном растворе HNO_3 $i_{пп} \approx 2$ мА/см² (рис.1, кривая 2). Очевидно, в нейтральной среде значения $i_{пп}$ определяются только ионизацией металлов через поры оксида.

Для $Al_{нап}$ в 4% растворе $NaNO_3$ $i_{пп}$ составляет – 33 мкА/см² (рис. 4, кривая 4). Из этих данных следует, что значения $i_{пп}$ для $Al_{Г}$ и $Al_{нап}$ в нейтральных растворах соизмеримы. С целью совершенствования технологии сборки ППИ возможно нанесение гальванического алюминия на основание корпуса, например, для напайки кристаллов на припой состава цинк-алюминий-германий.

Влияние анионного состава, а именно хлорид-ионов, на значение $i_{пп}$, было изучено в 4% растворе хлорида натрия (рис. 4, кривая 5).

Область потенциалов пассивации $Al_{Г}$ в этом растворе существенно меньше в сравнении с растворами $NaNO_3$ и составляет от - 0,4 В до - 0,2 В (кривая 5). При $E= - 0,2$ В наблюдается резкий скачок тока, обусловленный пробоем оксидной пленки. Подобное влияние хлорид-ионов на анодное растворение алюминия показано в работе [8]. В присут-

ствии Cl^- - ионов происходит постепенное вытеснение ими кислорода из защитной пленки и адсорбированного кислорода с поверхности электрода. Вследствие этого при достижении потенциала пробы оксидная пленка не образуется за счет прямого окисления. Анодный процесс образования защитного оксида заменяется анодным процессом образования легкорастворимого хлорида алюминия, который затрудняет доступ кислорода к поверхности электрода, а значит и пассивацию Al.

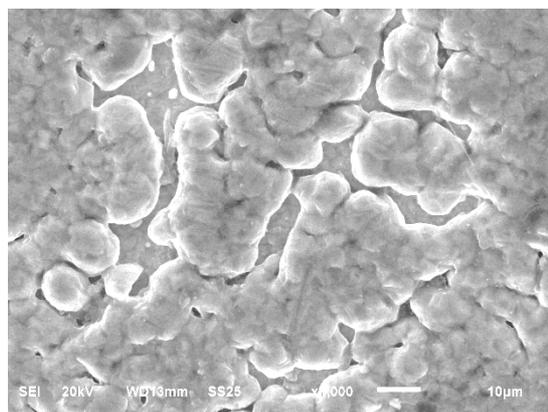


Рис. 3. Микроструктура алюминия толщиной около 0,1 мкм, нанесенного гальваническим осаждением

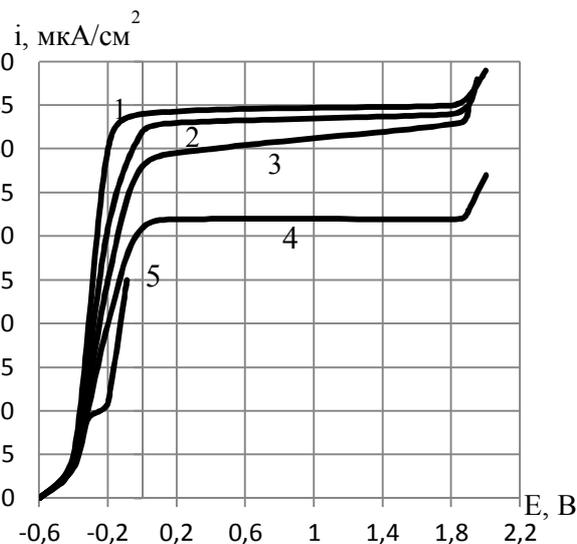


Рис. 4. Потенциодинамические E-i кривые: $Al_{Г}$ в растворах $NaNO_3$ с концентрацией (%): 8 (кривая 1); 4 (кривая 2); 1 (кривая 3); $Al_{нап}$ в 4% растворе $NaNO_3$ (кривая 4); $Al_{Г}$ в 4% растворе $NaCl$ (кривая 5)

Заключение. На коррозионную стойкость алюминиевой металлизации существенное влияние оказывает целый ряд факторов: способы её получения, кислотность среды и присутствие Cl^- - ионов, структура и фазовый состав защитной оксидной пленки.

Термически напыленный Al, полученный при высоких температурах, содержит на поверхности оксиды двух модификаций, а величина тока полной пассивации в основном определяется не только рас-

творением $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$ в кислой среде, но и процессом ионизации алюминия через поры оксида $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$.

С целью совершенствования технологии сборки ППИ возможно нанесение гальванического алюминия на основание корпуса, например, для напайки кристаллов на припой состава цинк-алюминий-германий.

Литература

1. Курносов, А.И. Материалы для полупроводниковых приборов и интегральных схем [Текст] / А.И. Курносов.- 2 изд. перераб. и доп.- М.: Высш. шк., 1980.- 327 с.
2. Физические основы надежности интегральных схем [Текст] / Под ред. Ю.Г. Миллера.- М.: Сов. Радио, 1976.- 319 с.
3. Зенин, В.В., Сегал, Ю.Е., Спиридонов, Б.А. Физико-химические процессы в микросоединениях полупроводниковых изделий [Текст]: монография / В.В. Зенин, Ю.Е. Сегал, Б.А. Спиридонов.- Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2003.- 168 с.
4. Добролеж, С.А. Коррозионная стойкость алюминиевой металлизации интегральных схем,

полученной различными методами [Текст] / С.А. Добролеж, Г.П. Шермет // Электронная техника, Сер. 2. Полупроводниковые приборы.- 1983.- Вып. 6.- С. 73-76.

5. Практикум по прикладной электрохимии [Текст]: учеб. пособие для вузов / Под редакцией Н.Т. Кудрявцева.- Л.: Химия, 1980.- 288 с.

6. Спиридонов, Б.А., Электроосаждение и структура алюминия, осажденного из ксилольных электролитов [Текст] / Б.А. Спиридонов // Гальванотехника и обработка поверхности.- 2009.- №2.- Т.17.- С.28-35.

7. Реми, Г. Курс неорганической химии [Текст] / Г. Реми.- М.: Мир, 1972.- Т. 1.- 824 с.

8. Розенфельд, И.Л. Исследование анодного растворения алюминия в нейтральных средах [Текст] / И.Л. Розенфельд, В.П. Персианцева, В.Е. Зорина // Защита металлов.- 1979.- Т. 15.- №1.- С. 89-94.

Воронежский государственный технический университет

CRYSTALS AND PACKAGES OF SEMICONDUCTOR PRODUCTS

V.V. Zenin, B.A. Spiridonov, A.I. Zemlianskiy, D.I. Bokarev

Potentiometric method investigated the corrosion resistance in various environments aluminum metallization obtained by thermal vacuum deposition of SiO_2 on the silicon crystal and galvanic deposition for the case of covar. An appreciable difference in corrosion resistance of Al-plating in an acidic environment compared to neutral

Key words: corrosion resistance, aluminum metallization, chip, packages, semiconductor devices

**ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ
С ПОМОЩЬЮ АЛГОРИТМОВ ИММУННЫХ СИСТЕМ**

Ю.И. Еременко, И.В. Мельникова, А.А. Шаталов

В статье представлено исследование возможности применения иммунного алгоритма клонального отбора для построения системы идентификации объектов на примере установления автора русскоязычного рукописного текста по образцу его почерка. Разработаны комплекс программ, позволяющий тестировать различные модификации алгоритма, и база данных образцов почерков

Ключевые слова: интеллектуальная система, распознавание, экспертиза, рукописный текст, алгоритм клонального отбора, идентификация личности по почерку

Введение

В настоящее время все большую популярность приобретают методы решения различных задач на основе алгоритмов искусственного интеллекта. Иммунные сети являются естественным продолжением практики применения механизмов биологических систем для решения множества задач в широкой области приложений. Одной из областей их применения являются распознавание и идентификация различных образов и объектов. Научные исследования, связанные с развитием теории распознавания образов, не теряют своей актуальности более полувека. Однако, при всей видимой схожести терминов распознавание и идентификация, следует различать эти задачи.

Методы автоматического распознавания образов и их реализация — одна из самых плодотворных интеллектуальных информационных технологий. Например, системы оптического чтения текстов (OCR-системы). Идентификация в ряде случаев представляет собой сравнение неких общих характеристик объектов с целью установления их идентичности.

Одной из таких задач является биометрическая аутентификация и идентификация, где требуется установить соответствие образа эталонному образцу. Это предполагает систему распознавания людей по одной или более физических или поведенческих черт.

Среди современных средств биометрической идентификации выделяют системы для

идентификации личности по почерку. Основное применение эти системы находят в криминалистике.

“Криминалистическая экспертиза почерка является одним из самых распространенных и в то же время наиболее сложных и спорных в плане) объективности результатов. На экспертизы данного вида приходится наибольшее количество вероятных выводов, а также выводов о невозможности решения поставленных перед экспертами вопросов.”[1]

Одной из наиболее существенных проблем в судебном почерковедении являются экспертные ошибки.

При производстве почерковедческих экспертиз решаются разнообразные задачи. Это объясняется сложностью объекта исследования: формирование почерка зависит от многочисленных факторов – как психофизиологических свойств пишущего, особенностей обучения письму, так и различных эпизодических условий внутреннего и внешнего характера. Возможность ошибок в выводах в большей степени зависит от их сложности. Исходя из исследования, проведенного Аубакировой А.А. в работе [2], полностью исключить возможность экспертной ошибки не представляется по ряду причин. Такими причинами, например, могут являться квалификация эксперта и его физическое состояние. Согласно анализу, приведенному в [3] «Использование средств автоматизации экспертной работы, на наш взгляд, не только повышает производительность труда эксперта, но и в целом повышает объективность оценки того или иного комплекса признаков почерка. Один из основных источников данных для проведения экспертиз, решения идентификационных задач, а также для обеспечения *информационной безопасности* – это биометрическая информация. Технические

Еременко Юрий Иванович – СТИ НИТУ МИСиС, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(4725) 42-31-18, e-mail: egem49@mail.ru

Мельникова Ирина Владимировна - СТИ НИТУ МИСиС, ст. преподаватель, тел. 8(4725) 22-62-28, e-mail: i-melnikova@mail.ru

Шаталов Андрей Александрович - СТИ НИТУ МИСиС, аспирант, тел. 8(4725) 43-09-38, e-mail: asskunst@rambler.ru

биометрические системы, основанные на рукописных объектах, можно использовать не только для непосредственной идентификации личности по почерку, но и для определения некоторых ее специфических характеристик, таких как возраст, пол, рост и т. п. признаки. Для решения задач информационной безопасности, розыска и поиска преступников возможно использование результатов диагностических почерковедческих исследований рукописных документов, в том числе и в электронном виде».

На сегодняшний день в криминалистике используется ряд алгоритмов предлагаемых в различных методиках и рекомендациях. [4], [5].

Однако авторы ряда отечественных работ [6] ссылаются на снижение адекватности проведения почерковедческих экспертиз, в связи с тем, что применяемые методы были разработаны на основании прописей старого образца и в настоящее время требуют доработки, или необходима разработка новых методов для анализа почерковых объектов.

Однако, несмотря на многочисленные попытки исследовать теорию и практику, а так же предпринятые попытки использования математических методов и компьютерной техники в криминалистике, многие проблемы по-прежнему не нашли однозначного решения.[7,8]

Это способствовало тому, что в настоящее время для решения вышеупомянутых проблем все шире начинают использоваться такие алгоритмы биологических систем, как нейросети, искусственные иммунные системы (ИИС), алгоритм роя и т.п. [9,10,11,12]. Наиболее широкое применение на сегодняшний день получили системы основанные на нейронных сетях [13], однако ряд исследований [14] доказывает превосходство алгоритмов ИИС над нейросетевыми при решении задач распознавания и идентификации образов и изображений. По итогам анализа известных работ по применению аппарата ИИС для идентификации автора рукописного текста, можно сделать следующие выводы:

- Большая часть известных на сегодняшний день исследований решают задачу распознавания и идентификации печатных и рукописных текстов [14,27]. На конечном этапе развития эти системы стремятся к языковой универсальности. Количество возможных языков будет определяться лишь наличием соответствующей базы шаблонов ;

-системы идентификации автора рукописного текста составляют меньшую долю разработок и не столь универсальны[15,16]. Прин-

ципально иная постановка задачи здесь требует изначальной настройки системы на символы конкретного языка.

В итоге, по мнению авторов, наиболее перспективным для идентификации автора рукописного текста на русском языке представляется применение аппарата иммунных сетей. Распознавание образов и анализ данных на основе принципов молекулярного узнавания является одной из основных областей применения иммунных алгоритмов, обозначенных еще в основополагающих работах L. N. De Castro и F.J. Von Zuben [17].

1. Разработка обобщенной модели обработки информации на основе иммунносетевого аппарата для решения задачи идентификации почерка

Почерк - это динамическая саморегулирующаяся система. Почерк человека имеет ряд индивидуальных признаков, не имеющих возможности в своей совокупности повториться в почерке другого лица.

Основной задачей исследования почерка в практической деятельности является идентификация конкретного исполнителя рукописи (подписи). Классическая методика решения данной задачи сводится к поиску индивидуальных особенностей и сравнение их между собой. Как правило, образцы почерка представляют собой ряд слов или фраз написанных лицом, личность которого нужно установить. В компьютерной среде подобные образцы сканируются и сохраняются в любом из известных графических форматов. В дальнейшем будем называть такое изображение шаблоном или образцом.

В настоящее время известно несколько разновидностей иммунных алгоритмов. Для распознавания шаблонов в основном применяются алгоритм клонального отбора (CLONALG) [18,20], иммунные сети (AINet) [19] и пока еще менее исследованный алгоритм дендритных клеток (DCA) [20,21].

Алгоритм клонального отбора CLONALG представлен на рис. 1. Принцип работы CLONALG представляет собой выборку наиболее подходящих элементов из базы данных (БД), отвечающих определенному критерию с последующим их клонированием, мутацией и проверкой критерия останова. Если критерий останова не выполнен, то вышеописанные действия повторяются. Свойство обучения реализуется за счет занесения результирующей выборки клонов в первоначальную популяцию, за счет замены наиболее худших элементов.

Алгоритм DCA основан на теории опасности (danger theory). Принцип действия алгоритма DCA основан на сборе информации о распознаваемом объекте, с последующим его отнесением к одному из идентифицируемых классов [20]. Примером может быть аутентификация пользователя по его рукописной подписи. Поскольку алгоритм DCA является скорее вспомогательным алгоритмом, в качестве основного был принят алгоритм CLONALG [17,18].

Задачу исследования можно разбить на следующие этапы, последовательность которых формировалась с учетом практики анализа почерка в судебно-медицинской экспертизе [22]:

1. Обработка контекста. Выделение полезной информации (подпись, текст) на представленном графическом объекте, например, в бумажном письме.

2. Выделение индивидуальных признаков.

3. Сравнение выделенной полезной информации с информацией находящейся в БД.

4. Обработка информации, полученной при выполнении предыдущего пункта.

Под выделением полезной информации понимают задачу сегментации исходного текста на отдельные символы – шаблоны. Нужно отметить, что задача до настоящего времени является не до конца решенной [21]. На сегодняшний день существует несколько методов для решения задачи сегментации, применение которых дают хорошие результаты. Ряд алгоритмов для решения этой задачи представлен, например, в работе [23]. Однако все эти методы имеют определенное ограничение: символы в представленном тексте должны быть разделены, в противном случае качество сегментации может весьма различаться. Входными данными является изображение текста, который необходимо идентифицировать. При этом предполагается, что текст уже выровнен и очищен от шума. Далее можно выделить 2 этапа:

1. Определение текстовых зон. Данная задача решается при помощи анализа гистограммы изображения.

2. Сегментация текста.

Задачу идентификации почерка предполагается решать посредством соотнесения выделенных символов, – образцов почерка неизвестного лица, с символами, находящимися в ранее созданной БД, которая представляет собой хранилище образцов почерка для разных лиц. Предполагается, что другие образцы почерка неизвестного лица ранее уже попадали в БД. Для облегчения иллюстрации механизмов работы иммунных алгоритмов, в дальнейшем элементы БД будем называть антителами. Мас-

сив выделенных символов представляет собой сегментированный текст, полученный на предыдущем этапе сегментации. Выделенный символ будем называть антигеном. Задача сводится к нахождению наиболее схожего антитела для каждого антигена. Данные сводятся в статистическую выборку и впоследствии анализируются на предмет возможного автора представленного образца почерка.

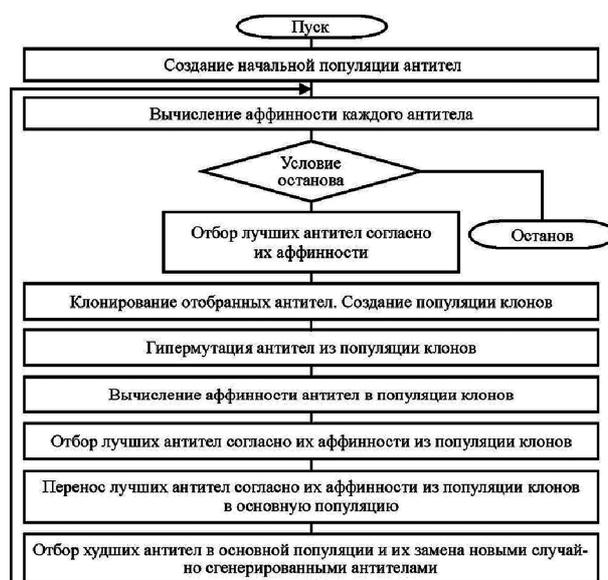


Рис. 1. Блок-схема алгоритма CLONALG

Формальное представление алгоритма выглядит следующим образом:

Математическое определение антитела:

$At = \langle Mas, inf \rangle$, где $Mas \{0-255\}$ – массив признаков. inf – значение антитела.

Массив признаков представляет собой монохромное изображение, в котором 0 – соответствует черному цвету, а 255 – белому. Каждый признак представляет собой пиксель изображения.

Далее признаки будем называть генами.

$Mr = \{At\}$ – БД или основная популяция антител. $Ag = \langle Mas \rangle$ – антиген.

Степень схожести или аффинность $Ag-At$ может быть вычислена при использовании следующей метрики:

- манхэттенское расстояние (также используется при вещественном или целочисленном кодировании)

$$D = \sum_{i=1}^l |at_i - ag_i|; \quad (1)$$

где l – количество элементов массива генов, at_i – i -й ген антитела At , ag_i – i -й ген антигена Ag .

Гены могут изменяться или мутировать. Для выполнения мутации используется оператор обратно пропорциональной мутации, со-

гласно которому вероятность мутации обратно пропорциональна аффинности антитета. Формула 2, предназначенная для расчета степени мутации, была получена авторами экспериментальным путем. В операторе мутации сила мутации определяется максимальным и минимальным порогами, которые, в свою очередь, зависят от значения разницы между сравниваемыми генами. Разница между ними определяет процент мутации гена, направление мутации определяется случайным образом.

$$Pm(at_i) = \text{var} * D_{ati} * Km / D; \quad (2)$$

где var – число, которое случайно принимает значения 1 и -1, Km – коэффициент, выставляемый опытным путем, D_{ati} – аффинность между at_i и i -ым геном ag_i антигена Ag.

Для контроля размеров промежуточной популяции предполагается использовать формулу 3, так же полученную экспериментальным путем.

$$F(D) = D * M * \frac{100}{Ds}; \quad (3)$$

где D – аффинность между антителом At и антигеном Ag. Антитело – элемент базы образцов почерка, антиген – образец почерка, авторство которого необходимо установить.

M – размер популяции антител. Ds – суммарная аффинность между всеми антителами и антигеном.

Таким образом, количество клонов рассчитывается прямо пропорционально аффинности: $N=F(D)$;

2. Разработка метода вывода и анализа результатов работы алгоритма идентификации

Механизм работы алгоритма CLONALG позволяет идентифицировать единичные данные за один проход. Алгоритм может работать с большими массивами данных, однако не имеет возможности определять их значение в совокупности. Выходными данными для CLONALG являются: антиген; массив возможных «авторов» исследуемого символа; аффинность исследуемого символа с вероятными авторами.

Методы судебной экспертизы почерка показывают, что наиболее вероятным владельцем почерка будет признано лицо, особенности почерка которого чаще всего встречаются в исследуемом образце, но не исключено, что на возможное авторство может указывать лишь один признак из множества схожих. Подобная неоднозначность оценки усложняет анализ конечных данных. Степень аффинности при подобном подходе носит вероятностный характер, однако не расходится с форматом представле-

ния данных алгоритмом CLONALG. Не вдаваясь в классификацию всех исследуемых в ходе судебной экспертизы признаков образца почерка, стоит отметить, что в предлагаемом подходе анализ производится в их совокупности.

Ввиду того, что статистическая информация, предоставляемая алгоритмом CLONALG равнозначна, предложено рассчитывать суммарную аффинность Afs для каждого класса (возможного автора) а по формуле 4, где af_a – аффинность антигена к классу а.

$$Afs_a = \sum af_a; \quad (4)$$

Большое значение аффинности покажет наиболее вероятного автора исследуемого почерка. Здесь не используются данные о размере выборки, что на первый взгляд кажется недостатком. Однако из-за наличия оператора мутации, в алгоритмах DCA и CLONALG это может даже положительно сказываться на общей эффективности анализа.

3. Разработка модульной и классовой структуры тестовой программной системы

Весь алгоритм идентификации можно представить в виде следующей последовательности действий:

1. Получить изображение с образцом почерка.
2. Выделить отдельные элементы и сформировать из них шаблоны.
3. Найти автора почерка.

Соответствие между понятиями иммунного аппарата и понятиями в судебной экспертизе почерка представлены в таблице

Соотношение понятий иммунного аппарата с понятиями судебной экспертизы почерка

Антиген	Отдельный символ в образце идентифицируемого почерка
Антитело	Символ, находящийся в базе данных с установленным автором
Иммунитет	База данных антител
Аффинность между антителом и антигеном	Степень схожести символа из БД с исследуемым символом

На рис. 2 представлена модульная структура программной системы идентификации почерка.

Лимфоцит – единичный элемент базы данных. Содержит шаблон, значение, вещественные характеристики литеры, данные автора. Реализует методы расчета аффинности и

мутации, а так же, методы для сохранения и загрузки своей информации. **БД антител** - представление множества лимфоцитов в виде организованной структуры. Содержит виртуальное пространство для распределения лимфоцитов, методы доступа к элементам, записи элементов, перераспределения элементов, методы загрузки и сохранения БД.

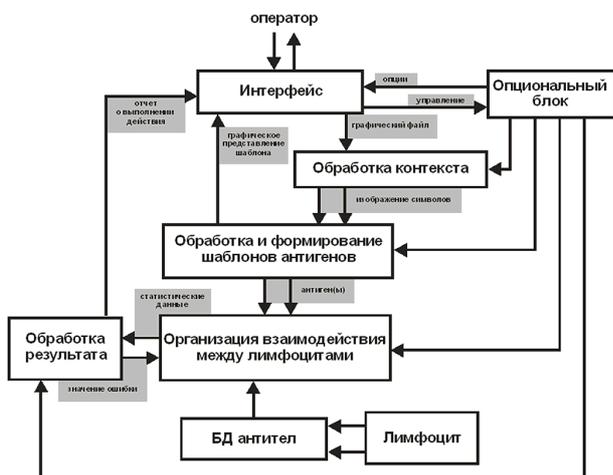


Рис. 2. Модульная структура программной системы

Обработка контекста – блок реализует методы, необходимые для сегментации текста.

Обработка и формирование шаблонов антигенов – реализует формирование антигенов, а так же их представление.

Организация взаимодействия между лимфоцитами – блок содержит иммунный алгоритм и реализует возможность идентификации отдельных символов. Входными параметрами являются

предварительно сформированные антигены для задачи идентификации. В процессе работы, иммунный алгоритм собирает статистику, которая направляется в блок обработки результата.

Обработка результата – блок содержит методы анализа статистики идентификации в процессе работы иммунного алгоритма. На основе анализа происходит формирование отчета о результатах идентификации, который направляется пользователю.

На рис. 3 можно увидеть меню программной системы. На основе модульной структуры была разработана классовая модель, представленная на рис. 4.

Оptionальный блок – в виду гибкости задачи идентификации, оператор должен иметь возможность изменения характеристик основ-

ных блоков программы. Данный блок содержит настройки всей программной системы и методы для их мониторинга и изменения.

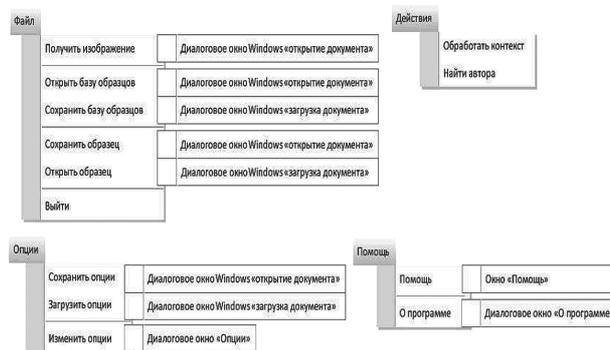


Рис. 3. Меню программной системы

Функционал интерфейса позволяет открывать в центральной рабочей области изображения форматов *.jpg и *.bmp. Программа использует SDI(Single Document Interface

4. Опытное тестирование программы

В текущей версии программы, вследствие вышеупомянутых проблем сегментации предлагается разделять текст на отдельные символы вручную. Пользователь программы выделяет интересующий его компонент, который сразу же попадает в список шаблонов. В окне «Patterns» находится список шаблонов, которые выбрали из главного окна. В главном окне находится образец текста, авторство которого предстоит установить.

Современная классификация почерка насчитывает не менее 60 идентификационных признаков [12].

Очевидно, что точная настройка программы для работы с таким количеством характеристик выходит далеко за рамки данной работы.

Как следствие, алгоритмы тестировались на работоспособность и выявление «слабых» мест. Для этого было предложено установить авторство рукописного символа «а» с использованием ранее собранной тестовой базы образцов написания одноименного символа различными людьми.

Разработанный с использованием библиотеки Qt, интерфейс отображен на рис. 5.

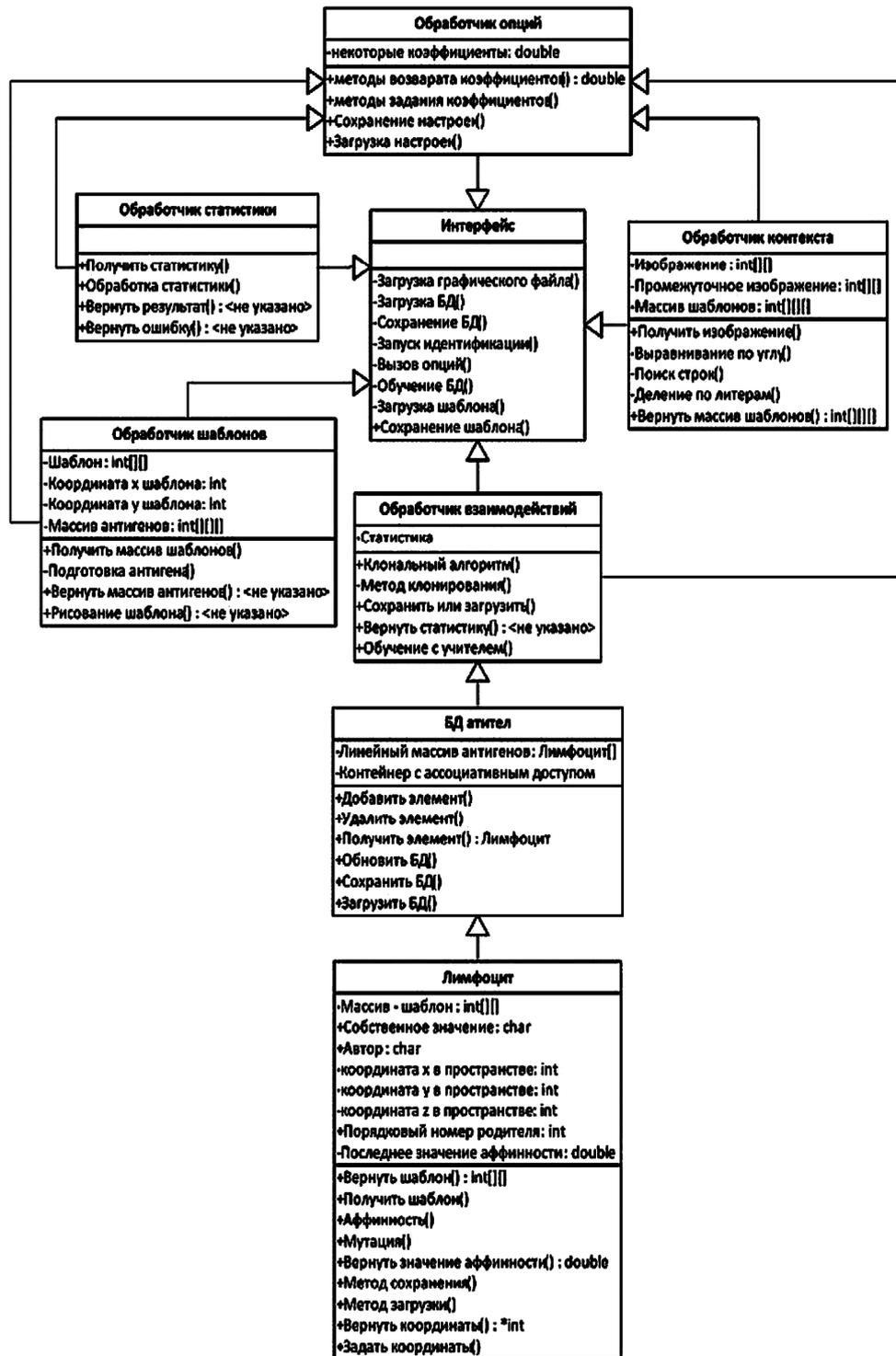


Рис. 4. Классовая модель программной системы идентификации почерка



Рис. 8. Качество работы алгоритма идентификации

При сравнении с известными на сегодняшний день разработками:

```
ARRANGE done with time: 593
Final array size is 11
el "anton" sr aff 99 count 12
el "anton" sr aff 99 count 15
el "misha" sr aff 99 count 14
el "anton" sr aff 92.1459 count 281
el "stas" sr aff 99 count 10
el "anton" sr aff 99 count 11
el "anton" sr aff 91.6957 count 23
el "anton" sr aff 99 count 8
el "anton" sr aff 90.5294 count 17
el "stas" sr aff 94.7368 count 19
el "misha" sr aff 99 count 8
```

CLOANLG Stopped

1 Сообщения сборки 2 Результаты поиска 3 Вывод прилож

Рис. 9. Результат работы алгоритма идентификации почерка

-Для программы «man-WO-man»[24] - правильное решение было принято в 76% случаях, ошибочное — 11% , невозможность принять верное решение в 13% случаях.

-Для АРМ [13] с применением нейросетевых технологий был зафиксирован показатель: 56%

- правильное решение, 16 % ошибочное, 28 % - невозможность принять решение.

Для подпрограммы идентификации исполнителя рукописи количество ошибок при определении авторства документов, выполненных одним лицом, составило 0.5% против предыдущего показателя в 14%.[25].

Однако, процент случаев, при которых удавалось правильно определить исполнителя здесь не указан. Временные показатели при этом не столь существенны, т.к. в реальности криминалистическая экспертиза почерка занимает от нескольких суток, до нескольких недель.

В ходе исследования было установлено, что оптимизация клонального алгоритма и использование некоторых функций иммунного алгоритма AINET позволят повысить показатели системы в сравнении с приведенными выше.

Например, оригинальная версия алгоритма позволяла проводить идентификацию одновременно только одного элемента из множества анализируемых, но не в их совокупности. Для устранения данной проблемы, был органи-

зован внутренней цикл, позволяющий перебирать все элементы, пришедшие для анализа. Таким образом, алгоритм стал работать по принципам механизма, напоминающего «естественный отбор» в теории эволюции. Постепенно остаются антитела наиболее схожие с исследуемыми антигенами, быстрее мутируют, вытесняют наименее схожие. Система приходит к равновесию, и на конечных итерациях основная и временная популяции содержит множество антител, наиболее схожих с анализируемыми образцами. Оператор мутации, не позволяет получать антитела, одновременно похожие на все исследуемые антигены.

В соответствии с изначальной версией алгоритма CLONALG, для отбора N лучших антител необходима сортировка элементов базы данных почерков по их аффинности с исследуемым образцом почерка, что предполагало как минимум несколько проходов по массиву данных, представляющую базу данных Увеличения производительности работы алгоритма удалось добиться, избавившись от необходимости сортировать антитела. Переменная N , как правило, представлена константным значением. Такой подход не учитывал различные размеры загружаемых для анализа баз данных. Чтобы избежать подборки размерности базы данных было введено понятие порог выборки или P_v . Порог выборки позволяет учитывать размер базы данных и задавать границу отбора «интересующих» антигенов, и таким образом выбирать для анализа необходимое число антигенов, некоторый процент от общего числа элементов базы. Опытным путем, для расчета порога выборки получена следующая формула 5:

$$P_v = D_{\min} + (D_{\max} - D_{\min}) * k; \quad (5)$$

где D_{\min} – минимальная аффинность, полученная между A_t и A_g на текущей итерации алгоритма; k – некоторый коэффициент, определяющий процент отбираемых антител в диапазоне от D_{\min} до D_{\max} .

Заключение

В итоге проведенного исследования была разработана модификация алгоритма CLONALG для решения задачи идентификации автора по почерку. Проанализированы процесс почерковедческой экспертизы и базовые подходы в теории иммунных сетей, разработана математическая модель. В итоге можно сделать вывод следующие выводы:

1. Полученные результаты позволяют говорить о высокой эффективности предлагаемого метода. Уже первоначальные экспериментальные данные вполне сопоставимы с показа-

телями имеющихся разработок и данных приведенных в ряде работ [14,15,16]

2. Наиболее эффективные на сегодняшний день нейросетевые технологии [22,23] имеют ряд общеизвестных недостатков [26,28], к-е отсутствуют у иммунных сетей. Это закрытость вычислений, непредсказуемое время обучения, особенно при больших объемах данных, невозможность переобучения без полной перенастройки сети, сложность изменения первоначальных параметров. Система же, на базе иммунных систем быстро обучаемая, не имеет особых ограничений по размерности. Обучающая выборка легко и просто модифицируется.

3. Применение искусственных иммунных систем, хотя еще и находится на начальной стадии разработки, имеет большой потенциал и представляет большой интерес при решении всех видов задач, связанных с распознаванием, идентификацией и классификацией информации.

Литература

1. Хомяков, Э.Г. «Метод фазового анализа письменных объектов при проведении почерковедческих исследований». Диссертация. Ижевск: Удмурдский государственный университет, 2002 г.
2. А.А., Аубакирова. «Следственные и экспертные ошибки при формировании внутреннего убеждения». Автореферат диссертации. 2010: Южно-Уральский государственный университет, г.Челябинск .
3. Кулик С. Д., Никонец Д. А. «Автоматизация криминалистического исследования рукописных документов и вопросы безопасности» // Научная сессия МИФИ-2008. XV Всероссийская науч. конф. «Проблемы информационной безопасности в системе высшей школы». Сб. науч. трудов. М.: МИФИ, 2008. С. 88–89.
4. Tomislav Fotak, Miroslav Vača, Petra Koruga « Handwritten signature identification using basic concepts of graph theory», Faculty of Organization and Informatics, Centre for biometrics University of Zagreb, Published in: · Journal WSEAS Transactions on Signal Processing, Volume 7 Issue 4, October 2011 Pages 117-129.
5. Sargur N. Srihari and Sangjik Lee « Automatic Handwriting recognition and Writer Matching on Anthrax-related Handwritten», Mail Center of Excellence for Document Analysis and Recognition (CEDAR) University at Buffalo, State University of New York (SUNY) 520 Lee Entrance, Suite 202 Amherst, NY 14228, USA fsrihari,sjl1g@cedar.buffalo.edu
6. Кошманов М.П., Кошманов П.М. «Классификации идентификационных признаков в почерковедческой экспертизе» Логические и программные средства интеллектуального анализа криминалистических данных. автореферат диссертации. Москва: ВИНТИ РАН, 2010 г.
7. В.Н., Мальцев. «Нетрадиционные методы исследования в криминалистике». Дис. ... канд. юрид. наук: 12.00.09. Владивосток: б.н., 2001 г. с. 8.
8. А.С., Комаров. «Логические и программные средства интеллектуального анализа криминалистических данных». Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Москва: ВИНТИ РАН, 2010 г.

9. Azah Kamilah bt. draman @ muda «Authorship invariance for writer identification using invariant discretization and modified immune classifier». A thesis submitted in fulfillment of the requirements for the award of the degree of Doctor of Philosophy (Computer Science) .Faculty of Computer Science and Information System Universiti Teknologi Malaysia, august 2009 .
10. Azah Kamilah Muda & Siti Mariyam Shamsuddin «An Approach of Bio-inspired Generalized Shape for Writer Identification». Faculty of Computer Science & Information System, University Technology of Malaysia, 81310 Skudai, Johor, Malaysia. azah@kutkm.edu.my; mariyam@fksm.utm.my. Proceedings of the Postgraduate Annual Research Seminar 2006.
11. Khaled Mohammed Bin Abdl and 2Siti Zaiton Mohd Hashim, «Swarm-Based Feature Selection for Handwriting Identification», Journal of Computer Science 6 (1): 80-86, 2010 ISSN 1549-3636, © 2010 Science Publications
12. Julie Greensmith, Amanda Whitbrook, Uwe Aickelin «Artificial Immune Systems», Handbook of Metaheuristics, 2nd edition, Springer, 2010, 27p.
13. Кулик С.Д., Никонец Д.А. «Примеры использования нейросетевого алгоритма в методиках для эксперта-почерковеда». Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2009 г., 9, с. 61-65.
14. Yu Yang «Handwritten Armenian character recognition based on discrete cosine transform and artificial immune system [Information Technology and Artificial Intelligence Conference \(ITAIC\), 2011 6th IEEE Joint International Date of Conference: 20-22 Aug. 2011. Conference Publications Volume: 2 Page\(s\): 14 - 16](#)
15. Djeddi, C. "Artificial Immune Recognition System for Arabic writer identification», [Innovation in Information & Communication Technology \(ISHICT\), 2011 Fourth International Symposium on, 29 2011- Dec. 1 2011, Amman, Conference Publications. Page\(s\): 159 - 165](#)
16. Muda, Azah Kamilah and Shamsuddin, Siti Mariyam «A framework of artificial immune system in writer identification.» In: BIC'05, Puteri Pan Pacific, Conference or Workshop ,24 May 2007 .
17. L. N. De Castro, F.J. Von Zuben, 2000a.» Artificial Immune Systems: Part I I - A Survey of Application. Technical Report» –RT DCA 02/00..
18. Utpal Garain, Mangal P. Chakraborty, Dipankar Dasgupta.» Recognition of handwritten indic script using Clonal Selection Algorithm». H. Bersini and J.Carneiro(Eds.): ICARIS 2006, LNCS 4163, pp.256-266, 2006
19. de Castro, L.N., Von Zuben, F.J. aiNet: An artificial Immune Network for Data Analysis // Data Mining: A Heuristic Approach / Eds. H.A. Abbass, R.A. Saker, C.S. Newton, Idea Group Publ., USA, Chapter XII. –2001. – P. 231–259.
20. Julie Greensmith, Uwe Aickelin, Gianni Tedesco. Information Fusion for Anomaly Detection with the Dendritic Cell Algorithm. Information Fusion 11 (1). 2010. - 21-34pp.
21. И. В. Мельникова, А. А. Шаталов Сегментация рукописных символов с использованием алгоритма дендритных клеток DCA, Научно-издательский центр «Открытие», otkritieinfo.ru, АКТУАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ СОВРЕМЕННОЙ НАУКИ Материалы VI международной научной конференции 30-31 мая 2013 года г. Санкт-Петербург, с.31
22. Томилини В. В. «Физиология, патология и судебно-медицинская экспертиза письма». – М.: Медгиз, 1963г. – 235 с.
23. Братчиков И.Л. Хан Тхе Ань. Новые методы предварительной обработки для систем распознавания рукописного текста / Вестник СПбГУ. Сер. 10, 2008, вып 1. – 16-24с.
24. Кулик С.Д. Свидетельство на программу №2001610385, Российская Федерация, «Фактографическая система для определения пола исполнителя рукописи (подсистема распознавания)» (man-WO-man) / С.Д.Кулик (Россия). Заявка №2001610125; Заяв. 8.02.2001; Зарегис.. 5.04.2001. Бюл. №3(36). С.20-21. (РОСПАТЕНТ).
25. Рыкова Е.В., Лепенков К.В., Королева Н.Г. Инструментальные средства для эксперта - криминалиста. 13-я Международная телекоммуникационная конференция студентов и молодых ученых "Молодежь и наука". Москва : НИЯУ "МИФИ", 2010.
26. Манжула В.Г., Федяшов Д.С. «Нейронные сети кохонена и нечеткие нейронные сети в интеллектуальном анализе данных «// Фундаментальные исследования. – 2011. – № 4 – с.. 108-115
27. . Методы и алгоритмы контурного анализа для задач классификации сложноструктурируемых изображений [Текст] / М.В. Дюдин, А.Д. Поваляев, Е.С. Подвальский, Р.А. Томакова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. - Т. 10. - № 3. - С. 54-59.
28. Гусев, К.Ю. Нейросетевая модель прогнозирования интегральных экономических показателей. Системы управления и информационные технологии [Текст] / К.Ю. Гусев, В.Л. Бурковский. - 2012. - Т. 48. - № 2.1. - С. 132-135.

Старооскольский технологический институт им. А.А. Угарова (филиал) ФГБОУ ВПО "Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС"

INTELLIGENT SYSTEM FOR IDENTIFICATION OF OBJECTS USING THE ALGORITHM OF IMMUNE SYSTEMS

Yu.I. Eremenko, I.V. Melnikova, A.A. Shatalov

The article presents research into possible application of immune algorithm of clonal selection for building a Russian-language system for author identification based on handwriting. Complex of programs, that allows testing different modifications of algorithm, and database of handwriting samples were developed

Key words: intelligent system, handwriting identification, expertise, individual's identification based on handwriting, the algorithm of clonal selection

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СВЯЗНОЙ СТРУННО-ПРУЖИННОЙ СИСТЕМЫ

М.Г. Завгородний, С.П. Майорова

Моделирование процессов в разветвленных инженерных сетях требует разработки новых подходов к построению моделей без декомпозиций, которые описывали бы инженерную сеть как единое целое. В данной работе построена математическая модель деформаций связанной струнно-пружинной системы в виде краевой задачи, заданной на геометрическом графе (сети). Доказана однозначная разрешимость полученной краевой задачи

Ключевые слова: математическая модель, граф, краевая задача

Постановки краевых задач, моделирующих процессы в одномерных континуумах (деформации струны и стержня, распределение давлений жидкости в трубе, распространение тепла вдоль стержня и др.), выполнены достаточно давно. Однако реальные инженерные сети в большинстве случаев состоят из большого числа взаимодействующих элементов с глубокими внутренними связями. И при моделировании эволюционных процессов в разветвленных инженерных сетях недопустима тривиальная декомпозиция на независимые составляющие, поскольку сложная система обладает новыми качествами, не свойственными ее отдельным элементам. Все это приводит к необходимости разработки новых подходов к построению моделей, причем таких моделей, которые описывали бы инженерную сеть как единое целое.

Настоящая работа посвящена построению математической модели деформаций связанной струнно-пружинной системы и доказательству однозначной разрешимости полученной краевой задачи на геометрическом графе (сети). Построенная в данной работе краевая задача является модельной, так как может использоваться при описании распределения давлений в гидравлической системе, распространении тепла вдоль системы стержней и др.

Постановка задачи

Рассмотрим систему, состоящую из конечного набора абсолютно гибких растянутых струн. Будем полагать, что все отрезки расположения струн лежат в параллельных друг другу плоскостях. Перпендикулярно этим плоскостям проведем ось Ox и параллельно ей спроектируем все отрезки расположения струн на одну, произвольно выбранную плоскость. Получим (см. [1]) планарный геометрический граф Γ (в дальнейшем просто граф). Все концевые точки струн являются вершинами, а отрезки, вдоль которых располагаются сами струны или их проекции – ребрами графа Γ . Полагаем, что никакие два ребра

не пересекаются и граф Γ – связан. Обозначим через \mathcal{V} и \mathcal{Z} соответственно множество всех вершин и объединение всех ребер графа Γ . Все концевые точки струн, которые никак не связаны с другими струнами, отнесем к множеству $\partial\Gamma$ граничных вершин графа Γ . А все остальные концевые точки струн – к множеству $\mathcal{V}(\Gamma)$ внутренних вершин. Везде в дальнейшем будем отождествлять струны с соответствующими им ребрами.

Все струны по предположению растянуты. Это означает, что на множестве ребер \mathcal{Z} графа Γ задана растягивающая сила $p(x)$, для которой $\inf_{x \in \mathcal{Z}} p(x) > 0$. Будем полагать, что рассматриваемая система струн частично или целиком лежит на упругом основании, интенсивность жесткости которого задает функция $q(x) \geq 0$. Будем полагать, что функции $p(x)$ и $q(x)$ принадлежат (см. [1, 2]) пространствам $C^1(\mathcal{Z})$ и $C(\mathcal{Z})$ соответственно.

Остановимся на способах соединения струн в их общих вершинах и на способах закрепления граничных вершин.

Пусть множество I^a ребер, инцидентных внутренней вершине a , содержит $p > 0$ групп ребер $I_1^a, I_2^a, \dots, I_p^a$, связанных между собой так, что эта связь обеспечивает одинаковость линейных перемещений концов всех струн, принадлежащих к

одной и той же группе. По определению $\bigcup_{j=1}^p I_j^a = I^a$

и $I_j^a \cap I_i^a = \emptyset$ для любых $j \neq i$. Кроме того, $p \leq \delta^a$, где δ^a – количество ребер множества I^a , то есть степень вершины a .

Все пары групп ребер, или часть из них, соединены в вершине a между собой пружинами. Обозначим через $k_{ji}^a > 0$ жесткость пружины, соединяющей группы I_j^a и I_i^a . Положим $k_{ji}^a = 0$, если у групп I_j^a, I_i^a соединяющая пружина отсутствует. Все группы ребер, или некоторые из них, в вершине a соединены с пружинами,

Завгородний Михаил Григорьевич – ВГУ, канд. физ.-мат. наук, доцент, e-mail: mzavgorodnij@yandex.ru
 Майорова Светлана Павловна – ВГУ, канд. физ.-мат. наук, доцент, e-mail: spmajorova@yandex.ru

закрепленными на неподвижной опоре. Если группа I_j^a соединена с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре, то $k_j^a > 0$ жесткость этой пружины. Полагаем $k_j^a = 0$, если у группы I_j^a отсутствует соединение с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре.

Будем полагать, что каждая граничная вершина (конец струны) либо закреплена на неподвижной опоре и не может смещаться, либо свободна, либо соединена с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре. Пусть $\partial\Gamma_1$, $\partial\Gamma_2$, $\partial\Gamma_3$ – множества граничных вершин графа Γ , которые соответственно закреплены на неподвижной опоре; свободны; соединены с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре. Для любой граничной вершины $a \in \partial\Gamma_3$ через k^a ($k^a > 0$) обозначим жесткость пружины, с которой эта вершина соединена.

Пусть параллельно оси Ou на струны действует распределенная внешняя сила интенсивности $f(x) \in C(\mathfrak{Z})$. Под воздействием этой силы струны отклонятся от своего начального положения и примут некоторое равновесное положение. Полагаем, что все точки струн под воздействием внешней силы смещаются строго параллельно оси Ou . Обозначим через $u(x)$ величину смещения от своего начального положения точки x , вызванного внешней силой: $u(x) = u_1(x) - u_0(x)$, где $u_1(x)$ и $u_0(x)$ – проекции точки x на ось Ou параллельно плоскости расположения графа Γ соответственно после смещения и в начальном положении. Функцию $u(x)$ будем называть **функцией прогиба** струнно-пружинной системы. Так как внешняя сила $p(x)$ распределенная, принадлежит пространству $C^1(\mathfrak{Z})$ и $\inf_{x \in \mathfrak{Z}} p(x) > 0$, то функция прогиба $u(x)$ гладкая на каждом ребре $\gamma \in \mathfrak{Z}$ и, более того, принадлежит пространству $C^2(\mathfrak{Z})$.

Наша цель: построение математической модели описанной системы в виде краевой задачи на графе Γ , решением которой является функция прогиба.

Функционал равновесия связанной струнно-пружинной системы

Одним из основных принципов построения математических моделей в механике является (см. [3, 4]) вариационный принцип стационарного положения (принцип Остроградского – Гамильтона). Он заключается в том, что среди всех возможных положений $u(x)$ система принимает то, которое дает стационарное значение **функционала равновесия** $J(u) = V(u) - A(u)$, где $V(u)$ –

суммарная потенциальная энергия всех деформированных элементов системы и $A(u)$ – работа, выполненная внешними воздействиями при деформировании. Под **стационарным положением функционала** J понимается такая функция $u(x)$ из его области определения, для которой первая вариация δJ равна нулю.

Найдем функционал равновесия рассматриваемой струнно-пружинной системы. Для этого введем некоторые обозначения. В каждом множестве I_j^a произвольным образом выберем одно ребро γ_j . Обозначим через $\Delta_{ji}^a u$ величину $u(a_{\gamma_j}) - u(a_{\gamma_i})$ смещения ребра γ_j относительно ребра γ_i . Отметим, что если рассматриваемая система находится в начальном положении (без внешних воздействий), то $u(a_{\gamma}) = 0$ для любого ребра γ и $\Delta_{ji}^a u = 0$ для любых j и i .

Лемма 1. Функционал равновесия J струнно-пружинной системы при ее прогибе $u(x) \in C^2(\mathfrak{Z})$ равен $J(u) = V(u) + \sum_{a \in \mathcal{V}(\Gamma) \cup \partial\Gamma_3} V^a(u) - A(u)$, где

$$V(u) = \frac{1}{2} \int_{\Gamma} (p(x)[u'(x)]^2 + q(x)u^2(x)) dx$$

– потенциальная энергия струн и упругого

основания; $V^a(u) = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{p-1} \sum_{i=j+1}^p k_{ji}^a [\Delta_{ji}^a u]^2 + \sum_{j=1}^p k_j^a u^2(a_{\gamma_j})$

– потенциальная энергия пружин, соединенных со

струнами в вершине $a \in \mathcal{V}(\Gamma)$; $V^a(u) = \frac{1}{2} k^a u^2(a)$ –

потенциальная энергия пружины, соединенной со струной в граничной вершине $a \in \partial\Gamma_3$;

$A(u) = \int_{\Gamma} f(x)u(x) dx$ – работа, выполненная

внешней силой.

Доказательство. Как уже отмечалось, $J(u) = V_{стрп}(u) + V_{осн}(u) + V_{пр}(u) - A(u)$, где $V_{стрп}(u)$, $V_{осн}(u)$, $V_{пр}(u)$ – потенциальная энергия соответственно системы струн, упругого основания и пружин, соединенных со струнами, и $A(u)$ – работа, выполненная внешней силой.

Величина $V_{стрп}(u)$ равна сумме потенциальных энергий всех струн. Известно (см., напр., [3]), что потенциальная энергия, накопленная одной струной γ при прогибе $u(x)$, равна

$$V_{\gamma}(u) = \frac{1}{2} \int_{\gamma} p(x)[u'(x)]^2 dx.$$

Просуммируем

потенциальные энергии $V_{\gamma}(u)$ по всем ребрам $\gamma \in \mathfrak{Z}$. Получим искомый вид потенциальной энергии всей системы струн.

Аналогично, для $V_{осн}(u)$ и работы $A(u)$ имеем

$$V_{осн}(u) = \frac{1}{2} \int_{\Gamma} q(x)u^2(x)dx \quad \text{и}$$

$$A(u) = \int_{\Gamma} f(x)u(x)dx.$$

Известно, что потенциальная энергия, накопленная пружиной жесткости k при изменении ее длины на величину w , равна $kw^2/2$. Отсюда следуют выражения для потенциальной энергии пружин, соединенных со струнами во внутренней вершине a , и потенциальной энергии пружины, соединенной со струной в граничной вершине $a \in \partial\Gamma_3$. **Лемма доказана.**

Опишем область определения функционала равновесия J . Для каждой внутренней вершины a из набора групп $I_1^a, I_2^a, \dots, I_p^a$ связанных между собой ребер выделим те, которые содержат не менее двух ребер. Без ограничения общности можно полагать, что такими группами являются $I_1^a, I_2^a, \dots, I_r^a$ при некотором $r \geq 0$.

Лемма 2. Областью определения функционала равновесия J является пространство функций $u(x) \in C^2(\mathfrak{Z})$, удовлетворяющих условиям

$$u(a_\gamma) = u(a_\eta), \quad \gamma, \eta \in I_j^a, \quad j = \overline{1, r} \quad (1)$$

в каждой внутренней вершине a , и условию

$$u(a) = 0 \quad (2)$$

в каждой граничной вершине a , принадлежащей множеству $\partial\Gamma_1$.

Доказательство. Как уже отмечалось, мы полагаем, что функция прогиба $u(x)$ принадлежит пространству $C^2(\mathfrak{Z})$.

Пусть a – внутренняя вершина графа Γ . По определению каждому множеству $I_j^a, j = \overline{1, r}$, соответствует группа связанных струн, концевые точки a_γ которых смещаются на одно и то же расстояние, то есть выполняются условия (1).

Пусть $a \in \partial\Gamma$. Если точка a закреплена на неподвижной опоре, то есть $a \in \partial\Gamma_1$, то эта точка неподвижна и, следовательно, выполняется условие (2). **Лемма доказана.**

Математическая модель поставленной задачи

Найдем функцию $u(x)$, являющуюся стационарным значением функционала равновесия J . Она и будет функцией смещения струнно-пружинной системы. Для этого предварительно вычислим первые вариации функционала $J_1(u) = V(u) - A(u)$ и функционалов V^a потенциальной энергии пружин.

Обозначим через E пространство функций

$u(x)$, принадлежащих пространству $C^2(\mathfrak{Z})$ и удовлетворяющих линейно независимым условиям (1), (2). Введем в рассмотрение дифференциальный оператор:

$$Du = -(p(x)u'(x))' + q(x)u(x) \quad \text{и}$$

$$\text{скалярное произведение: } (u, v) = \int_{\Gamma} u(x)v(x)dx.$$

Для каждой вершины a и инцидентного ей ребра γ обозначим через u_γ^a величину $\pm p(a_\gamma)u'(a_\gamma)$, взятую со знаком “+”, если ребро γ ориентировано к вершине a , и со знаком “-”, если ребро γ ориентировано от вершины a . Для граничной вершины a , так как ей инцидентно лишь одно ребро, у величины u_γ^a нижний индекс будем опускать: $u^a = \pm p(a)u'(a)$, $a \in \partial\Gamma$.

Лемма 3. Для любой функции $u(x) \in E$ и любого приращения $h(x) \in E$ первая вариация функционала J_1 равна $\delta J_1(u, h) = (Du - f, h) + \sum_{a \in \mathfrak{V}(\Gamma)} T^a(u, h) + \sum_{a \in \partial\Gamma_2 \cup \partial\Gamma_3} u^a h(a)$, где

$$T^a(u, h) = \sum_{j=1}^p h(a_{\gamma_j^a}) \sum_{\gamma \in I_j^a} u_\gamma^a.$$

Доказательство. Продифференцируем по параметру λ функцию $\varphi(\lambda) = J_1(u + \lambda h)$ и положим $\lambda = 0$. Получим выражение первой вариации $\delta J_1(u, h) : \delta J_1(u, h) = \int_{\Gamma} (p(x)u'(x)h'(x) +$

$+q(x)u(x)h(x) - f(x)h(x))dx$. На каждом ребре $\gamma = (a_\gamma, b_\gamma)$ проинтегрируем по частям первое слагаемое правой части. Получим $\delta J_1(u, h) = (Du, h) + T(u, h)$, где

$$T(u, h) = \sum_{\gamma \in \mathfrak{Z}} p(x)u'(x)h(x) \Big|_{a_\gamma}^{b_\gamma}. \quad \text{Сгруппируем}$$

слагаемые суммы $T(u, h)$, содержащие односторонние пределы в одной и той же вершине. Учитывая введенные обозначения, получим $T(u, h) = \sum_{a \in \mathfrak{V}} T^a(u, h)$, где $T^a(u, h) = \sum_{\gamma \in I^a} u_\gamma^a h(a_\gamma)$.

Отсюда в силу условий (1), (2) получим искомый вид первой вариации $\delta J_1(u, h)$ функционала J_1 .

Лемма доказана.

Лемма 4. Для любой функции $u(x) \in E$ и любого приращения $h(x) \in E$ первая вариация $\delta V^a(u, h)$ функционала V^a равна

$$\sum_{j=1}^p h(a_{\gamma_j}) \left(k_j^a u(a_{\gamma_j}) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^p k_{ji}^a \Delta_{ji}^a u \right), \quad \text{если } a \text{ –}$$

внутренняя вершина, и равна $k^a u(a)h(a)$, если a –

граничная вершина, принадлежащая множеству $\partial\Gamma_3$.

Доказательство. Пусть a – внутренняя вершина. Продифференцируем по параметру λ функцию $\varphi(\lambda) = V^a(u + \lambda h)$ и положим $\lambda = 0$. Получим

$$\delta V^a(u, h) = \sum_{j=1}^{p-1} \sum_{i=j+1}^p k_{ji}^a \Delta_{ji}^a u \Delta_{ji}^a h + \sum_{j=1}^p k_j^a u(a_{\gamma_j}) h(a_{\gamma_j}).$$

Подставим вместо $\Delta_{ji}^a h$ его выражение $h(a_{\gamma_j}) - h(a_{\gamma_i})$ и перегруппируем слагаемые. Получим искомое выражение первой вариации $\delta V^a(u, h)$.

Пусть a – граничная вершина, принадлежащая множеству $\partial\Gamma_1$. Тогда аналогично получаем

$$\delta V^a(u, h) = k^a u(a) h(a). \text{ Лемма доказана.}$$

Теорема 1. Пусть функция $u(x) \in E$ является стационарным положением функционала равновесия J . Тогда она удовлетворяет дифференциальному уравнению

$$-(p(x)u'(x))' + q(x)u(x) = f(x) \quad (x \in \mathfrak{Z}) \quad (3)$$

и вместе с условиями (1), (2) удовлетворяет следующим условиям

$$\sum_{\gamma \in I_j^a} u_\gamma^a + k_j^a u(a_{\gamma_j}) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^p k_{ji}^a \Delta_{ji}^a u = 0, \quad j = \overline{1, p} \quad (4)$$

в каждой внутренней вершине a и граничным условиям

$$\begin{cases} u'(a) = 0, & a \in \partial\Gamma_2, \\ u^a + k^a u(a) = 0, & a \in \partial\Gamma_3. \end{cases} \quad (5)$$

Доказательство. Так как функция $u(x) \in E$ является стационарным положением функционала равновесия J , то $\delta J(u, h) = 0$ для любого приращения $h(x) \in E$, или

$$\delta J_1(u, h) + \sum_{a \in \mathcal{V}(\Gamma) \cup \partial\Gamma_3} \delta V^a(u, h) = 0. \quad \text{Пусть}$$

$h(x) \in C^2(\mathfrak{Z})$ – произвольное приращение, односторонние пределы которого обращаются в нуль в каждой вершине a графа Γ вдоль каждого ребра $\gamma \in I^a$. Легко убедиться, что $h(x) \in E$. Тогда в силу лемм 3 и 4 имеем $(Du - f, h) = 0$ и, следовательно, $Du - f = 0$, то есть функция $u(x) \in E$ удовлетворяет дифференциальному уравнению (3). Следовательно, верно равенство

$$\sum_{a \in \mathcal{V}(\Gamma)} [T^a(u, h) + \delta V^a(u, h)] + \sum_{a \in \partial\Gamma_2} u^a h(a) +$$

$$+ \sum_{a \in \partial\Gamma_3} [u^a + k^a u(a)] h(a) = 0. \quad \text{Пусть теперь}$$

$h(x) \in C^2(\mathfrak{Z})$ – произвольное приращение, удовлетворяющее условиям $h(b_{\gamma_1}) = 1$, $h(b_{\gamma_j}) = 0$,

$j = \overline{2, p}$; $h(a_\gamma) = 0$, $\gamma \in I^a$, $a \in \mathcal{V}(\Gamma) \setminus \{b\}$; $h(a) = 0$,

$a \in \partial\Gamma$, при некоторой фиксированной внутренней вершине b . Тогда получим одно из условий (4) в

$$\text{вершине } b: \sum_{\gamma \in I_1^a} u_\gamma^a + k_1^a u(a_{\gamma_1}) + \sum_{i=2}^p k_{1i}^a \Delta_{1i}^a u = 0.$$

Остальные условия (4), а также условия (5), находятся аналогично. **Теорема доказана.**

Разрешимость краевой задачи, моделирующей малые упругие деформации связной струнно-пружинной системы

Введем дополнительное условие на соединения струн в их общих узлах. Будем полагать, что для каждой внутренней вершины a соответствующие ей группы ребер I_j^a , $j = \overline{1, p}$, можно перенумеровать так, чтобы любая пара соседних групп I_j^a и I_{j+1}^a была соединена пружиной. Это означает, что после перенумерации выполняются неравенства $k_{j,j+1}^a > 0$. Введенное дополнительное условие не нарушает общности.

Действительно. Пусть существует группа $I_0^a \subset I^a$ струн, ни одна струна которой не соединена пружинами ни с одной струной из множества $I^a \setminus I_0^a$. Тогда вершину a считаем как две различные вершины a' и a'' графа Γ . При этом полагаем, что вершине a' инцидентны лишь ребра группы I_0^a , а вершине a'' – лишь ребра множества $I^a \setminus I_0^a$. Единственное, что может быть нарушено при таком разделении вершины a на две различные вершины a' и a'' , это связность графа Γ . В этом случае, при нарушении связности графа, надо проверить разрешимость всех краевых задач, полученных сужением исходной краевой задачи на каждую компоненту связности графа Γ . Очевидно, что исходная краевая задача однозначно разрешима тогда и только тогда, когда однозначно разрешимы все краевые задачи на каждой компоненте связности графа Γ .

Везде в дальнейшем будем полагать, что дополнительное условие на соединения струн выполнено и группы ребер I_j^a , $j = \overline{1, p}$, соответствующим образом перенумерованы.

Теорема 2. Краевая задача (1) – (5), моделирующая малые упругие деформации связной струнно-пружинной системы, однозначно разрешима тогда и только тогда, когда выполняется хотя бы одно из следующих условий:

1) существует ребро, на котором

интенсивность жесткости упругого основания $q(x)$ отлична от тождественно нулевой функции;

2) существует внутренняя вершина, для которой некоторая группа струн соединена с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре;

3) существует граничная вершина, закрепленная на неподвижной опоре или соединенная с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре.

Доказательство. В силу теоремы 5 работы [2] краевая задача (3) при условиях согласования (1), (4) и краевых условиях (2), (5) является самосопряженной. А так как все квадратичные формы V^a , $a \in \mathcal{V}(\Gamma) \cup \partial\Gamma_3$, неотрицательны, то она является энергетической краевой задачей. Следовательно, в силу теоремы 6 работы [2] решение $u(x)$ соответствующей однородной краевой задачи для дифференциального уравнения

$$-(p(x)u'(x))' + q(x)u(x) = 0 \quad (x \in \mathfrak{S})$$

при условиях (1), (2), (4), (5) постоянно на каждом ребре графа Γ и удовлетворяет условиям

$$k_{ji}^a \Delta_{ji}^a u = 0, \quad j = \overline{1, p-1}, \quad j = \overline{j, p}; \quad (6)$$

$$k_j^a u(a_{\gamma_j}) = 0, \quad j = \overline{1, p} \quad (7)$$

в каждой внутренней вершине a и условию

$$u(a) = 0 \quad (8)$$

в каждой граничной вершине a , принадлежащей множеству $\partial\Gamma_3$. В силу условия на соединения струн в их общих узлах, введенного в настоящем пункте, условия согласования (1) и (6) обеспечивают равенство односторонних пределов: $u(a_\gamma) = u(a_\eta)$ в каждой вершине a при любых $\gamma, \eta \in I^a$, а, следовательно, в силу связности графа Γ и при любых $\gamma, \eta \in \mathfrak{S}$. Итак, $u(x) \equiv c$ на всем объединении ребер \mathfrak{S} , где c – константа.

1) Пусть существует ребро γ , на котором $q(x) \not\equiv 0$. Тогда в силу теоремы 6 работы [2] решение $u(x) \equiv 0$ на γ . А так как оно постоянно на объединении ребер \mathfrak{S} , то $u(x) \equiv 0$ на \mathfrak{S} .

2) Пусть существует вершина a , для которой

некоторая группа струн I_j^a соединена с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре. Тогда в силу условий (7) $u(a_{\gamma_j}) = 0$ и $u(x) \equiv 0$ на \mathfrak{S} .

3) Пусть существует граничная вершина a , закрепленная на неподвижной опоре или соединенная с пружиной, закрепленной на неподвижной опоре. Тогда в силу соответственно условия (2) или (8) $u(a) = 0$ и $u(x) \equiv 0$ на \mathfrak{S} .

Во всех трех случаях мы показали, что решение $u(x)$ тривиально, а это означает, что рассматриваемая краевая задача однозначно разрешима.

Пусть теперь не выполняется ни одно из трех условий теоремы, то есть пусть $q(x) \equiv 0$ на объединении ребер \mathfrak{S} ; все $k_j^a = 0$, $j = \overline{1, p}$, $a \in \mathcal{V}(\Gamma)$ и $\partial\Gamma_1 \cup \partial\Gamma_3 = \emptyset$. Тогда функция $u(x)$, тождественно равная константе c на \mathfrak{S} , при любой константе c является решением однородной краевой задачи, что и означает вырожденность краевой задачи, моделирующей малые упругие деформации связной струнно-пружинной системы. **Теорема доказана.**

Результаты последней теоремы достаточно прозрачны с физической точки зрения. Мы получили эти результаты, используя математический аппарат. Это говорит о том, что построенная нами математическая модель – краевая задача на графе, адекватно описывает изучаемый физический объект – струнно-пружинную систему.

Литература

1. Покорный, Ю. В. Дифференциальные уравнения на геометрических графах [Текст] / Ю. В. Покорный, О. М. Пенкин, А. В. Боровских [и др.]. – М. : Физматлит, 2004. – 272 с. – ISBN 5-9221-0425-X.
2. Завгородний, М. Г. Сопряженные и самосопряженные краевые задачи на геометрическом графе [Текст] / М. Г. Завгородний // Дифференциальные уравнения. – 2014. – Т. 50. – № 4. – С. 446-456.
3. Ланцош, К. Вариационные принципы механики [Текст] / К. Ланцош; пер. с англ. В. Ф. Гантмахера. – М. : Мир, 1965. – 408 с.
4. Лейбензон, Л. С. Собр. соч.: в 4 т. Т.1. Теория упругости [Текст] / Л. С. Лейбензон. – М. : Изд-во АН СССР, 1951. – 468 с.

Воронежский государственный университет
Воронежский государственный технический университет

MATHEMATICAL MODEL OF THE COHERENT STRINGS-SPRING SYSTEM

M.G. Zavgorodnij, S.P. Majorova

Modeling of processes in branched engineering networks requires the development of new approaches to the construction of models without decompositions, which described the engineering network as a whole. In this paper, a mathematical model of deformation of coherent strings-spring system in the form of a boundary value problem defined on a geometric graph (network). Proved unique solvability of the obtained boundary value problem

Key words: mathematical model, graph, boundary value problem

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ВЫБОРА КОМПОНЕНТОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЖРД

А.С. Колесников, Я.Е. Львович

В статье приводятся этапы оптимального выбора компонентов системы измерения ЖРД с использованием многокритериальной оптимизационной модели, рассматриваются математическая постановка задачи оптимального выбора, а также выбор оптимальной алгоритмической структуры

Ключевые слова: система измерения, многокритериальная оптимизация, алгоритмическая структура, датчики, оптимальный выбор проектного решения

Введение

Экономичная и безопасная эксплуатация ЖРД в большой степени зависит от правильности и точности проведения измерений различных параметров двигателя при его отработке.

Оптимальная система измерения параметров предоставляет возможность четкого контроля за выполнением основных режимов работы, предусмотренных циклограммой работы двигателя. Одним из важных показателей процессов измерения является точность. От показаний измерительных приборов зависит качество функционирования агрегатов автоматики системы управления [1].

Так как разрабатываемые современные двигатели становятся все более технически сложными, система измерения базируется на измерительных приборах, характеризующихся целым рядом технических характеристик. При разработке каждого нового двигателя конструкторы предъявляют все более жесткие требования к предприятиям-производителям измерительных приборов:

1. Высокая достоверность, наглядность и информативность измерительных данных;
2. Надежность хранения и передачи измерительной информации;
3. Высокая скорость обработки результатов измерений и представления отчетов;
4. Всевозможные виды испытаний (исследовательские, контрольно-технологические, контрольные, приемо-сдаточные и т.д.);
5. Простота в эксплуатации и обучении персонала;
6. Быстрая замена вышедшего из строя элемента системы измерения;
7. Масштабируемость и возможность расширения функциональности системы измерения в целях обеспечения работы с перспективными образцами продукции;
8. Отсутствие необходимости в самостоятельной доработке и т.д.

Колесников Артем Сергеевич – ВГТУ, аспирант, e-mail: gggoogllle@gmail.com

Львович Яков Евсеевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, e-mail: d-lvovich@mail.ru

Комплексный подход со стороны предприятия-изготовителя измерительной техники означает выполнение множества этапов создания измерительных приборов, включающих:

1. Согласование технических требований к измерительным приборам;
2. Участие в работах по сертификации;
3. Проведение испытаний измерительных приборов на устойчивость к внешним воздействиям;
4. Предоставление технической документации измерительных приборов.
5. Согласование и координация действий с предприятиями-смежниками;
6. Проведение приемо-сдаточных испытаний;
7. Техническая поддержка (консультации, решение методических вопросов) и гарантийное сопровождение измерительного оборудования;

Получение многокритериальной оптимизационной модели

Рассмотрим формализованное описание процесса проектирования измерительного комплекса в структуре системы управления в соответствии с заранее заданными экстремальными и граничными требованиями в виде оптимизационной модели. Определимся с показателями, которые будут характеризовать требования к этой системе:

$$\begin{aligned} F_1 & - \text{стоимость;} \\ F_2 & - \text{масса;} \\ F_3 & - \text{объем;} \\ F_4 & - \text{эксплуатационные расходы;} \\ F_5 & - \text{надежность;} \end{aligned} \quad (1)$$

Q – объем оперативной памяти для обработки измерительной информации и формирования команд регуляторам и исполнительным устройствам;

$D_{\text{доп}}^2(\tilde{y}_{k_g})$ – допустимая погрешность измерения k_g -й измеряемой величины;

$D_{\text{доп}}^2(\tilde{u}_t)$ – допустимая погрешность регулятора или исполнительного устройства t -го управляющего воздействия.

Показатели (1) вычисляются по известным значениям отдельных элементов системы в целом.

Выбор компонентов технических средств рассматривается в системной связи с

алгоритмической структурой обработки информации и управления. Алгоритмическая структура влияет на такие важные показатели процесса функционирования ЖРД, как точность управления по каждому контролируемому параметру:

$$D_z^{\frac{1}{2}}(\tilde{y}_{k_g}), (k_g = \overline{1, K_g})$$

Алгоритмическая структура представляет собой набор типовых вычислительных операций, обеспечивающих переработку сигналов датчиков в искомые выходные величины, оценку полученных значений для принятия решений и выработки управляющих воздействий на исполнительные механизмы или локальные регуляторы по заданным требованиям [2].

Различные варианты алгоритмов определяют каждую типовую операцию и отличаются точностью выполнения операций, объемом занимаемой оперативной памяти и временем выполнения вычислительных операций.

Рассмотрим математическую постановку задачи оптимального выбора.

Измерительные устройства, входящие в массив технических средств, проиндексируем следующим образом:

$$m = \overline{1, M}, \quad (2)$$

тип измерительного устройства

$$r_m = 0, 1, 2, \dots, R_m$$

Каждый m -ый тип измерительного устройства характеризуется совокупностью показателей

$$f_{im} (i = \overline{1, I}, m = \overline{1, M}), \quad (3)$$

где i – номер показателя.

Набор технических характеристик определяется совокупностью показателей (2) и (3)

$$F_i = \Psi_i(f_i(r_m)), \quad (i = \overline{1, I})$$

Наша задача состоит в определении таких технических характеристик, которые обеспечивают

$$F = \{F_1, \dots, F_I\} \rightarrow extr.$$

Для этого задачу оптимизации на конечном дискретном множестве сведем к задаче с альтернативными переменными [3]. Номера типов измерительных устройств представим в двоичной форме записи:

$$r_1 = x_1^{T.C} + 2x_2^{T.C} + 4x_3^{T.C} + \dots;$$

⋮

⋮

$$r_m = x_{\gamma}^{T.C} + 2x_{\gamma+1}^{T.C} + 4x_{\gamma+2}^{T.C} + \dots$$

Переменные $x_{\gamma}^{T.C}$ принимают значения 0 или 1 ($\gamma = \overline{1, \Gamma}$).

Для выбора оптимальной алгоритмической структуры рассмотрим математическую формулировку поставленной задачи.

Введем число элементарных вычислительных операций, необходимых для определения значений управляющих воздействий:

$$t = \overline{1, T}$$

Если одна и та же операция встречается в нескольких алгоритмических цепях, то в множестве T она учитывается один раз. Благодаря этому

обеспечивается сокращение объема памяти вычислительных устройств, так как каждый используемый алгоритм записывается в память только один раз независимо от числа операций и величин, для вычисления которых он используется.

Для реализации t -й операции может быть использовано l_t различных алгоритмов:

$$l_t = \overline{1, L_t}$$

Каждый l_t -й алгоритм будет характеризоваться объемом памяти, занимаемым самой программой его выполнения $Q_{l_t}^i$, параметрами Q_{l_t}'' и исходными данными [2]. При этом от алгоритма l будет зависеть объем памяти, реализуемой алгоритмом операции t и определяемой величины \tilde{f} . Для выполнения t -й операции при расчете \tilde{f} -й величины важной характеристикой использования l -го алгоритма является средняя квадратичная погрешность работы алгоритма $D_z^{\frac{1}{2}}(\tilde{f})$

Так же, как и в предыдущей задаче, перейдем к альтернативным переменным:

$$l_1 = x_1^a + 2x_2^a + 4x_3^a + \dots;$$

⋮

⋮

$$l_t = x_{\delta}^a + 2x_{\delta+1}^a + 4x_{\delta+2}^a + \dots,$$

где переменные

$$x_{\delta}^a = \begin{cases} 1, \\ 0, \end{cases} \quad (\delta = \overline{1, \Delta}).$$

Объем примем как критерий оптимизации набора алгоритмов, занимаемый ими в оперативной памяти вычислительных устройств.

$$Q = \varphi_1(x_{\delta}^a),$$

а ограничений – дисперсии выходных параметров

$$D(\tilde{y}_{k_g}) = \varphi_2(x_{\delta}^a, x_{\gamma}^{T.C}) \leq D_{\text{доп}}(\tilde{y}_{k_g}).$$

Конечным результатом получим следующую многокритериальную оптимизационную модель:

$$\{F_i = \psi_i(x_{\gamma}^{T.C}), (i = \overline{1, I}); Q = \varphi_1(x_{\delta}^a) \rightarrow extr,$$

$$\varphi_2(x_{\delta}^a, x_{\gamma}^{T.C}) \leq D_{\text{доп}}(\tilde{y}_{k_g}),$$

$$r_m(x_{\gamma}^{T.C}) \leq R_m, (m = \overline{1, M}),$$

$$l_t(x_{\delta}^a) \leq L_t, (t = \overline{1, T}),$$

$$x_{\gamma}^{T.C} = \begin{cases} 1, \\ 0, \end{cases} \quad (\gamma = \overline{1, \Gamma}),$$

$$x_{\delta}^a = \begin{cases} 1, \\ 0, \end{cases} \quad (\delta = \overline{1, \Delta}).$$

Заключение

Таким образом, чтобы автоматизировать принятие решений на основе многокритериальной оптимизационной модели выбора компонентов системы измерения ЖРД нам необходимо выполнить ряд этапов:

1. Сформировать исходные данные с учетом технического и алгоритмического обеспечения процесса измерений параметров и управления функционированием двигателя.

2. Проанализировать алгоритмическую цепь и сформировать исходные данные по типам реализации алгоритмов.

3. Осуществить математическую постановку задачи и определиться с выбором оптимальной алгоритмической структуры модели и технических средств.

4. Определить критерий оптимизации набора алгоритмов и сформировать окончательную многокритериальную оптимизационную модель.

5. Используя процедуры оптимизационно-вариационного проектирования определить на основе построенной модели вариант проектного решения, управляющий заданными требованиями [4].

Литература

1. Соловцов, В.К. Контрольно-измерительные приборы [Текст] / В.К. Соловцов. – М.: Изд-во Профтехиздат, 1963. - 236 с.

2. Ицкович, Э.Л. Контроль производства с помощью вычислительных машин [Текст] / Э.Л. Ицкович – М.: Энергия, 1975. – 416 с.

3. Львович, Я.Е. Многоальтернативная оптимизация: теория и приложения [Текст] / Я.Е. Львович – Воронеж : Кварта, 2006. – 428 с.

4. Львович, Я.Е. Принятие решений в экспертно-виртуальной сфере [Текст] / Я.Е. Львович, И.Я. Львович – Воронеж : ИПЦ “Научная книга”, 2010. – 140 с.

Воронежский государственный технический университет

MULTICRITERIAL OPTIMIZATION MODEL OF COMPONENT SELECTION WHEN DESIGNING MEASUREMENT SYSTEMS LRE (LIQUID-PROPELLANT ROCKET ENGINE)

A.S. Kolesnikov, Ya. E. Lvovich

The article is to find the optimal selection of components measuring systems LRE with using multicriterial optimization model, the mathematic formulation of the problem of optimal choice and the choice of an optimal algorithmic structure

Key words: measuring system, multicriterial optimization, algorithmic structure, sensors, optimal choice of design solution

АЛГОРИТМ ПОИСКА ОПТИМАЛЬНОГО ВАРИАНТА РАЗМЕЩЕНИЯ КОМПОНЕНТОВ ИС ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМИ МОБИЛЬНЫМИ УСТРОЙСТВАМИ

А.А. Рындин, С.В. Сапегин, Д.В. Долгих

Рассматриваются особенности оптимального размещения компонентов программного обеспечения между автономными мобильными устройствами и станциями их поддержки, соединенными беспроводной сетью и выполняющими различные действия, необходимые с точки зрения корпоративной ИС, включающей в себя АМУ

Ключевые слова: автономные мобильные устройства, дроны, беспилотные устройства, корпоративные ИС

ВВЕДЕНИЕ

Одной из наиболее быстро развивающихся технологий автоматизации хозяйственной деятельности в настоящий момент является использование автономных мобильных устройств, оснащенных механизмами передвижения, сбора и обработки информации, а также принятия решений в рамках заданной деятельности. К таким устройствам относятся беспилотные летательные аппараты (БПЛА) военного и гражданского назначения, наземные средства передвижения, сбора и обработки информации, перемещения грузов, телеприсутствия и т.д., надводные и подводные автоматические системы. Широкое использование подобного рода устройств в последние годы делает актуальным исследование в области интеграции локальных систем управления автономными мобильными устройствами (АМУ) с информационными системами (ИС), обеспечивающими информационную поддержку бизнес-процессов предприятия, в число которых входят и потребности в использовании АМУ.

АНАЛИЗ ОБЛАСТЕЙ ПРИМЕНЕНИЯ

Анализ общих условий применения и задач, решаемых АМУ, позволяет очертить достаточно широкие области бизнес-процессов, в которых использование человека либо затруднено, либо обходится достаточно недешево по сравнению с альтернативными решениями. В настоящее время, в основном, это задачи, связанные с быстрым преодолением небольших расстояний по воздуху, получением и анализом видеoinформации с воздуха, транспортировкой небольших грузов. [1,4,5]

При этом, современное положение дел в области использования автономных мобильных средств характеризуется следующими особенностями:

1. Существенное использование человеческого фактора для решения задач управления поведением

Рындин Александр Алексеевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, e-mail: alexandr.ryndin@icloud.com.
Сапегин Сергей Владимирович – ВГУ, канд. техн. наук, доцент, e-mail: svsapegin@mail.ru
Долгих Дмитрий Викторович - ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, e-mail: ddolgikh@bi-leasing.ru

автономных устройств, сбора и обработки информации, контроля за выполнением поставленных задач.

2. Большое разнообразие используемых в задачах управления, передачи и обработки данных стандартов и технологий.

3. Обособление задач, решаемых автономными средствами, в отдельное направление, слабо связанное с общим направлением деятельности производственных ИС.

Таким образом, развитие методик и технологий использования автономных мобильных устройств в составе ИС различного назначения будет преследовать в ближайшее время следующие цели:

1. Повышение автономности мобильных устройств в вопросах управления и целеполагания, а также выбора способов решения поставленных задач.

2. Разработка стандартов, унификация технологий, позволяющих на основе единой платформы осуществлять быструю интеграцию компонентов ИС и автономных устройств различного достижения.

3. Расширение спектра задач, решаемых автономными устройствами, а также повышение эффективности информационного обмена с различными компонентами используемых корпоративных ИС. [2]

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Необходимость унификации технологий управления автономными устройствами и расширения списка решаемых задач, в свою очередь, требуют применения единой методики для проектирования и разработки компонентов ИС. При этом, структура ПО, решающего задачи использования автономных мобильных устройств в составе КИС предприятия будет иметь вид, как показано на рис. 1.

В общем виде, компоненты ПО могут располагаться как в памяти автономного мобильного устройства (при этом, они должны удовлетворять ограничениям производительности и размера), так и в памяти управляющей станции (при этом, мощности и надежности канала связи должно быть достаточно для уверенного обмена информацией и передачи управляющих воздействий).

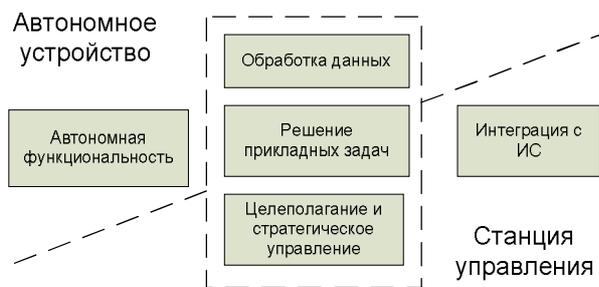


Рис. 1. Структура ПО, решающего прикладные задачи

В составе ПО можно выделить следующие типы компонентов [3,4]:

1. Компоненты автономной функциональности, реализующие задачи взаимодействия с механизмами автономных устройств: стабилизации, управления режимами двигателей и рулей различного назначения, обеспечения безопасной траектории в отсутствии связи и т.д., а также задачи информационного обмена.

2. Компоненты обработки данных, реализующие алгоритмы распознавания образов, агрегирования информации, поступающей от различных датчиков и т.д.

3. Компоненты, реализующие алгоритмы решения прикладных задач, возникающих при работе предприятия.

4. Компоненты планирования активности автономных устройств, целеполагания, стратегического управления.

5. Компоненты интеграции системы управления АМУ (автономными мобильными устройствами) и корпоративной ИС.

При этом, функциональность обработки данных, выполнения прикладных задач тактического и стратегического характера может быть развернута как непосредственно на автономных устройствах, так и на платформе станции управления. Общая структура развертывания компонентов ПО здесь имеет определяющее значение в вопросах эффективности, надежности и производительности при использовании автономных мобильных устройств для решения прикладных задач.

Исходя из этого, рассмотрим задачу оптимального расположения компонентов ПО в общем виде. Пусть \vec{S} – набор элементарных бизнес-требований к программной подсистеме, в составе которой находится автономное мобильное устройство, а \vec{X} – набор компонентов программной подсистемы. Структуру программной подсистемы можно представить в виде графа $G(\vec{X}, U)$, где \vec{X} – компоненты подсистемы, а U – связи между ними. Схематически это можно представить, как показано на рис. 2.

При этом среди множества компонентов \vec{X} можно выделить следующие подмножества:

– Подмножество M компонентов, реализующих бизнес-требования S_m и использующих для своей работы другие компоненты.

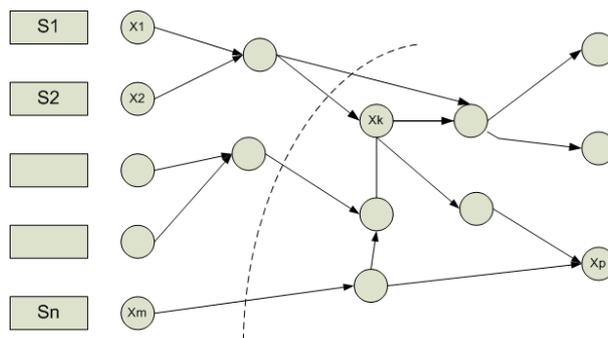


Рис. 2. Общая структура размещения компонентов ПО

– Подмножества K_{CY} и K_{AY} компонентов, развернутых, соответственно, в рамках станции управления или автономного мобильного устройства

– Подмножество P компонентов, выполняющих интерфейсные функции ПО по отношению к автономному мобильному устройству.

Сам граф является ориентированным, причем направления дуг иллюстрируют зависимости между компонентами. Также, граф не должен содержать замкнутых контуров - это требование вытекает из особенностей методик компонентного и объектно-ориентированного проектирования программных систем, считающих взаимозависимость компонентов друг от друга неприемлемой.

ЗАДАЧА РАЗМЕЩЕНИЯ КОМПОНЕНТОВ ПО

Таким образом, задачу оптимального расположения компонентов ПО можно формализовать на основе выражения

$$\sum_i F(x_i) \rightarrow \max \quad (1)$$

где $x_i \in (x_1, \dots, x_m)$ – из множества компонентов, соответствующих набору элементарных бизнес-требований (s_1, \dots, s_m) . [6,7]

При этом, $F(x_i)$ можно представить в виде:

$$F(x_i) = f(x_i, s_i) + \sum_k f(x_j, s_i), \quad (2)$$

где $f(x_j, s_i)$ – функция, вычисляющая степень полезности j-го компонента для реализации бизнес-требования s_i , k – множество компонентов, от которых зависит компонент x_i . При этом, вид степени полезности может быть произвольным, в зависимости от решаемой задачи. Одним из вариантов может быть использование величины средней нормированной оценки качества следующих параметров:

1. способности выполнения задачи за определенный интервал времени (что важно для реализации на платформе операционной системы реального времени), в %.

2. полноты реализации бизнес-требования, в %

3. доли успешных попыток коммуникации с компонентом, в %.

При этом, значение функции в первую очередь зависит от места размещения компонента, поскольку среды АМУ и управляющей станции имеют различную производительность и емкость, работают под управлением разных ОС.

Исходя из этого, можно сформулировать следующий алгоритм расчета оптимального развертывания компонентов ПО в ИС, использующих автономные мобильные устройства:

1. Сформировать плоское множество M элементарных бизнес-требований к разрабатываемому ПО.

2. Каждому бизнес-требованию s_i поставить в соответствие компонент x_i

3. На основе анализа зависимостей компонентов для каждого x_j определить долю участия в процессе реализации требования s_i .

4. Привести функции $F(x_i)$ к виду $f(x_1, \dots, x_n)$ в соответствии со структурой связности компонентов анализируемого ПО.

5. Сформировать множество D вариантов размещения компонентов.

6. Осуществить поиск наиболее оптимального варианта размещения D , при использовании в качестве целевой функции выражения (1), используя один из алгоритмов поисковой оптимизации.

РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА

Рассмотрим применение разработанного алгоритма на примере решения задачи построения точной карты поля для работы по методике точного земледелия. Построение карты осуществляется на основе анализа изображений, полученных с использованием автономного мобильного устройства – в данном случае, квадрокоптера Parrot AR Drone 2. Запаса батареи квадрокоптера хватает в среднем на 10-12 минут полета, что достаточно для анализа конкретного поля. Паспортная дальность полета, вызванная ограничениями дальности связи с управляющей станцией по wifi, может быть увеличена с помощью реализации дополнительных функций автопилота, осуществляющего управление квадрокоптером в условиях нестабильного управляющего сигнала.

Воронежский государственный технический университет
Воронежский государственный университет

ALGORITHM OF SEARCHING OF OPTIMAL CASE OR COMPONENTS DEPLOYMENT IN DESIGN PROCESS OF INFORMATION SYSTEMS OF DRONES MANAGEMENT

A.A. Ryndin, S.V. Sapegin, D.V. Dolgikh

Features of optimum planning of software components deploying between drones and control station are considered. The problem of using drones as components in business process automatization are investigated

Key words: drones, automated control stations, corporate IS

Квадрокоптер оборудован процессором ARM9 (468 МГц) и памятью DDR SDRAM 128 Мбайт, что позволяет хранить в его памяти серьезные приложения. Работа квадрокоптера осуществляется под управлением операционной системы Linux. В рамках поставленной задачи было проведено исследование общей структуры ПО и выделены следующие компоненты, пригодные к размещению как на стороне сервера, так и на стороне дрона:

1. Навигационное ПО, привязывающее маршрут квадрокоптера к определенному полю
2. ПО, осуществляющее распознавание изображений, поступаемых в систему при помощи камеры.

С помощью вышеприведенной методики были проведены исследования и выбран наиболее оптимальный вариант размещения компонентов ПО. При этом, перечисленные компоненты подверглись разбиению, и часть общей функциональности с целью повышения автономности и уменьшения трафиковой нагрузки было размещено на сервере, оставив на станции модули, осуществляющие объемные вычисления, а также модули, для которых связь с общей БД является достаточно критичной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, применение разработанной модели для определения структуры компонентов подсистем ИС, управляющих автономными мобильными устройствами, является актуальным и позволяет решение многих практических народно-хозяйственных задач в различных отраслях промышленности.

Литература

1. <http://agribotix.com/>
2. <http://ardrone2.parrot.com/>.
3. <http://docs.drone.io/>
4. [https://dronedeploy-faq.readme.io.](https://dronedeploy-faq.readme.io/)
5. <http://dronelife.com/2015/10/14/7-best-agricultural-drones-market/>
6. Рындин, А.А. Автоматизация проектирования корпоративных информационных систем на основе методов многовариантной интеграции/ А.А. Рындин, С.В. Сапегин. - Воронеж: ВГТУ, 2013. - 237 с.
7. Проектирование корпоративных информационных систем. А.А. Рындин и др. - Воронеж: Кварта, 2003. - 447с.

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ

Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский

В статье описывается постановка задачи оптимизации структуры развивающихся мультисервисных сетей в условиях фиксированной потребности в услугах. Предлагаются алгоритмы ее решения с применением эвристических алгоритмов и аппарата динамического программирования

Ключевые слова: динамическое программирование, дискретное программирование, мультисервисные сети

Введение

Мультисервисные сети в настоящее время получили массовое распространение. Расширение сферы влияния и развитие таких сетей в сложившейся обстановке высокой конкуренции требует реализации оптимальных процедур структурной и компонентой модернизации сети [1,2].

Процесс развития системы информационного обслуживания клиентов мультисервисной сети связан с решением двух главных задач: задачи оптимального размещения включаемых в сеть дополнительных узлов и задачи выбора оптимального комплекса технических средств (КТС) для включенных в сеть узлов из множества альтернативных устройств различных производителей [2].

Задача размещения узлов сети

Для формального рассмотрения задачи размещения узлов введем следующие обозначения:

$U = \{u_1, \dots, u_I\}$ - множество узлов сети u_i , $i = \overline{1, I}$;

$L = \{l_1, \dots, l_J\}$ - множество альтернативных мест размещения узлов сети l_j , $j = \overline{1, J}$;

p_{ij} - затраты на размещение узла u_i в альтернативном месте l_j ;

v_j - количество пользователей, желающих подключиться к сети в месте l_j , $j = \overline{1, J}$, отражает потребность в услугах сети на конкретной территории;

V_{\min} - минимальное количество потенциально подключенных пользователей, определяемое в соответствии с планом развития сети.

С использованием введенных обозначений задача оптимального размещения вводимых в сеть узлов может быть сведена к задаче минимизации суммарных затрат на их размещение. Представим данную задачу в формате линейного целочисленного программирования [1,3,4,5]:

Елизаров Дмитрий Эдуардович – ВГТУ, аспирант, e-mail: elizarovdm@list.ru

Бурковский Виктор Леонидович – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, e-mail: bvl@vorstu.ru

$$\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J p_{ij} z_{ij} \rightarrow \min \quad (1)$$

$$z_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{узел } u_i \text{ размещается в месте } l_j; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (2)$$

$$\sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^J z_{ij} v_j \geq V_{\min} \quad (3)$$

$$\sum_{j=1}^J z_{ij} \leq 1, \quad i = \overline{1, I}. \quad (4)$$

Ограничение (3) в данном случае означает, что общее число потенциальных пользователей сети должно превышать минимальный установленный порог подключаемых пользователей, определяемый в соответствии с планом развития сети V_{\min} .

Ограничение (4) гарантирует, что узел не может быть размещен в нескольких местах одновременно [4,5].

Генетический алгоритм решения задачи размещения узлов сети

Для решения задачи размещения вводимых в сеть узлов предлагается использовать генетический алгоритм, включающий стандартные процедуры размножения, мутации и селекции.

В качестве вектора генотипа предлагается использовать вектор булевых переменных h_r с фиксированной длиной $R = I \times J$:

$$H = [h_1, h_2, \dots, h_R] = [z_{11}, z_{12}, \dots, z_{1J}, z_{21}, z_{22}, \dots, z_{1J}, z_{I1}, z_{I2}, \dots, z_{IJ}] \quad (5)$$

Приспособленность особи в данном случае определяется исходя из суммарных затрат на модернизацию КТС в рамках рассматриваемого узла и может быть представлена следующим образом:

$$f(H_g) = 1 / \sum_{r=1}^R p_r h_{gr} \quad (6)$$

$$p_r = p_{ij}, \quad i = \lfloor r/I \rfloor, \quad j = r - I \cdot i. \quad (7)$$

Условие (3) обеспечивает сходимость алгоритма, однако увеличения числа мутаций в популяции может привести к расхождению алгоритма. Исключение мутаций из алгоритма может привести к формированию локальных экстремумов в популяции и не нахождению оптимальных решений.

Задача оптимального выбора КТС

Перейдем к рассмотрению задачи оптимального выбора КТС. Данная задача должна рассматриваться в зависимости от фиксированного спроса на услуги сети. и может быть сведена к динамической задаче дискретного программирования [1,3,4]. Задачу предлагается рассматривать в рамках планируемого временного периода $[0, T]$, который разбивается на K фиксированных временных подынтервалов $[\tilde{t}_1, \dots, \tilde{t}_K]$.

Для формального рассмотрения задачи оптимизации КТС введем следующие обозначения:

\tilde{t}_k - подынтервал времени решения задачи оптимального выбора КТС, где $k = \overline{1, K}$;

t_{kie} - подынтервал времени, в рамках которого осуществляется выбор типа оборудования b_e для узла u_i , где $e = \overline{1, E}$, $i = \overline{1, I}$, $k = \overline{1, K}$;

$B = \{b_1, \dots, b_E\}$ - множество типов оборудования различных производителей, доступного для установки в узлах сети;

c_e - стоимость установки типа оборудования b_e , $e = \overline{1, E}$;

d_e - стоимость деинсталляции типа оборудования b_e , $e = \overline{1, E}$;

v_e - физическая ёмкость оборудования b_e , $e = \overline{1, E}$, определяет количество пользователей которое возможно подключить к конкретному типу оборудования.

С использованием введенных обозначений сформулируем данную задачу на детерминированном временном интервале $[0, T]$, как задачу дискретного динамического программирования. Для каждого момента времени $\tilde{t}_k \in [0, T]$, $k = \overline{1, K}$, необходимо оптимальный состав КТС каждого размещенного узла сети таким образом, чтобы затраты на его установку и деинсталляцию были минимальны. Формально данная задача сводится к следующей постановке [1,3]:

$$\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^I \sum_{e=1}^E Q(t_{kie}) \rightarrow \min, \quad (8)$$

$$Q(t_{kie}) = \begin{cases} 0, & \text{если } (\overline{x(t_{(k-1)ie})} \cap \overline{x(t_{kie})}) \cup \\ & \cup (\overline{x(t_{(k-1)ie})} \cap x(t_{kie})); \\ c_e, & \text{если } \overline{x(t_{(k-1)ie})} \cap x(t_{kie}); \\ d_e, & \text{если } x(t_{(k-1)ie}) \cap \overline{x(t_{kie})}, \end{cases} \quad (9)$$

$$x(t_{kie}) = \begin{cases} 1, & \text{оборудование } b_e \text{ включается} \\ & \text{в состав} \\ & \text{узла } u_i \text{ на подынтервале } t_{kie}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (10)$$

$$\sum_{i=1}^I \sum_{e=1}^E v_e x(t_{kie}) \geq V_k^{\min}, \quad k = \overline{1, K}. \quad (11)$$

Данная задача является модифицированной версией задачи о ранце [6]. Для ее решения воспользуемся методом динамического программирования. Будем считать, что решение о включении оборудования типа b_e в состав узла u_i для каждого момента времени \tilde{t}_k принимается на отдельном подынтервале времени t_{kie} . Таким образом, временной интервал $[0, T]$ можно разбить на отдельные подынтервалы принятия решений $t_{kie} \in [0, T]$, $k = \overline{1, K}$, $i = \overline{1, I}$, $e = \overline{1, E}$.

Пусть $S(t_{K'I'E'}, V')$ - оптимальное значение целевой функции. Тогда справедливы следующие рекуррентные соотношения [1,3,7,8,9]:

$$S(t_{111}, V') = \begin{cases} 0, V' = 0, \\ c_1, 0 < V' \leq v_1, \\ +\infty, V' > v_1; \end{cases} \quad (12)$$

Значение целевой функции зависит от значения x на предыдущем интервале времени \tilde{t}_{k-1}

Если $k = 1 \cap x(t_{(k-1)ie}, V') = 0$:

$$S(t_{kie}, V') = \min \begin{cases} S(t_{kie-1}, V'), x(t_{kie}, V') = 0, \\ c_e + S(t_{kie-1}, \max\{0, V' - v_e\}), \\ x(t_{kie}, V') = 1 \end{cases} \quad (13)$$

Если $k > 1 \cup x(t_{(k-1)ie}, V') = 1$:

$$S(t_{kie}, V') = \min \begin{cases} S(t_{kie-1}, V'), x(t_{kie}, V') = 1, \\ d_e + S(t_{kie-1}, \max\{0, V' - v_e\}), \\ x(t_{kie}, V') = 0 \end{cases} \quad (14)$$

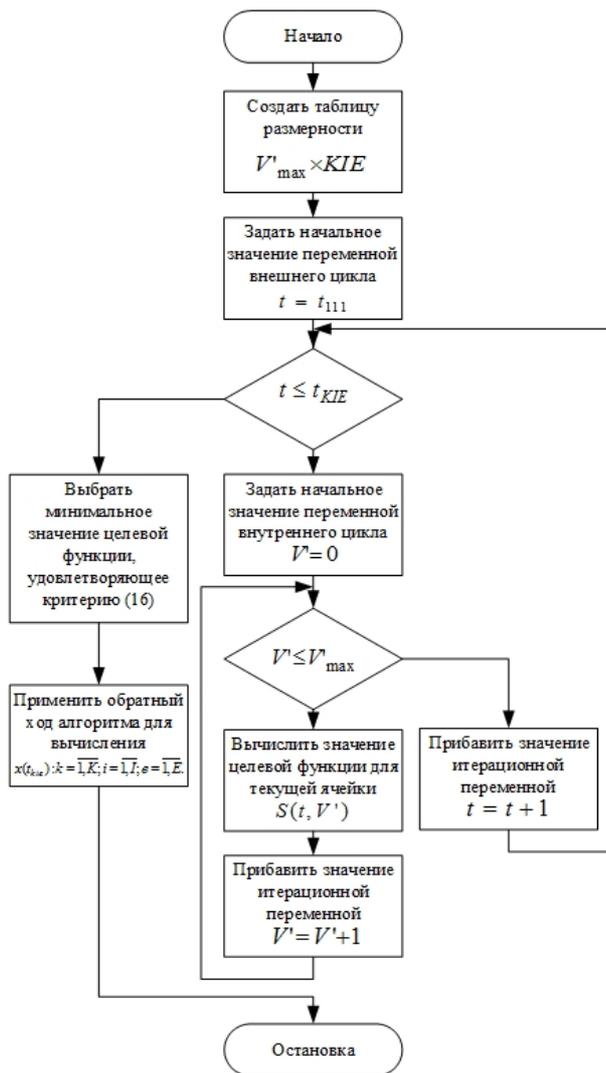
$$V_{\min} \leq V' \leq \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^I \sum_{e=1}^E v_e. \quad (16)$$

Алгоритм решения задачи оптимального выбора КТС

Для решения задачи нахождения оптимального КТС предлагается использовать модифицированный

метод Беллмана-Форда, при условии, что решения о включении оборудования в состав конкретного узла для каждого подынтервала времени $\tilde{t}_k \in [0; T]$, $k = \overline{1, K}$ применяется в отдельный подынтервал времени $t_{kie} \in [0; T]$, $k = \overline{1, K}$, $i = \overline{1, I}$, $e = \overline{1, E}$. Таким образом данную задачу можно считать модификацией динамической задачи о ранце [6,7,8].

Схема алгоритма решения для рассмотренной модели представлена на рисунке.



Схем алгоритма решения задачи оптимизации КТС

Воронежский государственный технический университет

ALGORITHMIZATION OF THE MULTISERVICE STRUCTURE DYNAMIC OPTIMIZATION PROBLEM

D.E. Elizarov, V.L. Burkovsky

The article describes the formulation of the problem of developing multiservice network structure optimization in a fixed demand for services. Also the article proposes the algorithms of problems solving with the usage of heuristic algorithms and dynamic programming method

Key words: dynamic programming, discrete programming, multiservice networks

Заключение

Реализация данной модели оптимального развития мультисервисных сетей позволяет спланировать данный процесс на долгосрочный период при фиксированном спросе пользователей на услуги в условиях минимизации затрат на оперативную реорганизацию структуры сетей и модернизацию КТС, что повышает качество принимаемых проектных решений и особенно важно в условиях высокой конкуренции между провайдером мультисервисных услуг.

Литература

1. Елизаров, Д.Э. Оптимизационные модели формирования структуры развивающихся мультисервисных сетей информационного обслуживания населения [Текст] / Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015.-Т. 11. - № 4. – С. 20-23.
2. Степанов, С.Н. Основы телеграфика мультисервисных сетей [Текст] / С.Н. Степанов. – М.: Эко-Трендз, 2010. - 392 с.
3. Елизаров Д.Э. Обобщенная оптимизационная модель развития мультисервисных сетей [Текст] / Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский, А.П. Воропаев // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015.-Т. 11, - №3. - С 28-30.
4. Елизаров Д.Э. Модели проектирования развивающихся мультисервисных сетей [Текст] / Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский // Перспективные исследования и разработки в области информационных технологий. - 2014. – С. 4.
5. Бурковский, В. Л. Анализ развивающихся информационных систем на основе аппарата моделирования и оптимизации [Текст]: монография / В. Л. Бурковский, И. М. Матвиенко, А. В. Бурковский. – Воронеж: ГОУ ВПО ВГТУ, 2009. - 136с.
6. Pisinger D. Knapsack problems [Текст] / D. Pisinger, H. Kellerer, U. Pferschy. – Springer Science & Business Media, 2013. – 548 с.
7. Елизаров Д.Э. Модификация метода Беллмана решения динамической задачи о ранце [Текст] / Д.Э. Елизаров, В.Л. Бурковский // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015.-Т. 11. - № 5. – С. 31-33.
8. Беллман, Р. Динамическое программирование и уравнения в частных производных [Текст] / Р. Беллман, Э. Энджел. – М.: Мир, 1974. - 204 с
9. Беллман Р., Прикладные задачи динамического программирования [Текст] / Р. Беллман, С. Дрейфус. - М.: Наука, 1965. - 460 с.

**СПОСОБ ОРГАНИЗАЦИИ АДРЕСНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
В СИСТЕМАХ РАДИОКОНТРОЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БУФЕРА ДАННЫХ**

Д.А. Алексеев, В.А. Козьмин, А.Б. Токарев

Анализируется проблема выявления и выделения системами радиоконтроля отдельных радиосигналов для последующей обработки. Показано, что рост ширины контролируемого диапазона частот и объема передаваемой информации, всё более активное использование кратковременных пакетных сигналов и необходимость выделения конкретной группы радиосигналов из множества им подобных требуют новых подходов к хранению и обработке данных. Обсуждаются преимущества и недостатки различных вариантов буферизации обрабатываемых потоков данных

Ключевые слова: радиоконтроль, буферизация сигналов, адресная обработка сигналов

Введение

Для повышения эффективности использования частотного спектра в современных радиотехнических системах используются всё более разнообразные способы разделения сигналов различных источников радиоизлучений (ИРИ). Одному источнику полоса частот целиком предоставляется лишь в давно введенных в эксплуатацию телевизионных, радиовещательных и иных системах. Эти системы постепенно вытесняются новыми, использующими временное, кодовое, поляризационное, фазовое и другие виды разделения источников и абонентов. При этом, естественно, ужесточаются требования к соблюдению нормативных характеристик передатчиков и приёмников, а использование одних и тех же полос частот множеством ИРИ существенно усложняет их контроль. Осуществление радиоконтроля просто всех подряд излучений в какой-то полосе частот теряет смысл; для получения практически значимых результатов требуется «привязывать» результаты измерений к конкретным источникам сигналов. Адресной обработкой сигналов называют выявление, выделение, измерение параметров сигналов, принадлежащих конкретным ИРИ, с целью решения задач радиоконтроля, таких как локализация ИРИ, использующих кодовое разделение и работающих в одной полосе частот, выделение семантической информации из сигналов, использующих динамическое выделение частотных каналов и т.д. По приведенным выше причинам при разработке современных систем радиоконтроля обеспечение возможно-

сти адресной обработки сигналов является крайне актуальной задачей.

Следует иметь в виду, что технологии и трудоёмкость выделения подлежащих обработке сигналов из потока радиоизлучений различных ИРИ могут существенно различаться. Во многих случаях для выделения сигнала от одного источника необходимо обеспечивать синхронизацию с потоком передаваемых радиосигналов, и осуществлять декодирование принимаемых пакетов данных. В других случаях требуется осуществлять сканирование по направлению или поляризации. В ряде случаев, например, при приеме сигналов аналоговой радиосети, работающей в режиме симплексной голосовой передачи, сложно, а порой невозможно программно разделить сигналы от различных источников. Здесь для осуществления адресной обработки требуется участие оператора, который по ряду признаков, таких как тембр голоса или содержание передаваемой информации может различить работу различных корреспондентов.

Если сигналы ИРИ, будут появляться в обрабатываемой полосе частот сравнительно регулярно и оценка их принадлежности контролируемому подмножеству сигналов будет занимать примерно один и того же интервал времени, то для организации адресной обработки можно рекомендовать применение ПЛИС или цифровых сигнальных процессоров. Такой подход способен обеспечить достаточную для анализируемой ситуации вычислительную эффективность и проведение обработки полученных данных в реальном времени.

Если же подлежащий контролю диапазон частот достаточно широк и охватывает разнотипные радиотехнические системы, сигналы в которых формируются асинхронно по отношению к друг другу, то поток подлежащих исследованию радиосигналов будет характеризоваться ярко выраженной нестационарностью.

Алексеев Дмитрий Александрович – ВГТУ, аспирант, e-mail: AlekseevDA@ircoc.vrn.ru, тел. 8 (920) 4063748
Козьмин Владимир Алексеевич – АО «ИРКОС», канд. техн. наук, доцент, e-mail: kv@ircoc.vrn.ru,
Токарев Антон Борисович – ВГТУ, д-р техн. наук, доцент, e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru, тел. 8 (920) 4665525



Рис. 1. Типовой алгоритм обработки сигналов с использованием буфера данных

В подобных условиях на отдельных интервалах времени будет наблюдаться явный избыток имеющихся аппаратных ресурсов, а на других, где по стечению обстоятельств будет наблюдаться повышенное по отношению к среднему число радиосигналов, напротив, из-за нехватки вычислительных ресурсов будет резко возрастать вероятность пропуска подлежащих обработке объектов контроля. Устранить или существенно ослабить описываемое противоречие можно за счет использования буферизации сигналов.

Буферизация сигналов – это сохранение выборок сигналов в буфере большого объема (в качестве устройства хранения буфера, как правило, выступает жёсткий диск) с возможностью выполнения оперативного запроса к хранимым данным с целью извлечения интересующей информации.

Типовой алгоритм обработки сигналов с использованием буфера данных представлен на рис. 1. При буферизации данных радиоконтроля, как правило, используют принцип FIFO (First In, First Out), предполагающий циклическую перезапись данных в пределах выделенного места на диске. Данные в буфере хранятся обычно либо в форме последовательности спектральных выборок, либо в виде временных I/Q-выборок. В последнем случае возможности по отложенной обработке хранящихся данных существенно выше, однако длительность хранения подобных данных обычно на порядок меньше, так как I/Q-выборки требуют для хранения гораздо больше дискового пространства.

В частности, при одноканальной обработке и записи данных в форме спектральных выборок объем данных, записываемых в буфер за секунду, можно определить по формуле

$$V = K \cdot D \cdot F / F_b, \quad (1)$$

где K – поправочный коэффициент на объем служебных данных, необходимых для записи информации в буфер, D – объем, занимаемый отдельным элементом данных, зависящий от выбранного формата хранения (байт), F – ско-

рость панорамного анализа (МГц/с), F_b – разрешение по частоте (МГц).

К примеру, для приемника со скоростью панорамного анализа 10 ГГц/с и разрешением по частоте $F_b = 25$ кГц при $K = 1.3$, $D = 2$ байта типовой объем подлежащих записи данных составляет около 1 МБ/с.

При работе системы радиоконтроля в режиме пеленгования объем сохраняемых данных увеличивается, поскольку они поступают от разных антенных элементов по нескольким каналам. Расчетная формула для определения объема сохраняемых данных приобретает вид

$$V = K \cdot D_p \cdot N_p \cdot F \cdot / F_b, \quad (2)$$

где N_p – количество элементов в антенной решетке, D_p – объем, занимаемый отдельным элементом данных пеленгования (байт), превышающий D из (1), поскольку предполагает хранение отсчетов от двух каналов приема в комплексной, учитывающей фазы форме. Хранение отсчетов в комплексной форме требуется для обеспечения возможности расчёта пеленгов при отложенной обработке.

Для пеленгатора с антенной решеткой из $N_p = 9$ антенных элементов, со скоростью панорамного анализа $F = 3200$ МГц/с и разрешением по частоте $F_b = 6.25$ кГц при $K = 1.1$, $D_p = 16$ байт объем поступающих для сохранения спектральных данных составляет 80 МБ/с.

Запись I/Q-выборок производится обычно без перестроения по частоте, в полосе одновременного анализа и формируемый при этом поток данных характеризуется объемом

$$V = K \cdot D \cdot F_s, \quad (3)$$

где F_s – частота дискретизации (МГц).

Для оборудования, осуществляющего запись в буфер с $F_s = 25,6$ МГц, $K = 1.3$ и $D = 4$ байта, скорость поступления данных составит 100 МБ/с. При такой скорости поступления данных буфер размером 1 ТБ позволит сохранять I/Q-выборки для временного интервала длительностью примерно в 160 минут.

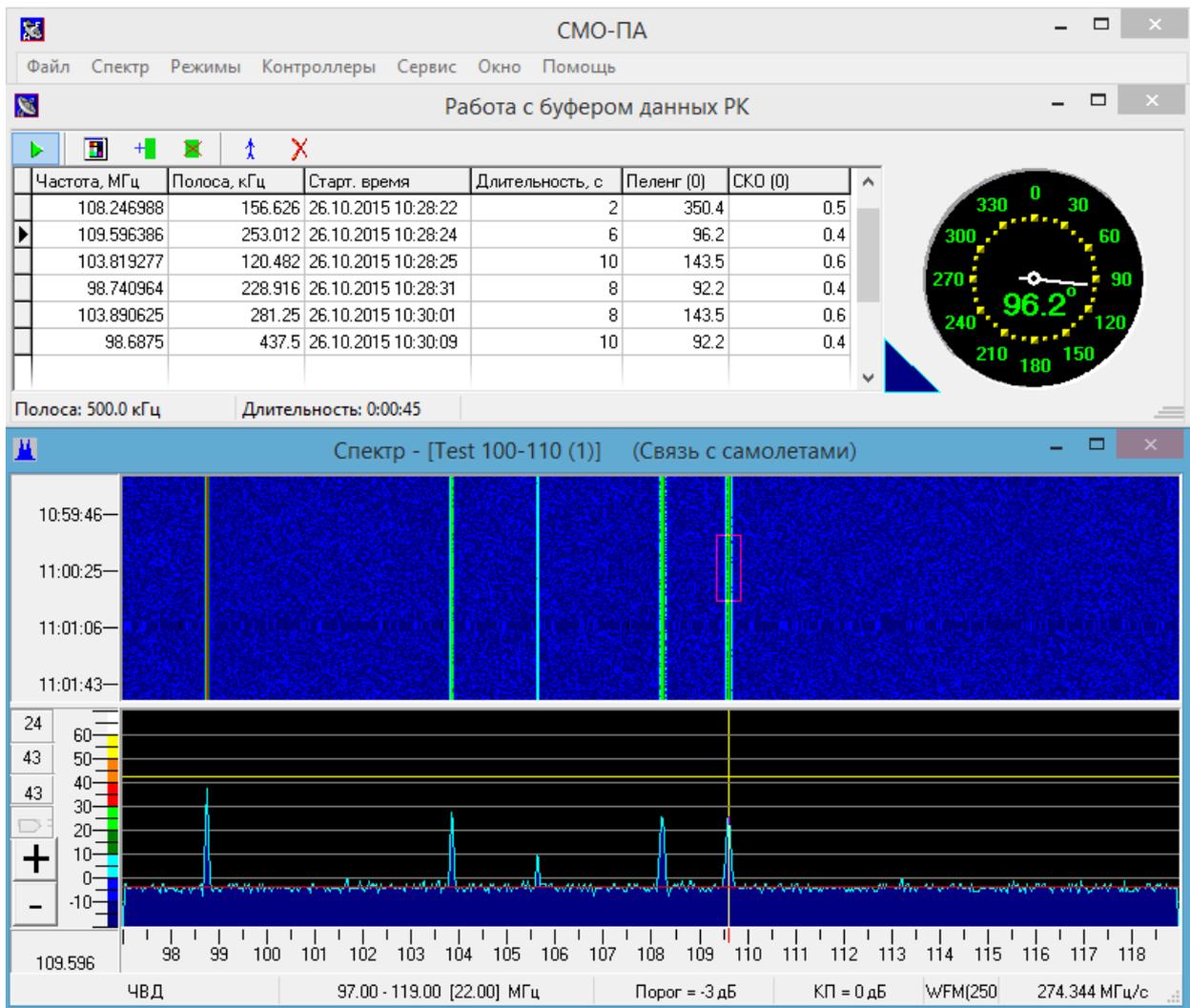


Рис. 2. Пример представления данных буфера в форме ЧВД

Сохранение в буфере спектральных данных позволяет производить спектральные измерения, определять направление прихода сигнала, проводить статистическую обработку, направленную на анализ границ сеансов связи, оценку занятости частотных диапазонов и т.п.

При записи в буфер непрерывной временной выборки данных без перестроения приёмника по частоте (при хранении I/Q-выборок) становятся дополнительно возможными:

- Демодуляция сигналов;
- Технический анализ сигналов;
- Определение сетевых идентификаторов передатчиков распределенных сетей;
- Расчет местоположения ИРИ разностно-дальномерным методом (при работе средств радиоконтроля в составе системы с высокой точностью временной синхронизации).

Для визуального контроля изменений радиообстановки на основе данных, поступающих в буфер, пользователь может воспользоваться

частотно-временной диаграммой (далее ЧВД), обеспечивающей удобную возможность оценки сигналов и по длительности, и по уровню. Пример подобного представления данных приведен на рис. 2. С помощью ЧВД пользователь может вручную выделить представляющие интерес сигналы и назначить им способ последующей обработки.

Для автоматической обработки необходимо заранее определить критерии, по которым должны быть выделены сигналы: уровень, длительность передачи, вид модуляции или, к примеру, идентификатор источника сигнала. На этапе поиска для его определения будет «на лету» производиться обработка заносимых в буфер данных.

Варианты обработки хранящихся в буфере данных зависят не только от их типа, но и от возможностей оборудования, а также от условий применения: работа одиночной станции радиоконтроля или системы, состоящей из нескольких станций.

Организация адресной обработки сигналов с буферизацией данных в распределенных системах радиоконтроля предполагает параллельную буферизацию информации на различных средствах радиоконтроля, работающих по единому заданию, с последующей возможностью запросить сведения по интересующему источнику из всех баз данных всех задействованных средств. Эффективность работы распределенной системы при этом существенно зависит от точности синхронизации баз данных по времени. Точность временной синхронизации определяет минимальные длительности сигналов, с которыми сможет работать система. Рассинхронизация может приводить к невозможности выполнения запроса на обработку представляющего интерес сигнала или к обработке иного сигнала и выдаче невалидных результатов.

Обеспечение высокоточной синхронизации между базами данных территориально распределенных средств радиоконтроля может потребовать от разработчиков немало усилий, однако базирующаяся на подобной основе адресная обработка становится в последние годы критически важной. Дело в том, что широкополосные сигналы современных радиотехнических систем нередко занимают полосы частот в десятки мегагерц, а потому и разрабатываемые средства радиоконтроля ориентированы на широкополосную обработку и характеризуются частотами дискретизации не менее 80-100 МГц. Как следует из (3), получаемые при этом потоки данных характеризуются интенсивностями в сотни мегабайт в секунду. Пересылка данных подобного объема между территориально распределенными компонентами системы контроля требует наличия стабильных, высокоскоростных каналов связи, далеко не всегда доступных на практике.

Использование же адресной обработки, базирующейся на сохранении в буфере наблюда-

емых выборок данных позволяет радикально сократить объем данных передаваемых по каналам связи, так как между частями системы передаются лишь наиболее важные, конечные результаты объемной предварительной обработки.

Заключение

Использование в системах радиоконтроля буферизации данных позволяет:

- осуществлять адресную обработку излучений на основе различных признаков, в том числе таких, использование которых в режиме реального времени при существующем быстродействии аппаратуры затруднительно;
- увеличить допустимое время реакции оператора на появление сигналов в контролируемых полосах частот;
- разрабатывать территориально распределенные системы радиоконтроля, базирующиеся на адресной обработке сигналов, позволяющей за счет существенного уменьшения объема передаваемой информации реализовывать сложную распределенную обработку данных даже при использовании каналов связи с относительно низкой пропускной способностью.

Литература

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 3-е изд., перераб. и доп. - М: Горячая линия-Телеком, 2012. - 640 с.
2. Ашихмин, А.В. Цифровые радиоприемные устройства семейства АРГАМАК с улучшенными техническими характеристиками / А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин, П.В. Першин, А.В. Поляков, А.Р. Сергиенко, А.М. Рембовский // Спецтехника и связь. - 2012. - № 1. - С. 51-61.
3. Кривцун, А.В. Использование новых возможностей комплекса радиомониторинга и цифрового анализа сигналов «Кассандра-М» для обнаружения современных специальных технических средств с передачей информации по радиоканалу / А.В. Кривцун, А.В. Захаров // "Специальная техника". - 2011. - № 5. - С. 21-30.

Воронежский государственный технический университет
АО «ИРКОС», г. Москва

APPROACH TO ADDRESS DATA PROCESSING IN THE RADIO MONITORING SYSTEMS WITH DATA BUFFERING

D.A. Alekseev, V.A. Kozmin, A.B. Tokarev

The article analyzes the problem of identifying and separating certain radio signals by radio monitoring system. It is shown that it's required new approaches to data storage and processing because of the extension of radiofrequency ranges, augmentation the volume of transmitting information, the more active usage of burst signals in relation to searching and separating the specific group of signals from similar ones. The advantages and disadvantages of different systems, which use the buffering of processed data streams, are discussed

Key words: radio monitoring, data buffering, address signal processing

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ КОНСТРУКЦИЙ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПЕЛЕНГАТОРНЫХ РЕШЕТОК

К.О. Волков, Ю.Г. Пастернак, К.А. Разинкин, С.М. Фёдоров

Рассмотрены характеристики и особенности конструкции различных антенн, по своим параметрам подходящих для использования в качестве элементов в пеленгаторных решетках

Ключевые слова: радиопеленгаторы, широкополосные антенны

Процедура определения местонахождения источника радиоизлучения, как правило, является сложным, многоступенчатым процессом. Радиопеленгаторы, размещённые в контролируемой области пространства, позволяют, при использовании метода триангуляции, обнаруживать источник радиоизлучения с точностью до нескольких километров (обычно эта величина составляет $(1\div 3)\%$ от расстояния между радиопеленгаторами). Положение источника радиоизлучения может быть определено и более точно – например, при помощи радиопеленгаторов мобильного (или бортового) базирования, а также - с помощью портативных радиопеленгаторов, позволяющих обнаруживать и измерять параметры источников, расположенных на расстоянии в нескольких сотнях метров.

Целью работы является обзор типов радиопеленгаторных антенных элементов и их конструктивных параметров, а также рассмотрение примеров их технологической реализации [1-11].

Одной из широко используемых в радиопеленгационных комплексах конструкцией антенны является печатная антенна Вивальди, способная функционировать в сверхширокой полосе частот (рис. 1). При составлении решетки из подобных антенн и достаточно малом (меньшем половины длины волны на самой высокой частоте рабочего диапазона) расстоянии между ними, их взаимная связь улучшает согласование антенны в составе антенной решетки. Это свойство позволяет строить сверхширокополосные кольцевые пеленгаторные решетки с хорошим согласованием и удовлетворительными направленными свойствами в сверхширокой полосе частот [1].



Рис. 1. Конструкция антенны Вивальди для частоты 1-2 ГГц [2]

Одиночная антенна Вивальди обладает достаточно хорошим согласованием входного сопротивления и начинает эффективно излучать электромагнитные волны при ширине щели $\geq \lambda/2$ [1]. Длина щели на нижней частоте при использовании подложки, сделанной из оксида алюминия составляет $0,72\lambda$ [1]. Ширина диаграммы направленности антенны Вивальди составляет 180° в Н-плоскости и 70° в Е-плоскости для апертуры шириной $\lambda/2$ [1]. При ширине апертуры λ ширина главного лепестка в Е- и Н-плоскости составляет 60° и 70° соответственно. Для апертуры размером $1,5\lambda$ и больше ширина диаграммы направленности примерно одинаковая в обеих плоскостях [1]:

Зависимость ширины луча от ширины апертуры

Апертура (λ)	1,5	2	2,5	3	3,5
Ширина луча (град.)	50	42	38	33	31

Антенны Вивальди обладают довольно высоким уровнем боковых лепестков в Е-плоскости, составляющем примерно -5 дБ. Поверхностная волна формируется в неоднородной щелевой линии, в которой одновременно распространяется несколько типов электромагнитных волн, что может приводить к созданию значительной составляющей поля с паразитной поляризацией, содержащей до 20-30% излучае-

Волков Константин Олегович – ВГТУ, аспирант, тел. 8(908) 141-76-34

Пастернак Юрий Геннадьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-29

Разинкин Константин Александрович – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 241-85-35

Фёдоров Сергей Михайлович – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(904) 210-05-35

мой мощности [1]. Уровень кросс-поляризации можно уменьшить, уменьшив толщину диэлектрической подложки, однако это приведет к увеличению ширины главного лепестка [1]. Частичное удаление диэлектрика (например, созданием в нем отверстий) приводит к уменьшению боковых лепестков без уширения луча [1].

КНД антенны Вивальди задается по формуле [3]:

$$D \approx 10L / \lambda_0, \quad (1)$$

где $L \approx (3-8)\lambda_0$ - длина антенны; λ_0 - длина волны в середине рабочего диапазона. Толщина диэлектрической подложки t выбирается для заданной диэлектрической проницаемости ε по формуле [4]:

$$t_{eff} / \lambda_0 \approx (\sqrt{\varepsilon} - 1)t / \lambda_0, \quad (2)$$

где t_{eff} / λ_0 - эффективная толщина диэлектрической подложки, нормированная на λ_0 . Значение t_{eff} / λ_0 по возможности должно быть в оптимальном диапазоне от 0,0025 до 0,0028. Нижнее значение эффективной толщины соответствует минимуму боковых лепестков, а верхнее - максимуму КНД [5].

Геометрия раскрытия щели антенны Вивальди является важной характеристикой, влияющей на сопротивление антенны. Форму раскрытия можно описать следующей формулой [6]:

$$y = C_1 e^{Rz} + C_2, \quad (3)$$

где коэффициенты C_1 и C_2 выбираются таким образом, чтобы экспоненциальный раскрыв проходил через точки с координатами (y_1, z_1) и (y_2, z_2) , находящиеся точно в начале и конце раскрытия соответственно, и рассчитываются по формулам (рис. 1):

$$C_1 = \frac{y_2 - y_1}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}, \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{y_2 e^{Rz_2} - y_1 e^{Rz_1}}{e^{Rz_2} - e^{Rz_1}}, \quad (5)$$

где Rz - коэффициент раскрытия щели.

Другой антенной, часто используемой в радиопеленгаторных антенных решетках является разработанная в 1950 году [1] логопериодическая антенна (рис. 2). Такая антенна способна работать в диапазоне частот, характеризующемся коэффициентом частотного перекрытия до 100 [1], и строится путем поочередного масштабирования каждого элемента, согласно коэффициенту масштабирования τ , определяемого по формуле [1]:

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} = \tau. \quad (6)$$

На рис. 2 длина диполей обозначена как L_n , концы диполей лежат на прямых, образующих мнимую вершину. Расстояние от мнимой вершины до диполя обозначено величиной R_n , дистанция между элементами - d_n . Для построения логопериодической антенны необходимо также задать межэлементный коэффициент [1]:

$$\sigma = \frac{d_n}{2L_n}. \quad (7)$$

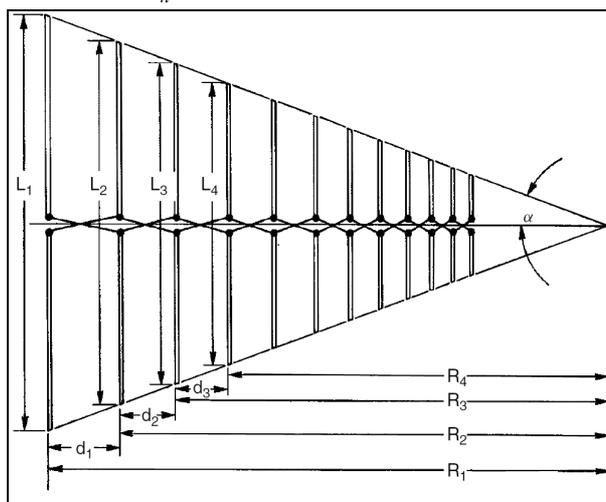


Рис. 2. Логопериодическая вибраторная антенна

От приведенных выше коэффициентов зависит коэффициент усиления антенны и ширина луча (приблизительно равная 70° в Е-плоскости и 110° в Н-плоскости). Также коэффициент усиления находится в прямой зависимости от числа элементов логопериодической антенны.

Далее, с помощью эмпирических формул, рассчитывается нижний K_1 и верхний K_2 коэффициенты отсечения:

$$K_1 = 1,01 - 0,519\tau, \quad (8)$$

$$K_2 = 7,08\tau^3 - 21,3\tau^2 + 21,98\tau - 7,3 + \sigma(21,82 - 66\tau + 62,12\tau^2 - 18,29\tau^3). \quad (9)$$

Длину наибольшего и наименьшего диполя определяем по формулам $L_1 = K_1 \lambda_L$ и $L_U = K_2 \lambda_U$, где λ_L и λ_U длина волны на низшей и высшей рабочей частоте соответственно. Зная коэффициенты K_1 , K_2 и частотный диапазон, в котором работает проектируемая антенна, определим количество элементов антенны:

$$N = 1 + \frac{\log(K_2 / K_1) + \log(f_L / f_U)}{\log \tau}. \quad (10)$$

Осевая длина антенны вычисляется по формуле:

$$D = R_1 - R_n = R_1(1 - \tau^{N-1}) = \frac{2L_1\sigma(1 - \tau^{N-1})}{1 - \tau}. \quad (11)$$

Первое межэлементное расстояние определяется как $d_1 = 2\sigma L_1$. Расстояние от вершины до текущего элемента вычисляется по формуле $R_n = \frac{2L_1\sigma}{1 - \tau}$. Зная параметры L_1 , R_1 и d_1 мы итерационно получаем значения этих же параметров для остальных диполей:

$$L_n = \tau^{n-1}L_1, R_n = \tau^{n-1}R_1, d_n = \tau^{n-1}d_1. \quad (12)$$

При построении решетки из логопериодических антенн могут появляться узкополосные провалы коэффициента усиления. Частотный интервал между провалами соответствует коэффициенту масштабирования антенны τ , но саму частоту провала предсказать сложно. Причиной такого падения коэффициента усиления являются наведенные на фидер несимметричные токи, которые, взаимодействуя с элементами антенны, генерируют кросс-поляризованное случайно-направленное излучение. Эти нежелательные токи наводятся на фидер вследствие асимметрии антенн или взаимодействием между антеннами в решетке [1].

Также, логопериодические вибраторные антенны нежелательно размещать в антенной решетке с периодом, меньшим половины длины волны нижней рабочей частоты – в таком случае качество их согласования с питающей линией и направленные свойства ухудшаются [7].

ТЕМ- рупоры (рис. 3), как элементы кольцевой радиопеленгаторной решетки могут оказаться предпочтительнее т.к., обладая высокой направленностью, они оказывают слабое влияние друг на друга [7]. На уменьшение взаимной связи элементов по внешнему полю сказывается также и тот факт, что подавляющая доля энергии поля в каждом антенном элементе содержится в пространстве между полосками ТЕМ- рупора.

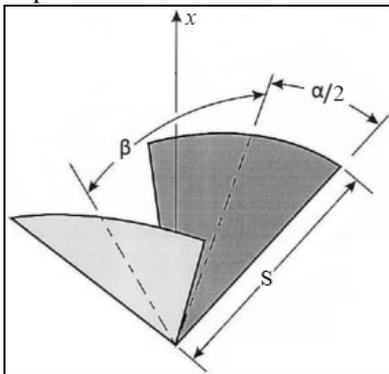


Рис. 3. Геометрия ТЕМ- рупора

Конструкция ТЕМ- рупора определяется тремя параметрами: длиной пластин, образующих рупор S , α - угловым размером пластины, β - углом между пластинами. Длина пластины в основном задает нижнюю границу рабочего диапазона. При выборе угловых размеров ТЕМ- рупора необходимо учитывать следующее обстоятельство. В треугольных пластинах у токов есть два предельно отличающихся пути: прямо по центру и по кромке. Если задержка токов, протекающих по кромке будет достаточно большой, то волны могут придти к точке запитки в противофазе, тем самым сильно ослабляя выходной сигнал. Такая проблема возникает, если ширина пластин намного больше их длины, поэтому обычно у ТЕМ- рупоров параметр S в несколько раз больше параметра α [8].

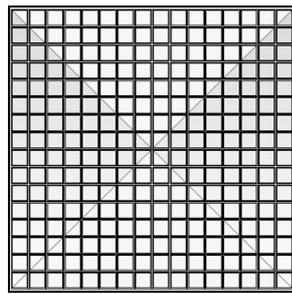
В качестве альтернативы антенному элементу в виде ТЕМ- рупора используют биконическую антенну, представляющую собой конструкцию из двух конусов, лежащих на одной оси, вершины которых направлены друг на друга [11]. Такая антенна демонстрирует хорошие широкополосные свойства при значении угла конусов, лежащем в диапазоне от 60° до 120° . Диаграмма направленности биконуса в азимутальной плоскости представляет собой круг. Коэффициент усиления биконического рупора можно примерно определить по формуле [1]:

$$K_1 = 1,01 - 0,519\tau, \quad (13)$$

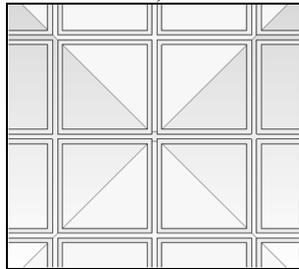
где L - высота конуса.

При составлении эквидистантой кольцевой решетки из биконических антенн мы получим диаграмму направленности в виде достаточно узконаправленных лучей, число которых равно числу антенных элементов, что является нежелательным при радиопеленгации, т.к. некоторые области пространства оказываются вне рабочей зоны радиопеленгатора [10].

В работе [11] для трансформации входного сопротивления печатного биконического вибратора предложено использовать покрытие в виде искусственного диэлектрика. Применяемый искусственный диэлектрик представляет собой покрытие в виде металлических рамок квадратной формы или сплошных квадратных пластин с размерами, существенно меньшими длины волны (рис. 4).



а)



б)

Рис. 4. Плоский биконический вибратор со стороной 160 мм с покрытием в виде рамок (а), геометрия рамок (б). Материал подложки – Rogers 4003, толщина – 0.508 мм

Предложенное покрытие позволяет, улучшить качество согласования и существенно снизить среднее значение входного сопротивления плоского биконического вибратора: со 150 Ом до, приблизительно, 50 Ом, рис. 5, что очень удобно для согласования антенны с фидерной линией со стандартным волновым сопротивлением 50 Ом.

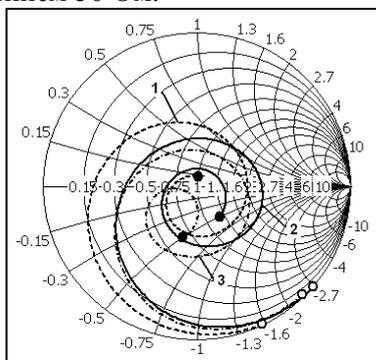


Рис. 5. Биконический вибратор в слое диэлектрика и без покрытия (150 Ом) (1); покрытие в виде рамок (54 Ом) (2); покрытие в виде квадратных пластин (54 Ом) (3)

Также использование искусственного диэлектрика в виде покрытия плоского биконического вибратора позволяет компенсировать глубокий провал в диаграмме направленности в направлении нормали к плоскости вибратора в высокочастотной области исследуемого диапазона, от 2.5 до 3 ГГц.

Литература

1. Thomas Milligan. Modern antenna design - 2nd ed. A John Wiley & Sons, Inc., Publication. 2005.
2. Ашихмин А.В. Исследование и разработка сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля: дисс. д-ра техн. наук: М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006.
3. K.S. Yngvesson, D.H. Schaubert, T.L. Korzeniowski, et all. Endfire Tapered Slot Antennas on Dielectric Substrates // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1985. Vol. 33. No12. P. 1392–1400.
4. C. T. Rodenbeck, S. G. Kim, et all. Ultra-wideband low-cost phased array radars // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. 2005. Vol.53. No12. P. 3697–3703.
5. В.Ю. Куприц, А.А. Мещеряков. Оптимизация расположения антенных элементов Вивальди // Доклады ТУСУРа. Июнь 2010. № 1(21), часть 2. С. 45-49.
6. И.Г. Рязанов, А.А. Бякин, О.А. Белоусов. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа // Университет им. В.И. Вернадского. № 2(46). 2013. С. 297-306
7. Н. А. Ефимова. Исследование рупорно-линзовой ТЕМ-антенны как элемента кольцевой решетки // Электронный журнал «Труды МАИ». Выпуск № 68.
8. Chriss A. Grosvenor, Robert T. Johnk, David R. Novotny, et all. TEM Horn Antenna Design Principles // NIST Technical Note 1544. January 2007. 83 p.
9. Chinchu G. Nair, A.K. Prakash, Kuruvilla George. Study on the Radiation Mechanism and Design of a TEM Horn Antenna // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. April 2014. Vol. 3, Issue 4, P. 8582-8587.
10. C. Subba Rao, A. Sudhakar. Biconical Ring Antenna Array for Wide Band Applications // International Journal of Engineering Science and Technology. February 2012. Vol. 4, No.02, P. 758-763.
11. A. S. Avdushin, A. V. Ashikhmin, Yu. G. Pasternak, S.M. Fedorov. Use of artificial dielectric for improvement of printed biconical vibrator matching // American Journal of Electromagnetics and Applications, № 2(6), 2014. P. 49-52.

Воронежский государственный технический университет

ANALYSIS OF EXISTING STRUCTURES OF ANTENNA ELEMENT FOR DF ARRAYS

K.O. Volkov, Yu.G. Pasternak, K.A. Razinkin, S.M. Fedorov

The characteristics and features of different antennas suitable for use as elements in the DF array are reviewed

Key words: direction finders, broadband antenna

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА ГЕРЦЕЛЯ ПРИ ПЕЛЕНГОВАНИИ ПАКЕТНЫХ СИГНАЛОВ

М.И. Спажакин, А.Б. Токарев

В статье анализируется проблема быстрого энергетического обнаружения узкополосных импульсных радиосигналов для их последующего пеленгования. При наличии мощных помех, близких по частоте к обнаруживаемым сигналам, непременным условием эффективной обработки является высокая частотная избирательность аппаратуры по соседнему каналу. Для её обеспечения предлагается разделять широкую полосу частот на поддиапазоны с помощью блока фильтров с конечной импульсной характеристикой, а затем в каждом из них осуществлять узкополосную фильтрацию на основе скользящего алгоритма Герцеля. Приведены рекомендуемая схема обработки и структура фильтров на основе алгоритма Герцеля. Представлены результаты сравнения статической и динамической избирательности для фильтра на основе алгоритма Герцеля

Ключевые слова: радиомониторинг, пеленгование коротких радиоимпульсов, алгоритм Герцеля

Введение

При осуществлении радиомониторинга часто возникает задача многоканального обнаружения и пеленгования в широкой полосе частот узкополосных сигналов малой длительности, к которым относятся, в частности, радиоимпульсы сигналов с ППРЧ, радиоизлучения, соответствующие отдельным временным слотам сигналов стандартов GSM, DECT, DMR, и другие аналогичные радиоимпульсы, которые в литературе часто называют пакетными сигналами. Пеленгование в широкой полосе частот целесообразно осуществлять корреляционным интерферометром [1]. Для эффективного сбора данных с антенных пар его антенной решётки необходима процедура быстрого обнаружения подлежащих пеленгованию сигналов, позволяющая оперативно осуществлять многоканальный контроль занятости частотных каналов в полосе частот шириной не менее 20-40 МГц при шаге сканирования порядка 25-50 кГц. При разработке подобной процедуры следует иметь в виду, что пеленгование осуществляется фазовым методом (корреляционный интерферометр). Данный способ пеленгования накладывает следующие требования на цифровой приемник устройства:

1) необходимо иметь хорошую избирательность по соседнему каналу (не менее 60-70 дБ) для обеспечения достаточного динамического диапазона в ситуациях, когда в соседних по частоте радиоканалах размещаются значительно отличающиеся по уровню сигналы;

2) неравномерность в полосе пропускания канального фильтра может быть достаточно значительной – до 6-10 дБ.

Эффективным способом оперативного обнаружения пакетных сигналов является энергетическое пороговое обнаружение, предполагающее осуществление узкополосной фильтрации. Далее будут рассматриваться особенности использования для этого смешанного модифицированного алгоритма конвейерного частотного преобразования [2], совмещенного со скользящим алгоритмом Герцеля [3].

Общая схема алгоритма фильтрации

Рекомендуемая структурная схема реализации узкополосной фильтрации представлена на рис. 1. Комплексная выборка с частотой дискретизации $F_d = 25.6$ МГц поступает на многоканальный блок фильтров – группу низкочастотных фильтров с различной отстройкой по частоте, осуществляемой с помощью многоканального блока прямого цифрового синтеза (DDS) и умножителей. Фильтры вместе с преобразователями



Рис. 1. Общая структурная схема алгоритма

Спажакин Михаил Игоревич – ВГТУ, аспирант, e-mail: spazhakinmi@rambler.ru

Токарев Антон Борисович – ВГТУ, д-р техн. наук, доцент, e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru, тел. 8 920 4665525

частоты производят деление всего частотного диапазона на поддиапазоны. Для эффективной реализации число промежуточных поддиапазонов должно быть не более 8-10 (на рис.1 показан семиканальный блок фильтрации). Сигнал с выхода каждого диапазонного фильтра поступает на блок фильтров Герцеля, где (без преобразования частоты дискретизации) осуществляется узкополосная фильтрация. Входные и выходные устройства осуществляют временное мультиплексирование и демultipлексирование соответственно.

На рис.2 представлены частотные характеристики диапазонных фильтров и их взаимная частотная расстройка; на рис.3 показана примерная АЧХ КИХ фильтра каждого частотного поддиапазона. Частота дискретизации на выходах фильтров равна 6.4 МГц, что обеспечивает минимальное подавление продуктов децимации на 75 дБ. Оптимизация коэффициентов фильтра и снижение требований к ширине переходной полосы (1.6–3.2 МГц, см. рис.3) позволяют заметно уменьшить длину импульсной характеристики фильтров. В частности, неравномерность в полосе пропускания, не превышающую 2 дБ, и уровень подавления в полосе задержания порядка 70 дБ удаётся получить при использовании КИХ фильтров 31 порядка.

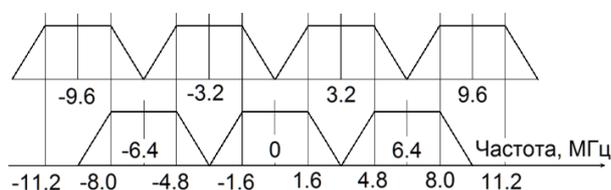


Рис. 2. Частотные характеристики фильтров

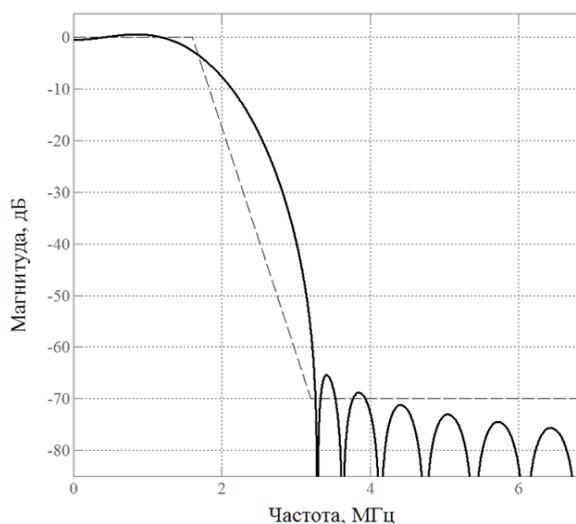


Рис. 3. АЧХ канального фильтра

Выходные сигналы диапазонных фильтров поступают на блок фильтров, построенных на основе скользящего алгоритма Герцеля. Структурная схема подобного фильтра, включающего линию задержки на число тактов, определяемое длиной БПФ, и резонатор, настроенный на частоту f , представлена на рис. 4; входная частота дискретизации равна выходной частоте и в приведенном примере составляет 6.4 МГц. Фильтр на основе алгоритма Герцеля обладает линейностью фазы, а АЧХ фильтра эквивалентна АЧХ БПФ соответствующей длины (функция вида $\sin(x)/x$).

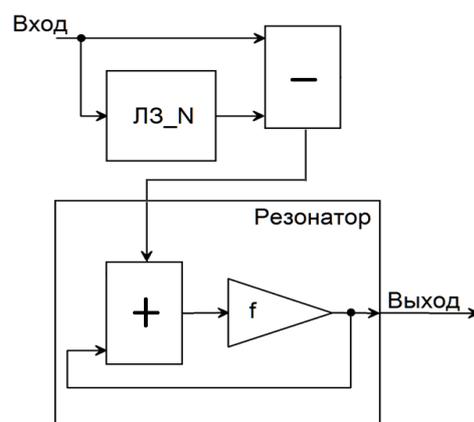


Рис. 4. Структурная схема скользящего фильтра Герцеля

Фильтр осуществляет динамический пересчет, поэтому операцию взвешивания окном целесообразно производить в частотной области. Данный факт ограничивает набор применимых к данному алгоритму окон [4]. Окна, которые подходят для реализации скользящего алгоритма Герцеля, должны иметь вид

$$w(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^K c_k \cdot \cos(2\pi kt/N),$$

где $w(t)$ – значения оконной функции, взятые в произвольные моменты времени t , N – длина БПФ, K – число «косинусных» слагаемых, c_k – весовой коэффициент. На рис. 5 представлена структурная схема, позволяющая производить взвешивание окном в частотной области и состоящая из гребенчатого фильтра (линия задержки на N отводов – на рис. 4 «ЛЗ_N» и вычитатель) и нескольких резонаторов, настроенных на соседние частоты (бины) БПФ. Отклик каждого резонатора взвешен соответствующим весовым коэффициентом c_k из выражения.

Особенности механизма оценки частотной избирательности фильтров

Следует отметить, что появление на входе анализируемой системы узкополосного ра-

диоимпульса переводит её на определенное время в состояние переходного процесса. Во время переходного процесса избирательность узкополосного фильтра значительно отличается от статической избирательности, поэтому для корректной оценки свойств системы целесообразно исследовать её динамическую избирательность. Зная разницу между статическим и динамическим уровнями избирательности по соседнему каналу, можно с большей точностью принимать решение о наличии сигнала в канале, особенно если в соседнем канале присутствует сигнал с большим уровнем.

Исследование уровня динамической избирательности производилось с помощью моделирования отклика фильтра Герцеля на комплексный узкополосный импульсный сигнал с отличной от нуля центральной частотой. При этом частота настройки фильтра равнялась нулю. Производилась оценка уровня пика во время переходного процесса, который возникал в результате действия узкополосного сигнала на систему. Динамическая избирательность полагалась равной минимальному уровню подавления сигнала, который соответствует пику отклика.

Исследование динамической избирательности и сопоставление результатов со статической избирательностью проводились для нескольких типов окон: окно Хемминга, Натала с 3 слагаемыми ($c_0=0.44959$, $c_1=0.49364$, $c_2=0.05677$) и с 4 слагаемыми ($c_0 = 0.40217$, $c_1 = 0.49703$, $c_2 = 0.09892$, $c_3 = 0.00188$) [4]. Кривые статической избирательности для окон Хемминга (1), Натала с 3 слагаемыми (2) и Натала с 4 слагаемыми (3) представлены на рис. 6, где по горизонтали показана отстройка воздействующего сигнала от центральной частоты полосы пропускания фильтра. На рис.7 для тех же окон представлены кривые динамической избирательности.

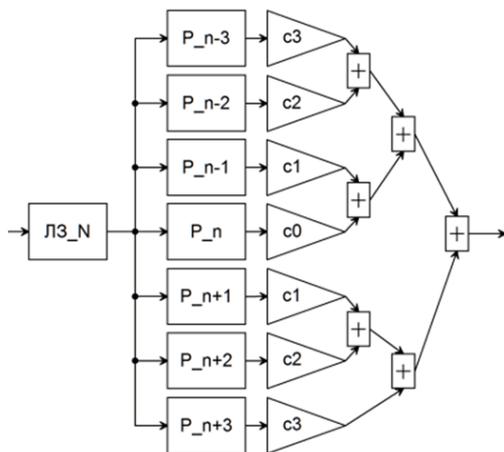


Рис. 5. Структурная схема взвешивания окном в частотной области

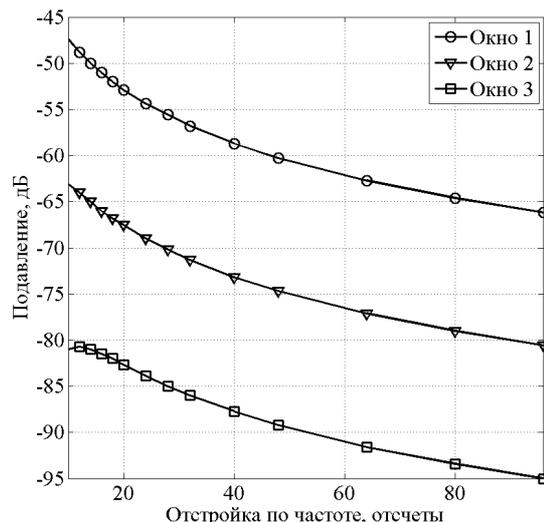


Рис. 6. Статическая избирательность

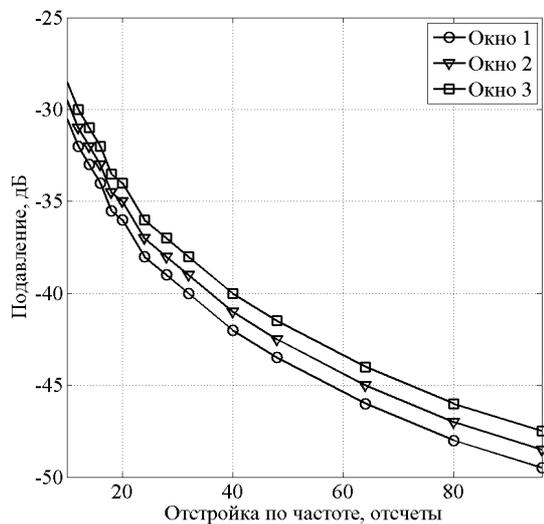


Рис. 7. Динамическая избирательность

При нулевой расстройке или отстройке на один-два отсчета дискретного спектра в ответ на появление на входе фильтра узкополосного воздействия отклик исследуемой системы плавно нарастает до максимума, определяемого расстройкой. На рис. 6,7 этот участок с близкими к нулю показателями подавления не показан в целях упрощения масштабирования.

Для представленных на рис. 6,7 отстроек, соответствующих типовому разнесу по частоте соседних каналов систем связи, переходной процесс сопровождается явно выраженным всплеском интенсивности сигнала, быстро спадающим по мере перехода в установившийся режим работы. Как следствие, уровни подавления для кривых статической и динамической избирательности могут отличаться более чем на 40 дБ (см. окно 3 – Натала с 4 слагаемыми).

При превышении сигналом уровня порога в каком-либо из контролируемых радиоканалов не следует сразу принимать решение о появлении

нии на данной частоте полезного сигнала, т.к. этот отклик может быть обусловлен реакцией фильтра на радиоимпульс с центральной частотой соседнего радиоканала. Если за временной интервал, соответствующий половине длины импульсной характеристики фильтра наблюдаемый уровень сигнала резко снижается (для окна 3 – на 40 дБ), то превышение порога было вызвано появлением мощной импульсной помехи в соседнем радиоканале, поскольку для современных систем связи подобное колебание интенсивности излучаемых колебаний не характерно. Если же после превышения порога наблюдаемый уровень сигнала продолжает нарастать и длительное время остаётся сравнительно стабильным, то это указывает на соответствие центральной частоты радиоимпульса частотной настройке тестируемого радиоканала.

Плюсы алгоритма Герцеля:

- Обработка данных на высокой тактовой частоте обеспечивает высокую разрешающую способность по времени.
- Минимальная временная задержка при обработке в режиме реального времени обусловлена отсутствием конвейеризации, характерной для БПФ.
- Предварительное деление всего частотного диапазона на поддиапазоны с помощью КИХ фильтров позволяет повысить эффективность реализации за счет многократного использования ресурсов, необходимых для построения фильтров Герцеля, а также упрощает реализацию устройства принятия решения из-за снижения тактовой частоты его работы по отношению к первоначальной.

Заключение

Эффективным способом организации узкополосной фильтрации пакетных сигналов при

их обнаружении в системах пеленгования является скользящий алгоритм Герцеля, комбинируемый с разбиением широкой полосы частот на более узкие поддиапазоны. Помехоустойчивость схемы порогового энергетического обнаружения существенно зависит от динамической частотной избирательности схемы частотной селекции, которая может отличаться от статической более чем на 20 дБ. Представленные результаты по исследованию статической и динамической избирательности показывают, что при обнаружении узкополосного сигнала на повышенной частоте дискретизации за счет применения скользящего фильтра Герцеля обеспечивается устойчивая локализация пика, вызванного переходным процессом по соседнему каналу. Это позволяет получить хорошую временную синхронизацию и снижение вероятности ложного обнаружения сигнала в соседнем канале. Повышение помехоустойчивости по отношению к мощным помехам в соседних по частоте радиоканалах оказывается наиболее существенным при использовании окон с существенно различающейся статической и динамической частотной избирательностью.

Литература

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин; под ред. А.М. Рембовского. - 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия-Телеком, 2012. – 640 с.
2. Каплун, Д. Частотно-временной анализ банком цифровых фильтров / Д. Каплун, И. Канатов, А. Будилов, Л. Азаренков // Компоненты и технологии. - 2009. - № 3.
3. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс. – 2-е изд. Пер. с англ. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. – 656 с.
4. Nuttall, A. «Some Windows with Very Good Side-lobe Behavior», IEEE Trans. On Acoust. Speech, and Signal Proc, Vol. ASSP-29, No. 1, Feb. 1981. – P. 84-91.

Воронежский государственный технический университет

APPLICATION OF GOERTZEL ALGORITHM FOR DIRECTION FINDING OF DIFFERENT SOURCES BY THE STREAM OF SHORT PULSES

M.I. Spazhakin, A.B. Tokarev

The problem of fast energy detection of narrow-band impulse radio signals for direction finding is analyzed in this article. High frequency selectivity of equipment is essential condition of effective digital processing, when there is strong interference close to the frequency of detecting signals. Wide frequency bandwidth can be divided into sub-bands by using a block of digital filters with finite impulse response. Narrow band filtering can be implemented by using of sliding Goertzel algorithm in each sub-band. The recommended processing flow chart and structure of filters based on the Goertzel algorithm are proposed. The results of compare static and dynamic selectivity of filter are performed

Key words: radio monitoring, direction finding of short time radio impulses, Goertzel algorithm

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ И ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ЦИФРОВЫХ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ

С.Н. Панычев, Е.Н. Глущенко, Н.А. Самоцвет, С.В. Суровцев

Приводится описание методического и аппаратного обеспечения оценки эффективности и помехозащищенности цифровых средств радиосвязи, на основе которого создан специализированный программно-аппаратный комплекс (ПАК). Дано краткое описание принципов построения ПАК

Ключевые слова: ПАК, помехозащищенность, проектирование

Введение

Одной из важнейших характеристик эффективности современных цифровых каналов радиосвязи является их помехозащищенность, которая определяется через отношение средних мощностей полезного сигнала и помехи на входе приемника средства связи. Наряду с отношением помеха-сигнал, защитным отношением, в настоящее время применяется большое количество информационных показателей, характеризующих эффективность и помехозащищенность каналов связи [1 - 3]. Специфика цифровых каналов связи хорошо учитывается путем практического применения показателя относительные информационные потери (ОИП), который введен в работе [3]. В основу этого показателя положена процедура расчетно-экспериментального определения законов распределения амплитуд или мощностей сигналов и помех на входе приемника цифрового радиосредства [4]. Потребности практики испытаний на эффективность и помехозащищенность цифровых средств радиосвязи обуславливают необходимость разработки специализированного методического, программного и аппаратного обеспечения испытаний перспективных средств связи. Исходя из изложенного, целью данной статьи является описание принципов построения программно-аппаратного комплекса (ПАК) для оценки эффективности и помехозащищенности цифровых средств радиосвязи по информационному показателю.

Методическое обеспечение ПАК

1. Информационный показатель эффективности и помехозащищенности.

Оценка помехозащищенности РЭС цифровых радиоканалов (ЦРК) связи в процессе их

испытаний на РЭС производится по показателю выходной информационной показатель помехозащищенности цифровых РЭС связи: ОИП на выходе ЦРК входе информационного конфликта РЭС и средств РЭП. В соответствии с [3] он определяется следующим образом:

- для ЦРК с ортогональными сигналами и когерентной обработкой:

$$\gamma_{ок}(q, M) = \exp\{-B_1(M)q^2\}; \quad (1)$$

- для ЦРК с ортогональными сигналами и некогерентной обработкой:

$$\gamma_{он}(q, M) = \exp\{-B_2(M)q^3\}, \quad (2)$$

где $B_1(M), B_2(M)$ - параметры характеристик ОИП ЦРК;

q - отношение сигнал-помеха (по напряжению) на входе приемника ЦРК.

ОИП зависит от вида модуляции, параметров закона распределения вероятностей помеха-сигнал в ЦРК, вида передачи и обработки принимаемых сигналов в нем.

Параметр $B_1(M)$ (функция потерь), определяется средней вероятностью ошибки приема элемента (бита) информационного сообщения P_e . Показатель P_e определяется экспериментально.

Для заданной величины P_e соответствующее значение параметра $B_1(M)$ определяется по графику, приведенному на рисунке 1. Параметр M определяется формулой $M = 2^m$, где m - количество информационных бит. При некогерентной демодуляции сигналов значение параметра $B_2(M)$ принимают равным 0,05. Параметр q определяется экспериментально.

2. Методика оценки ОИП с помощью ПАК.

В соответствии с действующим европейским стандартом ETS 300 113, который определяет перечень контролируемых параметров цифровых радиостанций, методика их измерений заключается в следующем. Для цифровой радиостанции в качестве стандартного модулирующего сигнала используется псевдослучайная последовательность бинарных импульсов

Панычев Сергей Николаевич – ВГТУ, д-р техн. наук, доцент, тел. 8-915-583-90-02

Глущенко Евгений Николаевич – ВГТУ, аспирант, тел. 8-905-654-02-78

Самоцвет Николай Андреевич – ВГТУ, аспирант, тел. 8-951-871-87-04

Суровцев Сергей Владимирович – ЦСИР АО «НТЦ РЭБ», начальник отдела, тел. 8-905-653-78-55»

заданной длительности (от 2 до 512 символов). Модулирующие сигналы воспроизводятся входящим в состав ПАК генератором, разработанным для измерения параметров радиосредств соответствующих цифровых стандартов радиосвязи (GSM, TETRA и др.).

Исследуемый приемник настраивают на заданный рабочий частотный канал. На высокочастотный вход приемника подают испытательный сигнал с генератора. По детектированному сигналу с выхода приемника с помощью запоминающего цифрового осциллографа измеряют величину относительной ошибки на бит (BER) P_e .

На следующем этапе испытаний с целью количественной оценки помехозащищенности приемника на ВЧ вход последнего одновременно подают (через коаксиальный тройник) цифровой испытательный сигнал и помеху заданного вида от генератора помех. Детектированный сигнал с выхода приемника подается на осциллограф для измерения численного значения показателя помехозащищенности P_e .

В соответствии с принятыми в ПАК показателями помехозащищенности (1) и (2) корректное определение помехозащищенности цифрового канала требует также количественной оценки энергетического отношения сигнал – помеха q .

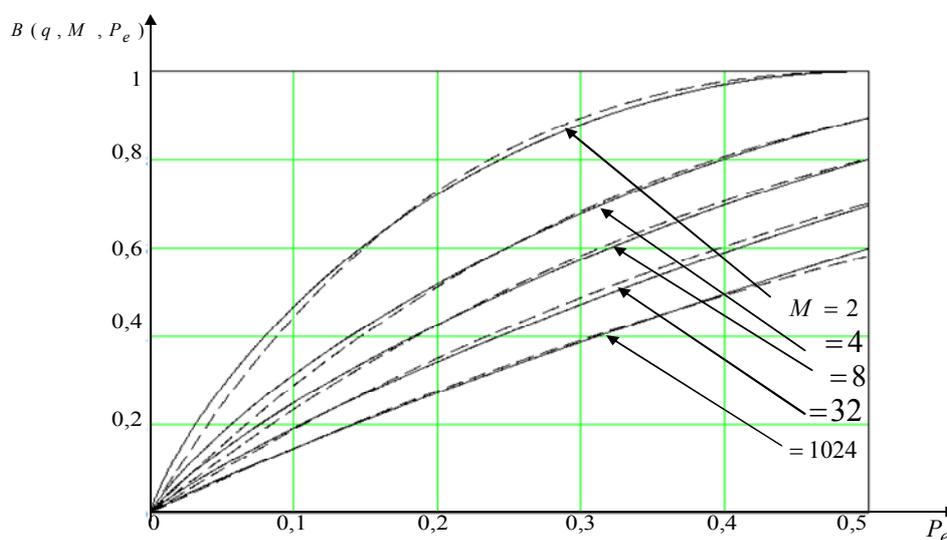


Рис. 1. Зависимость потерь от вероятности ошибки приёма элемента (бита) сообщения

В работе [4] предложен новый методический подход для повышения точности оценки технических и информационных показателей радиоэлектронной защиты, который реализован в ПАК. Сущность подхода заключается в оценке характеристик законов распределения мгновенных значений амплитуд сигналов и помех с помощью современной цифровой измерительной техники. Такой подход существенно повышает качество современных методов оценки показателей радиоэлектронной защиты в процессе испытаний цифровых радиоканалов на эффективность и помехоустойчивость. При этом совместно и одновременно определяются экспериментально показатель BER и отношение спектральных плотностей распределения вероятностей амплитуд сигнала и шума (помехи)

$$q = \frac{p_C(A)}{p_n(A)}, \quad (3)$$

где $p_n(A)$ - плотность распределения вероятностей (ПРВ) мгновенных значений амплитуд шума (помехи) в частотной полосе приема;

$p_C(A)$ - ПРВ мгновенных значений амплитуд цифрового сигнала (в общем случае также имеющего случайную компоненту) в той же частотной полосе приема.

Пример получения показателя (3) в виде отношения ПРВ мгновенных амплитуд сигнала и шума, распределенных по нормальному закону, но с различными параметрами распределения, приведен на рис. 2а и 2б.

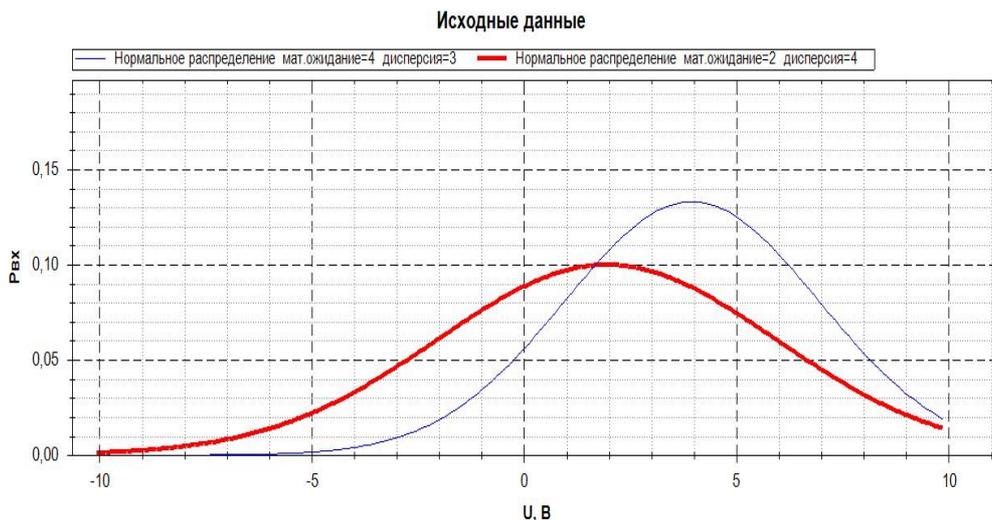


Рис. 2а. Пример статистической оценки показателя (3). ПРВ сигнала и шума

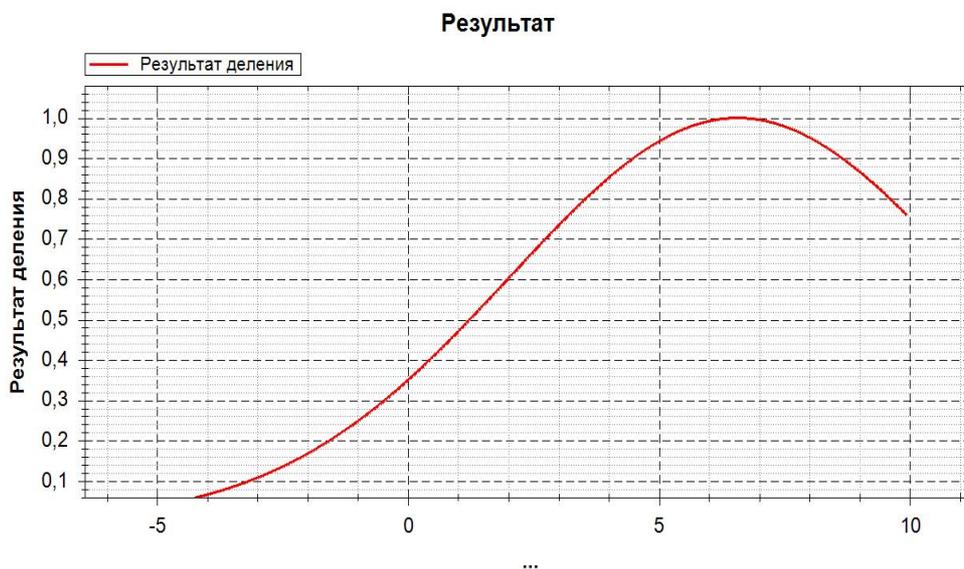


Рис. 2б. Пример статистической оценки показателя (3). Результат, полученный по формуле

В работе [4] показано, что применение такого статистического методического подхода для оценки первичных показателей помехозащищенности цифровых каналов связи, в частности, энергетического отношения q позволяет повысить результирующую точность оценки этого параметра на 30 – 40%. При этом повышается достоверность результатов расчета информационных показателей (1), (2).

3. Программно-аппаратное обеспечение комплекса оценки помехозащищенности.

ПАК обеспечивает автоматизированное выполнение следующих функций:

- ввод исходных данных, необходимых для расчета показателей помехозащищенности (1), (2) и (3);

- формирование информационно-справочной базы данных по результатам работы испытуемых приемников цифровой радиосвязи;

- сбор, обработку, хранение и отображение данных о средствах цифровой связи (в текстовом, табличном и графическом форматах в зависимости от представляемой информации);

- управление комплексом во всех предусмотренных режимах;

- управление измерительными приборами комплекса (генераторами тестового сигнала и помех, измерительным приемником, запоминающим осциллографом) в автоматизированном режиме через интерфейс;

- расчет вероятностных характеристик качества ЦРК (ОИП).

Для реализации всех перечисленных функций в полном объеме ПАК имеет в своем составе следующие аппаратные средства:

- автоматизированное рабочее место (АРМ);

- комплекс специальных программных средств для реализации адаптивных алгоритмов и технологий измерительно-расчетной методики оценки ОИП;

- измерительные приборы.

АРМ функционально связан со средствами измерений характеристик цифровых радиосредств через общий интерфейс.

На ПЭВМ автоматизированного рабочего места используется общее программное обеспечение и комплекс специальных программных средств.

В состав общего программного обеспечения входят:

- операционная система;
- система управления базами данных.

В качестве операционной системы была выбрана операционная система Microsoft Windows, которая обеспечивает в текущем проекте наибольшую функциональную гибкость и поддержку как аппаратного, так и про-

граммного обеспечения. Наибольшим достоинством является быстрое развертывание программных компонентов, решающих прикладные задачи комплекса. В сравнении с операционными системами семейства Linux, данная система обладает более быстрой настройкой и привычным пользовательским интерфейсом.

Основным измерительным прибором комплекса является специализированный приемник. В настоящее время наиболее точные и совершенные приемники такого типа выпускает фирма «ROHDE&SCHWARZ». Прибор класса ESU является измерительным приемником электромагнитных помех высшего класса для проведения измерений в полном соответствии со стандартом CISPR16-M. Он удовлетворяет всем требованиям гражданских и военных стандартов на измерения электромагнитных помех. Внешний вид типового приемника приведен на рис. 3.



Рис. 3. Внешний вид приемника «ROHDE&SCHWARZ»

Прибор существует в трех исполнениях с диапазонами частот от 20 Гц до 40 ГГц. Обоб-

щенные технические характеристики ESU26 приведены в таблице.

Обобщенные характеристики измерительного приемника ESU26

Диапазон частот	9 кГц – 26,5 ГГц (в зависимости от опций)
Полоса частот в реальном времени	20 МГц
Точка пересечения по интермодуляционным составляющим 3 порядка (IP3)	
ВЧ	35 дБм (входной уровень –6 дБм)
ОВЧ	23 дБм
УВЧ	23 дБм
Время установки синтезатора	1 мс
Режимы демодуляции	AM, FM, φM, I/Q, PULSE, TV, LSB, USB, ISB, CW
Значения измерения в соответствии с ITC	частота, разнос частот, отклонение частоты, отклонение фазы, глубина модуляции, ширина полосы, напряженность поля
Диапазон демодуляции и измерения	31 полоса от 100 Гц до 20 МГц
Диапазон ПЧ спектра	14 полос от 1 кГц до 20 МГц
Интерфейс данных	1 Гигабит Ethernet (стандарты 10/100/1000BaseT)
Видео/ПЧ выход (переключается)	2 канала, управляемое усиление, уровень >0 дБм

Таким образом, программно-аппаратный комплекс в составе измерительного приемника, генераторов сигналов и помех, запоминающего осциллографа и ПЭВМ обеспечивает количественную оценку информационных показателей эффективности и помехозащищенности цифровых каналов радиосвязи в соответствии с действующими международными стандартами качества с гарантированной точностью.

Литература

1. Овчинников А.М. Измерение параметров средств цифровой радиосвязи / А.М. Овчинников, В.А. Галки, Е.П. Варукин // Технологии и средства связи. - 2006. - № 3. - С. 38 – 46.
2. Максимов М.В. Защита от радиопомех / М.В. Максимов, М.П. Бобнев, Б.Х. Кривицкий и др. // Сов.радио - М., 1976. - С. 40 - 55.
3. Владимир В.И. Избранные вопросы радиоэлектронного подавления цифровых сигналов систем радиосвязи / В.И. Владимир, И.В. Владимир, В.В.Наметкин. - Воронеж: ВАИУ, 2010. - 119 с.
4. Панычев С.Н., Пашук М.Ф., Самоцвет Н.А., Суровцев С.В. Универсальный показатель для оценки эффективности маскирующих и имитационных радиопомех // Радиофизика, 2015. Т. 15 (в печати).
5. Глущенко Е.Н. Автоматизированная методика оценки информационных потерь в каналах цифровой связи. // Вестник воздушно-космической обороны, 2016. (в печати).
6. Бененсон Л.Д. Рассеяние электромагнитных волн антеннами / Л.Д. Бененсон, Я.Н. Фельд // Радиотехника и электроника. - 1988. - Т. XXXIII. №2. - С. 225 – 245.
7. Воскресенский Д.И. Эффективная поверхность рассеяния остронаправленных антенн и антенных решеток / Д.И. Воскресенский, Л.И. Пономарев, А.В. Шаталов // Вопросы снижения эффективной поверхности рассеяния; Под ред. П.Я. Уфимцева. М.: ИРЭ РАН. - 1989. - С. 117 – 125.
8. Панычев С.Н. Влияние характеристик рассеяния антенн на точность измерения параметров излучающих систем в ближней зоне / С.Н. Панычев, Э.А. Соломин // Измерительная техника. - 1995. №5. - С. 56 – 58.
9. Гладышев А.К. Влияние характеристик рассеяния антенны на показатели качества функционирования РЭС / А.К. Гладышев, Е.Ф. Иванкин, С.Н. Панычев // Измерительная техника. - 1995. №2. - С. 48 – 50.
10. Еремин В.Б. Характеристики рассеяния антенн и фазированных антенных решеток. / В.Б. Еремин, С.Н. Панычев // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. - 1997. №8. - С. 61 – 70.
11. Панычев С.Н. Оценка влияния характеристик рассеяния антенны на энергетические параметры спутниковых систем связи. / С.Н. Панычев // Известия вузов. Радиоэлектроника. - 2001. - №3 – 4. - С. 74 – 79.
12. Панычев С.Н. Косвенный метод определения структурной составляющей рассеяния антенны. / С.Н. Панычев, Э.А. Соломин // В сб.: Радиопромышленность. - М.: НИИЭИР. - 1993. - С. 60 – 62.
13. Панычев С.Н. Оценка влияния характеристик рассеяния измерительных антенн на точность измерения плотности потока энергии электромагнитного поля. / С.Н. Панычев, П.М. Мусабеков // Метрология. - 1998. - Т №6. - С. 36 - 41.
14. Панычев С.Н. Методика расчета энергетических потерь в радиопомехах, обусловленных рассеянием радиоволн на антеннах СВЧ. / С.Н. Панычев // Антенны - Вып. 5 (51). - 2001. - С. 68 – 70.
15. Гладышев А.К. Экспериментально-расчетная модель характеристики рассеяния апертурных антенн. / А.К. Гладышев, С.Н. Панычев, Е.Ф. Иванкин // Метрология. - 1993. - №11. - С. 24 – 28.
16. Гладышев А.К. Оценка возможности применения измерительных антенн в качестве рабочих мер ЭПР. / А.К. Гладышев, С.Н. Панычев, Е.Ф. Иванкин // Измерительная техника. - 1993. - №2. - С. 57 – 59.
17. Ибрагимов Н.Г., Панычев С.Н., Савинов В.А. Методика и результаты эксперимента по исследованию характеристик отражения рупорной антенны в широком диапазоне частот. / Н.Г. Ибрагимов, С.Н. Панычев, В.А. Савинов // В кн.: Антенные измерения. ВНИИРИ. - Ереван, 1990. - С. 191 – 192.
18. Кузнецов А.А. Характеристики рассеяния линейных вибраторных решеток Ван-Атта / А.А. Кузнецов // Журнал радиоэлектроники. - 2014. - №5. - С. 37 – 43.
19. Суровцев С.В. Формализованный подход к генерации рациональных вариантов развития системы испытаний техники радиоэлектронной борьбы. / С.Н. Панычев, Д.М. Бывших, С.В. Суровцев, Н.А. Самоцвет // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2014. - Т. 10. № 3-1. - С. 71-75.
20. Волков А. В. Синтез схемы дальномера-пеленгатора на основе процедур пересечения и объединения с обработкой сигнала во временной области /А.В. Волков, В.М. Питолин, Н.А. Самоцвет // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2013. - Т. 9. № 4. - С. 12-14
21. Панычев С.Н. Оптимальный прием и обработка радиосигналов в нелинейном канале ВЧ-облучения для дистанционного снятия акустической информации / В.Б. Авдеев, С.Н. Панычев, Н.Г. Денисенко, Н.А. Самоцвет, М.С. Сковпин // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2014. - Т. 10. № 5. - С. 94-98
22. Панычев С.Н. Расчетно-инструментальный метод анализа прохождения случайного процесса через нелинейную цепь / С.Н. Панычев, М.Ф. Пашук, В.М. Питолин, Н.А. Самоцвет, А.Е. Ломовских // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2014. - Т. 10. № 5. - С. 109-113.
23. Самоцвет Н.А. Экспериментально-расчетный метод определения двухсигнальной избирательности цифровых радиоприемных устройств / В.М. Питолин, С.Н. Панычев, Н.А. Самоцвет, С.А. Акулинин // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2013. - Т. 9. №.6-3. - С. 45-48.
24. Самоцвет Н.А. Анализ методов формирования сигналов и помех с заданными законами распределения параметров / В.М. Питолин, Н.А. Самоцвет, А.В. Волков // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2013. - Т. 9. №.5-1. - С. 34-36.
25. Панычев С.Н. Алгоритм формирования имитационных помех с заданными спектральными и информационными свойствами / С.Н. Панычев, С.В. Суровцев, С.В. Канавин // Труды XIX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC- 2013. - Воронеж - Т.3. - С. 2012-2017.
26. Суровцев С.В. Когнитивный алгоритм корреляционно-фильтровой обработки сложных сигналов на фоне гауссовых шумов / С.Н. Панычев, С.В. Суровцев, Н.А. Самоцвет // Труды XX Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» RLNC- 2014. - Воронеж - Т.4. - С. 2000-2008.
27. Самоцвет Н.А. Экспериментально-расчетный метод определения двухсигнальной избирательности

цифровых радиоприемных устройств. / С.Н. Панычев, В.М. Питолин, Н.А. Самоцвет, С.В. Суровцев // Материалы ежегодной Всероссийской конференции «Интеллектуальные информационные системы» Воронеж: ВГТУ кафедра «Системы автоматизированного проектирования и информационные системы». - 2014. - 4 С.

28. Самоцвет Н.А. Методы формирования и обработки радиопомех с учетом их статистических свойств на основе технологий векторной генерации и анализа радиосигналов / С.Н. Панычев, Н.А. Самоцвет, Е.А. Сытник // Материалы IV НТК молодых ученых и специалистов «Актуальные вопросы развития систем и средств ВКО» М.: ГСКБ «Алмаз-Антей». - 2013. - С. 300-306.

29. Авдеев В.Б. Особенности современных методов моделирования приема и обработки случайных радиосигналов на фоне шумов и помех. / Авдеев В.Б., С.Н. Панычев, Н.А. Самоцвет // Доклад на конференцию 04.10.2013 Воронежский институт ФСИН. Воронежского института ФСИН России. - 2013. - №4. - С. 90-97.

30. Самоцвет Н.А. Моделирование приёма и обработки случайных радиосигналов и помех / С.Н. Панычев, Н.А. Самоцвет, М.С. Сковпин // Материалы XII Всероссийской научно-технической конференции «Новые технологии в научных исследованиях, проектировании, управлении, производстве», Воронеж: ВГТУ. - 2013. С. 18-19.

Воронежский государственный технический университет
«Центр системных исследований и разработок» АО «Научно-технический центр радиоэлектронной борьбы», г. Воронеж

SOFTWARE AND HARDWARE SYSTEMS TO ASSESS THE EFFICIENCY AND NOISE IMMUNITY OF DIGITAL COMMUNICATION TOOLS

S.N. Panychev, E.N. Gluschenko, N.A. Samotsvet, S.V. Surovtsev

The description of the methodology and hardware to ensure efficacy and noise immunity of digital radio communications, on the basis of which a specialized software and hardware. A brief description of the principles of design of hardware and software

Key words: hardware and software system, noise immunity, design

ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНАЯ АНТЕННА ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ДИФРАКЦИОННОЙ РЕШЕТКИ С ПЕРИОДИЧЕСКОЙ ГРЕБЕНЧАТОЙ СТРУКТУРОЙ

Д.Ю. Крюков, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин

Рассмотрена антенна вытекающей волны на основе однопроводной коаксиальной линии передачи, экранированной дифракционной отражательной решеткой с периодической гребенчатой структурой. Проведено электродинамическое моделирование синтезированной дифракционной антенны и представлены наиболее значимые результаты

Ключевые слова: периодическая гребенка, поверхностная волна, направленное излучение, моделирование

В настоящее время, применяемые на практике антенны из простых устройств превратились в сложнейшие системы [1]. Проектирование и конструирование таких антенных систем требует больших производственных и технологических затрат, что в конечном счете приводит к значительному увеличению стоимости всей радиосистемы. Кроме того, чрезмерное усложнение конструкции с целью обеспечить высокие технические характеристики, в ряде случаев, увеличивает массогабаритные параметры антенны и снижает ее надежность.

Одним из возможных способов реализации высокотехнологичной антенны УВЧ и СВЧ диапазонов является вариант, основанный на эффекте пространственного преобразования поверхностной волны открытой линии передачи в объемную волну посредством периодической неоднородности. Такая дифракционная антенна обладает сравнительно малыми тепловыми потерями (большим коэффициентом полезного действия (КПД)) и хорошими направленными свойствами. Являясь одновременно надежной и относительно простой в эксплуатации, подобная антенна весьма перспективна для использования в современных системах широкополосной радиосвязи.

Дифракционная решетка с пространственной периодичностью имеет поверхностное реактивное сопротивление, что обеспечивает эффект замедления электромагнитной волны. Продольное сечение гребенки и компоненты волны приведены на рис. 1.

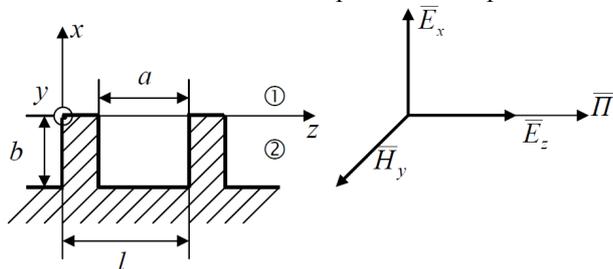


Рис. 1. Продольное сечение гребенки и компоненты волны

Крюков Дмитрий Юрьевич - ВГТУ, аспирант, e-mail: krukovdy@bk.ru

Останков Александр Витальевич - ВГТУ, д-р техн. наук, доцент, e-mail: avostankov@mail.ru

Пастернак Юрий Геннадьевич - ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-29

Юдин Владимир Иванович - ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-29

Представленная гребенчатая структура представляет собой периодическую последовательность канавок прямоугольного профиля, прорезанных в металлическом основании и ориентированных параллельно оси y . Такая гребенка обладает свойством анизотропии, а именно, распространение волн в направлениях y и z подчиняется разным законам.

Комплексная амплитуда волны над замедляющей структурой типа «гребенка» представляет собой совокупность пространственных гармоник:

$$\dot{E} = \dot{E}_m(x, z)e^{-j\beta_0 z} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \dot{E}_n(x)e^{-j\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{l}\right)z}, \quad (1)$$

где $\gamma_n = \beta_0 + \frac{2\pi n}{l}$ – волновое число n – гармоники.

Основная волна соответствует значению $n = 0$ и имеет максимальную амплитуду, минимальное волновое число и максимальную фазовую скорость. Другая особенность гребенки заключается в ее периодичности; однако при условии $\beta_0 l \ll 1$ (β_0 – продольное волновое число, l – период гребенки) периодичность не сказывается, высшими пространственными гармониками можно пренебречь [2].

Типовая реализация антенного полотна предполагает строгую периодичность дифракционной решетки (гребенки), приводящую к синфазному сложению парциальных волн, излучаемых в одном направлении идентичными полостями (канавками) решетки [3]. Также известны экспериментальные данные, свидетельствующие об увеличении коэффициента усиления антенны и улучшении согласования антенного полотна с устройством возбуждения при увеличении электрических размеров элементов периодической решетки вдоль направления вытекания волны (от малых по сравнению с длиной волны (λ) до резонансных значений) [4].

Геометрия канавки гребенки и компоненты волны, распространяющиеся над заземляющей структурой представлены на рис. 2.

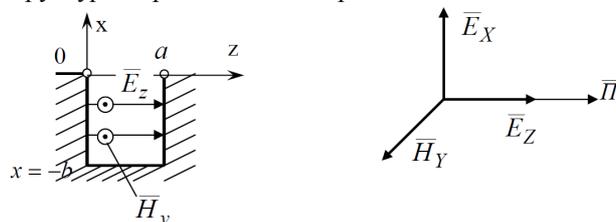


Рис. 2. Геометрия канавки гребенки и компоненты волны

Поле внутри прямоугольной канавки имеет следующие особенности:

1. Волна, распространяющаяся над гребенкой, возбуждает внутри паза электромагнитное поле;

2. Если ширина канавки $a \ll \lambda$, то внутри полости, вдоль координаты z поле можно считать неизменным:

$$E(z) \approx const;$$

$$H(z) \approx const.$$

3. Поле внутри канавки вдоль координаты x распределено по закону стоячей волны. Стоячую волну можно рассматривать как результат суперпозиции вдоль координаты x падающей и отраженной

волн ТЕМ-типа, в которой имеются две компоненты E_{z2} и H_{y2} .

В настоящей работе рассматривается антенная система вытекающей волны, содержащая однопроводную линию передачи на основе центральной жилы коаксиального кабеля с тефлоновой изоляцией (диаметр медной жилы – 0.5 мм, толщина тефлонового покрытия – 1 мм), конический рупор и периодическую дифракционную решетку типа «гребенка» (рис. 3). Известно, что эффективность антенны в направлении θ_0 (произведение КПД на коэффициент использования поверхности (КИП)) существенно зависит от размеров излучающих элементов (канавок) гребенки, степени связи гребенки с однопроводной

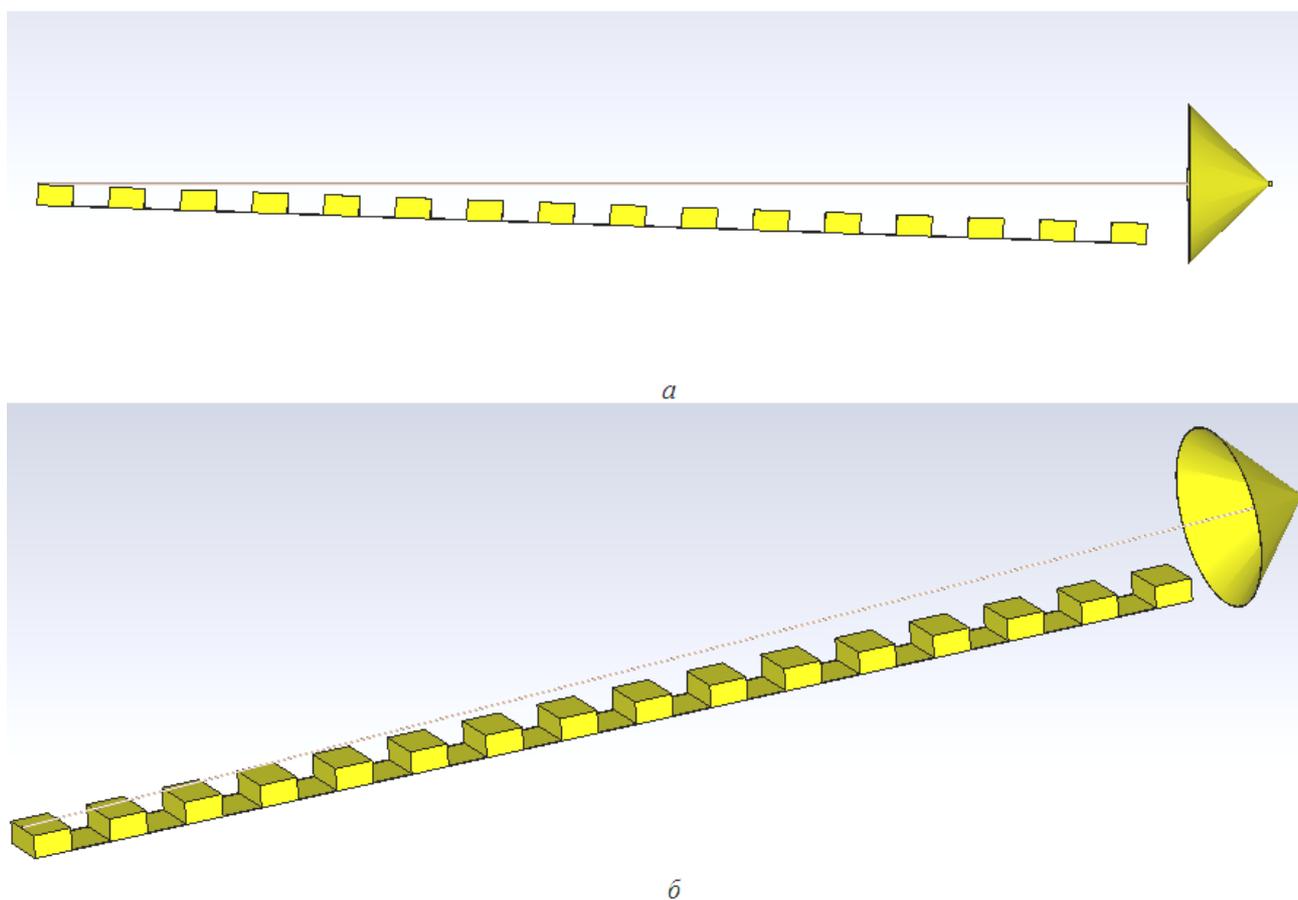


Рис. 3. Исследуемая антенная вытекающей волны: *a* – вид сбоку, *b* – аксонометрия

коаксиальной линией передачи и длиной антенного полотна. Синтез представленной на рис. 3 антенны вытекающей волны, предназначенной для работы в диапазоне УВЧ на частоте 2,4 ГГц был произведен в соответствии с методиками и рекомендациями, изложенными в работах [3, 5, 6, 7, 8].

Таким образом, основные геометрические размеры исследуемой антенны вытекающей волны выбраны следующими: общая длина – 1930 мм, диаметр конического рупора – 250 мм, длина дифракционной решетки – 1740 мм, ширина – 70 мм. Дифракционная решетка содержит 15 канавок прямоугольного профиля с шириной 57 мм и глубиной 31 мм каждая. При необходимости, в качестве обтекателя (устройства для защиты антенны от воздействия внешней

среды) можно использовать радиопрозрачную пластиковую трубу.

Расстояние между однопроводной линией передачи (величина зазора) выбирается, как правило, такой величины, чтобы исключить сильную связь линии с гребенкой, поскольку в последнем случае эффективность отбора мощности на излучение может значительно уменьшаться. Реализация клиновидного зазора между однопроводной линией передачи и дифракционной решеткой позволяет оптимизировать амплитудно-фазовое распределение на раскрытие антенны для достижения более высокого КИП и соответственно полной эффективности антенного полотна, определяемого произведением КПД на КИП.

Для реализации численного моделирования описанной выше и показанной на рис. 3 электродинамической структуры использовался метод конечных интегралов Вейланда [9].

На рис. 4 изображены расчетные частотные зависимости параметра S_{11} (по напряженности поля) при ее возбуждении коническим рупором с однопроводной линией передачи.

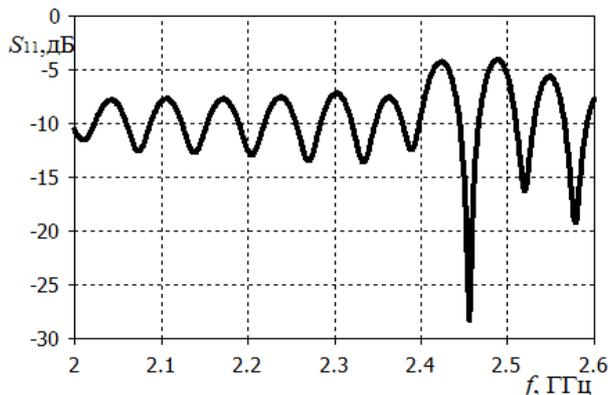


Рис. 4. Частотная зависимость параметра S_{11} антенны при возбуждении коническим рупором

Из результатов проведенного электродинамического моделирования (рис. 4) видно, что численное значение параметра S_{11} на частоте 2,4 ГГц составляет «минус» 10 дБ.

Диаграмма направленности (ДН) антенны, при возбуждении на частоте показана на рис. 5.

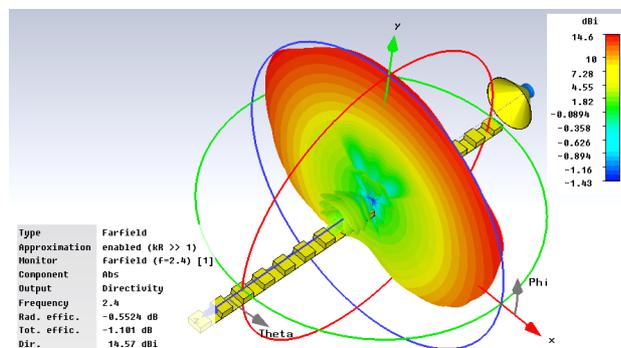


Рис. 5. ДН исследуемой антенны на частоте 2,4 ГГц

Синтезированная антенна имеет достаточно высокий КПД. Верный характер ДН можно объяснить тем, что длина анализируемой антенной системы существенно больше ее ширины (рис. 3).

На рис. 6 и 7 представлены ДН антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях при возбуждении на дискретных частотах: 2; 2,1; 2,2; 2,3 и 2,4 ГГц. Следует отметить, что направление максимума ДН в вертикальной (E -) плоскости меняется в зависимости от частоты в пределах 15° . Ширина ДН остается одинаковой на всех частотах и составляет $4,5^\circ$ (рис. 6).

Направление максимума ДН в горизонтальной (H -) плоскости остается постоянной, то есть не зависит от частоты. Однако ширина ДН изменяется в пределах от 108° до 188° (рис. 7).

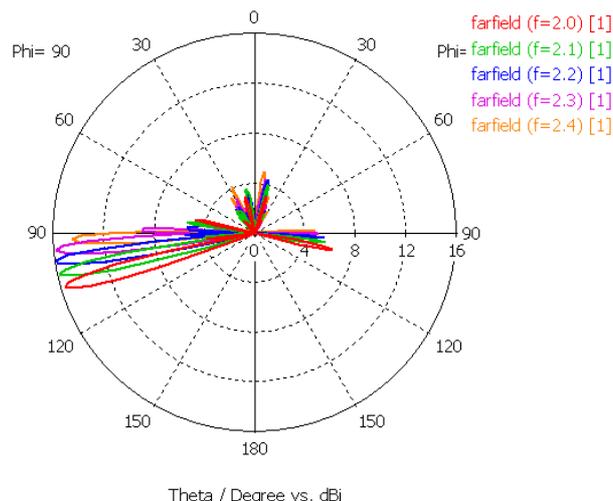


Рис. 6. ДН антенны в вертикальной (E -) плоскости

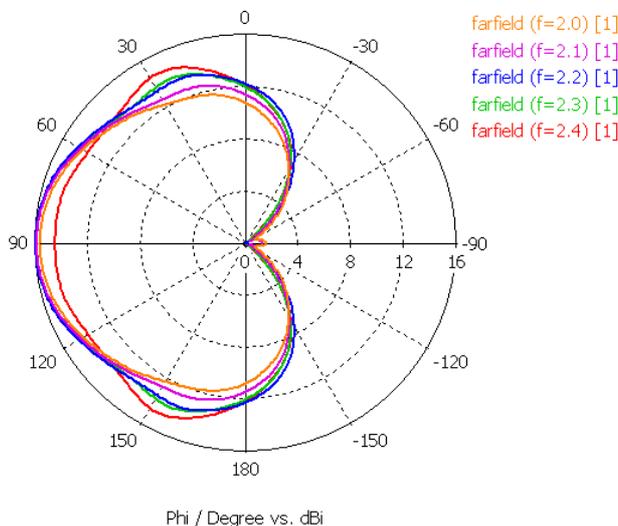


Рис. 7. ДН антенны в горизонтальной (H -) плоскости

Численная оптимизация геометрии дифракционной решетки осложнена необходимостью учета краевых эффектов из-за конечного числа канавок гребенки, многомодовым характером поля в канавках, а также многочисленными резонансными эффектами. Следовательно, оптимизация характеристик антенны вытекающей волны требует серьезного математического моделирования.

Таким образом, в работе предложена высокотехнологичная, конструктивно простая и надежная антенна вытекающей волны, ориентированная на работу в диапазонах УВЧ и СВЧ. На основе полученных в ходе электродинамического моделирования данных, можно сделать вывод о перспективности применения разработанной антенны вытекающей волны в современных радиотехнических системах.

Литература

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Радиотехника, 2012. — 744 с.: ил.

2. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны 2-е изд. М.: Радио и связь, 1988. – 440 с.
3. Останков, А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва [Текст] / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 8. – С. 17-26.
4. Пат. 2007795 RU, МКИ {5} H01Q13/20. Антенна поверхностной волны с поперечным излучением / А.Ф. Чаплин, А.С. Кондратьев (SU). № 5008133/09; заявл. 31.10.91; опубл. 15.02.94, Бюл. № 3.
5. Останков А.В. Математическая модель дифракции волны на конечной металлodielectricкой гребенке для проектирования антенн вытекающей волны [Текст] / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2009. – Т. 5. – № 7. – С. 89-91.
6. Останков А.В. Анализ и оптимизация дифракционной антенны поверхностной волны // Антенны. 2010. № 9 (160). С. 44-53.
7. Останков А.В. Дифракционная антенна вытекающей волны с нестандартной реализацией излучающего раскрыва [Текст] / А.В. Останков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6. – № 8. – С. 17-26.
8. Останков А. В. Электродинамические модели резонансных гребенчатых структур для анализа и синтеза высокоэффективных дифракционных антенн: дисс. на соиск. уч. ст. д-ра техн. наук. Воронеж: ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет», 2011. 415 с..
9. Weiland T.A. Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields / T.A. Weiland // Electronics and Communication, 1977. – V. 31. – PP. 116-120.
10. Бенесон Л.С., Журавлёв В.А., Попов С.В., Постнов Г.А. Антенные решётки / Под ред. Л.С. Бенесона. М.: Сов. радио, 1966, 368 с.
11. Шестопалов В. П. Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т. 1. Открытые структуры. Киев: Наукова думка, 1985. 216 с.
12. Пастернак Ю.Г. Математическое моделирование, оптимизация и автоматизированное проектирование дифракционных и вибраторных мобильных антенных решеток: монография / под ред. В.И. Юдина. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 1999. 257 с.
13. Обуховец В.А. Микрополосковые отражательные антенные решетки. Методы проектирования и численное моделирование / В.А. Обуховец, А.О. Касьянов; Под ред. В.А. Обуховца. – М.: Радиотехника, 2006. – 240 с
14. Плоские дифракционные антенны для аппаратуры систем связи и локации СВЧ и КВЧ диапазонов / А.И. Климов, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак, В.И. Юдин // Вестник Воронежского института МВД РФ. 1999. № 2 (4). С. 47-51.
15. Крюков Д.Ю. Исследование диаграммообразующих устройств многолучевых антенных решеток на основе плоской линзы Ротмана [Текст] / Д.Ю. Крюков, Ю.С. Курьян, Ю.Г. Пастернак // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10. – № 3-1. – С. 63-65.

Воронежский государственный технический университет

HIGHLY TECHNOLOGICAL (HI-TECH) ANTENNA LEAKY WAVE DIFFRACTION GRATING WITH A PERIODIC COMB

D.Yu. Kryukov, A.V. Ostankov, Yu.G. Pasternak, V.I. Yudin

Leaky wave antenna is considered on the basis of a single-wire coaxial transmission line, screened-diffractive reflective grating with a periodic comb structure. A electrodynamic modeling diffraction of the synthesized antenna and shows the most significant results

Key words: periodic comb, surface wave, directional radiation, modeling

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАЩИТНЫХ ОТНОШЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВАХ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ФАЗО- И ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ

И.С. Бобылкин, И.В. Остроумов, А.Ю. Савинков

В статье представлена разработанная методика определения защитного отношения, которая позволяет без проведения высокочастотных испытаний определять защитное отношение по высокочастотному тракту и промежуточной частоте для радиоэлектронных средств, использующих фазо- и частотно- манипулированные сигналы, относительно разных видов импульсных и непрерывных радиопомех на основе фазоманипулированных сигналов, частотно-модулированных сигналов и сигналов, модулированных по частоте гармоническим или пилообразным напряжением

Ключевые слова: модуляция, значение защитного отношения, системы связи, промежуточная частота

Значение защитного отношения сигнал/помеха (ЗО) используется во всех задачах, связанных с оценкой и разработкой мероприятий по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС). Учитывая перспективы применения простых и сложных двух и четырех фазо- и частотно-манипулированных сигналов в системах связи, процессах модуляции и демодуляции подобных сигналов была разработана методика расчета защитных отношений по высокочастотному тракту и на промежуточной частоте приемопередатчиков фазо- и частотно-манипулированных сигналов, в том числе и сложных, с различными видами огибающей элементарной посылки.

Отличительной особенностью разработанной методики является использование свертки и пошагового сдвига результирующих гистограмм уровней откликов системы на полезные сигналы, что обеспечивает определение ЗО с заданной точностью и без проведения высокочастотных и трудоёмких расчетов по моделированию и имитированию прохождения однотипных радиопомех по приемопередающему тракту с различными значениями уровней мощности, смещения по фазе относительно полезных сигналов [1]. Существенное уменьшение объема нужных вычислений дает возможность в короткие сроки определить значение ЗО для радиопомех, имеющих изменения по времени (случайные характеристики), путем накопления необходимого объема данных. При этом в

разработанной методике под ЗО при заданных значениях параметров канала передачи информации полезного и мешающего сигнала понимается минимальный уровень сигнала по отношению к уровню мешающего сигнала, при котором вероятность сбоя приема информации не превышает заданного уровня.

На рис. 1 представлена укрупненная разработанная схема процедуры определения защитного отношения согласно приведенной методике.

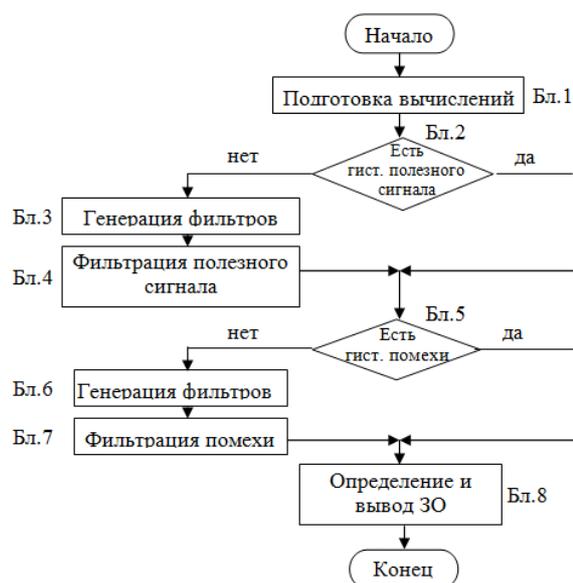


Рис. 1. Алгоритм методики определения ЗО

В первом блоке определяются параметры элементов приемопередающих трактов, которые нужно установить для получения результатов. Если информация не установлена, то в качестве полосовых фильтров на выходе передатчиков устанавливаются фильтры Баттерворта 2-го порядка с шириной полосы равной значению необходимой ширины полосы частот соответствующих сигналов. В качестве полосового фильтра на входе приемника, также

Бобылкин Игорь Сергеевич - ВГТУ, канд. техн. наук, ст. преподаватель, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Остроумов Иван Владимирович – ВГТУ, аспирант, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Савинков Андрей Юрьевич - ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru

устанавливается аналогичный фильтр 3-го порядка.

В блоке два проверяется: создавалась ли гистограмма откликов полезного сигнала при заданных параметрах задачи. Если же гистограмма для полезного сигнала уже создана, то происходит переход к блоку пять, в противном случае к блоку три.

В блоке три генерируется амплитудно-частотная характеристика фильтра на выходе модулятора сигнала, фильтр основной селекции приемника и согласованного фильтра демодулятора. В зависимости от того определяется ли защитное отношение по высокочастотному тракту или по промежуточной частоте, из трех фильтров складывается два: фильтр на выходе модулятора и фильтр, согласующий фильтр основной селекции, фильтр приемника и один - фильтр на выходе модулятора и основной селекции приемника, второй – согласованный фильтр демодулятора.

В четвертом блоке происходит обращение к процедуре моделирования прохождения сигнала по каналу приема передачи информации. В этой же процедуре формируется гистограмма откликов на полезный сигнал взятых в заданные моменты времени, определяется среднее значение сигнала и на выходе формируется часть отклика на полезный сигнал на выходе согласованного фильтра приемника, соответствующая обработанной порции информационной последовательности с помощью быстрого преобразования Фурье [2].

В пятом блоке проверяется: создавалась ли гистограмма откликов для мешающего сигнала при значимых параметрах задачи. Если гистограмма для мешающего сигнала уже создана, то происходит переход к блоку восемь, иначе к блоку шесть.

Шестой блок по аналогии с блоком три, за исключением того, что вместо фильтра на выходе модулятора полезного сигнала используется фильтр на выходе модулятора мешающего сигнала и при определении защитного отношения по промежуточной частоте, сформированная амплитудно-частотная характеристика фильтра мешающего сигнала сдвигается на величину отстройки.

В блоке семь для мешающего сигнала выполняются процедуры, что и в четвертом блоке для полезного сигнала за исключением процедуры формирования гистограммы откликов. Гистограмма уровней откликов на непреднамеренные радиоэлектронные помехи

формируется с учетом несогласованности полезного и мешающего сигнала по времени. Снятие значений откликов на входе решающего устройства осуществляется для каждого отсчета по времени и для 100 равномерных значений начальной фазы помехи.

В восьмом блоке для заданной, и вполне допустимой вероятности сбоя определяется защитное отношение по высокочастотному тракту и промежуточной частоте и осуществляется вывод результатов и графиков полученных гистограмм.

Защитное отношение q_{cn} определяется: вычисляются коэффициент изменения уровня мешающего сигнала на основе свертки полученных гистограмм Δp_{nc} и поправка на разницу K_{II} мощностью помехи мощностью полезного сигнала. Далее эти логарифмических коэффициенты складываются по соотношению 1.

$$q_{cn} = \Delta p_{nc} + K_{II}. \quad (1)$$

Сверткой полученных гистограмм определяется оценка вероятности превышения отклика мешающего сигнала над уровнем отклика на сигнал на входе решающего устройства p_{np} при текущем отношении сигнал/помеха по соотношению 2.

$$p_{np} = \sum_{i=1}^{N_g} \left(g_i^c \sum_{j=i}^{N_g} g_j^n \right), \quad (2)$$

где N_g – количество точек, сформированных гистограмм откликов на полезный и мешающий сигналы;

g_i^c - значение i -й точки гистограммы откликов на полезный сигнал;

g_j^n - значение j -й точки гистограммы откликов на помеху.

Если такое превышение ведет неправильному приему символов, то при несовпадении знаков откликов и оценивается вероятность сбоя приема символов из-за воздействия помехи.

В представленном примере на рис. 2 показаны результаты, полученные с помощью разработанной программной реализации методики определения защитного отношения для приемников бинарных сигналов, определяемого спецификациями стандарта 802.11a [3]. Такие сигналы широко используются в системах беспроводного доступа. Результирующее значение минус 3 дБ существенно отличается от значения, сопоставляемого данным классам РЭС по

таблице защитных отношений [2], согласно которой для радиорелейных линий с мешающим сигналом аналогичной структуры составляет 24 дБ, а для средства связи прямой радиосвязи – 18 дБ. Кадр физического уровня стандарта 802.11 является отдельным импульсом со скважностью близкой к 1 [3], то значение защитного отношения уменьшается на 10 дБ.

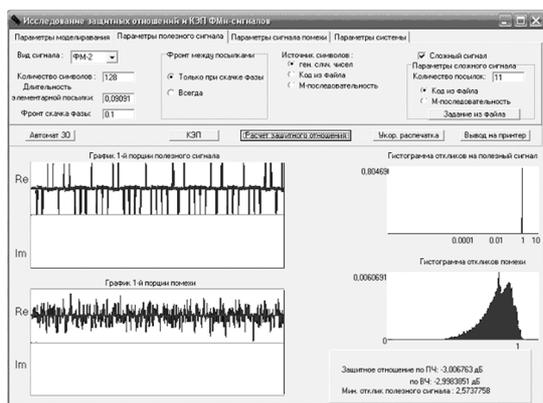


Рис. 2а. Результат однократного определения защитного отношения при заданных параметрах

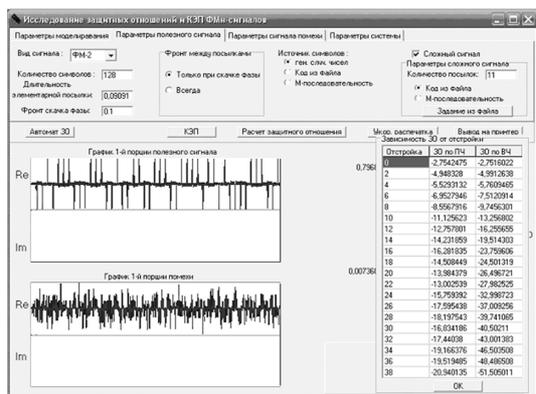


Рис. 2б. Результат определения ЗО для набора из 20-ти значений отстройки

В качестве результатов программа, реализующая методику определения защитного отношения, отображает графики сигналов, нормированные на максимальное значение отклика. Если в методике определения необходимой ширины полосы частот предусмотрен интерактивный процесс, то для методики определения защитного отношения предусмотрена автоматическая процедура, которая сразу выводит результат для одного (рис. 2а) или множества заданных параметров отстройки (рис. 2б).

Разработанная методика определения защитного отношения позволяет без проведения высокочастотных испытаний определять защитное отношение по высокочастотному тракту и промежуточной частоте для радиоэлектронных средств, использующих фазо- и частотно-манипулированные сигналы, различных видов импульсных и непрерывных мешающих сигналов на основе фазоманипулированных сигналов аналогичных полезным. Программная реализация разработанной методики позволяет в короткие сроки определять значение защитного отношения при различных значениях отстройки по частоте

Литература

1. Владимиров, В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем [Текст] / В.И. Владимиров, А.Л. Докторов ; под ред. Царькова Н.М. - М.: Радио и связь, 1985.
2. Кремер, И.Я. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов [Текст] / И.Я. Кремер, В.И. Владимиров, В.И. Карпунин // М.: Сов. Радио, 1972.
3. Ромашенко, М.А. Основные задачи анализа обеспечения ЭМС в конструкциях РЭС и принципы его выполнения [Текст] / М.А. Ромашенко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2011. – Т. 7, № 4. – С. 106-109.

Воронежский государственный технический университет

THE DETERMINING PROTECTION RATIOS IN TELECOMMUNICATION DEVICES USING AND PHASE FSK SIGNALS

I.S. Bobylkin, I.V. Ostroumov, A.Yu. Savinkov

The developed technique of definition of the protective relation which allows to determine without carrying out highspending tests the protective relation by a high-frequency path and intermediate frequency for the radio-electronic means using faze- and the frequency manipulated signals, rather different types of a pulse and continuous radio noise on a basis the faze manipulated of signals corresponding useful, the frequency-modulated signals and signals modulated on frequency by harmonious or sawtooth tension is presented in article

Key words: modulation, value of the protective relation, communication system, intermediate frequency

АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНТЕНН НА ОСНОВЕ ЛИНЗЫ ЛЮНЕБЕРГА

Ю.Е. Калинин, Ю.Г. Пастернак, С.М. Фёдоров

Данная статья посвящена анализу существующих перспективных технических решений в области проектирования сверхширокополосных антенн на основе планарной линзы Люнеберга

Ключевые слова: диаграммообразующая схема, сверхширокополосные антенны

Классические сферические линзы Люнеберга обладают уникальной способностью формировать сканирующий луч с любым значением угла места и азимутального угла, при этом форма диаграммы направленности остается неизменной. Однако при конструировании такой линзы возникают трудности, обусловленные технологической сложностью создания необходимого распределения коэффициента преломления вдоль радиуса сферы. Для решения этой проблемы линзу собирают из слоев с различным коэффициентом преломления, что приводит к падению точности аппроксимации закона Люнеберга. Стоит отметить, что для реализации возможности сканирования любой области пространства облучателя должны быть расположены вдоль всей поверхности сферы, а это приводит к затенению каналов противоположных облучателей [1].

Плоские же модификации линзы Люнеберга проще в производстве и потенциально имеют возможность полноазимутального сканирования пространства.

В статье [2] рассмотрена конструкция плоской линзы Люнеберга, построенная на основе печатной метаструктуры. Предложенная структура представляет собой плоское основание с расположенными на ней цилиндрическими патчами размеры, которых изменяются при движении вдоль радиуса линзы так, чтобы получить необходимое, для правильной работы линзы Люнеберга, распределение коэффициента замедления. Для фокусировки отраженного излучения обратно в порт запитки, за ним установлен $\lambda/4$ рефрактор ($w=10$ мм, $v=5$ мм). Толщина основания антенной решетки $d=0,7$ мм, радиус $R=75,6$ мм, минимальное расстояние между патчами $0,3$ мм.

В работе предложены два конструктивных решения создания решетки: с дискретным изменением высоты волновода (рис. 1) и с экспоненциально возрастающей высотой волновода (рис. 2). Как видно из рисунков, для предотвращения утечки поля половина линзы окружена стенкой. Наличие такой металлической стенки приводит к незначительному искажению эффекта линзы, так как вертикальное электрическое поле на краях обращается в ноль из-за нее.

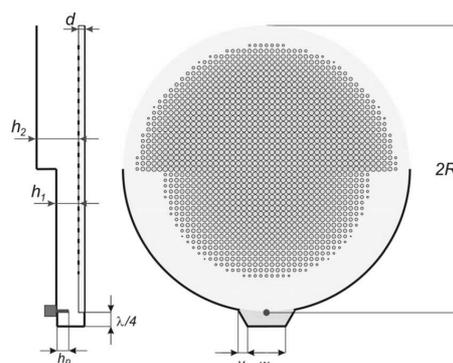


Рис. 1. Конструкция плоской линзы Люнеберга со скачкообразным изменением высоты волновода ($h_1 = 2,3$ мм, $h_2 = 5,75$ мм)

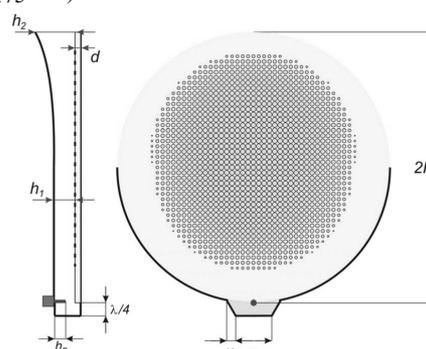


Рис. 2. Конструкция плоской линзы Люнеберга с экспоненциально возрастающей высотой волновода ($h_1 = 2,3$ мм, $h_2 = 5,75$ мм)

Основным достоинством представленных конструкций является простота изготовления, а к недостаткам можно отнести возможность работы только в узкой полосе частот (диаграмма направленности искажается особенно сильно при увеличении частоты относительно цен-

Калинин Юрий Егорович – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8(473) 246-66-47

Пастернак Юрий Геннадьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-29

Фёдоров Сергей Михайлович – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(904) 210-05-35

тральной), наличие фазовых искажений из-за плохого согласования апертуры и воздуха окружающей среды.

В работе [3] описана конструкция плоской печатной линзы Лüneберга в которой нужный коэффициент отражения, достигнут с помощью сети пересекающихся полосковых линий с изменяющимся углом изгиба и толщиной. Из-за ограничений производителя антенна спроектирована для работы на частоте 13 ГГц. Диаметр линзы составляет 28,6 мм, что соответствует $12,4\lambda_0$ (λ_0 - длина волны в открытом пространстве), для обеспечения ширины луча $\approx 5^\circ$. Т.к. проектирование линзы Лüneберга основано на геометрической оптике, диаметр линзы должен быть равен как минимум нескольким длинам волн, для компенсации дифракции. Структура линзы разделена на квадраты со сторонами длиной 1,6 мм ($\lambda/10,2$), где $\lambda = \lambda_0/\sqrt{2}$. С размерами ячеек меньше $\lambda/10$, рассматриваемая конструкция может быть описана как среда с определяемым коэффициентом отражения, следовательно, к ней применима теория эффективной среды. В качестве подложки использовался Rohacell 31HF толщиной 1 мм.

Конструкция линзы может быть масштабирована для работы на более высоких частотах, для этого надо будет уменьшить толщину подложки и ширину полосковых линий.

Рассматриваемая линза Лüneберга изготовлена по стандартной технологии производства печатных плат (фотолитография). Для контакта антенны с открытым пространством используется ТЕМ-рупор с раскрывом высотой 100 мм, спроектированный так, чтобы коэффициент отражения был меньше -12 дБ на частотах 10-16 ГГц (рис. 3а). Для запитки применяются микрополосковые линии обеспечивающие коэффициент отражения не больше -16 дБ на той же частоте. Линии запитки расположены на периферии линзы от -45° до 45° с шагом 15° для обеспечения возможности переключения каналов.

Воронежский государственный технический университет

ANALYSIS OF PERSPECTIVE AREAS OF ULTRA-WIDEBAND ANTENNAS BASED LUNEBOURG LENS DESIGNING

Yu.E. Kalinin, Yu.G. Pasternak, S.M. Fedorov

This article is devoted to analysis of existing advanced technological solutions in design of ultra-wideband antennas based on a planar Luneburg lens

Key words: beamforming scheme, UWB antenna

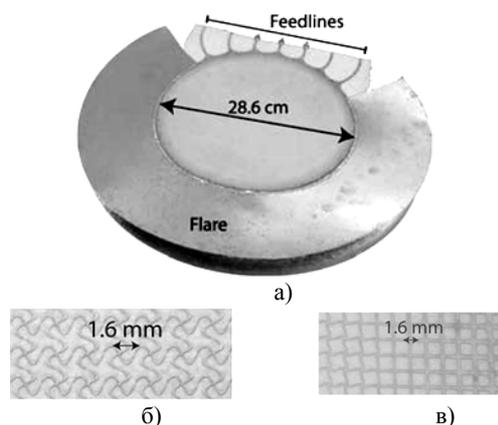


Рис. 3. Общий вид линзы Лüneберга (а). Увеличенный вид центра линзы с синусоидальным изгибом линий (б). Край линзы с переходом изогнутых линий в плоский волновод (в)

В результате экспериментального исследования была определена ширина луча равная $5,97^\circ$ и $4,34^\circ$ на частотах 9 ГГц и 12 ГГц соответственно. Значение коэффициента усиления составило 16 дБ и 16,7 дБ на частотах 9 ГГц и 12 ГГц соответственно.

На основе приведенных выше материалов можно сделать вывод о перспективности создания плоских линз Лüneберга с возможностью полноазимутального сканирования, при этом избежавшей от эффекта затенения каналов.

Литература

1. Банков С.Е. Двухслойная планарная линза Лüneберга // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 12. С 1-25.
2. M. Bosiljevac, M. Casaletti, F. Caminita, Z. Sipus, S. Maci, "Non-uniform metasurface Luneburg lens antenna design," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 60, no. 9, pp. 4065-4073, Sep. 2012.
3. C. Pfeiffer, A. Grbic, "A Printed, Broadband Luneburg Lens Antenna," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, no. 9, pp. 3055-3059, Sep. 2010.

РЕАЛИЗАЦИЯ LDPC-ДЕКОДЕРА НА МАССИВНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

А.В. Башкиров, А.Ю. Савинков, М.В. Хорошайлова

Представлены архитектуры LDPC-кодера и декодера. Приведены сравнительные результаты моделирования LDPC-кода в параллельных и последовательных гетерогенных системах с применением CPU и GPU. Показан выигрыш во времени декодирования и сложности аппаратной реализации

Ключевые слова: архитектура, кодирование, LDPC-код

Введение. LDPC-коды – это FEC коды (Forward Error Correction, FEC, помехоустойчивое кодирование) и, следовательно, скорость передачи данных больше. Они относятся к классу линейных кодов, исправляющих ошибки, для передачи сообщения по зашумленному каналу. Коды LDPC находят все более широкое применение в приложениях, требующих надежной и высокоэффективной передачи информации через шумные каналы. Эти коды способны работать на пределе, близкому к пределу Шеннона. Основным преимуществом матрицы контроля по четности является декодер, который может исправить все ошибки в одном разряде.

Коды низкой плотности проверки на четности (LDPC) в последнее время привлекли огромное внимание исследователей из-за их отличной вычислительной способности коррекции ошибок и высокой параллельной схемы декодирования. Коды LDPC были использованы в цифровом стандарте видео вещания (DVB) и серьезно рассматриваются в различных реальных приложениях, таких как магнитное хранения, 10 Гб Ethernet, и высокой пропускной беспроводной локальной сети [1].

Это класс линейных блочных кодов, а их название низкой плотности означает, что число единиц в матрице контроля четности очень мало по сравнению с нулями. Условие для низкой плотности является $W_c \ll m$ и $W_r \ll n$, где W_c представляет собой вес столбца и W_r представляет вес строки. Разреженность матрицы контроля четности гарантирует, что сложность алгоритма декодирования увеличивается только при увеличении длины кода.

В этой методике кодирования будет использоваться две матрицы: генераторная матрица G кодера и проверочная матрица H декодера. Строки матрицы контроля четности представляют проверочные узлы, а столбцы представляют переменные узлы на графе Таннера. Биты в кодовом слове основаны на переменных узлах, а биты в векторе со-

общений на основе контрольных узлов. Используются два типа матрицы контроля по четности: одна регулярная, в которой вес столбцов и вес строк одинаковы для всех столбцов и строк, соответственно, и другой является нерегулярная матрица, в которой вес столбцов и строк различны для каждого столбца и строки соответственно.

Модель системы

Здесь представлено разделение LDPC системы на три основных блока (рис. 1):

- 1) LDPC кодер;
- 2) блок введения шума (канал с аддитивным белым гауссовским шумом AWGN);
- 3) LDPC декодер.

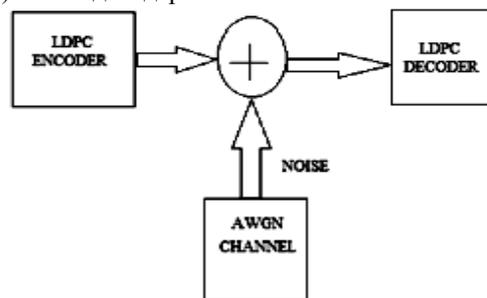


Рис. 1. Архитектура

LDPC алгоритм:

Кодовое слово C образуется как

$$C=KG, \quad (1)$$

где K – вектор сообщения,

G – генераторная матрица.

Действительное кодовое слово может быть проверено с использованием

$$HC^T=0, \quad (2)$$

где H – матрица проверки четности.

Если результат (2) не 0, то кодовое слово C ошибочно и в этом случае должна быть выполнена процедура исправления ошибки. Побитовый метод использует вектор, который называется синдром и вычисляется как

$$S=HY^T, \quad (3)$$

где Y – поврежденное кодовое слово.

Синдром указывает, в какой строке H не обнуляется вектор Y и какие биты должны быть исправлены в декодере [2]. Если проверочная матрица небольшого размера, то можем найти ошибки кода LDPC, где каждый неверный бит исправлен и

Башкиров Алексей Викторович – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8-952-543-99-88, e-mail: kivr@vorstu.ru
Савинков Андрей Юрьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 246-66-47, e-mail: kivr@vorstu.ru
Хорошайлова Марина Владимировна – ВГТУ, аспирант, тел. 8-920-415-15-65, e-mail: pmv2205@mail.ru

BER соотношение ошибок по битам (BER – bit error ratio) близко к нулю или нуль.

Модель кодера

Кодер использует порождающую матрицу для кодирования информационных бит и кодового слова. Генераторная матрица и матрица проверки четности взаимосвязаны между собой матрицей контроля по четности и задается как

$$H = [A | I_{n-k}]$$

а генераторная матрица задается как

$$G = [I_k | A^t]$$

Первоначально матрица контроля по четности создается, используя эту порождающую матрицу. Есть два типа матриц четности LDPC-кодирования: регулярная матрица и нерегулярная матрица.

Регулярная матрица, в которой столбец W_C является одинаковым для всех колонок и вес строки задается $W_r = W_C (n/m)$. В данной статье используется регулярная матрица 8x16.

1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0

Рис. 2. Регулярная проверочная матрица

Для передачи матрицы проверки на четность в стандартной форме, т.е. $H = [A | I_{n-k}]$ используется метода исключения Гаусса, примененный к вышеуказанной матрице [3].

Матрица H вводится в этой форме посредством применения элементарные операции для строк, меняя местами две строки или добавление одного ряда в другой по модулю 2. Получаем матрицу контроля четности в стандартной форме, как показано на рис. 3.

0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0
1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Рис. 3. Стандартная проверочная матрица

Полученная проверенная матрицы четности переведена в стандартной форме генераторной матрицы, т.е. $G = [I_k | A^t]$ и представлена на рис. 4.

1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1
0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0

Рис. 4. Генераторная матрица

Теперь информационные биты сообщения кодируются путем умножения его с упомянутой выше порождающей матрицей, т.е. $C = [U] [G]$, чтобы получить кодовое слово. Ниже рис. 5 показывает блок-схему кодера,

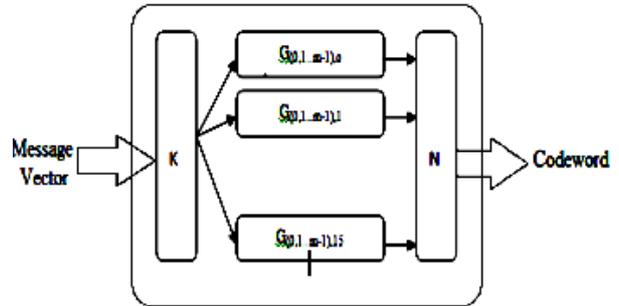


Рис. 5. Блок-схему кодера

Каждая структура обозначена $G \{0,1,.., m-1\}$, i это «Исключающее ИЛИ» структуры, выполняют операции по модулю 2 на входящих битах сообщения, и полученные кодовые слова будут иметь N бит. Рассмотрим информационное сообщение из 10 бит $U=[00001100]$,

$$[1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = [1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0]$$

Рис. 6. Кодирование

Предложим модификацию алгоритма LDPC для реализации на GPU.

Введем следующие обозначения:

- l – длина кодового ограничения;
- $M_0[2^{l-1}]$ – массив для хранения метрик выживших путей, вычисленных на предыдущем шаге;
- $M_1[2^{l-1}]$ – массив вычисляемых метрик;
- $P [n*2^{l-1}]$ – массив, хранящий номер предыдущего состояния, для выжившего состояния пути;
- i – номер процессорного элемента (kernel в терминологии OpenCL);
- m_0 – значение метрики, при условии, что предыдущим для состояния i (или $i-2^{l-2}$, при $i \geq 2^{l-2}$) было состояние $i*2 ((i-2^{l-2})*2)$;

m_1 – значение метрики, при условии, что предыдущим для состояния i или $i-2^{l-2}$ было состояние $i*2+1$ ($(i-2^{l-2})*2+1$);

t – номер шага подсчета метрик путей.

Каждым процессорным элементом:

1. Вычисляется $M_1[i]$,

- в случае $i < 2^{l-2}$, равный большому из значений $M_0[i*2]+m_0$ и $M_0[i*2+1]+m_1$;

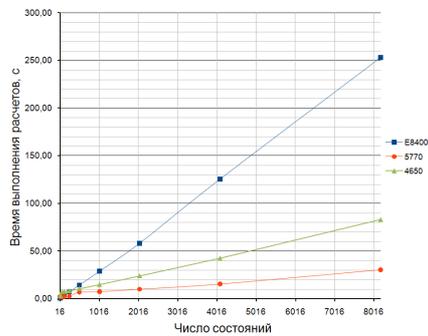
в $P[t]$ записывается $i*2$, если $M_0[i*2]+m_0 > M_0[i*2+1]+m_1$ и $i*2+1$ в противном случае.

- в случае $i \geq 2^{l-2}$, соответствующий большому из значений $M_0[(i-2^{l-2})*2]+m_0$ и $M_0[(i-2^{l-2})*2+1]+m_1$;

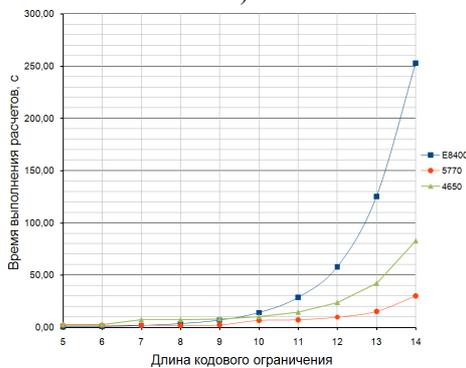
в $P[t]$ записывается $i*2$, если $M_0[(i-2^{l-2})*2]+m_0 > M_0[(i-2^{l-2})*2+1]+m_1$ и $i*2+1$ в противном случае.

2. Производится обновление массивов метрик: на первом шаге подсчета метрик - $M_0[i] = M_1[i] = -\infty$, $M_0[0] = 0$;

в остальных случаях - $M_0[i] = M_1[i]$, $M_1[i] = -\infty$.



а)



б)

Рис. 7. Моделирование LDPC кодирования с декодированием по: а) зависимости времени вычислений от числа состояний кодера; б) зависимости времени вычислений от длины кодового ограничения

Данную модификацию алгоритма можно применить при распараллеливании подсчета метрик. Для сравнения выигрыша во времени декодирования и сложности аппаратной реализации проводилось моделирование в 100 итераций. Длина одного зашумленного пакета составила 1024 бита, при уровне шума в 1; 1,5; 2; 2,5 дБ. Результаты моделирования представлены на рис. 7.

Кривые, представленные на рис. 7: E8400 – временные затраты при последовательном вычислении на CPU (Intel Core 2 Duo E8400) LDPC кода; 5770 – это затратам на моделирование с применением распараллеливания вычислений на GPU (типа Radeon HD 5770); 4650 – тоже распараллеливание вычислений на видеопроцессоре GPU Radeon HD 4650.

Вывод: Для видеопроцессора GPU Radeon HD 5770 временной выигрыш при моделировании кодирования-декодирования LDPC кода по отношению к одноядерному процессору CPU E8400 можно наблюдать уже при $2^{l-1}=128$; для видеопроцессора Radeon HD 4650 – при $2^{l-1}=512$. Результаты применения распараллеливания кодирования-декодирования дают нам однозначные основания считать такой подход перспективным, для решения задачи уменьшения временных затрат при реализации кодеков, работающих на базе LDPC и других низкоплотностных и сверточных кодов.

Литература

1. R. G. Gallager, —Low density parity check codes, IRE Trans. Inform. Theory, vol. IT-8, no.1, pp. 21–28, Jan. 1962
2. Башкиров, А.В. Использование LDPC-кодов [Текст] / А.В. Башкиров, Л.Н. Коротков, И.В. Свиридова // Вестник Воронежского государственного технического университета. -2013. –Т. 9. -№ 6-3. – С. 41-44.
3. R. M. Tanner, —A Recursive Approach to Low Complexity Codes, I IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-27, no.5, pp. 533–547, Sep. 1981
4. S. J. Johnson, —Introducing Low-Density Parity-Check Codes, I unpublished.
5. T. Richardson, —Error floors of LDPC codes, I in Proc. Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing, Monticello, IL, pp. 1426-1435, Oct. 2003.

Воронежский государственный технический университет

SALES LDPC- DECODER MASSIVELY PARALLEL COMPUTING DEVICES

A.V. Bashkirov, A.Yu. Savinkov, M.V. Horoshaylova

This paper presents the architecture LDPC- encoder and decoder. The comparative results of simulation mo-LDPC code in parallel and serial heterogeneous systems using the CPU and GPU. In kettle saving in decoding time and complexity of hardware implementation

Key words: architecture, coding, LDPC code

ОБЗОР ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОПЕЛЕНГАТОРНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

К.О. Волков, Ю.Е. Калинин, Ю.А. Рембовский, С.М. Фёдоров

В данной работе приведен обзор различных типов антенных элементов и решеток, подходящих для использования в радиопеленгаторах. Выделяются и описываются значимые для решения задач радиопеленгации характеристики антенн

Ключевые слова: радиопеленгаторы, широкополосные антенны

В качестве элементов радиопеленгаторных решеток может использоваться широкий круг различных антенн [1-9]. Весьма перспективной конструкцией такой антенны является сплошной раскрыв в виде ТЕМ- рупора, запитываемого в ряде точек [1], с помощью полосковых трансформаторов или – коаксиальных волноводов, рис. 1.

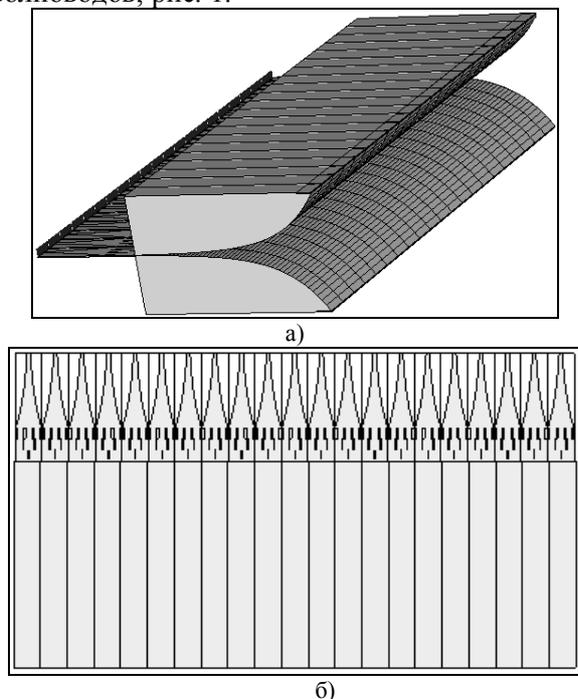


Рис. 1. ТЕМ- рупора с экспоненциальным законом распределения волнового сопротивления вдоль его раскрытия запитываемый с помощью полосковых трансформаторов: а) – общий вид; б) – вид сверху

Диаграммы направленности антенной решетки, созданной на основе ТЕМ- рупора, запитываемого полосковыми трансформаторами,

для случая отклонения главного лепестка диаграммы направленности в азимутальной плоскости на угол 45° от нормали к излучающей апертуре, приведены на рис. 2.

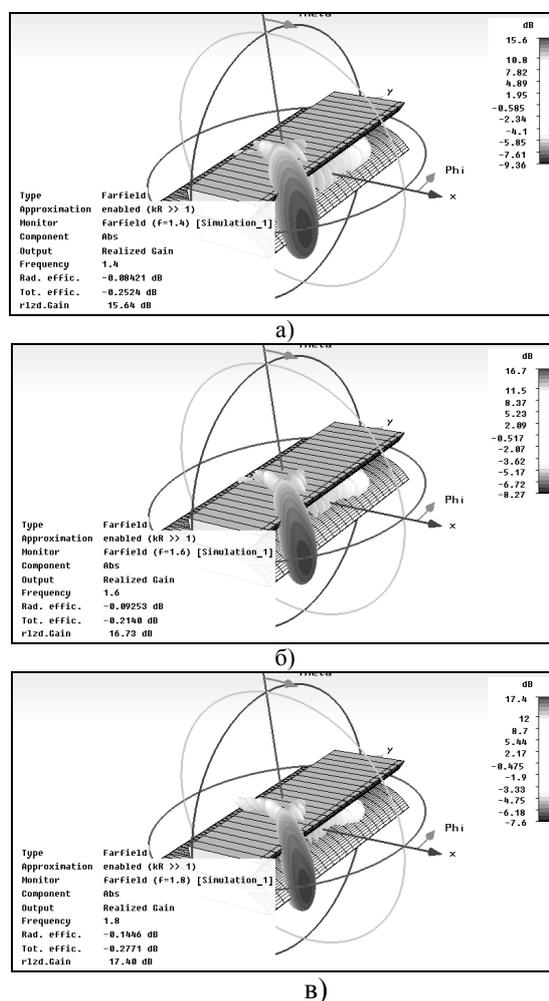


Рис. 2. ДН антенной системы, созданной на основе сплошного раскрытия в виде ТЕМ- рупора на частотах: а) – 1,4 ГГц; б) – 1,6 ГГц; в) – 1,8 ГГц

При создании подобных ФАР необходимо следить за тем, чтобы при широкоугольном сканировании сохранялось хорошее согласование портов при их совместной запитке и не возникало эффекта «ослепления» ФАР. С этой целью необходимо тщательно оптимизировать

Волков Константин Олегович – ВГТУ, аспирант, тел. 8(908) 141-76-34

Калинин Юрий Егорович – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8(473) 246-66-47

Рембовский Юрий Анатольевич – АО «ИРКОС», д-р техн. наук, тел. 8 (495) 615-73-02

Фёдоров Сергей Михайлович – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(904) 210-05-35

порты запитки, минимизируя их взаимное влияние и улучшая согласование, рис. 3.

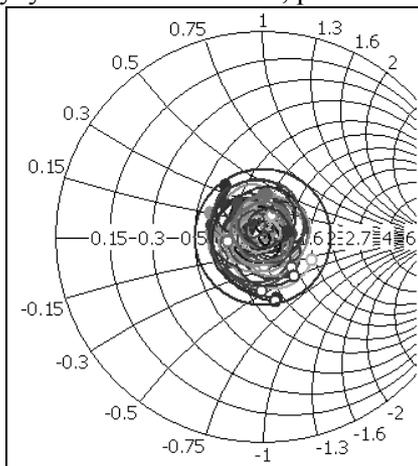


Рис. 3. Номограммы Вольперга-Смита для антенной системы, показанной на рис. 6, при ориентации ее главного лепестка в направлении 45 градусов в азимутальной плоскости

Ниже приведен пример реализации ФАР составленной из печатных логопериодических элементов, сделанных на основе материала Rogers TMM 4.5 толщиной 1.5 мм, рис. 4, 5. Расстояние между элементами составляло $d = 58$ мм (выбрано исходя из условия $d < \lambda_{\min} / (1 + \sin(\varphi_{\max}))$), где $\varphi_{\max} = 45^\circ$ - максимальное отклонение луча от нормали).

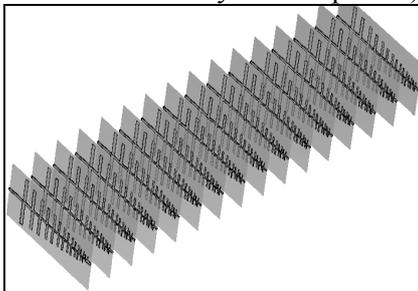


Рис. 4. Антенная решетка из 16 элементов. Высота – 148 мм, ширина – 871.5 мм, глубина – 256.8 мм. Материал – Rogers TMM 4.5, толщина – 1.5 мм

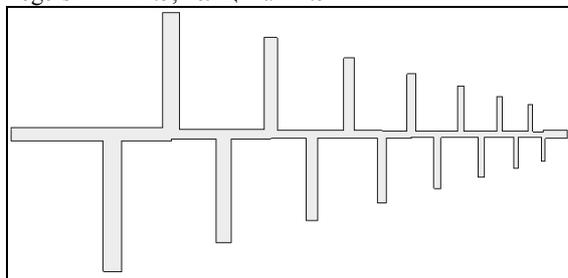
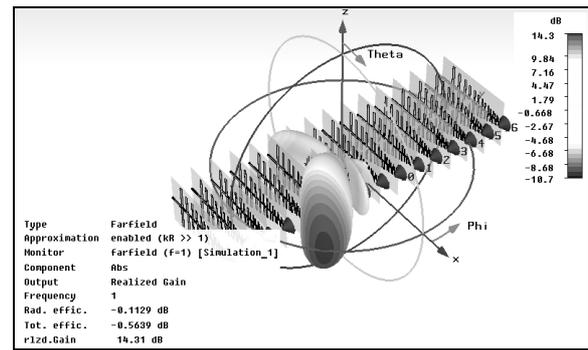


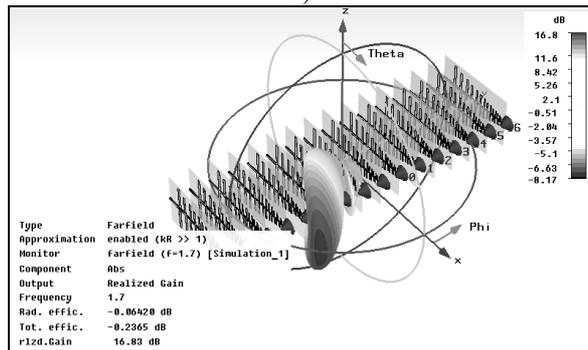
Рис. 5. Топология (одна сторона) печатной логопериодической антенны

На рис. 6. приведены ДН подобной ФАР при отклонении главного лепестка в азимутальной плоскости на угол 45 градусов; частотные зависимости КПД и характеристики согла-

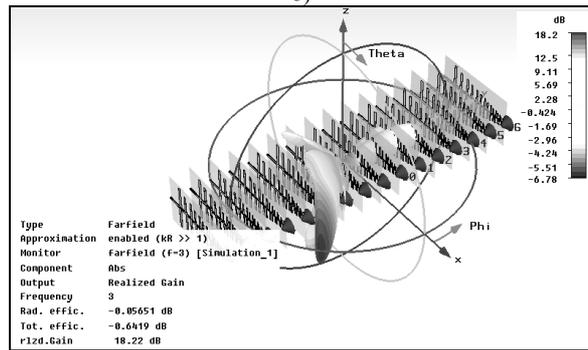
сования ФАР приведены на рис. 7, 7, соответственно.



а)



б)



в)

Рис. 6. ДН 16- элементной антенной решетки при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали: а) – 1,0 ГГц; б) – 1,7 ГГц; в) – 3,0 ГГц

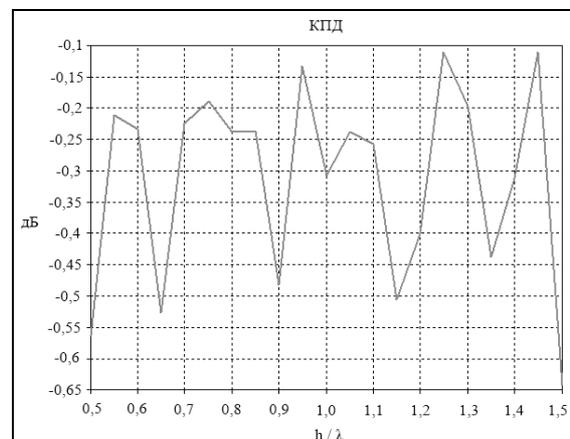


Рис. 7. Частотная зависимость КПД (в дБ) решетки от нормированной к длине волны высоты антенны при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали в полосе частот от 1 до 3 ГГц

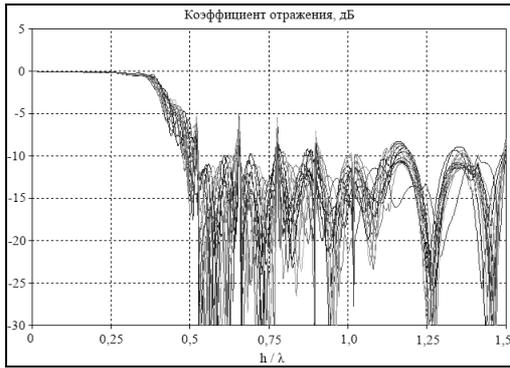


Рис. 8. Частотные зависимости коэффициентов отражения антенной решетки от нормированной к длине волны высоты антенны в полосе частот от 1 до 3 ГГц при отклонении главного лепестка на угол 45 градусов от нормали

Диаграммы направленности ФАР в азимутальной плоскости, состоящей из ЛПА, и запитываемой с помощью диаграммообразующей схемы на основе линзы Ротмана, показаны на рис. 9.

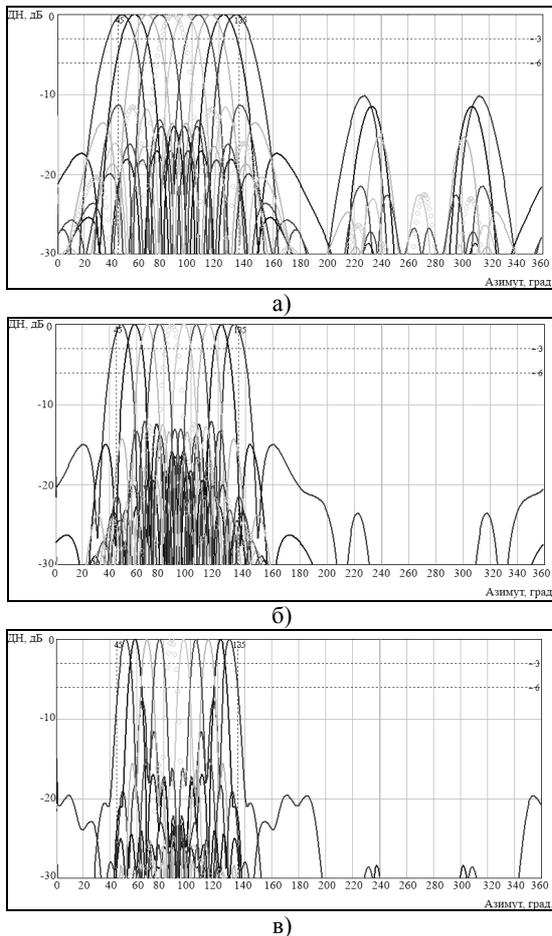


Рис. 9. ДН антенной решетки, запитываемой линзой Ротмана, в азимутальной плоскости. Максимумы ДН нормированы к значению 0 дБ: а) – 1,0 ГГц; б) – 1,7 ГГц; в) – 3,0 ГГц. (Примечание – использовалось всего 10 диаграммообразующих портов линзы Ротмана; по 2 порта слева и справа нагружены на балластные резисторы номиналом 50 Ом. Фактически - диапазон сканирования шире, чем 90 градусов, на ширину двух лучей, которые в данном случае не используются)

Возможный алгоритм пеленгации для такой решетки – двухэтапный: 1) амплитудный – для грубой оценки пеленга; 2) фазовый – для точной оценки пеленга. Необходима калибровка разницы фаз для двух соседних лучей ДН с учетом влияния интерференции волн в линзе Ротмана. Антенную систему можно также использовать в режиме многолучевого диаграммообразования (формировать сразу 10-12 лепестков в секторе 90- 110 градусов). В этом случае требуется использовать многоканальный приемник.

В работе [2] проведено исследование влияния неидентичности каналов радиочастотного тракта на точность оценки угловых координат источников радиоизлучения в полосе частот от 25 до 3000 МГц, позволившее установить границы допустимых погрешностей измерения амплитуд и фаз в многоканальной приемной системе «антенная решетка из направленных элементов, не имеющих фазового центра – высокочастотные усилители – высокочастотный коммутатор – двухканальный приемник».

В работе [2] также рассмотрены результаты исследований характеристик двух видов сверхширокополосных направленных элементов: модифицированной антенны Вивальди (ее лабораторный макет показан на рис. 10) и гибридного антенного элемента (рис. 11), представляющего собой сверхширокополосный симметричный электрический вибратор, запитываемый расширяющейся щелевой линией, обладающей существенными потерями на излучение на частотах выше 300 МГц.

Измеренные и расчетные зависимости КСВН исследуемых антенных элементов приведены на рис. 12-15. Из рис. 12 и 14 следует, что результаты моделирования с приемлемой для практики точностью совпадают с экспериментальными данными при запитке антенн с помощью полоскового симметрирующего трансформатора, рис. 13, (при проведении расчетов не учитывались многие факторы, которые весьма сложно учесть: влияние отражающих поверхностей лаборатории (измерения проводились не в безэховой камере); влияние корпуса прибора; влияние стандартных разъемов и т.д.).

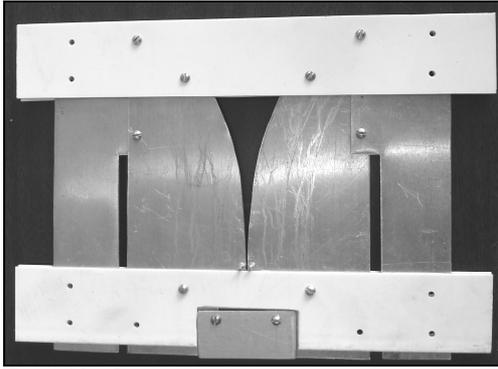


Рис. 10. Одиночный элемент антенной решетки – модифицированная антенна Вивальди (шлейфы улучшают согласование антенны в низкочастотной области ее функционирования)

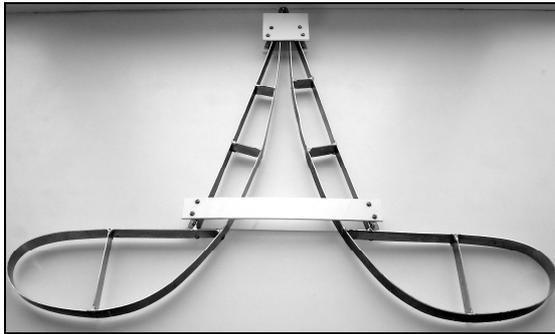


Рис. 11. Гибридный антенный элемент – широкополосный симметричный электрический вибратор, питаемый расширяющейся щелевой линией

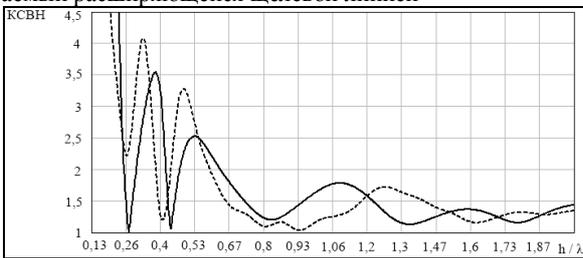


Рис. 12. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (штриховая линия) зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению на входе модифицированной антенны Вивальди (при измерении экспериментальной зависимости не использовался симметрирующий трансформатор) от электрической высоты антенны

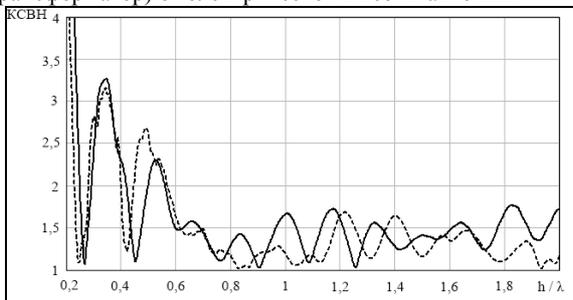


Рис. 13. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (штриховая линия) зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению на входе модифицированной антенны Вивальди, возбуждаемой с помощью полоскового симметрирующего трансформатора (длина трансформатора – 300 мм; толщина подложки – 1.5 мм; материал подложки – полистирол ($\epsilon_r = 2.56$)) от электрической высоты антенны

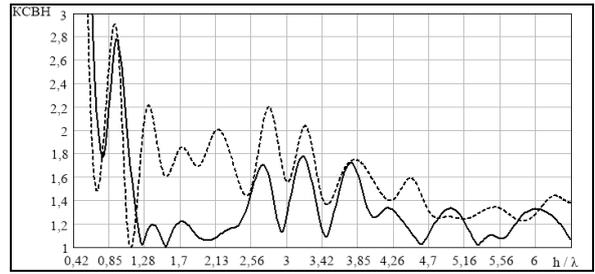


Рис. 14. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (штриховая линия) зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению на входе гибридного антенного элемента (при измерении экспериментальной зависимости не использовался симметрирующий трансформатор) от электрической высоты антенны

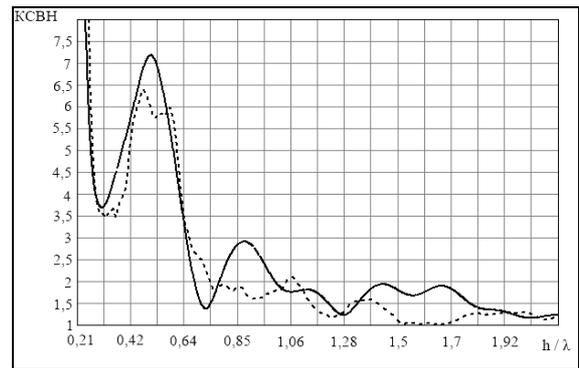


Рис. 15. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (штриховая линия) зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению на входе гибридного антенного элемента, возбуждаемого с помощью полоскового симметрирующего трансформатора, представленного на рис. 16 (длина трансформатора – 300 мм; толщина подложки – 1.5 мм; материал подложки – полистирол ($\epsilon_r = 2.56$)) от электрической высоты антенны

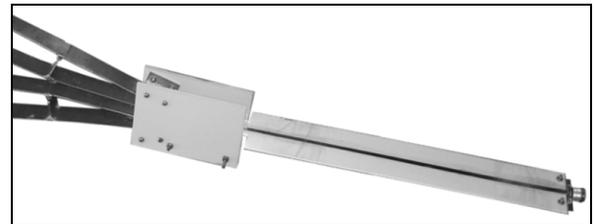


Рис. 16. Соединение гибридного антенного элемента с симметрирующим и согласующим полосковым трансформатором (подложка - фторопласт)

Влияние волн, отраженных от пола, потолка и стен лаборатории, а также от размещенных в ней приборов и коаксиальных кабелей, привели к максимальным отклонениям результатов экспериментов и расчетов по оценке частотной зависимости коэффициента усиления гибридного антенного элемента, достигающим примерно 2 дБ, рис. 17.

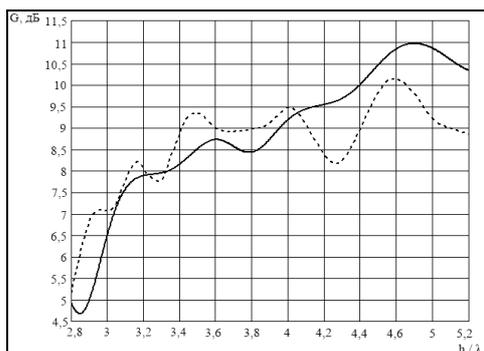


Рис. 17. Расчетная (сплошная линия) и экспериментальная (пунктирная линия) зависимости коэффициента усиления гибридного антенного элемента от электрической высоты антенны. Экспериментальные измерения проводились в условиях лаборатории, не являющейся безэховой камерой

Тем не менее, несмотря на осцилляции, видимые на графике снятой экспериментальной зависимости, проведенные исследования подтверждают возможность существенного выигрыша в энергетическом потенциале антенной системы, составленной из подобных элементов.

Литература

1. Ашихмин А.В. Исследование и разработка сверхширокополосных антенн комплексов радиоконтроля: дисс. д-ра техн. наук: М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006
2. Рембовский Ю.А. Теория и методы проектирования сверхширокополосных антенных систем аппаратуры радиопеленгации стационарного и мобильного базирова-

Воронежский государственный технический университет
АО «ИРКОС», г. Москва

OVERVIEW OF ADVANCED DESIGNS OF BROADBAND DF ANTENNA ARRAYS

K.O. Volkov, Yu.E. Kalinin, Yu.A. Rembovsky, S.M. Fedorov

In this paper, an overview of different types of antenna elements and arrays, suitable for use in the DF devices are given. Describes important for solving DF problems antenna characteristics

Key words: direction finders, broadband antenna

ния: дисс. д-ра техн. наук: М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011.

3. Rembovsky, A. Ashikhmin, V. Kozmin, S. Smolskiy. Radio Monitoring. Problems, Methods, and Equipment. // Lecture Notes in Electrical Engineering (Volume 43). Springer. New York. 2009. 508 p.

4. Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Исследование балансных печатных щелевых антенн бегущей волны в составе антенных решеток X-диапазона. // Радиотехника, 2013, № 11. С.122-128.

5. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. М.: Радио и связь, 2005. 486 с.

6. Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. М.: Горячая линия – Телеком. 2006. 492 с.

7. Чернышев С.Л., Виленский А.Р., Люй Син, Лю Юн, Сю Сяовэн. Разработка и исследование модифицированной антенны Вивальди в составе плоской широкополосной антенной решетки X-диапазона. Наука и образование: электронное научно-техническое издание, № 11, 2011, 77-30569/247762.

8. Чернышев С.Л., Виленский А.Р. Анализ дисперсионных характеристик погонных параметров элементарных отрезков сверхширокополосных балансных печатных щелевых антенн бегущей волны. Наука и образование: электронное научно-техническое издание, № 4, 2013, DOI: 10.7463/0413.0548171.

9. Виноградов А.Д., Литвинов Г.В. Оптимизация структуры малоэлементной антенной решетки широкополосного корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора // Антенны. 2003. № 2. С. 32-36.

ОПТИМИЗАЦИЯ АППАРАТНОЙ АРХИТЕКТУРЫ LDPC-ДЕКОДЕРА, ПРИМЕНЯЕМОГО В СТАНДАРТЕ РАДИОСВЯЗИ IEEE 802.11n

А.В. Башкиров, А.В. Ситников, М.В. Хорошайлова

В статье рассмотрена структурная схема декодера систематического LDPC-кода, представлены классы архитектур, приведены их описание и сравнение. Проводятся анализ и выбор оптимального алгоритма с точки зрения его аппаратной реализации

Ключевые слова: архитектура, кодирование LDPC-код, стандарт IEEE 802.11n, Sum-product алгоритм, Min-sum алгоритм

Введение в LDPC коды. Коды, контролирующие ошибки (ККО), обнаруживают и исправляют возникающие ошибки при передаче информации через канал с шумом. ККО улучшают исправление битовой ошибки путем добавления избыточности в передаваемое сообщение, позволяя приемному устройству обнаруживать и исправлять битовые ошибки, таким образом, исключая необходимость повторной передачи сообщения. ККО применяются вместе с общей моделью связи, как показано на рис. 1.



Рис. 1. Общая модель связи

Область применения ККО изменяется от космической и спутниковой связи передачи сообщения, хранения информации, до беспроводных мобильных связей [1]. Образец ККО модели связи представлен на рис. 2.



Рис. 2. Модель связи с кодом, корректирующим ошибки

В качестве ККО в стандарте связи IEEE 802.11n используются современные коды с малой плотностью проверок на четность, которые получили распространение в беспроводной связи - IEEE

802.11ad, 2nd Gen. DVB, IEEE 802.3an. Преимущества данных кодов - надежная корректирующая способность, доступность высокопроизводительной аппаратной реализации таких кодов с пропускной способностью до нескольких Гбит/с. Декодирование может выполняться параллельно, что повышает быстродействие декодера и упрощает его [2].

Таким образом, необходимо произвести анализ эффективности базовых архитектур, которые позволяют достигнуть различных соотношений между пропускной способностью и величиной требуемых аппаратных ресурсов при реализации декодера на ПЛИС.

Для определения разряда, в котором возникла ошибка, в процессе кодирования и декодирования LDPC кодов, применяют проверочные матрицы, позволяющие найти ошибки в любом разряде кодового сообщения.

Особенность: малая плотность элементов проверочной матрицы, благодаря чему достигается простота реализации аппаратной реализации.

Для декодирования этих кодов широко применяются алгоритмы, построенный на основе графа Таннера [3]. В основе работы методов декодирования - обмен цифровыми сообщениями между битовыми и проверочными вершинами графа Таннера. LDPC код - линейный код, исправляющий ошибки, построенный на основе разреженной матрицы проверки на четность. Для данной матрицы проверки на четность $H_{M \times N}$, где номера строк M представлены проверочными узлами $\{c_1, c_2, \dots, c_M\}$ и номера столбцов N представлены переменными узлами $\{v_1, v_2, \dots, v_N\}$. Проверочный узел c_m соединяется с переменным узлом v_n , только если $H(m,n)$ не ноль.

Сообщения, которые передаются i -м битовым узлом к j -му проверочному узлу, определяются как:

$$q_{i,j} = L_i + \sum_{k \in C_i, k \neq j} r_{k,i},$$

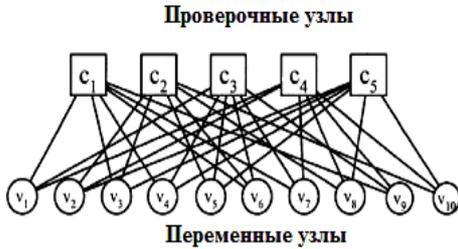
где $q_{i,j}$ - сообщение от i -го битового узла к j -му проверочному узлу; L_i - мягкое решение демодулятора относительно всех битов канала; C_i - множество номеров проверочных узлов, связанное с i -м битовым узлом; $r_{k,i}$ - сообщение от k -го проверочного к i -му битовому узлу.

Сообщения, посылаемые j -м проверочным узлом к i -му битовому, вычисляются:

Башкиров Алексей Викторович - ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8-952-543-99-88, e-mail: kipt@vorstu.ru
Ситников Александр Викторович - ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8-908-245-68-23, e-mail: kipt@vorstu.ru
Хорошайлова Марина Владимировна - ВГТУ, аспирант, тел. 8-920-415-15-65, e-mail: pmv2205@mail.ru

$$r_{i,j} = 2 \tanh^{-1} \left(\prod_{k \in R_j, k \neq i} \tanh \frac{q_{k,j}}{2} \right),$$

где R_j – множество номеров битовых узлов, связанное с j -м проверочным узлом; $\tanh(x)$ – гиперболический тангенс.



$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Рис. 3. Двусторонний граф Таннера для (3,6)-регулярного LDPC кода

LDPC код стандарта IEEE 802.11n и используемые алгоритмы декодирования.

Sum-product алгоритм (SPA)

Sum-product алгоритм – это обычная реализация алгоритма MP. Рисунок итерационного процесса декодирования приведен на рис. 1б)

$$L(q_{i,j}) = \sum_{j' \in \text{Col}[i]_j} L(r_{j'}),$$

$$L(r_{i,j}) = \Phi^{-1} \left(\sum_{i' \in \text{Row}[j]_i} \Phi(|L(q_{i'})|) \right) \prod_{i' \in \text{Row}[j]_i} \text{sgn}(L(q_{i'})),$$

$$\Phi(x) = -\log \left(\tanh \left(\frac{1}{2} x \right) \right), x \geq 0.$$

Сообщения q_{ij} и r_{ij} относятся к переменным-проверкам и проверкам-переменным сообщениям соответственно, которые проходят между i -ым переменным узлом и j -ым проверочным узлом. $\text{Col}[i]$ относится к совокупности всех проверочных узлов, примыкающих к i -ому проверочному узлу, и $\text{Row}[j]$ относится к совокупности всех переменных узлов, примыкающих к j -ому проверочному узлу.

Min-sum алгоритм

В данном алгоритме формирование сообщений идет от проверочных узлов к битовым. Упрощенный рисунок итерационного процесса декодирования приведен на рис. 1в)

В алгоритме min-sum для вычисления сообщений от проверочных узлов к битовым используется выражение.

$$r_{i,j} = \prod \text{sign}(q_{k,j}) \cdot \min_{k \in R_j, k \neq i} (|q_{k,j}|),$$

$$L(r_{i,j}) = \min_{i' \in \text{Row}[j]_i} |L(q_{i'})| \prod_{i' \in \text{Row}[j]_i} \text{sgn}(L(q_{i'})).$$

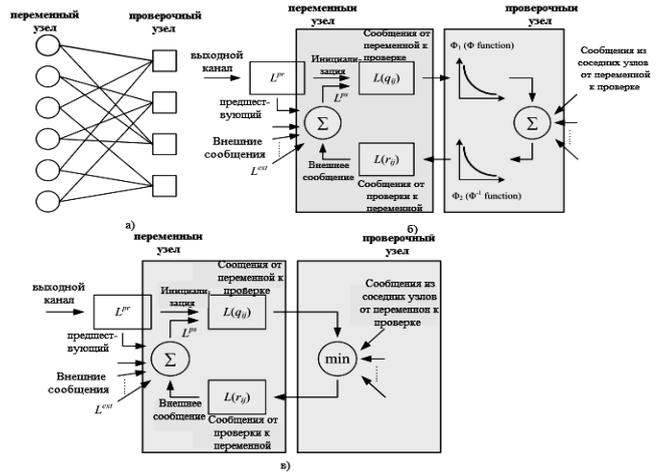


Рис. 4. а) Фактор-граф; б) sum-product message-passing декодер для одного переменного узла и одного проверочного узла; в) min-sum message-passing декодер для одного переменного узла и одного проверочного узла

Проигрыш от применения подобного упрощения составляет порядка 0,5 дБ. Однако наряду с меньшей сложностью реализации данный алгоритм не чувствителен к неточности информации о состоянии канала.

Стандарт IEEE 802.11n разработан для работы в диапазоне частот 5 ГГц, что обеспечивает совместимость со всем оборудованием IEEE 802.11a. Данный, современный стандарт позволяет значительно повысить пропускную способность канала в локальных беспроводных сетях, а именно до скорости 100 Мбит/с и даже выше.

Матрица проверки на четность LDPC кода определяет соотношение ошибок по битам (BER – bit error ratio), пропускную способность и сложность декодера LDPC. Матрицы контроля четности, используемые в стандарте IEEE 802.11n, имеют многоуровневые структуры и состоят из сдвинутых вариантов матриц, удовлетворяющих идентичной, объединены для формирования 12 различных матриц для 648, 1296 и 1944 длин блоков и 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 кодовых скоростей [3]. Проверочная матрица 324×648 четности используется в стандарте IEEE 802.11n для блока длиной 648.

Размер суб-матрица контроля по четности матриц 27×27 , использовали 27 каналов передачи данных проверки узлов для реализации алгоритма декодирования Min-sum для одного слоя параллельно. После обновления переменной узел завершается для одного слоя, следующий слой из матрицы проверки на четность обрабатывается в результате реализации гибридного LDPC-декодера.

Аппаратная архитектура состоит из 24×162 переменного узла памяти, 2 сдвигателя (блок чтения, блок записи), 27 проверочных узлов линий данных и 27 12×38 блоков памяти проверочных узлов (CN). Бит памяти 24×162 используется для хранения 648 узлов различных сообщений, каждый из которых 6-разрядный, в том числе 1 бит знака.

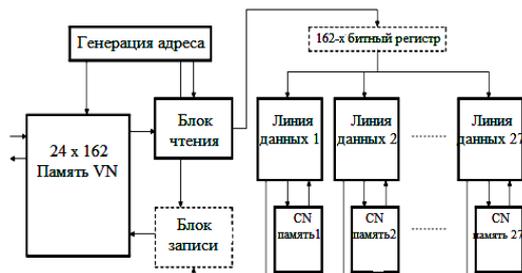


Рис. 5. Аппаратная архитектура LDPC декодера

Критерии оптимальности.

Главным критерием оптимальности LDPC декодера является его корректирующая способность. При анализе вышеприведенной информации, можно сделать однозначный вывод о том, что лучшей помехоустойчивостью обладают коды большей длины, так как для передачи одного и того же объема информации потребуется меньше вспомогательных операций (по обработке и хранению промежуточной информации), а следовательно и меньше архитектурных блоков.

Как подробно описано в [4], главной задачей, которую необходимо решить при реализации декодеров, это значительное задействование объемов физической памяти, загрузка канала при обращении к ней.

Последующий анализ [4] показал, что для LDPC декодеров, для двоичного декодирования является процедура упрощения операций, производимых с использованием GPU. То есть, более простой алгоритм, который состоит только из операций сложения, обладает сложностью порядка $O(q^2)$. За счет этого, удается значительно упростить аппаратную реализацию, которую можно сравнить по числу операций, которые требуются для проведения одной элементарной вычислительной активности в битовом узле (таблица).

Воронежский государственный технический университет

BASED ON OPTIMIZATION OF HARDWARE ARCHITECTURES LDPC- DECODER USED IN THE STANDARD RADIO IEEE 802.11N

A.V. Baschkirov, A.V. Sitnikov, M.V. Horoshaylova

In the article the block diagram of a decoder systematic LDPC code presented classes Architech tour, given their description and comparison. The analysis and selection of the optimal algorithm in terms of hardware implementation

Key words: architecture LDPC coding code standard IEEE 802.11n, algorithm Sum-product, algorithm Min-sum

Число операций на элементарное вычисление в битовом узле

Алгор.	Умножений	Делений	Max*Max	Сложений
BP	q	-	-	$q-1$
FFT-BP	q	-	-	$q-1$
log-BP	-	-	$q-1$	q
EMS	-	-	-	$n_m(2n_m)$

Заключение. Из составленной таблицы можно сделать однозначный вывод о том, что с точки зрения оптимальной аппаратной реализации LDPC декодера, алгоритм Extended Min-Sum является лучшим, не смотря на то, что уступает другим по своей корректирующей способности.

Литература

1. Smolyakov V. A Multi-Standard LDPC Decoder/ V. Smolyakov, University of Toronto, 2010.
2. Башкиров, А.В. Преимущество параллельных алгоритмов цифровой обработки сигналов над последовательными алгоритмами при реализации на ПЛИС [Текст] / А.В. Башкиров, А.В. Муратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2012. -Т. 8. - № 1. – С. 89-92.
3. "IEEE 802.11n Wireless LAN Medium Access Control MAC and Physical Layer PHY specifications", IEEE 802.11n-D2.0, 2007.
4. Башкиров А.В. Перспективы моделирования параметров алгоритмов помехоустойчивого кодирования с высокой степенью параллелизма при помощи аппаратной платформы на базе GPU / А.В. Башкиров, А.И. Климов, А.В. Муратов, Ю.С. Науменко, В.С. Цымбалюк // Журнал «Радиотехника», – М.: Радиотехника Номер 12, 2013. – С. 26-29.

КОМПЛЕКСНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОПТИМИЗАЦИЯ ХАРАКТЕРИСТИК В ПРОЦЕССЕ КОНСТРУКТОРСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

О.Ю. Макаров, А.В. Турецкий, Н.В. Ципина, В.А. Шуваев

Рассматривается комплексный подход к процессу анализа и оптимизации характеристик конструкций радиоэлектронных средств, охватывающий такие виды характеристик, как тепловые, механические, электромагнитной совместимости, надежность. Предлагается структура решаемых задач моделирования и оптимизации, соответствующих моделей и методик, необходимых для реализации этого подхода

Ключевые слова: радиоэлектронные средства, конструкторское проектирование, комплексное моделирование, оптимизация

При проектировании современных радиоэлектронных средств (РЭС) необходимым является анализ характеристик конструкций различной физической природы, а также возможность их оптимизации. При этом на современном этапе актуальным является комплексный подход к процессу такого моделирования, основанный на применении современных систем и средств автоматизированного проектирования. Комплексное моделирование характеристик конструкций должно включать в себя анализ их основных типов: тепловые характеристики, механические характеристики, характеристики электромагнитной совместимости (ЭМС), надежность [1-5].

Большая часть перечисленных характеристик относится или может быть представлена в качестве типовых, и соответственно может быть исследована с применением специализированных программных средств моделирования, которые входят в состав крупных CAD/CAM/CAE комплексов, в том числе таких как Creo Parametric (ранее Pro/Engineer) и Ansys (www.ansys.ru, www.ptc.ru) [6, 7]. Эти комплексы позволяют обеспечить интеграцию в единую среду проектирования и подготовки производства.

Проведенные исследования и практика использования современных средств моделирования основных типов характеристик конструкций РЭС [8-15] позволяют сделать вывод, что для получения максимального эффекта от применения подобных систем и наиболее полного использования их возможностей при проектировании РЭС необходимо создание методик, которые должны в комплексе охватывать основные типы задач и все этапы их решения.

По результатам исследований и анализа современных подходов, методов и средств автоматизации

проектирования предлагается следующая структура процесса комплексного моделирования характеристик конструкций РЭС (рис. 1). Особенностью применения этих средств является возможность комплексного моделирования характеристик, относящихся к различной природе (например, термомеханической). При применении такого смешанного моделирования учитывается взаимосвязь и взаимовлияние разных физических процессов в конструкциях РЭС, а также, что особенно важно, их совместное влияние на надежность. Поэтому целесообразно в этой структуре рассматривать и задачи моделирования показателей надежности.

В процессе такого комплексного моделирования определяются параметры различных физических полей (температурных, механических, электромагнитных, электрических и магнитных), формирующих разные характеристики, что позволяет в дальнейшем приступить к решению задач оптимизации конструкции РЭС по соответствующим критериям. Указанные программные комплексы имеют встроенные возможности оптимизации параметров РЭС, однако для более полного использования их возможностей, как показывает опыт, часто необходима разработка и интеграция дополнительного математического и специализированного программного обеспечения. При использовании рассматриваемого комплексного подхода к моделированию различных параметров РЭС предлагается структурная схема процесса их оптимизации, которая представлена на рис.2.

Для получения максимально точных и адекватных результатов моделирования, а соответственно и наиболее оптимальных образцов конструкций РЭС, требуется проводить анализ физических процессов в объеме, что требует представление конструкций проектируемых РЭС в виде 3D-моделей. Современные CAD/CAM/CAE системы, такие, например, как Creo Parametric обеспечивают эту возможность.

Для ускорения процесса моделирования простых конструкций или на начальных этапах разработки целесообразен переход к 2D и одномерным моделям. К таким случаям можно отнести процессы создания

Макаров Олег Юрьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
Турецкий Андрей Владимирович - ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(906)677-51-29, e-mail: tav7@mail.ru
Ципина Наталья Викторовна - ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
Шуваев Владимир Андреевич - ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, тел. 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru

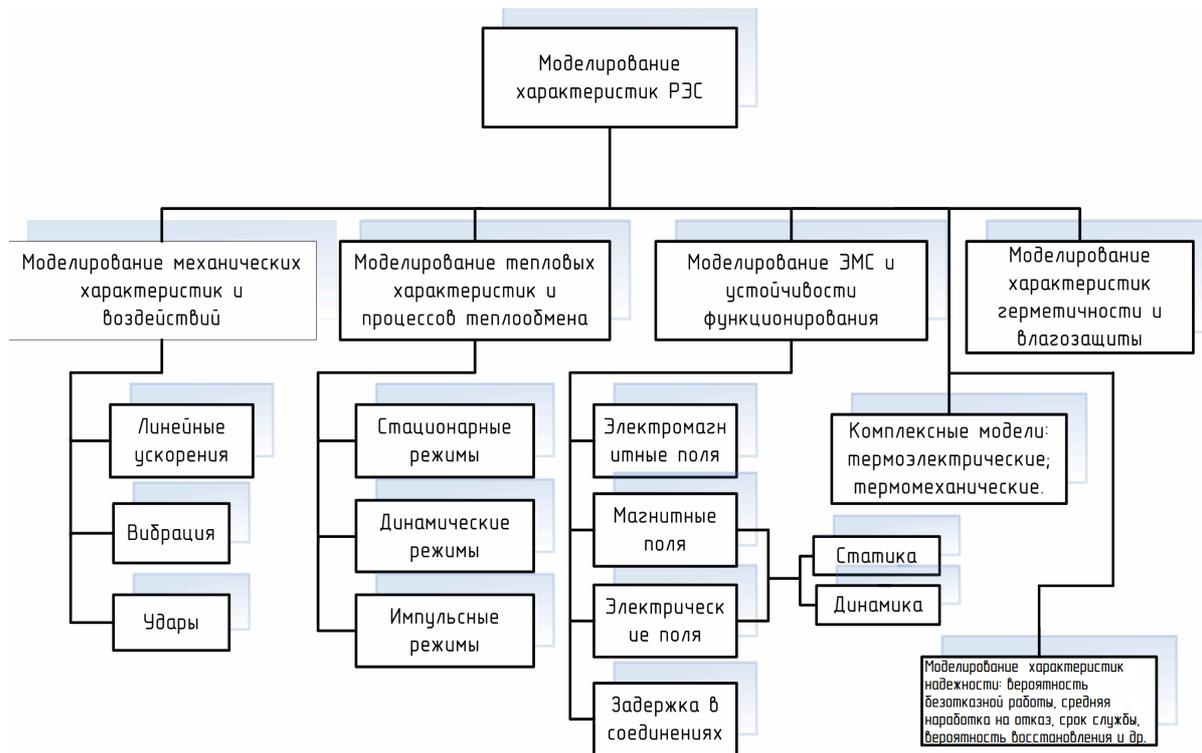


Рис. 1. Основные задачи комплексного моделирования характеристик РЭС

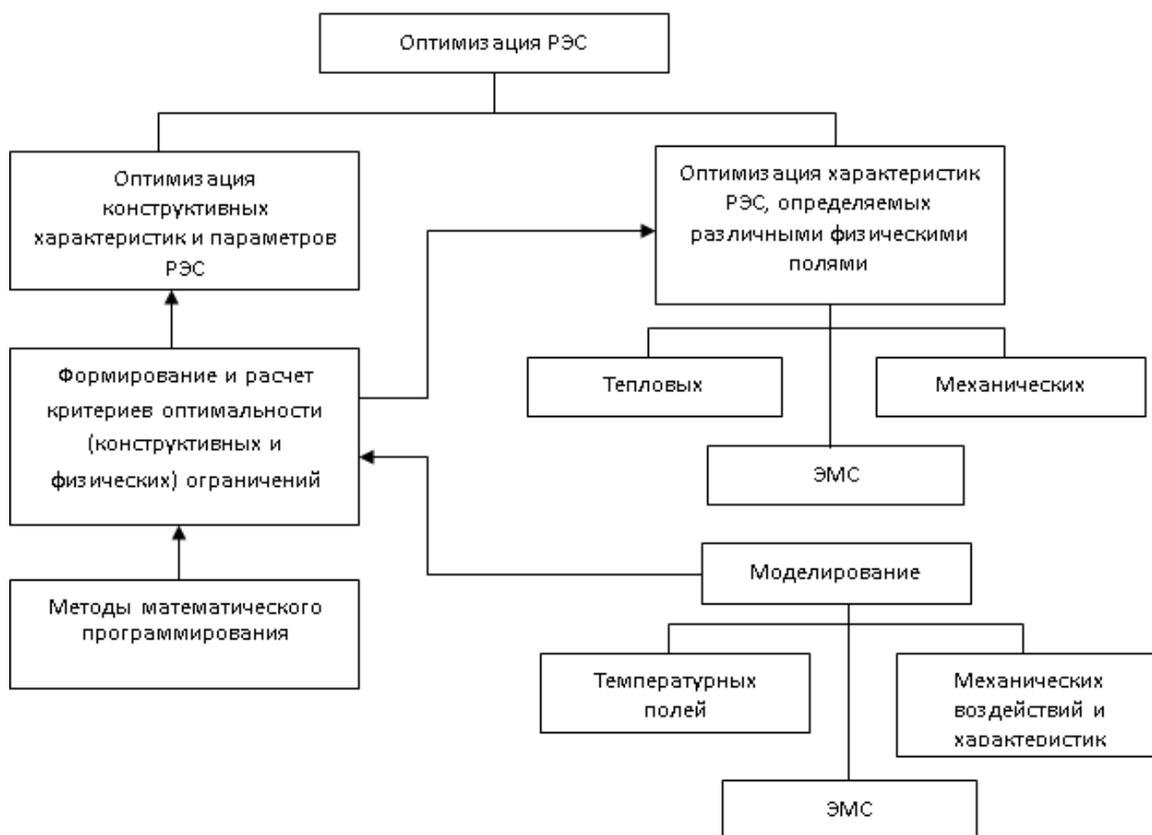


Рис. 2. Структура процесса задач оптимизации конструкций РЭС

элементов нижней конструктивной иерархии, например, платы, радиаторов, металлических каркасов, тепловых шин и т.д.

Для практической реализации рассмотренных выше положений предлагаемого комплексного подхода необходимо разработать ряд методик, охватывающих все соответствующие проектные задачи и ориентированных на конкретные программные пакеты, в частности, Creo Parametric и ANSYS. В общем виде структура такого процесса разработки требуемого методического обеспечения должна включать следующие основные этапы.

1. Формализация и постановка задач, отражающих типовые случаи моделирования и оптимизации характеристик конструкций РЭС различной природы (механических, тепловых, ЭМС), основанные на применении существующих комплексов (Creo Parametric и ANSYS).

1.1. Составление перечня и описания основных характеристик конструкций РЭС, которые отражают физические процессы, протекающие при эксплуатации и которые влияют на надежность и работоспособность РЭС.

1.2. Создание описания и постановка типовых задач моделирования различных характеристик конструкций РЭС, основанные на действии полей разной природы.

1.3. Разработка математического обеспечения для решения поставленных задач.

1.4. Проведение анализа и классификации задач, которые решаются средствами Creo Parametric или ANSYS и задач, требующих применения иных пакетов или разработки нового программного обеспечения.

2. Разработка методик и алгоритмов, реализующих комплексное моделирование и анализ характеристик РЭС разной природы с применением 3D-моделей и использованием пакета Creo Parametric Mechanica. Это такие характеристики, как тепловые (температурные воздействия, внутреннее тепловыделение, внешние тепловые потоки и др.), механические (механические напряжения, вибрации, удары, резонансные частоты).

2.1. Разработка алгоритмов для моделирования тепловых и механических характеристик конструкций:

получение исходных данных для моделирования;

ввод исходных данных в Creo Parametric Mechanica;

проведение моделирования;

решение задач оптимизации в рамках Creo Parametric;

подробный анализ результатов, с применением средств Creo Parametric.

2.2. Разработка методических рекомендаций по эффективному использованию возможностей и преимуществ Creo Parametric Mechanica.

3. Анализ и выбор оптимальных методов разработки конструкций РЭС с учетом ЭМС, повышение их эффективности и адаптация для решения существующих задач.

3.1. Выбор и формирование теоретической базы анализа и учета ЭМС блоков и узлов РЭС.

3.2. Разработка методов решения и постановка задач анализа и обеспечения требуемых параметров ЭМС конструкций РЭС.

3.3. Разработка библиотеки моделей компонентов, входящих в РЭС, отражающей протекающие в них электромагнитные процессы с применением программного комплекса ANSYS. Библиотека должна обеспечивать совместимость моделей и совместную работу с пакетом Creo Parametric при разработке РЭС.

3.4. Разработка методических рекомендаций по использованию средств автоматизации решения таких задач, возможностей ANSYS.

3.5. Разработка методик и соответствующих алгоритмов, отражающих процесс электромагнитного моделирования в высокочастотной и низкочастотной области с применением пакета ANSYS для решения задач обеспечения ЭМС блоков РЭС.

3.6. Разработка алгоритмов моделирования характеристик ЭМС конструкций:

получение исходных данных для моделирования;

ввод данных в пакет ANSYS с подробным пошаговым описанием;

моделирование процессов ЭМС с подробным пошаговым описанием;

решение задач оптимизации;

подробный анализ результатов, с применением средств ANSYS и Creo Parametric.

4. Оценка эффективности пакетов Creo Parametric и ANSYS в части моделирования и оптимизации комплекса механических, тепловых характеристик и характеристик ЭМС блоков РЭС, а также обоснование рекомендаций по улучшению их функционала.

4.1. Выводы, отражающие применение Creo Parametric и ANSYS для моделирования и оптимизации конструкций РЭС.

4.2. Разработка рекомендаций по использованию этого программного обеспечения, выявление его ограничений, перспектив развития, а также обоснование необходимости применения других пакетов.

Чтобы реализовать предложенный подход необходимо наличие комплекса математических моделей, описывающих поля разной природы в конструкциях РЭС. Предлагаемая структура такого математического обеспечения представлена на рис.3. При его формировании необходимо учитывать, что в качестве исходной формы для постановки задач моделирования используется их представление в виде краевых задач. При этом следует учитывать, что применяемые краевые условия необходимо приспособить к правилам представления, принятым в системах Creo Parametric и ANSYS, что требует соответствующей квалификации проектировщика и разработки подробных методических рекомендаций. Поэтому целесообразно использовать и аналитические модели [1-5]. Эти аналитические решения удобны для уточнения граничных и начальных условий, а также полезны на начальных этапах оптимизации [16].

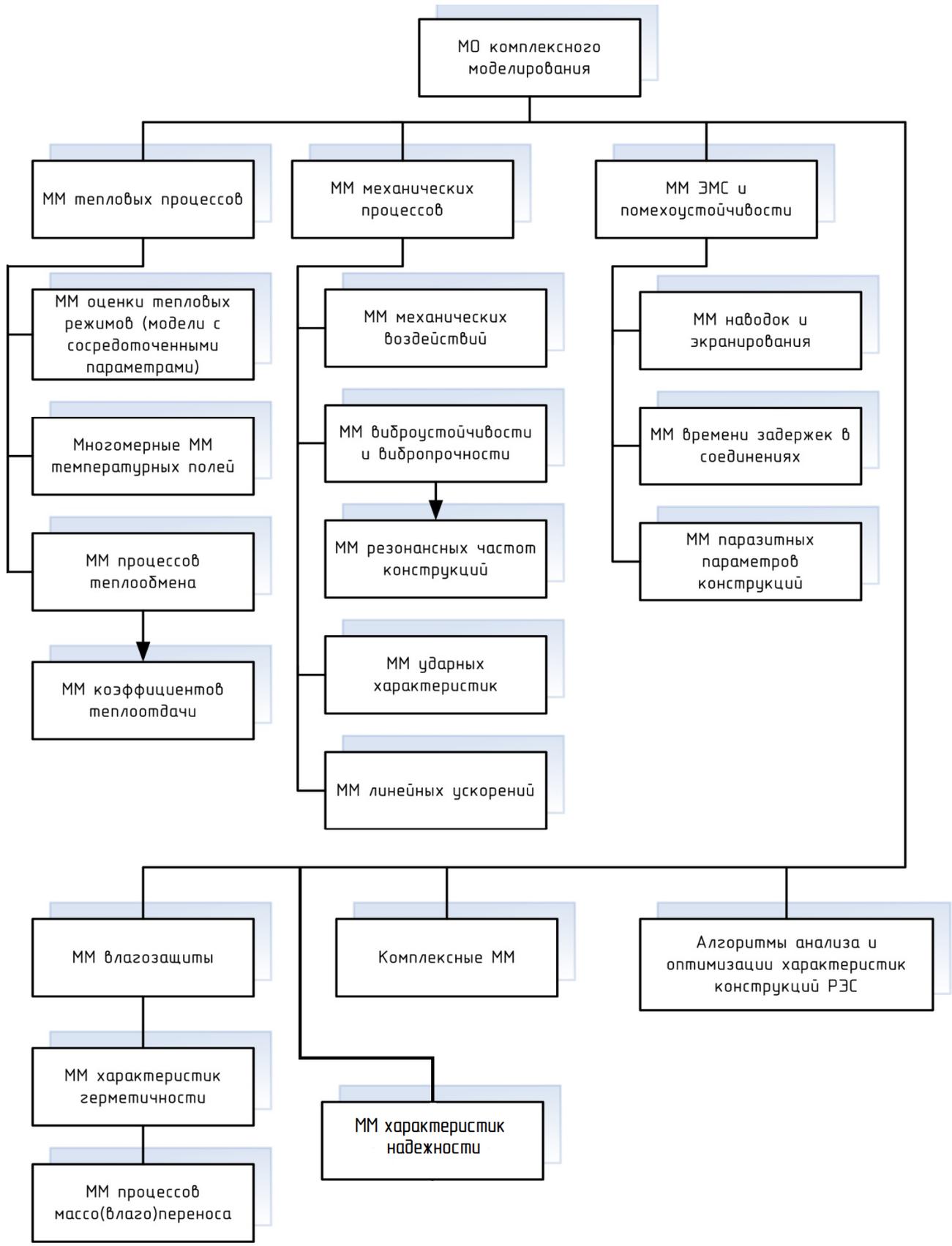


Рис. 3. Комплекс математических моделей для анализа характеристик конструкций РЭС

Таким образом, применение предлагаемого комплексного подхода к анализу и оптимизации характеристик РЭС, обеспеченного разработкой набора соответствующих моделей, методик и рекомендаций, позволит сократить процесс проектирования на базе полного использования функциональных возможностей современных программных пакетов.

Литература

1. Справочник конструктора РЭС: Общие принципы конструирования [Текст] / под ред. Р.Г. Варламова. - М.: Сов. Радио, 1980. - 480 с.
2. Дульнев, Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре [Текст] / Г.Н. Дульнев. М.: Высш. шк., 1984. 247 с.
3. Талицкий, Е.Н. Защита электронных средств от механических воздействий. Теоретические основы: Учеб. пособие [Текст] / Е.Н.Талицкий. -Владим. гос. ун-т. Владимир, 2001. - 256 с.
4. Князев, А.Д. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости [Текст] / А.Д. Князев, Л.Н. Кечиев, Б.В. Петров. - М.: Радио и связь, 1989. - 224 с. ил.
5. Левин, Б. Р. Теория надежности радиотехнических систем [Текст] / Б. Р. Левин. -М.: Сов. радио, 1978.
6. Wildfire 3.0. Первые шаги [Текст] / А. Буланов [и др.]. - М.: Изд-во «Поматур», 2008. - 240 с.
7. Каплун, А.Б. ANSYS в руках инженера: Практическое руководство [Текст] / А.Б. Каплун, Е.М. Морозов, М.А. Олферьева. - М.: Едиториал УРСС, 2004. - 269 с.
8. Турецкий, А.В. Методы тестирования и испытаний в системе качества ISO 9000 [Текст] / А.В. Турецкий, В.Н. Хорошилов, Н.В. Ципина // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2007. -Т. 3. -№ 4. -С. 130-135.
9. Лозовой, И.А. Методы испытания паяных соединений поверхностно монтируемых компонентов на механические воздействия [Текст] / И.А. Лозовой, А.В.

Турецкий, В.А. Шуваев // Радиотехника. - 2012. - №8. - С. 76-80.

10. Лозовой, И.А. Процедуры инженерного анализа механических воздействий на РЭС в системе PRO/ENGINEER [Текст] / И.А. Лозовой, С.Ю. Сизов, А.В. Турецкий, В.А. Шуваев // Вестник Воронежского государственного технического университета. -2011. -Т. 7. -№ 5. - С. 26-27.

11. Бобылкин, И.С. Применение программного комплекса Pro/Engineer Mechanica для моделирования механических воздействий на радиоэлектронные модули [Текст] / И.С. Бобылкин, И.А. Лозовой, О.Ю. Макаров, С.Ю. Сизов, А.В. Турецкий // Вестник Воронежского государственного технического университета. -2010. -Т. 6. - № 6. -С. 34-36.

12. Лозовой, И.А. Средства автоматизированного проектирования и анализа механических и тепловых процессов конструкций РЭС [Текст] / И.А. Лозовой, О.Ю. Макаров, С.Ю. Сизов, А.В. Турецкий // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2010. -Т. 6. -№ 5. -С. 4-6.

13. Муратов, А.В. Анализ электромагнитных воздействий РЭС с помощью систем автоматизированного проектирования категории CAD/CAE [Текст] / А.В. Муратов, М.А. Ромашенко, А.В. Судариков // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2010. - Т. 6. - № 8. - С. 135-137.

14. Макаров, О.Ю. Основные принципы применения программных средств при решении задач обеспечения ЭМС и помехоустойчивости [Текст] / О.Ю. Макаров, М.А. Ромашенко // Радиотехника. - 2013. - № 3. - С. 98-102.

15. Бобылкин, И. С. Основные методики решения задач оптимального теплового проектирования конструкций радиоэлектронных средств [Текст] / И.С. Бобылкин, О. Ю. Макаров, В. А. Шуваев // Вестник Воронежского государственного технического университета. - 2014. - Т. 10. № 2. С.47-52.

16. Турецкий, А.В. Оптимизация конструкций радиоэлектронных модулей [Текст] / А.В. Турецкий // Системы управления и информационные технологии. - 2014. -Т. 57. - №3.2. - С. 275-278.

Воронежский государственный технический университет

COMPLEX MODELLING AND OPTIMIZATION OF CHARACTERISTICS IN THE COURSE OF DESIGN DESIGN OF RADIO-ELECTRONIC MEANS

O.Yu. Makarov, A.V. Turetsky, N.V. Tsipina, V.A. Shuvaev

In this article we propose a comprehensive approach in defining and optimizing the characteristics of REM in the design process. This is such as thermal characteristics, mechanical characteristics, the characteristics of the electromagnetic compatibility (EMC), and reliability. Proposed structure of the techniques necessary for the implementation of this approach. The structure of the process of optimization of designs REMs and the complex of mathematical models to analyze the characteristics of structures REM

Key words: radio electronics, design engineering, systems modeling, optimization

МЕТОДИКА ФОРМИРОВАНИЯ ОГРАНИЧИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ ВНЕПОЛОСНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ СИСТЕМ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

А.В. Муратов, И.В. Остроумов, М.А. Ромащенко, А.В. Ситников

В статье представлена разработанная методика формирования ограничительной линии внеполосных излучений фазо- и частотно- манипулированных сигналов, которая позволяет с помощью аппарата быстрого преобразования Фурье получить спектральные характеристики фазоманипулированных сигналов, имеющих сложную форму представления на оси времени и сложную форму СПМИ. Поблочное построение разработанной программы в виде набора последовательных процедур позволяет легко модифицировать ее для рассмотрения других видов сигналов или дополнительных воздействий на излучаемый сигнал

Ключевые слова: модуляция, имитационная модель, фазоманипулированный сигнал, системы связи

В государственных стандартах ограничительная линия внеполосных излучений представлена (ОЛВИ) с помощью функций, проходящих через контрольные характерные точки, которые задают ширину спектральной плотности мощности излучения (СПМИ) сигнала [1]. Для определения ОЛВИ используются данные, полученные с использованием имитационного моделирования, что является актуальным для новых видов сигналов со сложной структурой .

Алгоритм методики формирования ОЛВИ для фазоманипулированных сигналов состоит из трех основных этапов. На первом этапе определяются основные параметры элементов передающего тракта, также устанавливаются в качестве полосового фильтра, фильтр Баттерворта второго порядка (с шириной полосы пропускания по уровню «минус 3 дБ» с равной значению необходимой шириной полосы частот НШПЧ) рассматриваемого при значении наибольшего смещения по фазе 45° [3].

На втором этапе при помощи процедуры автоматического определения ширины спектра в программной реализации разработки методики формирования ОЛВИ [4], определяются координаты характерных точек ОЛВИ. Уровни измерения устанавливаются с шагом 10дБ. При необходимости в программной реализации идет процесс увеличения ширины полосы обзора по частоте.

На последнем этапе фиксируются точки ОЛВИ, соответствующие уровням с поправкой на 3 дБ. В полученных результатах корректируются лишние жесткие автоматически определенные параметры ограничительной линии внеполосных излучений, представленные на рис. 1а, и исключаются избыточные точки, лежащие на одной прямой, как показано на рис. 1б.

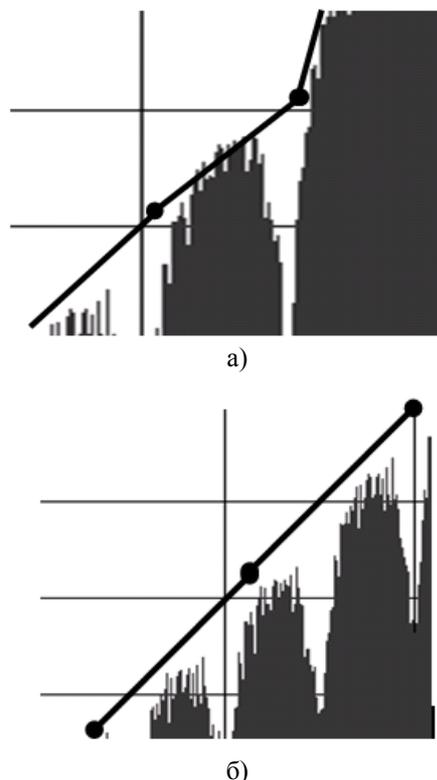


Рис. 1. Результаты автоматического определения характерных точек

На рис. 2 в виде схемы представлен алгоритм методики формирования ограничительной линии внеполосных

Муратов Александр Васильевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Остроумов Иван Владимирович – ВГТУ, аспирант, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Ромащенко Михаил Александрович - ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Ситников Александр Викторович - ВГТУ, д-р физ.- мат. наук, профессор, тел. 8-919-241-12-01

излучений для фазо- и частотно-манипулированных сигналов.

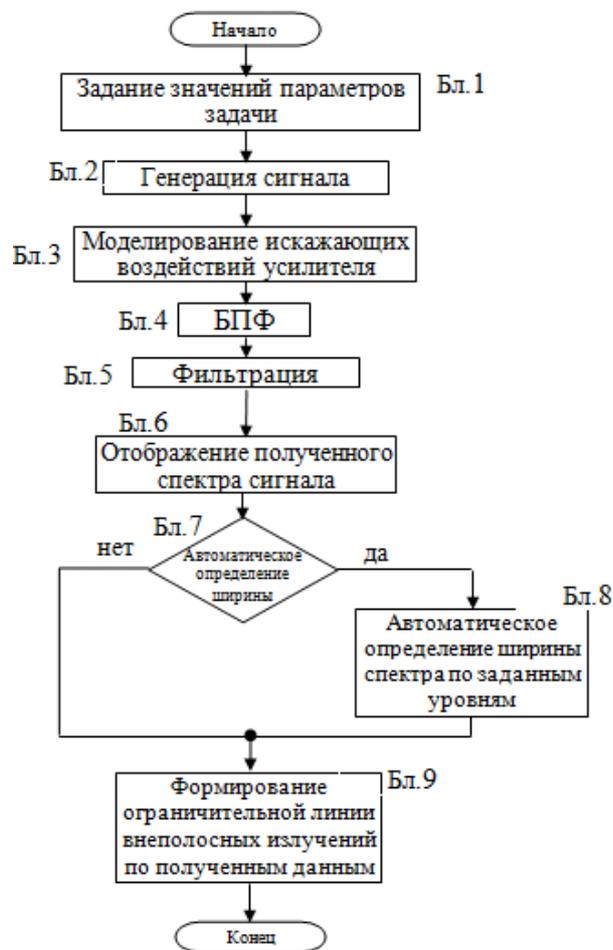


Рис. 2. Схема методики формирования ОЛВИ для фазоманипулированных сигналов

В блоке 1 происходит подготовка исходных данных, которые определяют значения вспомогательных параметров. К этим параметрам относятся начальная фаза сигнала, вид сигнала, длительность элементарной посылки, ширина полосы пропускания по уровню минус 3 дБ, порядок фильтра, вид аппроксимации, количество точек для БПФ.

В блоке 2 происходит генерирование сигнала с текущими значениями параметров модуляции.

В блоке 3 идет процесс модуляции режима отсечки в соответствии с выбранными значениями параметров.

В блоке 4 осуществляется обращение к процедуре быстрого преобразования Фурье (БПФ).

В блоке 5 осуществляется представление частотной характеристики полосового фильтра с полученным после БПФ спектральным представлением сигнала.

В блоке 6 осуществляется представление полученного спектра сигнала.

В блоке 8 осуществляется процедура автоматического определения ширины спектра полученного сигнала с шагом 10 дБ.

В блоке 9 происходит формирование ограничительной линии внеполосных излучений на основе результирующих данных.

Для учета влияния случайных факторов [5] предусмотрена возможность усреднения заданного количества полученных спектральных характеристик. В этом случае выполнение блоков 2-5 повторяется определенное количество раз с делением суммарного результата на число итераций.

Методика формирования ОЛВИ программно реализована в виде набора процедур, среди которых можно выделить следующие основные:

- процедуру прямого и обратного БПФ;
- процедуры формирования сигналов на оси времени;
- процедуру формирования частотной характеристики фильтров Баттерворта;
- процедуру, реализующую модели амплитудно-фазовой конверсии;
- процедуры, реализующие смещение сигнала по частоте и режим отсечки.

На рис. 3 приведен результат отображения программы методики формирования ОЛВИ полученного спектра сигнала ФМн-4. На рис. 4 также, приведен спектр такого же сигнала, как на рис. 3, с результатами автоматического определения СПМИ по семи заданным уровням измерения.

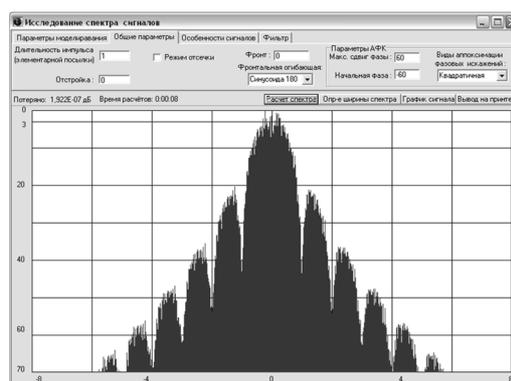


Рис. 3. Результат методики формирования ОЛВИ полученного спектра сигнала ФМн-4

Также в программной реализации методики определения СПМИ предусмотрена возможность результирующего вывода графиков квадратурной и синфазной составляющих на оси времени процедуры

формирования сигнала и введенных значений параметров [2]. На рис. 5 приведены полученные графики синфазной и квадратурной составляющей непрерывного сигнала с минимальной манипуляцией сдвигом по частоте.

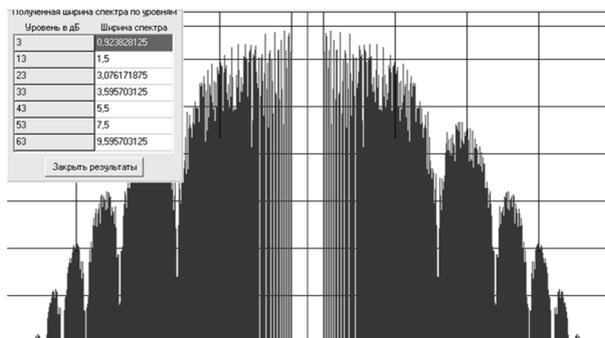


Рис. 4. Результат методики формирования ОЛВИ полученного спектра сигнала ФМн-4 по семи заданным уровням измерения

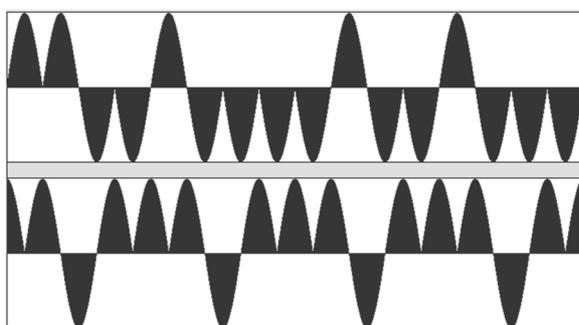


Рис. 5. График синфазной и квадратурной составляющей непрерывного сигнала с минимальной манипуляцией сдвигом по частоте

Таким образом, разработанная методика формирования ОЛВИ фазо- и частотно-манипулированных сигналов позволяет с помощью аппарата БПФ получать спектральные характеристики фазоманипулированных сигналов, которые имеют сложную форму представления по оси времени и сложную форму СПМИ, с учетом огромного количества форм огибающих элементарной посылки, искажающих воздействие элементов радиопередающего устройства и влияния информационной составляющей сигнала.

Литература

1. Владимиров В.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В.И. Владимиров, А.Л. Докторов ; под ред. Царькова Н.М. - М.: Радио и связь, 1985.
2. Ромащенко М.А. Основные аспекты современного состояния проблемы обеспечения ЭМС РЭС [Текст] / М.А. Ромащенко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2010. – Т. 6, № 3. – С. 142-144.
3. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева. - Изд. 2-е испр. и перераб. – СПб.: БХВ - Петербург, 2005. – 768 с.
4. Ромащенко М.А. Основные задачи анализа обеспечения ЭМС в конструкциях РЭС и принципы его выполнения [Текст] / М.А. Ромащенко // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2011. – Т. 7, № 4. – С. 106-109.
5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции, т. 1/ Г. Ван Трис; Перевод с англ. под ред. Н.И. Тихонова. – М.: Сов. Радио, 1972.

Воронежский государственный технический университет

DEVELOPMENT METHOD OF FORMING LIMIT LINE BAND EMISSIONS COMMUNICATION SYSTEMS WITH PHASE-SHIFTED SIGNALS

A.V. Muratov, I.V. Ostroumov, M.A. Romaschenko, A.V. Sitnikov

The paper presents the developed method of forming limit line-of-band emissions and phase-frequency signals manipulated by the apparatus allows the fast Fourier transform to obtain the spectral characteristics of phase-shift keyed signal having a complex form of representation on the time axis and a complex shape SPMI. Block by block construction program developed as a set of consistent procedures can easily modify it for the consideration of other types of signals or additional effects on the emitted signal

Key words: modulation, simulation model, phase-shift keyed signal communication system

АЛГОРИТМЫ ДЕКОДИРОВАНИЯ ДВОИЧНЫХ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ С ЖЕСТКИМ ВХОДОМ

Л.Н. Коротков, И.В. Свиридова

В данной статье рассматриваются алгоритмы декодирования с «мягким» и «жестким» входами для системы с «жестким» приемом. Проводится моделирование следующих алгоритмов декодирования при передаче кодового слова МПП кода по двоичному каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ)

Ключевые слова: мажоритарное декодирование, декодирование с введением стираний, Sum-Product, Min-Sum

Р. Галлагер впервые описал конструкцию кодов с малой плотностью проверок на четность (МПП-кодов Галлагера) и предложил разработанный им итеративный алгоритм декодирования распространения доверия (belief propagation). Затем аналогичный алгоритм декодирования был описан на основе фактор-графа, соответствующего графу Таннера МПП-кода Галлагера. Данный алгоритм получил название Sum-Product. Также была предложена несколько упрощенная версия Sum-Product, которая получила название Min-Sum. Описанные алгоритмы декодирования относятся к так называемым алгоритмам декодирования с «мягким» входом. Данные алгоритмы декодирования обладают хорошими корректирующими свойствами, но предъявляют жесткие требования к аппаратуре приемника: для реализации «мягкого» приема необходимо использовать линейные усилители и высокочастотные аналого-цифровые преобразователи. Для некоторых систем реализация подобных декодеров является либо невозможной, либо нецелесообразной. Поэтому разработка эффективных алгоритмов с «жестким» входом является актуальной задачей. На данный момент существует большое количество разнообразных алгоритмов декодирования с «жестким» входом [1].

Алгоритмы декодирования можно разделить на алгоритмы с жестким входом и алгоритмы с мягким входом. Первый класс алгоритмов, известный также как вероятностное декодирование (probabilistic decoding) – это алгоритмы, которые в качестве входа получают оценку вероятностного распределения символов, полученную из канала, и работают с численными значениями вероятностей. Этот класс включает в себя такие

алгоритмы, как sum-product (belief propagation) и его упрощенный вариант min-sum.

Второй класс, включает в себя такие методы декодирования, работающие непосредственно со значениями символов. Это такие алгоритмы, как мажоритарное декодирование и алгоритм декодирования с введением стираний.

Хочется подчеркнуть отличия алгоритмов декодирования с мягким и с жестким входом. Первые имеют теоретически лучшую корректирующую способность, которая в пределе хороших соотношения сигнал/шум составляет 3 дБ, а в пределе плохих – не отличается от алгоритмов с жестким входом. В то же время в реальных условиях может отсутствовать информация о вероятностях, и алгоритм с мягким входом будет неприменим непосредственно. В этом контексте отдельный интерес представляет возможность адаптации алгоритмов с мягким входом для каналов с жестким выходом.

Все рассматриваемые декодеры МПП-кодов работают с представлением кода в виде фактор-графа, так же известного как граф Таннера. Рассматриваемые алгоритмы являются итерационными. Каждая итерация состоит из последовательной обработки сначала данных вершин-проверок, а затем вершин-переменных. Остановка итеративной части алгоритма всегда осуществляется, если все проверки оказались выполнены или по достижении максимального числа итераций. Возможны так же дополнительные критерии остановки.

Мажоритарное декодирование является простейшим методом декодирования. Алгоритм имеет жесткий вход и выполняет следующие итерации:

1. Вычисление проверок. Результатом являются данные о том, выполняется ли данная проверка, хранящаяся в данной вершине.

Коротков Леонид Николаевич – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-06
Свиридова Ирина Владимировна - ВГТУ, аспирант, тел. 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru

2. Изменение символов, в которых не выполняется более половины проверок, на противоположные.

Кроме основных условий, возможны дополнительные. Алгоритм может завершать свою работу, если:

- не изменился вес синдрома;
- не изменился синдром;
- не изменился вектор символов.

Данный алгоритм лежит в основе алгоритмов, работающих с жестким представлением данных. Модификацией данного алгоритма является вариант, когда на втором шаге итерации производится инвертирование символов, имеющих не более половины невыполненных проверок, а максимальное среди всех. Алгоритм отличается вычислительной простотой: в нём выполняются практически только логические операции [2].

Усовершенствованием алгоритма мажоритарного декодирования является алгоритм с введением стираний. В данном алгоритме вместо того, чтобы инвертировать оцененный как ошибочный символ, производится сначала его пометка как стёртого, а затем повторное вычисление проверок с учётом стёртых символов и восстановление символов по вычисленным проверкам. Таким образом, алгоритм на каждой итерации выполняет следующие действия:

1. Вычисление проверок. Результатом являются данные о том, выполняется ли данная проверка, хранящаяся в данной вершине;

2. Пометка символов, оцененных как ошибочные. Как ошибочные можно пометить, например, символы, в которых не выполняется более половины проверок, или символы, в которых не выполняется максимальное число проверок;

3. Вычисление проверок с учётом стёртых символов. В случае, если в проверке стёрт единственный символ, то её значение может быть использовано только в этом символе;

4. Мажоритарное вычисление стёртых символов по проверкам: выбирается то значение, которое является предпочтительным исходя из значений символов. В случае, если по итогам вычисления символов нет предпочтительного значения, то восстанавливается предыдущее.

Данный алгоритм так же отличается простотой и является лишь несколько сложнее алгоритма мажоритарного декодирования.

Sum-Product, известный так же под названиями Belief Propagation, алгоритм с

распространением доверия - алгоритм декодирования, являющийся алгоритмом обмена сообщениями на фактор-графе. Алгоритм получает на вход вероятности приёма символов, которые в практической реализации для двоичного случая передаются как отношения правдоподобия. Далее алгоритм итеративно выполняет вычисления на вершинах-символах и вершинах-проверках, передавая между ними сообщения, представляющие из себя по сути отношения правдоподобия данного символа (проверки), вычисленные для соответствующей проверки (символа) на основе всех остальных, кроме того, для кого производится вычисление. Таким образом, алгоритм представляет из себя циклическое выполнение итераций, содержащих два шага:

1. Вычисление сообщений от проверок к символам. В логарифмах отношения правдоподобия формулы выглядят следующим образом:

$$\gamma_{mn} = \prod_{n \in N(m) \setminus n} \alpha_{mn} \cdot f\left(\sum_{n \in N(m) \setminus n} f(\beta_{mn})\right),$$

где γ_{mn} - сообщение от m-й проверки n-му символу,

α_{mn} - знак сообщения от n-го символа для m-й проверки,

β_{mn} - модуль (абсолютное значение) сообщения от n-го символа для m-й проверки,

$N(m)$ - множество символов в m-й проверке,

$N(m) \setminus n$ - множество символов в m-й проверке кроме n и функция $f(x)$:

$$f(x) = \ln \frac{e^x + 1}{e^x - 1}$$

Выражение $f(\sum f(\beta_{mn}))$ по сути является вычислением мягкого минимума среди всех входящих в сумму значений β .

2. Вычисление сообщений от символов проверкам. В логарифмах отношения правдоподобия формулы выглядят следующим образом:

$$\alpha_n \beta_n = \alpha_n \beta_n \sum_{m \in M(n)} \gamma_{mn};$$

$$\alpha_{mn} \beta_{mn} = \alpha_n \beta_n + \sum_{m' \in M(n) \setminus m} \gamma_{m'n}$$

Следует отметить, что в пределе, когда Belief Propagation выполняется на фактор-графе без циклов, он сходится к оценке максимального правдоподобия. В то же время при разумных длинах кода (от сотен до сотен тысяч символов) это условие может быть выполнено только для небольшого числа

итераций порядка 2–4, а далее сообщения становятся скореллированными и несут смысл не вероятностей, а оценок надёжности символов. В то же время результативным является выполнение существенно большего числа итераций, порядка десятков.

Belief Propagation является алгоритмом, который минимизирует вероятность ошибки на бит. При этом вероятность ошибки кодового слова получается выше, чем у алгоритмов, минимизирующих вероятность ошибки на кодовое слово [3].

Sum-Product имеет высокую вычислительную сложность: на каждой итерации происходит вычисление сообщений, происходящее с целыми числами, а так же вычисление нетривиального вида функции.

Алгоритм Min-Sum (сумма наименьших) является упрощением алгоритма Sum-Product, обладающим существенно меньшей вычислительной сложностью. Каждая итерация содержит два шага:

1. Вычисление сообщений от проверок к символам. В логарифмах отношения правдоподобия формулы выглядят следующим образом:

$$\gamma_{mn} = \prod_{n' \in N(m) \setminus n} \alpha_{mn'} \cdot \min_{n' \in N(m) \setminus n} \beta_{mn'}$$

где γ_{mn} – сообщение от m -й проверки n -му символу,

α_{mn} – знак сообщения от n -го символа для m -й проверки,

β_{mn} – модуль (абсолютное значение) сообщения от n -го символа для m -й проверки,

$N(m)$ – множество символов в m -й проверке,

$N(m) \setminus n$ – множество символов в m -й проверке кроме n .

2. Вычисление сообщений от символов проверкам. В логарифмах отношения правдоподобия формулы выглядят следующим образом:

$$\alpha_n \beta_n = \alpha_n \beta_n \sum_{m \in M(n)} \gamma_{mn};$$

$$\alpha_{mn} \beta_{mn} = \alpha_n \beta_n + \sum_{m' \in M(n) \setminus m} \gamma_{m'n}$$

где α_n и β_n – оценка знака и модуля n -го символа,

γ_{mn} – сообщение от m -й проверки n -му символу,

α_{mn} – знак сообщения от n -го символа для m -й проверки,

β_{mn} – модуль (абсолютное значение) сообщения от n -го символа для m -й проверки,

$M(n)$ – множество проверок, в которые входит n -й символ,

$M(n) \setminus m$ – множество проверок, в которые входит n -й символ кроме m .

Min-Sum имеет меньшую вычислительную сложность по сравнению с Sum-Product благодаря отсутствию необходимости вычислять нетривиальные функции, однако, остаётся существенно сложнее алгоритмов мажоритарного декодирования и алгоритма с введением стираний из-за необходимости производить арифметические операции.

Особенный интерес представляет использование алгоритмов с мягким входом совместно с каналом с жёстким выходом. В то время как обратное использование очевидно – декодеру с жёстким решением можно просто подать более вероятные значения входных символов канала с мягким выходом – обратное преобразование требует замены имеющихся на входе символов после жёсткого решения на некоторые оценки надёжности символов [4].

Разница в работе итеративных алгоритмов с жестким и с мягким представлением внутренней информации заключается в следующем. Известно, что в итеративных алгоритмах на каждой итерации может быть посчитано значение числа ошибок. При использовании декодера Sum-Product с мягким выходом из канала, число ошибок обычно монотонно падает от итерации к итерации.

Главной особенностью алгоритмов Sum-Product и Min-Sum является то, что кроме дискретного числа ошибок можно посчитать аналогичную непрерывную величину - сумму вероятностей ошибок по всем символам. Для этого нужно для каждого символа вычислить оценки надёжности в виде вероятностей p_i , после чего для символов, которые при передаче были единичными посчитать величину $1 - p_i$ и просуммировать. В случае, если выполняется декодирование нулевого кодового слова это будет просто сумма оценок надёжности p_i . В контексте алгоритма Sum-Product данная величина интересна тем, что позволяет получить более глубокое понимание происходящих процессов – она усредняет именно те оценки, с которыми работает алгоритм. Рассмотрение её поведения показывает, что в типичной ситуации успешного декодирования она практически совпадает с числом ошибок и при работе алгоритма от итерации к итерации меняется похожим образом. В случае, если на вход декодера подаётся мягкий выход канала, вероятности которого изменены в сторону

увеличения или уменьшения надёжности, оценки суммы вероятностей ошибок соответственно изменяются, увеличивается вероятность отказа от декодирования, а при отсутствии отказа при занижении надёжностей время декодирования увеличивается (растёт число итераций), при завышении уменьшается. Отсюда следует, что оптимальным может являться такой вход, который обеспечивает равенство суммы вероятностей ошибок, используемой декодером, реальному числу ошибок в кодовом слове [5].

Вариантом такого входа для двоичного кода является замена входных символов в виде 0 и 1 на вероятности p и $1-p$, где p – оценка вероятности ошибки в данном канале. Логарифмы отношения правдоподобия при этом выглядят как π и $-\pi$, где

$$\pi = \ln \frac{1-p}{p}$$

При использовании этого метода сумма вероятностей ошибок ведёт себя аналогично случаю работы с мягким выходом канала: практически совпадает с числом ошибок, от итерации к итерации меняется подобно ей.

Способы оценки вероятности ошибки p так же могут быть различны. В данной работе было проведено сравнение трёх способов. Первые два – это вычисление эмпирической вероятности как отношения числа ошибок в

ковом слове к его длине, а так же расчёт коэффициента ошибок канала через известное соотношение сигнал/шум. Третьим способом было использование фиксированной константы, соответствующую работе при наихудшем соотношении сигнал/шум, при котором декодирование обычно происходит успешно.

Литература

1. Галлагер Р.ДЖ. Коды с малой плотностью проверок на четность. – М.: Мир, 1996. – 90с.
2. Золотарёв, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы [Текст] : учеб. пособие / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин; под ред. Ю. Б. Зубарева. – Москва : Справочное издание, 2004. – 126 с. - ISBN 5-93517-169-4.
3. Свиридова, И. В. Способы контроля помехозащищенности передачи данных [Текст] / И. В. Свиридова, И. В. Остроумов, А. В. Муратов // Труды международного симпозиума надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 17.
4. Свиридова, И. В. Эффективное многопороговое декодирование недвоичных кодов с предварительной оценкой ошибочности проверок [Текст] / И. В. Свиридова, А.В. Башкиров, А.В. Муратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11, № 3. – С. 99-101.
5. Свиридова И. В. Использование LDPC-кодов [Текст] / И. В. Свиридова, А. В. Башкиров, Л. Н. Коротков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2013. – Т. 9, № 6-3. – С. 41-44.

Воронежский государственный технический университет

DECODING ALGORITHM FOR BINARY LOW-DENSITY-CHEKD HARD ENTRANCE

L.N. Korotkov, I.V. Sviridova

This article discusses the decoding algorithms with «soft» and «hard» is a system with a «hard» technique. Held the following modeling algorithms decode the transmission codeword WFP code of binary channel with additive white Gaussian noise (AWGN)

Key words: majority decoding, decoding with the introduction of erasures, Sum-Product, Min-Sum

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДИСПЕРСИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СТРУКТУР ВЫТЕКАЮЩЕЙ ВОЛНЫ

С.А. Антипов, Д.А. Ерошенко, А.И. Климов

Представлены упрощенные математические модели для приближенного расчета дисперсионных характеристик плоских бесконечно-протяженных структур вытекающей волны с Н- и Е-поляризацией, содержащих двухслойный диэлектрический волновод на металлическом экране и одномерно-периодическую решетку из металлических полос. Модели не предполагают решения интегральных уравнений, но обеспечивают, однако, точный расчет дисперсионных характеристик, в том числе на частотах открытой полосы запираания, и могут быть использованы при проектировании плоских антенных решеток вытекающей волны СВЧ и КВЧ диапазонов

Ключевые слова: математическая модель, дисперсионная характеристика, вытекающие волны, решетка из металлических полосок

Плоские антенные решетки вытекающей волны (АРВВ) [1-3] на основе структур, содержащих экранированный с одной стороны плоский диэлектрический волновод (ПДВ) и периодическую решетку из металлических полосок, обладают высокой эффективностью излучения и обеспечивают при размерах излучающего раскрытия порядка 10-15 длин волн коэффициент усиления до 30-32 дБ на частотах вплоть до десятков ГГц. Благодаря этому такие антенны могут быть использованы, например, в аппаратуре систем радиосвязи и радиолокационных устройствах различного назначения вместо традиционных апертурных антенн, полосковых и волноводно-щелевых антенных решеток. Один из возможных вариантов АРВВ линейной поляризации с центральным питанием, рассчитанной для режима нормального излучения [1, 2], показан на рис. 1.

Антенна содержит экранированный однослойный ПДВ 1, две одномерно-периодических подрешетки 2 из параллельных металлических полосок, и устройство 3 на основе гребенчатой полосковой линии, обеспечивающее возбуждение в ПДВ поверхностных волн. Питание антенны осуществляется через прямоугольную щель 4 в центре экрана ПДВ. Направление максимального излучения антенны показано стрелкой 5.

Антенна построена на основе структуры с Н-поляризацией, соответственно, обеспечивает в направлении нормали излучение электромагнитных волн с вектором напряженности электрического поля E , параллельным оси OX (перпендикулярным кромкам металлических полосок). Для излучения по нормали к плоскости раскрытия на заданной рабочей частоте период чередования полосок d_x вы-

бирается равным одной длине поверхностной волны, распространяющейся вдоль ПДВ в направлении $\pm OX$.

Вместе с тем, известны варианты высокоэффективных АРВВ, в которых для минимизации тепловых потерь использованы структуры [3], использующие изолированные ПДВ – установленные над экраном с небольшим воздушным зазором, а также экранированные двухслойные ПДВ, в которых материал примыкающего к экрану слоя имеет относительную диэлектрическую проницаемость, близкую к единице.

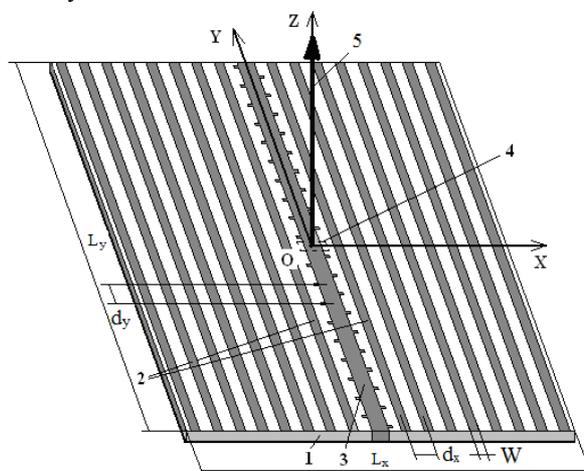


Рис. 1. Общий вид антенны

Одной из первостепенных задач, решаемых при проектировании антенны типа [1], является определение конструктивных параметров ее излучающего раскрытия – полной толщины ПДВ, количества слоев и их относительной диэлектрической проницаемости, периода решетки и ширины полосок, при которых обеспечивается заданный режим излучения на $-1^{\text{й}}$ пространственной гармонике (ПГ), – например, по нормали на центральной рабочей частоте.

Для решения этой задачи предлагается упрощенная математическая модель, позволяющая выполнить приближенный расчет дисперсионных характеристик структуры вытекающей волны в виде

Антипов Сергей Анатольевич – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8 (473) 246-27-00, e-mail: ofrep@vorstu.ru

Ерошенко Денис Александрович — ВИ МВД России, адъюнкт, e-mail: den1is_90@mail.ru

Климов Александр Иванович – ВИ МВД России, д-р техн. наук, доцент, тел. 8(473) 200-52-65, e-mail: alexserkos@inbox.ru

зависимостей коэффициента фазы β_0 основной ПГ и коэффициента ослабления (вытекания – в отсутствие тепловых потерь) α от частоты. Модель сформулирована для бесконечно-протяженной в направлениях $\pm OX$ и $\pm OY$ структуры, содержащей экранированную диэлектрическую пластину с одномерно-периодической в направлениях $\pm OX$ решеткой из идеально электропроводящих бесконечно тонких полосок. Для придания модели большей универсальности в плане анализа новых конструкций, рассмотрен общий случай двухслойного ПДВ.

Фрагмент исследуемой структуры изображен на рис. 2, на котором обозначено: 1-3 — частичные области, Θ_n — угол, определяющий направление излучения вытекающей ЭМВ (n -й ПГ поля дифракции поверхностных волн ПДВ на решетке) в плоскости XOZ ; $d=d_x$ — период, $W=2w$ — ширина полосок решетки; h, t — толщины диэлектрических слоев, ε_i ($i=1; 2; 3$) — относительные диэлектрические проницаемости.

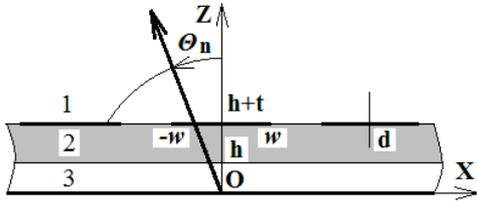


Рис. 2. Фрагмент структуры вытекающей волны с двухслойным ПДВ

В рамках данной модели сформулировано дисперсионное уравнение для вычисления комплексной постоянной распространения основной ПГ типа ТМ в структуре $\beta = \beta_0 - j\alpha$ (β_0 — коэффициент фазы, α — постоянная ослабления) и -1 -й ПГ $\beta_{-1} = \beta - 2\pi/d_z$, а также других характеристик, включая частотную зависимость направления максимального излучения.

Для получения дисперсионного уравнения использован метод частичных областей, предусматривающий разложение по методу Галеркина плотности поперечного поверхностного электрического тока в граничном условии для тангенциальных компонент вектора напряженности магнитного поля на бесконечно тонких металлических полосках по заранее выбранным базисным функциям, корректно описывающим поведение тока в окрестности острых металлических ребер, а также использование теоремы Парсевала [4].

Применительно к анализу структуры с Н-поляризацией, соответственно, случаю распространения в структуре электромагнитной волны (ЭМВ) типа ТМ, H_y -компоненты поля в областях 1-3 с учетом теоремы Флоке представлены в виде бесконечных сумм ПГ:

$$H_{y1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-j\gamma_n(z-h-t)x} e^{-j\beta_n x},$$

$$H_{y2} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(B_n e^{-j\eta_n(x-h)} + C_n e^{j\eta_n(x-h)} \right) e^{-j\beta_n z},$$

$$H_{y3} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(D_n e^{-j\rho_n z} + F_n e^{j\rho_n z} \right) e^{-j\beta_n x},$$

где A_n, F_n — комплексные амплитуды ПГ; $\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/d$, $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ — продольная постоянная распространения n -й ПГ; $\gamma_n = (k_0^2 - \beta_n^2)^{1/2}$, $\eta_n = (k_0^2 \varepsilon_2 - \beta_n^2)^{1/2}$ и $\rho_n = (k_0^2 \varepsilon_3 - \beta_n^2)^{1/2}$ — поперечные постоянные распространения n -й ПГ, $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ — волновое число свободного пространства.

E_x -компонента ТМ волны в областях 1-3 с учетом уравнений Максвелла определяется выражениями

$$E_x = -\frac{j}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_i} \frac{\partial H_y}{\partial z},$$

$$E_{x1} = \frac{-1}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma_n A_n e^{-j\gamma_n(z-h-t)} e^{-j\beta_n x}, \quad (1)$$

$$E_{x2} = \frac{-1}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \eta_n \left(B_n e^{-j\eta_n(z-h)} - C_n e^{j\eta_n(z-h)} \right) e^{-j\beta_n x},$$

$$E_{x3} = \frac{-1}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_3} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho_n \left(D_n e^{-j\rho_n z} - F_n e^{j\rho_n z} \right) e^{-j\beta_n x}.$$

Далее для областей 1 и 2 использованы граничные условия, определяющие поведение тангенциальных компонент напряженностей электрического и магнитного полей на идеально электропроводящих полосках и границах раздела диэлектриков.

Так, при $z=0$ $E_{x3}=0$; при $z=h$ $E_{x2}=E_{x3}$,

$$H_{y2}=H_{y3}; \text{ при } z=h+t \quad E_{x1}=E_{x2},$$

$$H_{y2} - H_{y1} = J_x(x) = \begin{cases} I_x(x), & \text{на полоске} \\ 0, & \text{между полосками} \end{cases}. \quad (2)$$

Представление плотности поперечного электрического тока на полосках в виде суммы ПГ $J_x(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n e^{-j\beta_n x}$ и последовательное исключение неизвестных амплитуд A_n, F_n из уравнений, полученных из граничных условий для E и H приводит к выражению

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n Q_n e^{-j\beta_n x} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n e^{-j\beta_n x}, \quad (3)$$

$$\text{где } Q_n = \left(\frac{\varepsilon_2 \gamma_n S_n}{\varepsilon_3 \eta_n P_n} - 1 \right), \quad S_n = (e^{-j\eta_n h} + T_n e^{j\eta_n h}),$$

$$P_n = (e^{-j\eta_n h} - T_n e^{j\eta_n h}),$$

$$T_n = \frac{\eta_n - (\varepsilon_2/\varepsilon_3)\rho_n R_n}{\eta_n + (\varepsilon_2/\varepsilon_3)\rho_n R_n}, \quad R_n = \frac{e^{-j\rho_n h} - e^{j\rho_n h}}{e^{-j\rho_n h} + e^{j\rho_n h}}.$$

На втором этапе решения задачи применено разложение плотности тока $J_x(x)$ в граничном условии для тангенциальных компонент H_y вектора напряженности магнитного поля на металлических

полосках на границе областей 1 и 2 при $z=h$ и $|x| \leq w$ по базисным функциям:

$$J_x(x) = \sum_{m=1}^M \alpha_m J_{xm}(x),$$

где α_m — неизвестные амплитудные коэффициенты, $J_{xm}(x)$ — базисные функции, в качестве которых могут быть выбраны, например, косинусоидальные функции или полиномы Чебышева второго рода $U_{m-1}(x/w)$ порядка с весовыми коэффициентами $(1-(x/w)^2)^{1/2}$. Из (3) затем выражено A_n :

$$A_n = \frac{1}{Q_n} \sum_{m=1}^M \alpha_m J_{xmn}, \quad J_{xmn} = \frac{1}{d} \int_{-w}^w J_{xm}(x) e^{j\beta_n x} dx. \quad (4)$$

Далее тангенциальная компонента напряженности электрического поля E_{x1} (1) при $z = h + t$ представлена с учетом (4) в виде

$$E_{x1}(h+t, x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} -\gamma_n A_n e^{-j\beta_n x} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{-\gamma_n}{Q_n} \sum_{m=1}^M \alpha_m J_{xmn} \right] e^{-j\beta_n x} \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} E_n e^{-j\beta_n x}.$$

Поскольку на полоске с бесконечной электрической проводимостью должно выполняться условие $E_x=0$, а между кромками полосок на границе раздела областей 1 и 2 плотность тока $J_x=0$, можно записать, что

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} E_n J_{xpn}^* = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{-\gamma_n}{Q_n} \sum_{m=1}^M \alpha_m J_{xmn} \right] J_{xpn}^* = \sum_{m=1}^M \alpha_m \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{-\gamma_n}{Q_n} J_{xmn} J_{xpn}^* \right] = \frac{1}{d} \int E_{x1}(h+t, x) J_{xpn}^*(x) dx = 0,$$

где J_{xpn}^* — комплексно-сопряженная величина n -й гармоники p -й базисной функции плотности поверхностного тока, $p = 1; M$, следовательно,

$$\sum_{m=1}^M \alpha_m \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{-\gamma_n}{Q_n} J_{xmn} J_{xpn}^* \right] = 0. \quad (5)$$

Дисперсионное уравнение, решение которого дает искомое значение $\beta = \beta_0 - j\alpha$, имеет вид

$$\det[G] = 0, \quad (6)$$

где $[G]$ — квадратная матрица размером $M \times M$ (M — число базисных функций), элементы которой

$$G_{ij} = \sum_n \frac{\gamma_n}{Q_n} J_{xjn} J_{xin}^*, \quad n = -N; N; \quad i, j = 1; M. \quad (7)$$

Далее по рассчитанным значениям коэффициента фазы β можно определить направление максимального излучения антенны с торцевым возбуждением и его частотную зависимость; для антенн с центральным возбуждением это дает возможность правильно выбрать параметры структуры с тем, чтобы получить наиболее широкую полосу частот в режиме нормального излучения без заметного расширения и расщепления главного лепестка ДН.

Так, направление максимального излучения в пл. XOZ в режиме излучения на n -й ПГ определяется выражением [5]

$$\theta_n = \arcsin(\operatorname{Re}\{\beta_n/k_0\}),$$

где $\beta_n = \beta + 2\pi n/d = \beta_0 - j\alpha + 2\pi n/d$ — продольная постоянная распространения n -й ПГ, β — коэффициент фазы, α — коэффициент ослабления за счет излучения; d — период решетки; $k_0 = 2\pi/\lambda$ — волновое число свободного пространства; λ — рабочая длина волны. Поскольку $\beta_0/k_0 = c/v_\phi(\lambda) = p(\lambda)$ — замедление фазовой скорости поверхностной волны ДВ, в режиме излучения на рабочей минус первой ПГ ($n=-1$) направление максимального излучения определяется выражением

$$\theta_{-1} = \arcsin(p(\lambda) - \lambda/d).$$

Для практического использования структуры в составе АРВВ конечных размеров по найденному значению постоянной вытекания α можно рассчитать КПД АРВВ с торцевым возбуждением [6]:

$$\eta = \frac{P_u}{P_0} = 1 - e^{-2\alpha L},$$

где P_u — мощность излучения антенны, P_0 — мощность колебаний на входе антенны, L — длина антенны.

Применительно к анализу структуры с Е-поляризацией, соответственно, случаю распространения в структуре ЭМВ типа ТЕ, E_y -компоненты поля в областях 1-3 с учетом теоремы Флоке представлены в виде бесконечных сумм ПГ:

$$E_{y1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{-j\gamma_n(z-h-t)x} e^{-j\beta_n x},$$

$$E_{y2} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(b_n e^{-j\eta_n(z-h)} + c_n e^{j\eta_n(z-h)} \right) e^{-j\beta_n x},$$

$$E_{y3} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(d_n e^{-j\rho_n z} + f_n e^{j\rho_n z} \right) e^{-j\beta_n x},$$

где a_n, f_n — комплексные амплитуды ПГ; $\beta_n = \beta_0 + 2\pi n/d$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ — продольная постоянная распространения n -й ПГ; $\gamma_n = (k_0^2 - \beta_n^2)^{1/2}$, $\eta_n = (k_0^2 \varepsilon_2 - \beta_n^2)^{1/2}$ и $\rho_n = (k_0^2 \varepsilon_3 - \beta_n^2)^{1/2}$ — поперечные постоянные распространения n -й ПГ, $k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ — волновое число свободного пространства.

H_x -компонента ТЕ волны в областях 1–3 с учетом уравнений Максвелла определяется выражениями

$$H_x = \frac{j}{\omega\mu_0} \frac{\partial E_y}{\partial z},$$

$$H_{x1} = \frac{-1}{\omega\mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \gamma_n a_n e^{-j\gamma_n(z-h-t)} e^{-j\beta_n x},$$

$$H_{x2} = \frac{-1}{\omega\mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \eta_n \left(\epsilon_n e^{-j\eta_n(z-h)} - c_n e^{j\eta_n(z-h)} \right) e^{-j\beta_n x}$$

$$H_{x3} = \frac{-1}{\omega\mu_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \rho_n \left(d_n e^{-j\rho_n z} - f_n e^{j\rho_n z} \right) e^{-j\beta_n x}.$$

Далее для областей 1 и 2 использованы граничные условия, определяющие поведение тангенциальных компонент напряженностей электрического и магнитного полей на идеально электропроводящих полосках и границах раздела диэлектриков:

$$\text{при } z = 0 \quad E_{y3} = 0; \quad \text{при } z = h \quad E_{y2} = E_{y3}, \quad H_{x2} = H_{x3};$$

$$\text{при } z = h + t \quad E_{y1} = E_{y2},$$

$$H_{z2} - H_{z1} = -J_y(x) = \begin{cases} I_y(x), & \text{на полоске} \\ 0, & \text{между полосками} \end{cases} \quad (8)$$

Представление плотности поперечного электрического тока (7) на полосках в виде суммы ПГ $J_y(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n e^{-j\beta_n x}$ и последовательное исключение неизвестных амплитуд a_n, f_n из уравнений, полученных из граничных условий для векторов E и H , а также выполнение остальных процедур аналогично случаю H -поляризации приводит к уравнению

$$\sum_{m=1}^M \alpha_m \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} q_n J_{ymn} J_{ypn}^* \right] = 0, \quad (9)$$

$$\text{где } q_n = (\eta_n p_n - \gamma_n)^{-1}, \quad p_n = \frac{e^{-j\rho_n h} - t_n e^{j\rho_n h}}{e^{-j\rho_n h} + t_n e^{j\rho_n h}},$$

$$t_n = \frac{\eta_n r_n - \rho_n}{\eta_n r_n + \rho_n}, \quad r_n = \frac{e^{-j\rho_n h} - e^{j\rho_n h}}{e^{-j\rho_n h} + e^{j\rho_n h}}, \quad J_{ypn}^* - \text{комплексно-сопряженная величина } n\text{-й гармоники } p\text{-й базисной функции плотности поверхностного тока,}$$

$p = 1; M$. Соответственно, дисперсионное уравнение, решение которого дает искомое значение $\beta = \beta_0 - j\alpha$, имеет вид $\det[G] = 0$, где $[G]$ — квадратная матрица размером $M \times M$ (M — число базисных функций), элементы которой

$$G_{ij} = \sum_n q_n J_{yn} J_{yin}^*, \quad n = -N; N; \quad i, j = 1; M. \quad (10)$$

В качестве базисных функций разложения тока $J_y(x)$ могут быть выбраны, например, полиномы Чебышева первого рода $T_{m-1}(x/w)$ порядка с весовыми коэффициентами $(1 - (x/w)^2)^{-1/2}$.

Расчеты дисперсионных характеристик структур с различными значениями параметров d, w, h, t, ϵ_i показали, что для получения значений β_0 и α достаточно учитывать 3–5 базисных функций разложения поверхностных токов на полосках и 61–81 ПГ. Точность рассчитанных значений β_0 и α проверена путем их сравнения с известными результатами других авторов [5, 7, 8], полученными при использовании для моделирования строгих методов электродинамики, предполагающих решение интегральных уравнений для электрического (EFIE) и магнитного (MFIE) полей. В частности, примеры характеристик, рассчитанных в результате решения приведенных выше дисперсионных уравнений, и характеристик, приведенных в [5, 8], иллюстрируются рис. 3 и 4, на которых значения $\beta_{-1}/k_0, \beta_0/k_0$ и α/k_0 , вычисленные с использованием в предложенных математических моделях 5 базисных функций тока и 61 ПГ, показаны маркерами в виде черных квадратов. На рис. 3, а приведены дисперсионные характеристики структуры с однослойным ПДВ с ТЕ₁ волной ($d=3,38$ мм, $w=0,676$ мм, $h=0$ мм, $t=1,4$ мм, $\epsilon_2=20, \epsilon_3=1$), работающей на частотах наклонного и нормального излучения на $-1^{\text{й}}$ ПГ [5], на рис. 3, б — той же структуры в режиме отсутствия излучения на частотах закрытой полосы запитания [5].

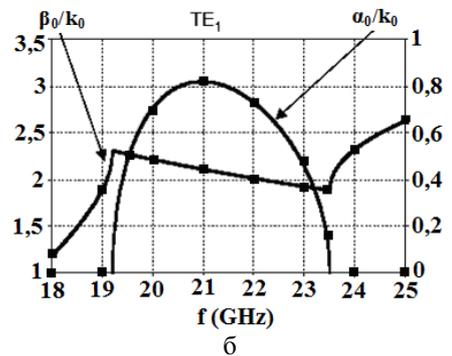
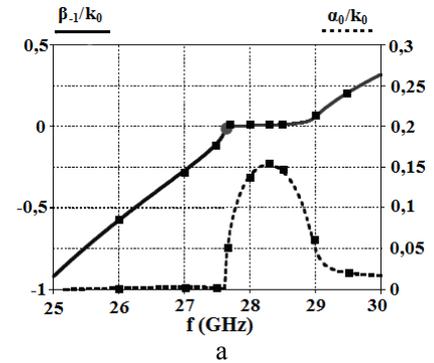


Рис. 3. Примеры дисперсионных характеристик структур с ТЕ₁ волной

На рис. 4, а приведены дисперсионные характеристики структуры с однослойным ПДВ с ТМ₀ волной ($d=8$ мм, $w=1$ мм, $h=0$ мм, $t=1,27$ мм, $\epsilon_2=10,2, \epsilon_3=1$), работающей на частотах наклонного и нормального излучения на $-1^{\text{й}}$ ПГ [8]; на рис.

4, б – характеристики структуры с другими параметрами ($d=10$ мм, $w=3$ мм, $h=0$ мм, $t=2,85$ мм, $\varepsilon_2=4$, $\varepsilon_3=1$), на частотах наклонного излучения на $-1^{\text{й}}$ ПГ [5].

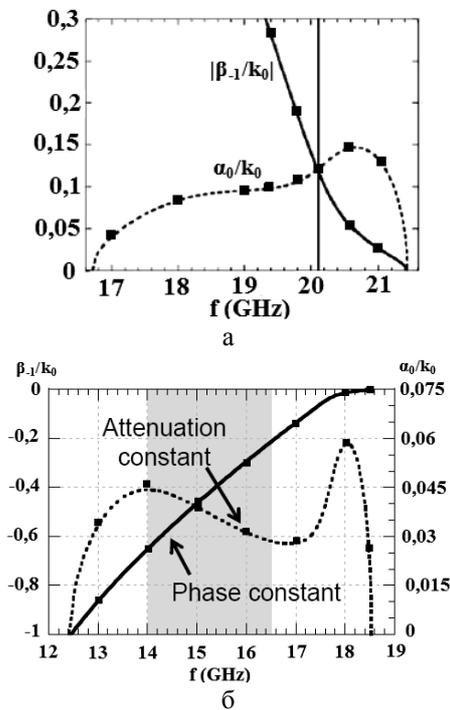


Рис. 4. Примеры дисперсионных характеристик структур с TM_0 волной

Полученные результаты свидетельствуют о достаточной для практики точности приближенных расчетов дисперсионных характеристик с помощью предложенных моделей и подтверждают возможность использования данных моделей при проектировании плоских антенных решеток СВЧ и КВЧ, построенных на основе структур с периодическими решетками из металлических полосок.

Воронежский государственный технический университет

Воронежский институт МВД России

MATHEMATICAL MODELS OF DISPERSION CHARACTERISTICS OF LEAKY WAVE STRUCTURES

S.A. Antipov, D.A. Eroshenko, A.I. Klimov

A simplified mathematical models for an approximate calculation of the dispersion characteristics of planar infinitely extended leaky wave structures with H- and E-polarization, containing a two-layer dielectric waveguide on a metal screen and one-dimensionally periodic array of metal strips. The models do not involve solving integral equations, but provide, however, an accurate calculation of the dispersion characteristics, including frequencies of the open stopband, and can be used in the design of planar leaky wave antenna arrays of UHF and EHF bands

Key words: mathematical model, dispersion characteristic, leaky wave, metal strip grating

Литература

1. Пат. 2517724 С1 Российская Федерация, МПК⁷ H01Q13/28, H01P3/16. Плоская антенна вытекающей волны [Текст] / Борисов Д. Н., Золотухин А. В., Климов А. И., Нечаев Ю. Б., Юдин В. И.; заявитель и патентообладатель Воронежский государственный университет. – № 2012144897/08; заявл. 22.10.2012; опубл. 27.05.04, Бюл. № 15. – 7 с.
2. Исследование характеристик плоских антенных решеток СВЧ и КВЧ диапазонов на основе ленточных структур вытекающей волны [Текст] / С. А. Антипов, Д. Н. Борисов, Д. А. Ерошенко, А.И. Климов, Ю. Б. Нечаев // Радиотехника, 2014. – № 6. – С. 78–81.
3. Teshirogi, T. A Millimeter-Wave Dielectric Leaky-Wave Antenna with Low-Profile and High Efficiency [Текст] / T. Teshirogi [et al.] // Proceedings of ISAP 2000, Fukuoka, Japan. – 4 P.
4. Ogusu, K. Propagation Properties of a Planar Dielectric Waveguide with Periodic Metallic Strips [Текст] // IEEE Trans. MTT, 1981. – V. 29. – №. 1. P. 16–21.
5. Baccarelli, P. 1-D Periodic Leaky-Wave Antennas: Radiation Properties and Design Aspects [Текст] / ESoA Course on Leaky Waves and Periodic Structures for Antenna Applications. La Sapienza University of Rome, Italy, April 26–29, 2011. – 65 P.
6. Уолтер, К. Антенны бегущей волны: Пер. с англ. [Текст] / Под ред. А.Ф. Чаплина. – М.: Энергия, 1970. – 448 с.
7. Baccarelli, P. Full-wave Analysis of Printed Leaky Wave Phased Arrays [Текст] / P. Baccarelli [et al.] // Int. J. RF Microwave Computer Aided Engineering, 2002. – V. 12. – PP. 272–287.
8. A Printed “Bull-Eye” Leaky-Wave Antenna Fed by a Non-Directive Surface Wave Launcher [Текст] / Simon K. Podilchak [et al.] // Proceedings of the 2nd European Wireless Technology Conference, Rome, Italy, 28–29 September, 2009. – PP. 81–83.

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ LDPC-КОДОВ ДЛЯ КАНАЛОВ С АДДИТИВНЫМ БЕЛЫМ ГАУССОВСКИМ ШУМОМ

С.А. Акулинин, И.В. Свиридова

В данной статье проанализирована модель помехоустойчивого кодирования с малой плотностью проверок на четность. Получены результаты характеристик кода при различных методах формирования порождающей матрицы, при изменении количества итераций декодирования и для входных данных переменной длины

Ключевые слова: помехоустойчивое кодирование, вероятность декодирования, проверочная матрица

В настоящее время стремительно начали развиваться области, которые неразрывно связаны с обработкой и передачей данных, такие как, мобильная связь, беспроводные сети и устройства хранения данных. Главной задачей, которых является повышение результативности имеющихся методов передачи и разработка алгоритмов, позволяющих увеличить надежность передаваемой информации. Для того, чтобы обеспечить требуемую вероятность ошибки, необходимо обработать информацию при помощи процедур помехоустойчивого кодирования, однако использование кодирования требует устройств кодера, перемежителя, декодера, а значит и дополнительных затрат на обработку. В условиях, в которых требуется при обеспечении заданной помехоустойчивости сохранить высокую скорость передачи данных, необходимо наличие кодов, позволяющих действительно бороться с происходящими ошибками, и обладающих быстрыми процедурами кодирования и декодирования [1].

LDPC коды (коды с малой плотностью проверок на четность) по сравнению с другими известными схемами кодирования наиболее эффективней исправляет ошибки. LDPC коды могут применяться в любой системе связи, где немаловажна экономия энергии или отношение сигнал/шум очень низко. Данные коды могут использоваться для увеличения энергетического выигрыша кодирования в тех случаях, где среда распространения позволяет увеличить полосу пропускания. При сравнении турбо-кодов с LDPC кодами можно выявить некоторые отличия. Нерегулярные LDPC-коды

могут превосходить турбо-коды при примерно одинаковых длинах и скоростях, когда длина блока достаточно велика. Лучший известный двоичный код скорости $\frac{1}{2}$ с длиной блока 10000000 есть LDPC-код, достигший 0,0045дБ от предела Шеннона для случая передачи двоичных сигналов. Турбо-коды имеют стремление к низкой сложности кодирования, но высокой сложностью декодирования, а в LDPC-кодах наоборот возросла сложность кодирования, но вместе с этим упростился процесс декодирования. Для упрощения сложности декодера и для повышения его быстродействия LDPC-коды используют итеративные методы декодирования, где само декодирование выполняется параллельно. Благодаря своей корректирующей способности LDPC-коды стали частью некоторых современных стандартов передачи данных, таких как DVB-S2, WiMAX, Wi-Fi, а также в других беспроводных системах связи. Однако декодеры таких кодов на данный момент имеют массу ограничений, и их проектирование представляет сложную задачу.

На сегодняшний день коды с низкой плотностью проверок на четность являются лучшими блоковыми кодами [2].

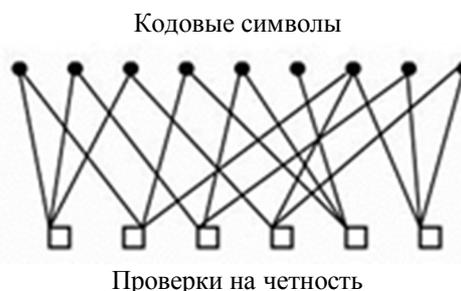


Рис. 1. Проверочный граф LDPC кода

Акулинин Станислав Алексеевич - ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru
Свиридова Ирина Владимировна - ВГТУ, аспирант, тел. 8 (473) 243-77-06, e-mail: kipr@vorstu.ru

Матрица проверок на четность имеет размерность $m \times n$, в каждом столбце матрицы j - количество единиц, а в каждой строке k -

количества единиц. Для практики важны коды с очень низкой плотностью проверок на четность, для которых $j \ll m$ и $k \ll n$. Очень низкая плотность значительно снижает вычислительные затраты на реализацию алгоритма декодирования при больших размерах матриц. Итеративная обменная вероятностная процедура декодирования, которая применяется к обработке жестких решений, заключается в следующем: на каждой итерации проверяются соотношения на четность в соответствии с проверочной матрицей кода H .

После первой проверки исправляется символ (ноль заменяется на единицу и наоборот), входящий в наибольшее число невыполненных проверочных соотношений на четность. Интерпретация обменного алгоритма декодирования особенно наглядна на проверочном графе кода. Этот граф также называют графом Таннера. Он имеет две группы проверочных узлов (Bipartite Graph). Первый набор представляет функции правдоподобия принятых n кодовых символов. Второй представляет функции правдоподобия m проверок на четность. Отметим, что для рассмотренных кодов порождающая матрица G в корне отличается от проверочной матрицы и имеет высокую плотность единиц (High Density) [3]. Все LDPC-коды возможно описать низкоплотностью проверочной матрицей, которая в основном содержит нули и сравнительно малое количество единиц. С увеличением кодового слова количество единиц в матрице растет линейно и имеет порядок $O(n)$.

Отсутствие циклов определенного размера является характерной чертой матрицы LDPC-кода. Под циклом длины 4 понимают получение в проверочной матрице прямоугольника, в углах которого стоят единицы. Определить отсутствие цикла длины 4 возможно при условии, что скалярное произведение столбцов или строк матриц равно не более 1. При условии, что в проверочной матрице будет построен граф, вершинами которого являются единицы, а ребрами являются все соединения вершин, параллельные сторонам матрицы, возможно определить циклы большей длины (6, 8, 10, 12 и т.д.). А минимальным циклом в этом графе и будет являться минимальным циклом в проверочной матрице LDPC-кода.

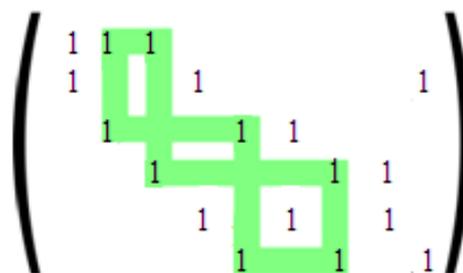


Рис. 2. Матрица LDPC-кода

Из рисунка видно, что ребра графа параллельны сторонам матрицы, поэтому, цикл будет иметь длину как минимум 4, а не 3. В общем, каждый цикл в этом графе будет иметь четную длину, минимальный размер которого равен 4, а максимальный размер обычно не играет роли.

Описать LPDC-код возможно двудольным графом, проверочной матрицей, графическим способом и специальными способами.

Специальный способ не является универсальным и не сможет описать все допустимые LDPC-коды. Однако данный способ является относительным обозначением группы представлений кодов, которые возможно построить по заданным алгоритмам, таким образом, что для повторного отображения кода достаточно знать алгоритм построения и его инициализирующие параметры [4].

Задать код возможно с помощью проверочной матрицы, если каждая строка матрицы является элементом отдельного множества кодовых слов. При условии, что все строки линейно независимы, то строки матрицы могут рассматриваться как основа множества всех кодовых векторов кода. Тем не менее, применение данного способа образует сложности для представления матрицы в памяти кодера, так как нужно хранить все строки или столбцы матрицы в виде набора двоичных векторов, из-за чего размер матрицы становится равен $j \times k$ бит. Представление кода в виде двудольного графа является наиболее известным графическим способом. Двудольный граф строится следующим способом: сопоставляются все k строки матрицы k нижними вершинами графа, а n столбцов - верхними, далее соединяем верхние и нижние вершины графа только в том

случае, если на пересечении соответствующих строк и столбцов стоят единицы [5].

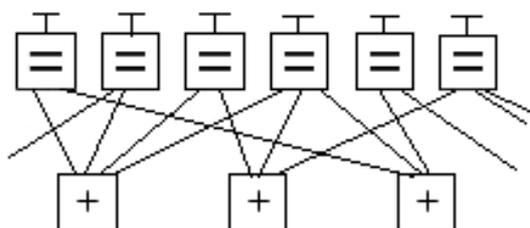


Рис. 3. LDPC-код представлен в виде двудольного графа

Для анализа характеристик кода была создана программная модель в среде Microsoft visual studio c++, реализующая LDPC код, применяемый к сигналу с BPSK модуляцией.

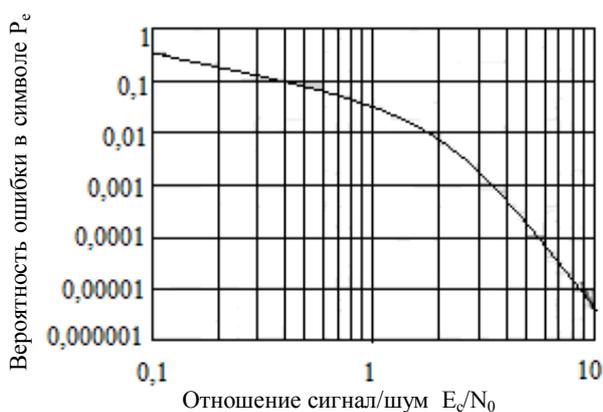


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки в символе от ОСШ для LDPC кодов

Передача информации осуществлялась пакетами по 1024 бита по каналу с аддитивным гауссовым белым шумом (AWGN – Additive White Gaussian Noise). В данной модели код задавался при помощи матрицы контроля четности с количеством рядов M , количеством столбцов N . В работе оценивалась эффективность нескольких способов создания разреженной матрицы контроля четности. Также в модели задавалось обнаружение цикла длиной в четыре единицы с возможным устранением и была реализована возможность устанавливать количество единиц в столбце, была предусмотрена возможность задания количества итераций. На выходе программы получаем матрицу контроля четности $M \times N$ для $R=1/2$.

Декодирование LDPC кода осуществляется с помощью итерационного распространения доверия или алгоритма

суммы-произведения (SPA). В модели предусмотрены четыре версии SPA декодера (BPSK модулированный сигнал и AWGN канал):

– Probability-domain SPA декодер. Основан на работах Галлагера.

– Log-domain SPA декодер. Похож на Probability-domain SPA, но с использованием логарифмической функции правдоподобия вместо функции вероятности. Преимущество заключается в операциях, которые можно совершить с помощью суммирования, вместо умножения.

– Simplified log-domain SPA. Модифицированная версия log-domain SPA. Для дальнейшего упрощения, логарифмическая функция правдоподобия была заменена на входящую волновую диаграмму, следовательно simplified log-domain декодеру не требуется информация о дисперсии шума. Остальным декодерам нужна информация о дисперсии шума ($N_0/2$) для корректной работы. Другие параметры декодеров включают полученный сигнал с шумами, H -матрицы и число итераций декодирования.

Из всех методов декодирования, реализуемых в данной модели, самый лучший результат показал метод с использованием логарифмической функции правдоподобия. Результаты вычисления для логарифмической функции лучше показателей упрощенной логарифмической функции на 2×10^{-6} при SNR 5 дБ и лучше на 6×10^{-6} , чем у вероятностной функции также при 5 дБ.

При изменении количества итераций вероятность принятия неверного символа уменьшается. При количестве итераций равным 5 вероятность того что будет неверно принят символ равняется 8×10^{-4} при SNR равным 5 дБ, что при 50 итераций уменьшается до показателя 10^{-7} . Но стоит заметить, что чем больше итераций будет проводить декодер, тем большее времени потребуется для декодирования передаваемого сообщения.

Литература

1. Золотарёв, В. В. Теория и алгоритмы многопорогового декодирования [Текст] : учеб. пособие / В. В. Золотарев; под ред. Ю. Б. Зубарева. – Москва : Научная книга, 2006. – 266 с. - ISBN 978-5-9912-0351-7.
2. Золотарёв, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы [Текст] : учеб. пособие / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин; под ред. Ю. Б. Зубарева. –

Москва : Справочное издание, 2004. – 126 с. - ISBN 5-93517-169-4.

3. Свиридова, И. В. Способы контроля помехозащищенности передачи данных [Текст] / И. В. Свиридова, И. В. Остроумов, А. В. Муратов // Труды международного симпозиума надежность и качество. – 2013. – Т. 2. – С. 17.

4. Свиридова, И. В. Эффективное многопороговое декодирование двоичных кодов с предварительной

оценкой ошибочности проверок [Текст] / И. В. Свиридова, А.В. Башкиров, А.В. Муратов // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2015. – Т. 11, № 3. – С. 99-101.

5. Свиридова И. В. Использование LDPC-кодов [Текст] / И. В. Свиридова, А. В. Башкиров, Л. Н. Коротков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2013. – Т. 9, № 6-3. – С. 41-44.

Воронежский государственный технический университет

SETTING LDPC CODES FOR CHANNELS WITH ADDITIVE WHITE GAUSSIAN NOISE

S.A. Akulinin, I.V. Sviridova

In this article the model error-correcting coding with a low density parity check. The results obtained at various characteristics of the code generation matrix formation methods, changing the number of iterations for decoding a variable length input data

Key words: noiseless coding, the probability of decoding the parity check matrix

МИКРОПОЛОСКОВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА МИЛЛИМЕТРОВЫХ ВОЛН С КРУГОВОЙ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ

С.А. Антипов, А.И. Климов, В.И. Юдин

Представлены результаты разработки микрополосковой антенны вертикальной поляризации с круговой диаграммой направленности для систем ближней радиосвязи миллиметровых волн. Коэффициент усиления антенны в полосе частот 36-37,5 ГГц составляет не менее 7,5 дБ, уровень боковых лепестков диаграммы направленности в вертикальной плоскости не превышает –19 дБ

Ключевые слова: миллиметровые волны, микрополосковая антенная решетка, круговая диаграмма направленности

В последнее время отмечается возрастающий интерес к использованию диапазона миллиметровых волн (ММВ) для построения систем радиосвязи малого радиуса действия [1-6]. В связи с этим возникает потребность в малогабаритных антеннах ММВ с коэффициентом усиления 6–12 дБ, имеющих круговую диаграмму направленности (ДН) в горизонтальной плоскости с низким, не более –(12–15) дБ, уровнем боковых лепестков (УБЛ) в вертикальной плоскости.

Известно довольно много компактных антенн ММВ с круговой ДН. В их числе – коллинарные антенны в виде линейных антенных решеток полосковых вибраторов, резонаторных или щелевых излучателей, а также антенны вытекающей волны, построенные на основе круглых диэлектрических волноводов с кольцевыми выступами, металлодиэлектрических волноводов с кольцевыми щелями или коаксиальных металлодиэлектрических волноводов с решетками из металлических колец [4–10]. Антенные решетки на основе цилиндрических структур характеризуются наибольшей равномерностью ДН в поперечной плоскости, однако существенно проигрывают решеткам из полосковых излучателей в плане технологичности конструкции. Поэтому на практике широкое распространение получили, например, антенны в виде линейных решеток полуволновых резонаторных излучателей, выполненных из отрезков несимметричной микрополосковой линии передачи, рис. 1 [5]. В зарубежной литературе антенны такого типа имеют сокращенное название «ОМА» (Omni Directional Micro Strip Antenna) [6].

Антенна типа ОМА состоит из чередующихся через половину длины волны в структуре излучающих элементов, причем у соседних элементов широкие и узкие проводники микрополосковой ли-

нии на противоположных сторонах диэлектрической подложки меняются местами. Благодаря этому на заданной рабочей длине волны излучающие элементы возбуждаются синфазными токами (рис. 1), так что решетка наиболее интенсивно излучает в поперечной плоскости – в направлениях нормали к продольной оси. Принцип действия ОМА и ее базовая конструкция защищены патентом США [6].

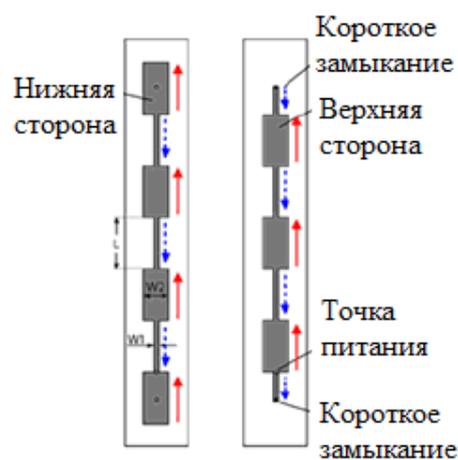


Рис. 1. Иллюстрация принципа действия ОМА

Практическое значение имеют ОМА, содержащие не менее 8–10 элементов. При этом коэффициент направленного действия (КНД) антенны составляет 7–9 дБ, ширина ДН в вертикальной плоскости около 15°; однако в случае ОМА, составленной из элементов одинаковых размеров, типичный уровень боковых лепестков ДН оказывается довольно высоким – порядка –(7–10) дБ.

Известно, что эффективным способом [11, 12] снижения УБЛ ДН антенных решеток является использование амплитудного распределения тока вдоль антенны, спадающего по определенному закону относительно центра антенны к ее краям. К числу таких распределений, обеспечивающих, в частности, УБЛ ДН не более –20 дБ при умеренном расширении главного лепестка по сравнению с антенной с равноамплитудным возбуждением (ширина ДН антенны длиной L определяется выражением $\theta_{0,5} = 58,4^\circ \lambda/L$) и высокий коэффициент

Антипов Сергей Анатольевич – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 8(473) 246-27-00, e-mail: ofep@vorstu.ru

Климов Александр Иванович – ВИ МВД России, д-р техн. наук, доцент, тел. 8(473) 200-52-65, e-mail: alexserkos@inbox.ru

Юдин Владимир Иванович – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. 8(473) 243-77-29

использования антенны ($v=0,935$), является распределение вида «синус на пьедестале» [12]:

$$A(z) = \Delta + (1 - \Delta) \sin\left(\frac{\pi z}{L}\right), \Delta=0,316. \quad (1)$$

Естественно, что возникает задача практической реализации заданного распределения тока. В данной работе для конструктивного синтеза новой антенны использована методика определения требуемого закона изменения ширины излучающих элементов вдоль оси антенны, хорошо зарекомендовавшая себя в отношении антенн вытекающей волны, построенных на основе как непрерывных, так и дискретных (периодических) структур. Эта методика предусматривает определение продольной комплексной постоянной распространения волны питания в структуре $\beta = \beta_0 - j\alpha$, где β — коэффициент фазы, α — коэффициент ослабления (в общем случае, как за счет излучения, так и вследствие тепловых потерь). При этом главной задачей является нахождение закона изменения коэффициента ослабления вдоль структуры, при котором обеспечивается выбранное продольное амплитудное распределение тока, и соответствующий закон изменения ширины излучающих элементов. Такой подход не претендует на высокую точность — хотя бы по той причине, что непрерывное распределение коэффициента ослабления заменяется дискретным; кроме того, он не позволяет напрямую решать задачу согласования излучающей части антенны с питающей линией передачи. Однако, как показала практика, он весьма эффективен в плане определения начальных конструктивных параметров для последующего компьютерного моделирования и оптимизации антенны с помощью специализированных программ, например, ANSYS HFSS.

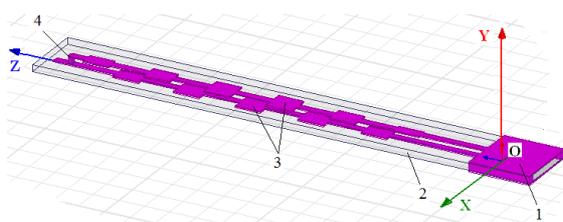


Рис. 2. Общий вид антенны ОМА

Предлагаемая антенна с пониженным УБЛ ДН построена на основе базовой антенны ОМА, причем для ее питания использован волноводный переход. Конструкция новой антенны поясняется рис. 2, на котором обозначено: 1 — прямоугольный металлический волновод; 2 — диэлектрическая подложка; 3 — полосковые излучающие элементы; 4 — короткозамыкающая перемычка.

В широко известной работе [11] сформулированы основные положения по определению закона изменения коэффициента ослабления α по заданному амплитудному распределению тока вдоль

структуры бегущей волны. Коэффициент ослабления α для линейной непрерывной структуры вытекающей волны определяется с учетом известного выражения [11]

$$P(z) = P_0 e^{-2 \int_0^z \alpha(z) dz}, \quad (2)$$

где $P(z)$ — мощность, проходящая вдоль структуры бегущей волны. В отношении синтеза новой антенны ОМА далее принято, что приведенные в [11] соображения справедливы и для нее, поскольку излучение ОМА можно рассматривать как результат «вытекания» быстрой волны из структуры. Тогда, как показано в [11], продольное распределение коэффициента ослабления волны питания ОМА за счет излучения из структуры длиной L описывается выражением:

$$\alpha(z) = \frac{1}{2} \frac{|A(z)|^2}{\int_0^L |A(z)|^2 dz + \frac{P_L}{P_0 - P_L} \int_0^L |A(z)|^2 dz}, \quad (3)$$

где $P_0 = 1$ — мощность на входе; P_L — мощность в конце антенны, задаваемая изначально с учетом желаемого КПД или из соображений возможности ее использования для формирования отраженной от волны с целью компенсации отражений от излучающих элементов и обеспечения хорошего согласования антенны с питающей линией передачи.

Вариант антенны ОМА был рассчитан для работы в полосе частот 36–37,5 ГГц. С учетом предполагаемого назначения, антенна должна обладать КУ не менее 7–7,5 дБ, круговой ДН в горизонтальной плоскости с неравномерностью не более 2 дБ, шириной 15–20 град. в вертикальной плоскости при УБЛ не более $-(15-17)$ дБ. Для обеспечения ширины ДН $\theta_{0,5} = 17$ град. на нижней рабочей частоте 36 ГГц (длина волны $\lambda = 8,3$ мм) требуемая длина антенны $L = 26,9$ мм.

Основными критериями выбора фольгированного диэлектрика для изготовления ОМА ММВ являются: низкая относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = (2-5)$ и малый технологический и температурный разброс ее значений, низкий (не более 0,005) тангенс угла диэлектрических потерь; возможность сквозной металлизации отверстий; высокая электрическая проводимость металлизации (фольги). Этим критериям удовлетворяет, например, фольгированный диэлектрик RO4003C с $\varepsilon = 3,38 \pm 0,05$ и $tg\delta = 0,0027$ на частоте 10 ГГц, выпускаемый в виде листов калиброванной толщины (включая $h = 0,51$ мм) фирмой Rogers Corporation [13]. Синтез микрополосковой линии передачи для питания излучающих элементов выполнен с учетом заданного волнового сопротивления 100 Ом по методике, изложенной в [13], учитывающей дисперсию диэлектрической проницаемости. Получено, что для диэлектрической подложки толщиной 0,51

мм при относительной диэлектрической проницаемости 3,38 требуемая ширина полосковых проводников $w \approx 0,3$ мм; при этом эффективное значение относительной диэлектрической проницаемости на средней рабочей частоте 37,5 ГГц составило $\varepsilon_e = 2,97$. Соответственно, длина квази-Т волны в структуре $\lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_e} = 4,8$ мм, а требуемое значение периода решетки излучающих элементов $d = \lambda_e / 2 = 2,4$ мм. Расчетная длина антенны далее была увеличена до 28,8 мм с учетом полученных значений периода решетки излучающих элементов и установки короткозамыкающей перемычки в середине последнего элемента. Длины излучающих элементов выбраны одинаковыми $l_n = 2,2$ мм; зазоры между кромками соседних элементов на противоположных сторонах подложки $\Delta_1 = \Delta_2 = 0,1$ мм.

Для получения требуемой зависимости коэффициента ослабления $\alpha(z)$ выполнен ее расчет по формуле (3) с учетом (1) при допущении, что КПД антенны (за счет излучения) $\eta = 0,8$, т.е. мощность на конце структуры $P_L = 0,2$. График $\alpha(z)$ приведен на рис. 3.

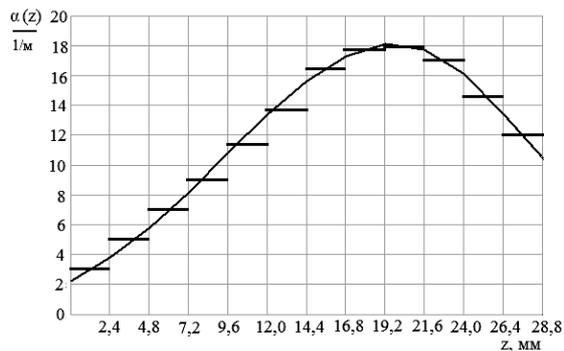


Рис. 3. Расчетная зависимость коэффициента ослабления от продольной координаты

Далее, в процессе моделирования с помощью программы ANSYS HFSS двухпортовой плоскопараллельной микрополосковой структуры, показанной на рис. 4, при различных значениях ширины W_n одинаковых излучающих элементов, выполнен расчет коэффициента ослабления с учетом полученных s-параметров структуры (s_{11} — комплексного коэффициента отражения напряжения от порта 1 и s_{21} — комплексного коэффициента передачи напряжения из порта 1 в порт 2). При этом использовано известное выражение [9]

$$\alpha = -\frac{1}{2L} \ln (|s_{11}|^2 + |s_{21}|^2). \quad (4)$$

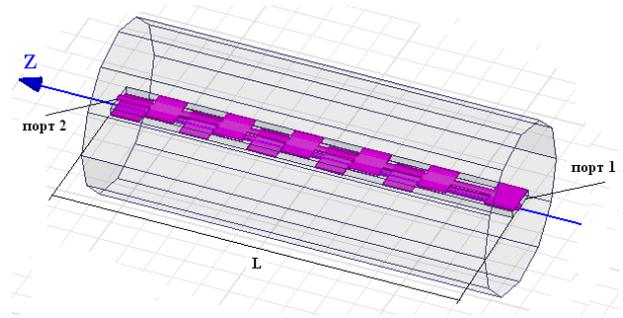


Рис. 4. Модель ОМА с двумя портами

В результате моделирования и расчетов получен график зависимости коэффициента ослабления $\alpha(W)$, приведенный на рис. 5. С помощью этого графика определены требуемые значения ширины каждой элемента W_n , обеспечивающие нужные значения α_n . Полученные значения W_n указаны в таблице.

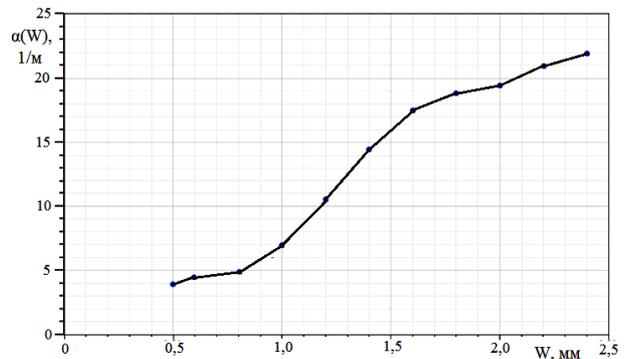


Рис. 5. Зависимость коэффициента ослабления от ширины излучающего элемента, полученная путем компьютерного моделирования

На завершающем этапе расчета модифицированы размеры излучающих элементов базовой ОМА с учетом найденных W_n , рис. 6.

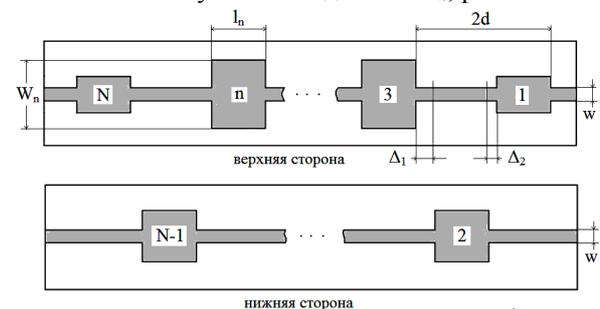


Рис. 6. Топология и размеры микрополосковых элементов антенной решетки

Для питания антенны применен простой и технологичный переход от прямоугольного волновода к полосковой линии (рис. 2). При этом подложка антенны вставляется по всей ширине внутрь волновода, высота которого выбирается равной толщине подложки, а верхний и нижний полоско-

вый проводники электрически соединяются с широкими стенками волновода. В волноводе используется основная волна типа H_{10} . Как показали расчеты, при заполнении волновода материалом с $\varepsilon=3,38$ внутренний размер широкой стенки a может быть выбран равным 5,2 мм, т.е. одному из стандартных.

Анализ полученных при компьютерном моделировании электрических характеристик новой антенны при размерах излучающей части $28,8 \times 5,2 \times 0,51$ мм³ показал, что в заданной полосе частот 36–37,5 ГГц минимальный коэффициент усиления антенны составил 7,53 дБ, максимальный — 9,2 дБ (КНД $D=9,1$ дБ). На крайних рабочих частотах 36 и 37,5 ГГц наиболее интенсивное излучение имеет место в направлениях, отклоненных от нормали к оси антенны на $\pm 3^\circ$. Примеры пространственной ДН и ДН в вертикальной плоскости на частоте 36,75 ГГц приведены на рис. 7 и 8.

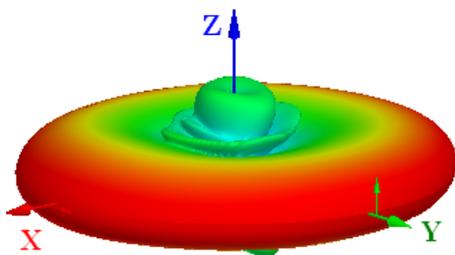


Рис. 7. Пространственная ДН антенны на частоте 36,75 ГГц

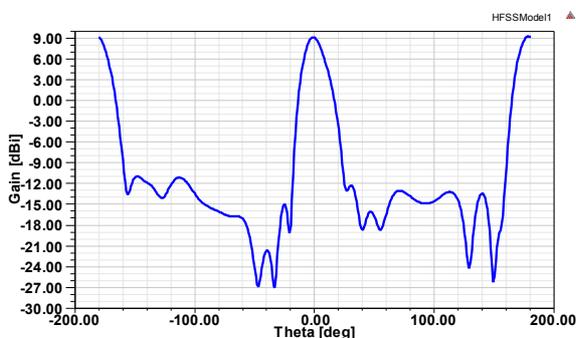


Рис. 8. ДН антенны в вертикальной плоскости (E) на частоте 36,75 ГГц

Ширина ДН антенны в вертикальной плоскости ($17-19^\circ$); УБЛ ДН во всей рабочей полосе частот не более $-19,2$ дБ; неравномерность ДН в поперечной (горизонтальной) плоскости не более $-1,7$ дБ. Частотная характеристика коэффициент стоячей волны напряжения в питающем волноводе показана на рис. 9; максимальное значение КСВ составило 1,38. В отличие от базовой ОМА с питанием с помощью коаксиальной линии передачи и перпендикулярного коаксиально-полоскового перехода, в новой антенне применен более простой и технологичный волноводно-полосковый переход.

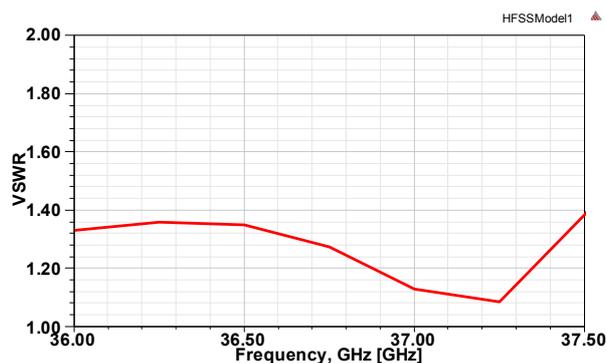


Рис. 9. Частотная характеристика коэффициента стоячей волны напряжения в питающей линии передачи

Для оценки изменения коэффициента использования длины новой антенны в сравнении с базовой использованы расчетные данные, известные для линейных коллинеарных решеток из различного числа излучающих элементов одинаковых размеров. Так, для антенны из 12 секций соответствующий максимальный КНД $D_m=9,4$ дБ. Тогда снижение КНД новой антенны, обусловленное, главным образом, расширением ее ДН, составляет $D_m-D=0,3$ дБ. При этом коэффициент использования новой антенны составляет 0,933, что практически совпадает с ожидаемым значением 0,935.

Некоторое увеличение неравномерности ДН новой ОМА в поперечной плоскости по сравнению с достигаемой в антеннах на основе цилиндрических осесимметричных структур объясняется использованием излучающих секций довольно большой ширины (до 1,7 мм).

Таким образом, использование методики синтеза антенн вытекающей волны с низким уровнем боковых лепестков диаграммы направленности применительно к микрополосковой антенной решетке из резонаторных излучателей дало положительные результаты, причем полученные электрические характеристики практически полностью соответствуют ожидаемым.

Литература

1. Huang, Kao-Cheng. Millimetre Wave Antennas for Gigabit Wireless Communications: a Practical Guide to Design and Analysis in a System Context [Текст] / Kao-Cheng Huang, David J. Edwards. – JohnWiley & Sons Ltd, 2008. – 271 P.
2. Gross, Frank B. Frontiers in Antennas: Next Generation Design & Engineering [Текст] / Frank B. Gross. New York: McGraw-Hill Comp., 2011. – 526 P.
3. Basic Report by the Group of Wireless Broadband Promotion [Текст]. December 2011. – 173 P. / [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/eng/Releases/Telecommunications/pdf/news051227_3_1-1.pdf.
4. Bancroft, R. An Omnidirectional Planar Microstrip Antenna [Текст] / Submitted for publication on April 30, 2003 to IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 8 P.

5. Коноваленко, М. О. Микрополосковая коллинеарная антенна [Текст] / М. О. Коноваленко, Ю. И. Буянов // Журнал радиоэлектроники, 2012. – № 2. – 7 с.

6. Pat. 7518554 B2 (US), H 01 Q 1/38. Antenna Arrays and Method of Making the Same [Текст] / R. Bancroft, B. Bateman (US). N 11/382190: 08.05.2006; Date of Patent 14.04.2009.

7. Shanjia, Xu. A Millimeter-Wave Omnidirectional Dielectric Rod Metallic Grating Antenna [Текст] / Xu Shanjia // IEEE Trans. AP, 1996. – V. 44. – N. 1. – P. 74–79.

8. Kim, Joong-Pyo. Radiation characteristics of Strip-Loaded Dielectric-Coated Conducting Cylinder [Текст] / Joong-Pyo Kim, Chang-Won Lee / Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, January 2008. – V. 18. – I. 1. – P. 32–41.

9. Iwasaki, T., Ikeda T., Kuki T. A Millimeter-Wave Beam-Switchable Circular Dielectric Rod Antenna using a Periodic Metal Collar [Текст] / T. Iwasaki, T. Ikeda, T.

Kuki // Niigata, Japan: Proceedings of ISAP 2007. – P. 121–124.

10. Коллинеарная антенна вытекающей волны с круговой диаграммой направленности диапазона миллиметровых волн [Текст] / Ю. Е. Калинин, А. И. Климов, А. С. Кулик, Ю. Б. Нечаев // Вестник Воронежского государственного технического университета, 2013. – Т. 9. – № 6-3. – С. 22-25.

11. Уолтер, К. Антенны бегущей волны: Пер. с англ. [Текст] / Под ред. А.Ф. Чаплина. – М.: Энергия, 1970. – 448 с.

12. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов [Текст] / Д. И. Воскресенский [и др.]; под ред. Д. И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.

13. Лось, В. Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели: методы математического моделирования [Текст] / В. Ф. Лось; под ред. Л. Д. Бахраха. – М.: ИПРЖР, 2002. – 96 с.

Значения ширины излучающих элементов

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
α_n , 1/М	3	5	7	9	11,3	13,7	16,4	17,8	18	17	14,5	12
W_n , мм	0,5	0,8	1,0	1,1	1,23	1,45	1,53	1,68	1,7	1,57	1,4	1,26

Воронежский государственный технический университет

Воронежский институт МВД России

MILLIMETER WAVES MICROSTRIP OMNIDIRECTIONAL ANTENNA ARRAY

S.A. Antipov, A.I. Klimov, V.I. Youdin

The results of the design of a vertically polarized omnidirectional microstrip antenna for short-range millimeter wave communication systems are presented. The antenna gain is not less than 7,5 dBi, the side lobe level of the radiation pattern in the vertical plane does not exceed –19 dB

Key words: millimeter waves, microstrip antenna array, omnidirectional radiation pattern

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДОСПЛАВА ЗОЛОТО-КРЕМНИЙ ПРИ МОНТАЖЕ КРИСТАЛЛОВ МОЩНЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ

Т.И. Бражникова, О.В. Марченко, В.А. Кожевников, А.Е. Бормонтов

Предложен новый способ монтажа кристаллов мощных СВЧ-транзисторов. Технический эффект предлагаемого способа монтажа кристаллов – обеспечение равномерного распределения теплового поля, снижение теплового и электрического сопротивления, повышение теплофизических характеристик приборов и их надежности

Ключевые слова: мощный СВЧ-транзистор, монтаж кристаллов, золото-кремний

Важнейшими условиями качественного группового монтажа кремниевых кристаллов на позолоченную поверхность корпуса является обеспечение однородности паяного шва (эвтектического слоя Au-Si) и отсутствие микропор по всей поверхности соединения кристалл-корпус. Проблема состоит в том, что при последовательном монтаже кристаллов транзисторной сборки «первый» и «последний» кристаллы находятся в неравных физико-технологических режимах. В то время когда на «последнем» кристалле образуется эвтектический слой, на площадке «первого» кристалла могут образовываться поры и пустоты, а также включения интерметаллидов в эвтектическом слое, нарушающие соответственно его сплошность и однородность. Следствием тепловой неоднородности всей транзисторной сборки является увеличение теплового сопротивления кристалл-корпус и, как следствие, локальной или полной деградации транзисторной структуры.

Задача совершенствования метода монтажа кристаллов представляется особенно актуальной в производстве СВЧ транзисторов большой мощности, где используется несколько кристаллов в одной транзисторной сборке.

В многокристалльной сборке выполнение условия однородности и сплошности паяного шва может быть эффективно решено в случае обеспечения высокой интенсивности реакции образования эвтектического сплава, так как в течение времени монтажа последующего кристалла в предыдущем кристалле за счет окислительно-восстановительных процессов в эвтектике происходят необратимые изменения. Вследствие этого могут образовываться микропустоты и преципитаты. Указанная неоднородность оказывает отрицательное влияние на равномерное распределение тепла по структуре транзисторной сборки. Достаточно одному или несколь-

ким кристаллам работать в режиме перегрева, как возникают «горячие» пятна, приводящие к увеличению теплового сопротивления и, как следствие, к снижению надежности транзисторов (рис.1).

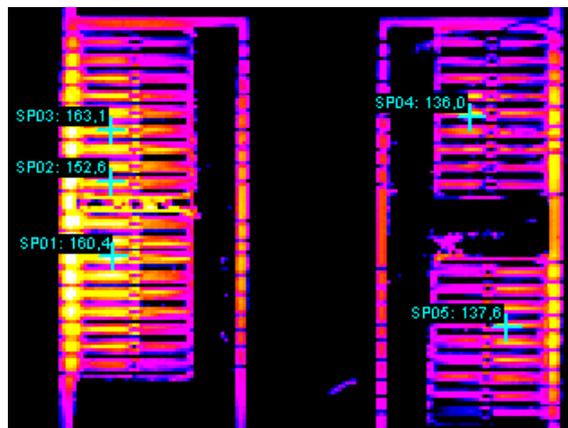


Рис.1. Фрагмент типичной картины распределения тепловых полей с образованием «горячих» пятен при обычном монтаже кристаллов

Известны способы монтажа кристаллов методом контактно-реактивной пайки, в которых используются прокладки из эвтектического сплава Au-Si [1] или золотой фольги [2], или комбинированные прокладки из золотой фольги с выступающей на ней в центре полоской сплава Au-Si [3].

Общим недостатком указанных способов является отсутствие однородности и равномерности эвтектического слоя [4], низкая интенсивность процесса образования сплава, высокая трудоемкость необходимых технологических процессов, связанная с выполнением дополнительных операций изготовления прокладок, их обработки и укладки на поверхность корпуса, а также необходимостью разработки и обеспечения дополнительной технологической оснастки.

Известны также другие способы монтажа методом контактно-реактивной пайки Au-Si, основанные на предварительном нанесении активного слоя на обратную сторону пластины с транзисторными структурами. В качестве активного слоя может быть золото [4] или аморфный кремний [5], нанесенные методом вакуумного напыления. Нанесение золота осуществляется на подслоу никеля, который предварительно вжигается при температуре порядка 400 °С [6] и является адгезионным слоем. Способ монтажа кристаллов, при котором обратная

Бражникова Тамара Ивановна – НИИЭТ, ведущий инженер, тел. 8-906-673-38-68

Марченко Олег Васильевич – НИИЭТ, нач. лаборатории, тел. 8-904-214-03-07

Кожевников Владимир Андреевич – НИИЭТ, канд. техн. наук, нач. отдела, тел. 8-920-211-62-65

Бормонтов Александр Евгеньевич – НИИЭТ, канд. физ.-мат. наук, инженер, тел. 8-920-410-42-45

сторона покрыта слоем золота, наряду с большим расходом драгметалла, использованием дорогостоящего оборудования и достаточно большой толщиной золотой пленки 1 мкм, обладает еще рядом существенных недостатков. Под воздействием температуры, во-первых, образуются интерметаллические соединения в виде силицидов никеля, во-вторых, происходит диффузия кремния по границам зерен золота на поверхность с образованием пленки двуокиси кремния.

Способ монтажа кремниевых кристаллов на позолоченную поверхность корпуса, при котором на обратную сторону пластин с кристаллами наносится тонкий слой аморфного кремния, свободен от недостатков, рассмотренных выше [6]. При его использовании удастся повысить скорость образования эвтектического сплава, его однородность и сплошность со стороны реактивных поверхностей кристалла и корпуса. Однако, использование аморфного кремния, обладающего высоким удельным сопротивлением, в качестве активного слоя может приводить к ложному забракованию транзисторных структур при контроле электропараметров на пластине.

Цель работы – обеспечение равномерного распределения теплового поля мощных СВЧ многокристалльных транзисторов, снижение теплового и электрического сопротивления и, следовательно, повышение теплофизических характеристик приборов и их надежности.

Для достижения указанной цели предлагается на обратную сторону кремниевой пластины с транзисторными структурами наносить тонкий слой псевдосплавного покрытия, состоящего из аморфного кремния и золота, причем концентрация золота определяется и задается конструкцией составной мишени золото-кремний магнетронной установки (рис. 2).

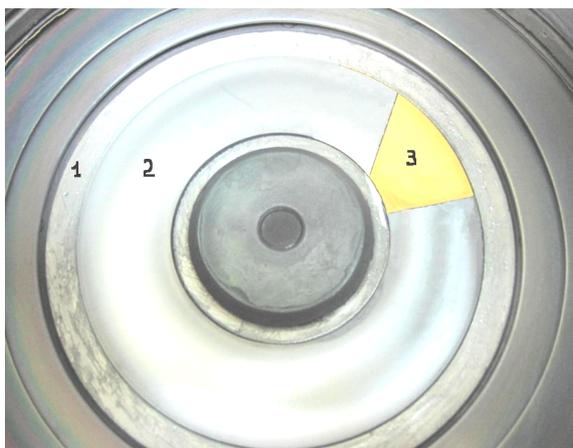


Рис. 2. Вид составной мишени золото-кремний, предназначенной для нанесения пленок на установке «Оратория-5». 1 - медное водоохлаждаемое основание, 2 - кремниевое кольцо, 3 - золотой сектор. Диаметр мишени –18 см

Состав мишени был подобран экспериментальным путем. Напыление слоя псевдосплава зо-

лото-кремний производилось методом вакуумного напыления на установке магнетронного распыления «Оратория-5» в среде аргона. При напылении формируется аморфная пленка кремния, в которой атомы золота равномерно распределены по всему объему пленки. Поэтому уже в самый начальный момент температурного воздействия атомы золота взаимодействуют с атомами аморфного кремния, многократно усиливая интенсивность образования жидкой фазы эвтектического сплава, который равномерно «смачивает» всю поверхность кристалла. Это происходит благодаря стойкости аморфного кремния к окислению и его высокой реакционной активности по отношению к золоту. Затем, на второй стадии образования паяного шва в потоке жидкой фазы начинается взаимно-объемное растворение монокристаллического кремния кристалла и золотого покрытия посадочной площадки корпуса. Данный процесс характеризуется высокой степенью интенсивности и равномерным фронтом плавления, а паяный шов не имеет микропустот и посторонних включений.

После разделения пластины на кристаллы, производится их монтаж на позолоченную площадку корпуса при температуре 430 ± 10 °С. При напайке используется режим вибрации и давления как элемент притирки двух поверхностей и прижима.

Способ монтажа с использованием псевдосплавного покрытия Au-Si на обратной стороне кристалла (пластины с транзисторными структурами) имеет значительные преимущества по сравнению с ранее применяемыми методами эвтектической пайки кристаллов как по физико-технологическим параметрам, так и благодаря своей технологической простоте, воспроизводимости и экономичности процесса.

Экспериментально установлено, что при содержании золота в пленке аморфного кремния менее 10 % уменьшается эффект реактивно-взрывного характера образования жидкой фазы эвтектического сплава. Содержание золота более 50 % нецелесообразно, так как в пленке возникают механические напряжения, локальные области образования двуокиси кремния, уменьшается адгезия к кремнию. Таким образом, содержание золота в пленке аморфного кремния должно составлять 10–50 %.

Для подтверждения эффективности разработанного метода монтажа кристаллов были сформированы 3 выборки транзисторов 2П826АС по 10 шт. из каждой партии, изготовленных с применением технологии напыления на обратную сторону кристалла пленок золота, аморфного кремния и псевдосплава золото-кремний. Транзисторная сборка (рис. 3) состоит из четырех кристаллов размером $3,6 \times 5,8$ мм, смонтированных на металлизированное керамическое основание из керамики BeO.

Тепловое сопротивление транзисторов определялось на программно-аппаратном комплексе, состоящем из ИК-камеры ThermoCAM SC3000 и программного обеспечения ThermoCAM Researcher

Рго. Соответствующие значения теплового сопротивления собранных транзисторов из трех выборок приведены в таблице. Распределение тепловых полей при монтаже кристаллов с использованием псевдосплава золото-кремний приведено на рис. 4.

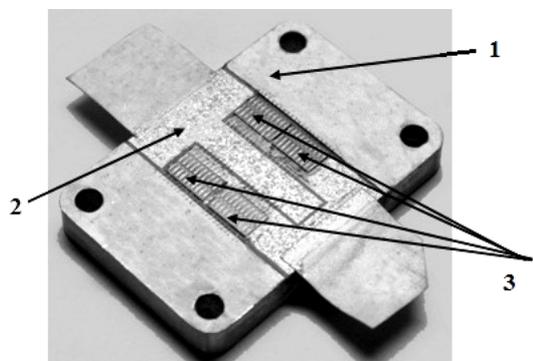


Рис. 3. Вид незагерметизированного транзистора 2П826АС. 1 – фланец, 2 – керамическое основание, 3 – кремниевые кристаллы

Влияние способа монтажа кристаллов на тепловое сопротивление транзистора

Способ монтажа кристаллов	Усредненное значение теплового сопротивления транзисторов 2П826АС, °С/Вт
Покрытие обратной стороны кристалла золотом толщиной 1 мкм	0,34
Покрытие обратной стороны кристалла аморфным кремнием толщиной 0,1 мкм	0,25
Покрытие обратной стороны кристалла псевдосплавом золото-кремний толщиной 0,1 мкм	0,19

Экспериментальная проверка показала, что предложенный способ монтажа кристаллов с нанесенным слоем золото-кремний на обратной стороне позволяет уменьшить удельное сопротивление контактного слоя и обеспечить надежный контакт пластины с электродным столиком зондового устройства при контроле электропараметров, создать условия максимальной скорости образования эвтектического паяного шва, существенно снизить

тепловое сопротивление и, тем самым, повысить надежность транзисторов.

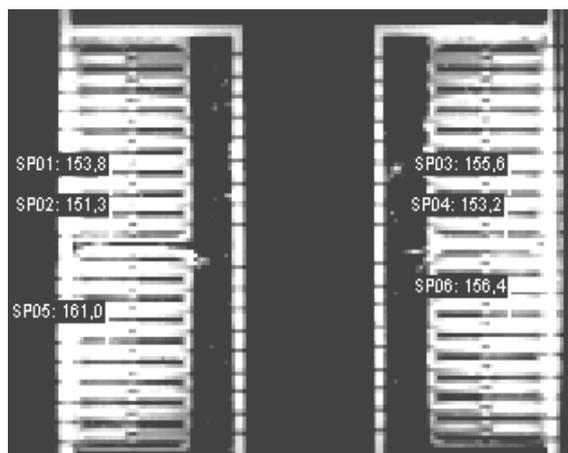


Рис. 4. Фрагмент типичной картины однородного распределения тепловых полей при монтаже кристаллов с использованием псевдосплава золото-кремний

Литература

1. Патент США №5188982, МКИ5 Н01L 21/52. Способ присоединения полупроводникового кристалла к корпусу. / Huang Chin-Ching. – Опубликовано 23.02.1993 г.
2. Патент США №5089439, МКИ5 Н01L 23/6. Монтаж кремниевых кристаллов с большими размерами на покрытую золотом поверхность / Lippey Barret. – Опубликовано 18.02.1992 г.
3. Патент США №5037778, МКИ5 Н01L 21/603. Монтаж кристалла с использованием Au-прокладки, плакированной эвтектическим сплавом Au-Si. / Stark James, Whitcomb Michael J. – Опубликовано 06.08.1991 г.
4. Мазур, А.И. Процессы сварки и пайки в производстве полупроводниковых приборов [Текст] / А.И. Мазур, В.П. Алехин, М.Х. Шоршоров. – М.: Радио и связь, 1981. – 224 с.
5. Пат. 2347297 Российская федерация, С1 Н01L 21/52. Способ монтажа кремниевых кристаллов на покрытую золотом поверхность [Текст] / Ассесоров В.В., Бражникова Т.И., Велигура Г.А., Кожевников В.А.; заявитель и патентообладатель ОАО «НИИЭТ». – № 2007119690; заявл. 28.05.2007; опубл. 20.02.2009, – Бюл. № 5.
6. Готра, З.Ю. Технология микроэлектронных устройств: Справочник. [Текст] / З.Ю. Готра. – М.: Радио и связь, 1991. – 528 с.

ОАО «Научно-исследовательский институт электронной техники», г. Воронеж

USAGE OF PSEUDOALLOY BASED ON THE GOLD-SILICON FOR THE PROCESS OF ATTACHING A DIE OF POWER MICROWAVE TRANSISTORS

T.I. Brazhnikova, O.V. Marchenko, V.A. Kozhevnikov, A.E. Bormontov

A new method of power microwave transistors die attaching is proposed. Technical effect of the proposed method of the die attaching is provision of uniform distribution of the thermal field, reduction of thermal and electrical resistance, increase of the thermalphysic characteristics of devices and their reliability

Key words: power microwave transistor, die attach, gold-silicon

ВЛИЯНИЕ ПЛАЗМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ПОЗОЛОЧЕННЫХ КОРПУСОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ИЗДЕЛИЙ НА ПРОЧНОСТЬ СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

А.А. Стоянов, В.В. Побединский, Л.Н. Владимирова, Н.В. Рогозин, С.И. Рембеза

Рассмотрены процесс плазменной обработки в среде инертного газа (Ar) позолоченных металлокерамических корпусов интегральных микросхем (ИМС) и его влияние на чистоту обрабатываемой поверхности, а также на прочность внутренних сварных соединений

Ключевые слова: плазменная обработка, металлокерамические корпуса ИМС, анализ состояния поверхности, прочность соединений

Введение. В производстве микросхем в настоящее время широко используются плазменные технологии, в основе которых лежат процессы, происходящие в низкотемпературной неравновесной плазме. Данные процессы используются для очистки и активации поверхности подложек, травления рабочих слоев различной природы, удаления резиста. Применение плазменных технологий позволяет повысить производительность труда, дает возможность автоматизировать производство микросхем. Хотя физические процессы, происходящие в плазме и при ее воздействии на поверхности подложек, до конца не исследованы, обработка в плазме весьма перспективна на различных этапах изготовления изделий электронной техники [1].

Качество сборочных операций в производстве полупроводниковых изделий (ППИ) существенно зависит от подготовки поверхности металла корпуса, заключающееся в получении микрорельефа с малой высотой микронеровностей. Установлено, что структура и морфология поверхности исходного металла и его покрытия претерпевают существенные изменения на разных технологических операциях изготовления корпуса ППИ.

Формирование надежных контактов к позолоченным корпусам осуществляется соответствующей их подготовкой к сборочным операциям. Установлено [2] влияние обработки золотых пленок корпусов ППИ лазерным

излучением неодимового оптического квантового генератора (ОКГ) на механическую прочность и воспроизводимость микросварных соединений, выполненных ультразвуковой (УЗ) микросваркой алюминиевой проволокой. Повышение качества микросварных соединений происходит за счет десорбции органических загрязнений и естественной оксидации пленки с поверхности золотого покрытия. Оптимальная мощность лазерной обработки золотых пленок позволяет существенно стабилизировать процесс микросварки и улучшить параметры соединений алюминиевой проволоки с позолоченной траверсой корпуса. Органические загрязнения и естественные оксидные пленки на поверхности соединяемых деталей как при пайке, так и при сварке влияют на процесс образования и развития физического контакта в зоне соединения.

Одним из методов подготовки позолоченных деталей к сборочным операциям является комплексное воздействие ультрафиолетового (УФ) излучения с плотностью потока $1,2 \cdot 10^{-2}$ Вт/см² на длине волны 0,2537 мкм и озона (расход кислорода – 0,8 л/мин) на поверхность золотых пленок. При облучении УФ излучением и озоном золотых пленок в течение 6 часов толщина поверхностных органических пленок уменьшается [3].

Целью работы является анализ влияния плазменной обработки позолоченного корпуса типа Н16.48 – 2В на прочность микросварных соединений с алюминиевой проволокой. Плазменная обработка проводилась на производственной ВЧ-установке Nordson March AP-1000 в реакционно-разрядной камере с диодной системой возбуждения разряда. Источником питания служил ВЧ-генератор с рабочей частотой 13,56 МГц. В качестве

Стоянов Андрей Анатольевич – ВГТУ, аспирант, тел. 89081349269

Побединский Виталий Владимирович – НИИЭТ, инженер – технолог, тел. 89204043431

Владимова Людмила Николаевна – ВГУ, канд. хим. наук, доцент, тел. 89204638013

Рогозин Никита Владимирович – НИИЭТ, инженер – технолог I категории, тел. 89507592155

Рембеза Станислав Иванович – ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. 2437695

плазмообразующего газа применяли аргон (Ar) (рабочее давление 20 Па; мощность ВЧ 500 Вт).

Экспериментальные исследования

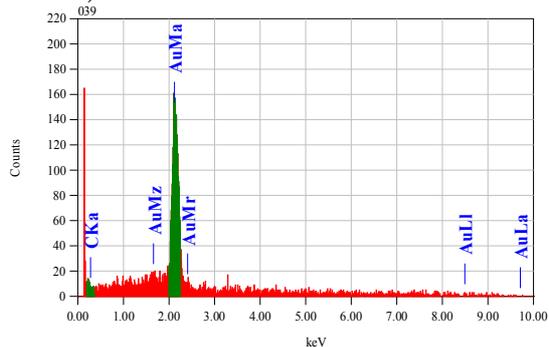
В соответствии с поставленной целью были выполнены несколько серий экспериментов:

1) Плазменная обработка позолоченных металлокерамических корпусов в указанном выше режиме и с использованием в качестве технологического газа (Ar).

2) Анализ состояния поверхности траверс до и после плазменных обработок.

В процессе проведения экспериментов исследовали состояние поверхности корпусов и траверсов как до плазменной обработки в среде (Ar) так и после нее. Образцы были исследованы с помощью энерго-дисперсионного анализа на растровом электронном микроскопе Jeol JSM 6610A, «принцип работы которого основан на возбуждении характеристического рентгеновского излучения атомов элементов, содержащихся в анализируемом образце, и регистрации вторичного флуоресцентного излучения полупроводниковым детектором [4]».

Используя ZAF Method Standardless Quantitative Analysis были автоматически идентифицированы спектральные линии, соответствующие содержащимся в образце элементам (рис. 1 и 2), и определялись интенсивности этих линий [4], которые пропорциональны концентрации элементов (табл. 1).



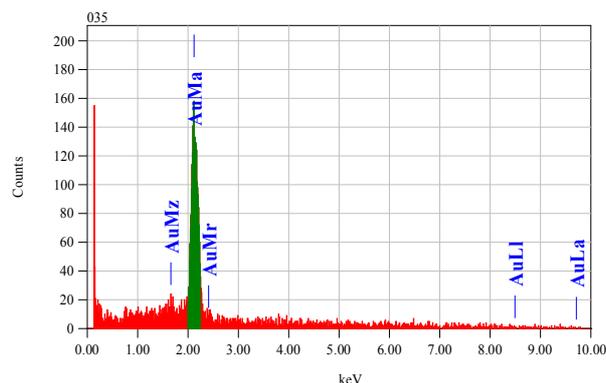
Fitting Coefficient : 0.8663

Element	(keV)	Mass%	Error%	Atom%	Mass%
Au M	2.121	97.57	2.77	70.99	98.0350
C K*	0.277	2.43	0.23	29.01	1.9650
Total		100.00		100.00	

Рис. 1. Элементный состав поверхности позолоченных траверс корпуса до плазменной обработки в аргоне

Анализу подвергались контактные площадки металлокерамических корпусов. Наличие углерода на позолоченных корпусах

ИМС может быть обусловлено загрязнением поверхности при их хранении.



Fitting Coefficient : 0.8491

Element	(keV)	Mass%	Error%	Atom%	Mass%
Au M	2.121	100.00	3.18	100.00	100.0000
Total		100.00		100.00	

Рис. 2. Элементный состав поверхности позолоченных траверс корпуса после плазменной обработки в аргоне

Таблица 1
Результаты энерго-дисперсионного анализа

	Содержание элементов, % (масс)	
	Au	C
Траверсы позолоченного металло-керамического корпуса		
до обработки	97,57	2,43
после плазменной обработки	100	0

Кроме удаления углерода с поверхности корпуса, увеличение прочности сварных соединений стало возможным во многом благодаря модификации обрабатываемой поверхности. С помощью атомно – силовой микроскопии был проведен анализ поверхности металлокерамического корпуса.

Анализ проводился на сканирующем зондовом микроскопе Solver P47H с использованием композитного кантилевера марки HA_NC ETALON с резонансной частотой 140 Гц и постоянной силой 3.5 Н/м. С помощью зондового микроскопа с точностью до долей нм, зафиксировали изменение особенностей рельефа, до и после плазменной обработки.

В табл. 2 показаны основные параметры шероховатости поверхности, как обработанного, так и исходного образца. Статистические параметры, вычисленные из исходной дискретной функции – $Z_{ij}=Z(X_i, Y_j)$, где заданная на плоскости XY , N_x, N_y - число точек по осям X, Y . Площадь сканирования 5×5 мкм².

Таблица 2
Основные параметры шероховатости поверхности

Параметры поверхности	Исходный образец	Обработанный образец
Размах высот, нм	621,876	416,469
Ten point height (шероховатость поверхности по выбранным пяти максимальным высотам и впадинам), нм	309,894	204,85
Средняя арифметическая шероховатость, нм	64,4935	51,7091
Средняя квадратичная шероховатость, нм	82,7937	63,487
Коэффициент асимметрии, нм	-0,253438	0,159987

Коэффициент асимметрии для обработанного образца имеет положительную асимметрию распределения, что характеризует впадины на поверхности образца, в отличие от исходного, который имеет отрицательную асимметрию распределения, характерной особенностью которой являются пики на исследуемой поверхности.

Влияние плазменной обработки на прочность соединений Al – Au. От состояния приповерхностных слоев корпуса – на что решающее воздействие оказывает плазменная обработка – зависит во многом прочность формируемых на таких поверхностях сварных соединений.

Присоединение алюминиевой проволоки диаметром 35 мкм к позолоченным корпусам проводили на установке ультразвуковой сварки марки H&K VJ – 820 методом «клин – клин» (внахлестку) инструментом фирмы SPT. Режимы микросварки «проволока – покрытие»

выбраны опытным путем, исходя из максимальной прочности соединений: время 20 мс; давление инструмента 35 сН; мощность 32 единицы по шкале генератора установки УЗС. На данных режимах было разварено 30 соединений и проведена оценка их прочности на установке контроля Dage 4000 PXY с картриджем (WP – 100).

Полученные данные для корпуса H16.48 – 2В представлены в табл. 3. Сравнительные данные по прочности сварных соединений до и после плазменной обработки свидетельствуют о возрастании абсолютной величины максимальной прочности соединений после плазменной обработки исследуемых корпусов.

Таблица 3
Максимальная прочность сварных соединений

Условное обозначение корпуса	№ п/п	Максимальная прочность соединения, сН	
		до обработки	после обработки
H16.48 – 2В	1	12,3	14,5
	2	12,7	14,8
	3	11,9	14,4
	4	12,1	14,7
	5	11,8	14,5
	6	12,5	14,2
	7	12,0	13,8
	8	12,8	14,6
	9	12,1	14,5
	10	12,6	14,7
Среднее значение		~ 12,3	~ 14,5

Таким образом, анализируя полученные спектральные характеристики, можно сделать вывод о том, что процесс плазменной обработки металлокерамического корпуса способствует удалению с поверхности корпуса углерода, а это приводит к повышению степени чистоты этой поверхности. Плазменная обработка поверхности корпусов в среде аргона повышает максимальную прочность алюминиевых проволочных выводов с позолоченной контактной площадкой корпуса ~ на 18 %.

Заключение. На основе анализа полученных результатов можно сделать следующие основные выводы:

1. В процессе плазменной обработки

позолоченного металлокерамического корпуса в среде аргона с его поверхности удаляется углерод, что способствует повышению степени чистоты этой поверхности.

2. Плазменная обработка поверхности позолоченных корпусов ИМС в среде (Ar) повышает максимальную прочность алюминиевых проволочных выводов с позолоченной контактной площадкой корпуса ~ на 18 % вследствие улучшения адгезионных характеристик модифицированной плазмой поверхности.

Литература

1. Нономура, М. Технология обработки поверхностей плазмой для установки корпусов флип – чип

[Текст] / М. Нономура // Компоненты и технологии. – 2008. – № 12. – с. 148 – 152.

2. Мужиченко, О.Г. Влияние лазерной обработки тонких пленок на качество ультразвуковой микросварки [Текст] / О.Г. Мужиченко, В.М. Колешко, А.И. Дударчик //Электронная техника. Сер.7. Технология, организация производства и оборудование. – 1982. – Вып. 6. – с. 3 – 5.

3. Мужиченко, О.Г. Влияние ультрафиолетового облучения тонких пленок на качество ультразвуковой микросварки [Текст] / О.Г. Мужиченко, В.М. Колешко, А.И. Дударчик //Электронная техника. Сер.7. Технология, организация производства и оборудование. – 1987. – Вып. 2. – с. 56 – 59.

4. Scanning Electron Microscopy and X-Ray Microanalysis [Text] / Сканирующая электронная микроскопия / Goldstein J./Голдстейн Дж. / Kluwer Academic/Plenum Publishers., 2003. – 361 с.

Воронежский государственный технический университет

ОАО «Научно–исследовательский институт электронной техники», г. Воронеж

Воронежский государственный университет

PLASMA TREATMENT INFLUENCE ON RELIABILITY OF WIRE BONDS IN GOLDEN PLATED MICROELECTRONIC DEVICES

A.A. Stoyanov, V.V. Pobedinsky, L.N. Vladimirova, N.V. Rogozin, S.I. Rembeza

It is shown plasma treatment process of golden plated integrated circuit (IC) packages in inert gas atmosphere (Ar) and its influence on reliability of wire bonds and processing surface purity

Key words: plasma treatment, metal – ceramic IC packages, surface condition analysis, reliability of wire bonds

РАЗРАБОТКА ПЕЛЕНГАЦИОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, РАСПОЛОЖЕННОЙ НА БОРТУ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

И.С. Бобылкин, А.В. Муратов, Л.А. Носова, А.С. Самодуров

Предлагается использовать антенную решетку, состоящую из девяти вертикальных вибраторов в качестве мобильной пеленгационной. Размещение малоразмерной решетки возможно, например, на беспилотных летательных аппаратах. Представлена 3D модель такого аппарата с антенной решеткой, проведен анализ пеленгационных характеристик

Ключевые слова: вибратор, антенная решетка, беспилотный летательный аппарат

Подъем антенной решетки радиопеленгации и радиомониторинга на некоторую высоту способен значительно расширить зону охвата комплекса специальной радиоаппаратуры. Бортовое размещение таких комплексов на летательных аппаратах является уже вполне привычным [1, 2, 3].

В последнее время в связи с постоянным стремлением к малой радиолокационной заметности и скрытности особенно бурное развитие испытывают технологии построения беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Отказ от использования человека в качестве пилота дает возможность разместить на борту больше аппаратуры или вооружения или же значительно уменьшить размеры летательного аппарата. В прессе появляются сообщения о применении таких сверхмалых БЛА [4].

Предлагается применение квадрокоптера в качестве носителя пеленгационной антенной решетки (рис. 1), предназначенной для приема сигналов вертикальной поляризации. Для проверки этой возможности была построена трехмерная модель (рис. 2) и проанализирована адекватность построения, а так же возможность ее применения для анализа пеленгационных характеристик.

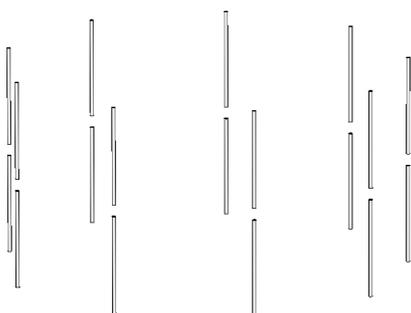


Рис. 1. 9-ти элементная антенная решетка

Преимуществами малых беспилотных летательных аппаратов помимо малой заметности являются надежность и простота конструкции, большая стабильность, компактность и маневренность, малая взлетная масса при существенной массе полезной нагрузки [5, 6].

Корпус модели квадрокоптера представляет собой полую коробку управления с электроникой внутри шириной 80 мм и высотой 30 мм, 4 несущие штанги винтов диаметром 10 мм, выходящие из него, диаметр самих винтов 150 мм, общий размер носителя в поперечнике – чуть менее 450 мм [7]. 9 одинаковых вертикальных полуволновых вибраторов длиной 100 мм образуют антенную решетку, которая находится снизу от корпуса с зазором 1 мм. Ее диаметр составляет 200 мм. Вибраторы нагружены на сопротивления 1000 Ом, имитирующие высокоомные входные каскады.

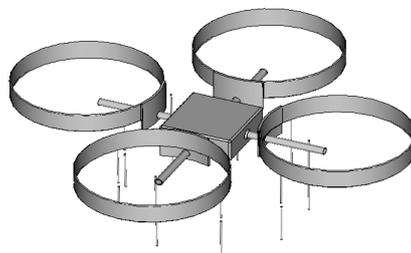


Рис. 2. 3D модель БЛА с антенной решеткой

В центральной части БЛА размещают контроллер, батареи и полезную нагрузку, например, видеокамеру или антенную решетку. По радиусу от центра на балках устанавливаются микроэлектродвигатели с несущими винтами, которые образуют крестообразную конструкцию аппарата.

На рис. 3 приведены зависимости «восстановленного» сопротивления нагрузочных резисторов от частоты плоской электромагнитной волны, которой облучается система. Сопротивления восстановлены из наведенных на вибраторах токов и напряжений. Расчет показывает корректность проведенного моделирования, так сказать сходимость задачи. Видно, что погрешность восстановления сопротивления, а значит и

Бобылкин Игорь Сергеевич – ВГТУ, канд. техн. наук, ст. преподаватель, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Муратов Александр Васильевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, e-mail: kipr@vorstu.ru
 Носова Лилия Андреевна – ВГТУ, студент, e-mail: liy1994@mail.ru
 Самодуров Александр Сергеевич – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, e-mail: unaxel2000@mail.ru

погрешность расчетов не превышает 5% вплоть до частоты 500 МГц. Следовательно, в первом приближении модель вполне применима для оценки влияния корпуса носителя, например в гражданском диапазоне 433 МГц.

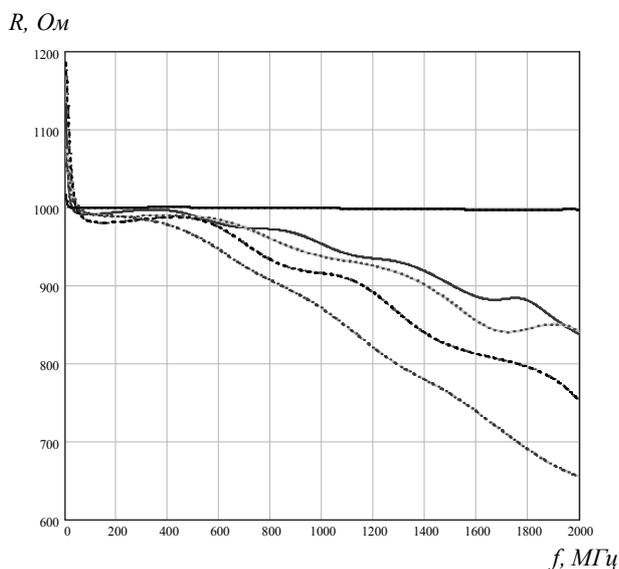


Рис. 3. Зависимости «восстановленного» сопротивления от частоты

Построенные частотные зависимости фаз напряжений на резисторах нагрузки вибраторов антенной решетки, базируемой на летательном аппарате, являются практически линейными, рис. 4.

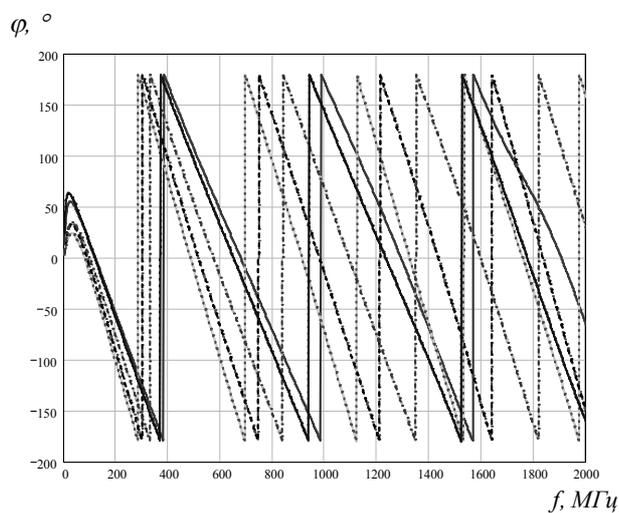


Рис. 4. Частотные зависимости фаз напряжений на резисторах нагрузки вибраторов пеленгаторной антенной решетки, вычисленные с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутального угла падения волны $\varphi_{при} = 0^\circ$

Данное обстоятельство существенно упрощает процедуру интерполяции угло-частотных зависимостей фаз напряжений на выходах высокоомных буферных каскадов в низкочастотной

области функционирования радиопеленгаторного комплекса, т.к. для их аналитического описания в подавляющей части области частот $f \leq 1.5$ ГГц достаточно для каждой из 9 представленных выше ломаных линий определить координаты всего лишь 6-9 точек (для фиксированного значения угла падения волны $\varphi_{при} = const$).

На рис. 5 приведены частотные зависимости значений пеленгов источников радиоизлучения, вычисленных с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутальных углов падения волны $\varphi = 20^\circ, \varphi = 40^\circ, \varphi = 60^\circ, \varphi = 80^\circ, \varphi = 110^\circ, \varphi = 130^\circ, \varphi = 150^\circ, \varphi = 170^\circ$. На удивление частотные зависимости являются довольно гладкими даже на высоких частотах, где должна сказываться некорректность модели.

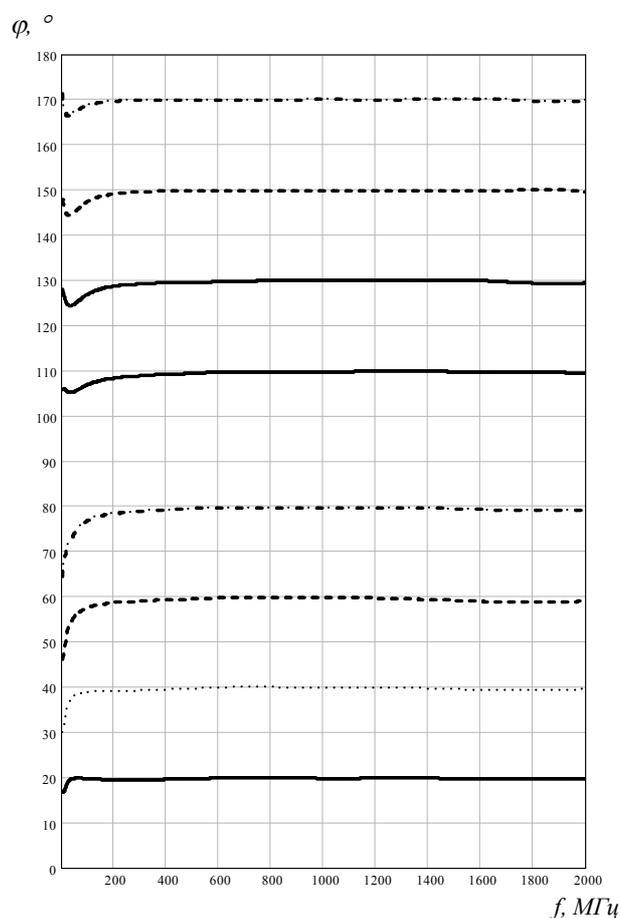


Рис. 5. Частотные зависимости значений пеленгов источников радиоизлучения, вычисленных с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутальных углов падения волны $\varphi = 20^\circ, \varphi = 40^\circ, \varphi = 60^\circ, \varphi = 80^\circ, \varphi = 110^\circ, \varphi = 130^\circ, \varphi = 150^\circ, \varphi = 170^\circ$

На рис. 6 приведены частотные зависимости ошибок пеленгования источников радиоизлучения, вычисленных с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутальных углов падения волны $\varphi = 20^\circ, \varphi = 40^\circ, \varphi = 60^\circ, \varphi = 80^\circ, \varphi = 110^\circ, \varphi = 130^\circ, \varphi = 150^\circ, \varphi = 170^\circ$.

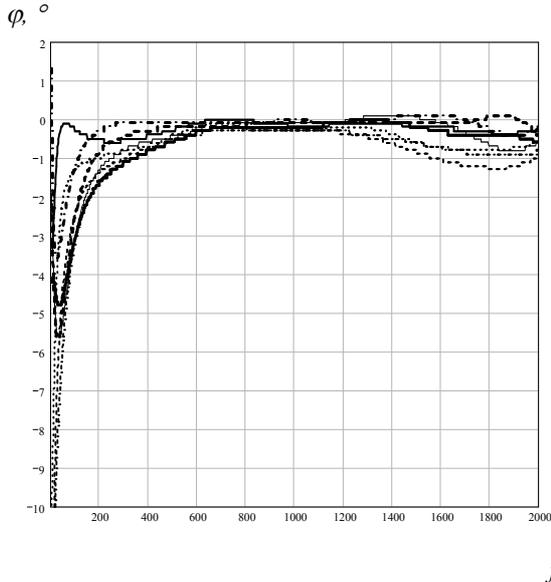


Рис. 6. Частотные зависимости ошибок пеленгования источников радиоизлучения, вычисленных с учетом влияния рассеянного носителем поля для азимутальных углов падения волны $\varphi=20^\circ$, $\varphi=40^\circ$, $\varphi=60^\circ$, $\varphi=80^\circ$, $\varphi=110^\circ$, $\varphi=130^\circ$, $\varphi=150^\circ$, $\varphi=170^\circ$

Вплоть до частот ниже 150 МГц для всех углов прихода волны ошибка пеленга не превышает 2 градусов. Как можно видеть из рис. 3, 4 на этих частотах расчет еще является корректным. В области частот ниже 50 МГц расчет уже не корректен, в подтверждение этого наблюдается как аномальный рост ошибок пеленгации, так и уменьшение для одного из углов. Интересно, что в основном наблюдаются отрицательные ошибки. В целом можно сказать, что БЛА такой конструкции оказывает слабое влияние на предлагаемую антенную решетку на заданных частотах и вполне может быть применен в качестве носителя.

Квадрокоптеры имеют большой спрос среди авиамodelистов, но также находят свое применение и в профессиональной сфере, например, полиции или армии [8, 9, 10]. Уже были замечены квадрокоптеры, доставляющие почту адресату, их применяют для панорамных съемок важных мероприятий. Развитие и усовершенствование технологий изготовления позволит увеличить сферу их применения.

Воронежский государственный технический университет

DEVELOPMENT OF A DIRECTION-FINDING ANTENNA ARRAY LOCATED ON-BOARD OF THE UNMANNED AERIAL VEHICLE

I.S. Bobylkin, A.V. Muratov, L.A. Nosova, A.S. Samodurov

It is proposed to use an antenna array consisting of nine vertical dipoles as the mobile direction-finding. Placement of small lattice is possible on unmanned aerial vehicles. A 3D model of the device with the antenna array, the analysis of the direction-finding characteristics is presented

Key words: dipole, antenna array, unmanned aircraft

1. Самодуров А.С. Разработка элементов программного комплекса анализа и синтеза сверхширокополосных антенн аппаратуры радиоконтроля мобильного и стационарного базирования [Текст] / А.С. Самодуров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2012. – Т. 8. – № 7. 1. – С. 122 – 125.

2. Ашихмин А.В. Обоснование возможности использования упрощенной электродинамической модели самолета в виде совокупности конуса и цилиндра [Текст] / А.В. Ашихмин, К.А. Разинкин, А.С. Самодуров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2005. – Т. 1. - № 11. – С. 34 – 39.

3. Ашихмин А.В. Численный анализ пеленгационных характеристик кольцевой вибраторной антенной решетки, установленной на борту самолета [Текст] / А.В. Ашихмин, К.А. Разинкин, А.С. Самодуров // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2005. – Т. 1. - № 11. – С. 154 – 159.

4. Квадрокоптер с радиопеленгатором [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://egofree.ru/kvadrokopter-s-radiopelengatorom>

5. Белоцерковский, Т.В. Система управления БПЛА для полета на малых высотах [Электронный ресурс] / Т.В. Белоцерковский // Национальный технический университет Украины. Режим доступа: <http://www.uran.donetsk.ua/~masters/2013/fkita/perebeinos/library/article6.htm>.

6. Thae Su Aye Development of unmanned aerial vehicle manual control system [Текст] / Thae Su Aye, Pan Thu Tun, Zaw Min Naing, Yin Mon Myint // World Academy of Science, Engineering and Technology. 2008. - № 42.

7. Самодуров А.С. 3D модель квадрокоптера [Текст] / А.С. Самодуров, Л.А. Носова // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем: межвуз. Сб. науч. тр. — Воронеж: ВГТУ, 2014. — С. 127-133.

8. Павлушенко М. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития [Текст] / М. Павлушенко, Г. Евстафьев, И. Макаренко. — М.: Права человека, 2005.— 611 с.

9. Википедия – свободная энциклопедия [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://ru.wikipedia.org/wiki/Мультикоптер>.

10. Электронный каталог The first helicopter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://firsthelicopter.ru/>.