

СОДЕРЖАНИЕ

Информатика, вычислительная техника и управление

Решение матрично сингулярно возмущенной линейной задачи оптимального управления с помощью минимальной силы и с многомерными управлениями	
Ю.В. Корыпаева, В.В. Пешков.....	7
Алгоритмическое обеспечение построения траектории уклонения летательного аппарата от управляемых средств поражения	
М.А. Горчаков, А.В. Лущик, В.И. Рубинов.....	15
Стратегия управления игроком-союзником в задаче нелинейной дифференциальной игры с терминальными ограничениями	
И.В. Щербань, С.В. Иванов, О.Г. Щербань.....	21
Модели обработки информации в системах испытания оборудования на надежность	
А.Ю. Русин, Г.А. Дмитриев, М.А. Абдулхамед.....	27
Разработка алгоритмов процесса тестирования для программно-аппаратного комплекса климатических испытаний модулей электропитания	
А.Д. Данилов, В.А. Минеев.....	32
Сравнительный анализ градиентных методов выделения контура объекта на изображении	
О.А. Пахомова, О.Я. Кравец.....	37
Алгоритм определения координат и параметров движения наземных объектов	
В.В. Шипко, В.И. Рубинов, И.Е. Шаронов, А.С. Ханов.....	43

Энергетика

Алгоритмы принятия решений в задачах управления сроком службы объектов ядерной энергетики	
В.П. Поваров, М.Б. Бакиров, А.Д. Данилов.....	49
Целесообразность децентрализации компенсации реактивной мощности в электрической системе Республики Таджикистан	
С.Ш. Таваров.....	59
Обработка данных в системе непрерывного мониторинга эксплуатационной повреждаемости критических элементов энергетических установок	
В.П. Поваров, М.Б. Бакиров, А.Д. Данилов.....	64

Радиотехника и связь

Многолучевая антенна с гребенчатым рефлектором	
А.В. Останков.....	73
Решение проблем децимации с помощью СИС-фильтра в цифровом приёмнике	
Д.В. Журавлёв, С.В. Поляков.....	81
Экспериментальное определение коэффициента ослабления побочных электромагнитных излучений в диапазоне дециметровых волн	
Д.В. Асотов, Б.В. Матвеев, А.В. Останков, А.А. Макаров.....	90
Архитектура для стохастических LDPC-декодеров с использованием эффективной площади кристалла на основе ПЛИС	
М.В. Хорошайлова.....	95

Методология дефектоскопии и калибровки оптических фазированных антенных решеток, основанная на аппроксимации пространственной структуры поля с помощью метода вспомогательных источников	
Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов.....	101
Влияние термостабилизации опорного генератора на точность измерения частоты радиосигналов и рекомендации по минимизации её негативных побочных эффектов	
А.О. Рыжов, И.Б. Крыжко, А.А. Макаров, А.Б. Токарев.....	108
Евклидово-ортогональная LDPC-архитектура с низким уровнем сложности для приложений малой мощности	
А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова.....	116
Исследование метода аппроксимации электромагнитного поля в области расположения оптической антенной решетки, основанного на использовании вспомогательных источников поля	
Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов.....	122
Совместное мультиплексирование и пространственная коммутация потока данных в беспроводных каналах передачи информации	
Б.В. Матвеев, Д.В. Асотов, В.И. Маслов, Л.Ш. Голоскокова.....	132

Машиностроение и машиноведение

Диффузионно-сварные титановые тонкостенные слоистые конструкции	
В.В. Пешков, А.Б. Булков, В.И. Максименков, А.Б. Коломенский.....	138
Влияние значений технологических режимов процесса точения на возникновение автоколебаний	
В.С. Быкадор, Е.С. Шаламов, О.В. Тетенко.....	147

Физика

Низкочастотное внутреннее трение в сверхпроводниках	
И.М. Шушлебин, О.В. Калядин, А.В. Сергеев.....	153

CONTENTS

Informatics, computer engineering and control

Solving the matrix of singular perturbed linear problems of optimum control with the minimum strength and dimensional controls	
Yu.V. Korypaeva, V.V. Peshkov	7
Algorithmic support for constructing the trajectory deviations of the aircraft provided by the guided weapons	
M.A. Gorchakov, A.V. Lushchik, V.I. Rubinov	15
Management strategy the player-ally in the task nonlinear differential games with terminal constraints	
I.V. Shcherban, S.V. Ivanov, O.G. Shcherban	21
Model information processing systems on reliability testing equipment	
A.Yu. Rusin, G.A. Dmitriev, M.A. Abdulhameed	27
Development of algorithms of the testing process for a software-hardware complex climatic tests power supply modules	
A.D. Danilov, V.A. Mineev	32
Comparative analysis of gradient distribution methods for allocation of the object contour on the image	
O.A. Pakhomova, O.Ya. Kravets	37
Algorithm for determining the coordinates and parameters of the motion of ground objects	
V.V. Shipko, V.I. Rubinov, I.E. Sharonov, A.S. Hanov	43

Energetics

Decision making algorithms for managing the duration of nuclear energy facilities	
V.P. Povarov, M.B. Bakirov, A.D. Danilov	49
Feasibility of decentralizing the compensation of reactive power within the energy supply system of the Republic of Tajikistan	
S.Sh. Tavarov	59
Data processing within the system of continuous operational monitoring of critical elements damages of basic installation units of power plants	
V.P. Povarov, M.B. Bakirov, A.D. Danilov	64

Radio engineering and communication

The multibeam antenna with comb reflector	
A.V. Ostankov	73
Solution to problems of decimation with the CIC-filter in a digital receiver	
D.V. Zhuravlyev, S.V. Polyakov	81
Experimental determination of the e-field radiation attenuation coefficient in the range of decimetric waves	
D.V. Asotov, B.V. Matveev, A.V. Ostankov, A.A. Makarov	90
Architecture for stochastic LDPC-decoders c using the effective chip area based on EPLD	
M.V. Khoroshaylova	95
Methodology of defectoscopy and calibration of optical phased antenna arrays, based on approximation of the space structure of the field by the method of auxiliary sources	
D.K. Proskurin, Yu.G. Pasternak, K.S. Safonov, F.S. Safonov	101

Influence of thermostabilization of the reference generator on the accuracy of measuring frequency of radiosignals and recommendations on the minimization of its negative side effects	
A.O. Ryzhov, I.B. Kryzhko, A.A. Makarov, A.B. Tokarev.....	108
Euclidovo-orthogonal LDPC-architecture with low degree of complexity for low power applications	
A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshaylova.....	116
Investigation of the approximation method of electromagnetic field in the location of an optical antenna array based on the use of auxiliary sources of field	
D.K. Proskurin, Yu.G. Pasternak, K.S. Safonov, F.S. Safonov.....	122
Joint multiplexing and the data stream space switching in information transfer wireless links	
B.V. Matveev, D.V. Asotov, V.I. Maslov, L.Sh. Goloskokova.....	132

Mechanical engineering and science of machines

Diffusion-welded titanium thin-walled layered constructions	
V.V. Peshkov, A.B. Bulkov, V.I. Maksimenkov, A.B. Kolomenskij.....	138
Influence of turning process parameters on self-oscillations occurrence	
V.S. Bykador, E.S. Shalamov, O.S. Tetenko.....	147

Physics

Low-frequency internal friction in superconductors	
I.M. Shushlebin, O.V. Kalyadin, A.V. Sergeev.....	153

Информатика, вычислительная техника и управление

УДК 517.928.2+517.977.5

РЕШЕНИЕ МАТРИЧНО СИНГУЛЯРНО ВОЗМУЩЕННОЙ ЛИНЕЙНОЙ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ МИНИМАЛЬНОЙ СИЛЫ И С МНОГОМЕРНЫМИ УПРАВЛЕНИЯМИ

© 2018 Ю.В. Корыпаева¹, В.В. Пешков²

¹Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: предлагается асимптотический подход к решению задачи оптимального управления с помощью минимально возможной силы. Динамическая система относится к классу линейных матрично сингулярно возмущенных систем. Управляющие функции считаются многомерными, причем евклидова норма их значений ограничена. Для матрично сингулярно возмущенных систем анализ этой проблемы до сих пор не осуществлялся. Ранее задача в аналогичной постановке, но для линейной сингулярно возмущенной динамической системы была решена А.И. Калининым. В нашем исследовании перечисляются условия, при которых исходное уравнение состояния может быть приведено к системе, в которой выделены быстрые и медленные переменные. Конструируется и обосновывается алгоритм поиска асимптотического решения рассматриваемой задачи, который основывается на расщеплении исходной возмущенной задачи оптимального управления на две задачи меньшей размерности и не содержащих возмущений, при этом одна из них является соответствующей вырожденной задачей. После решения этих задач структура оптимального управления полностью определена и может быть получено в явном виде выражение для асимптотически субоптимального управления желаемого порядка точности

Ключевые слова: сингулярные возмущения, асимптотические методы, оптимальное управление, многомерные управляющие воздействия

Введение

В фундаментальной математической теории управляемых систем серьезный интерес вызывают задачи об управлении объектами, движение которых описывается сингулярно возмущенными системами. Подобные задачи имеют огромную практическую значимость. Библиография по этой тематике объемна, но систематизация теоретических основ сингулярных возмущений в задачах управления была проведена в обзоре А.Б. Васильевой и М.Г. Дмитриева [1]. Что касается последующих исследований, то с новыми методами и результатами можно ознакомиться в обзоре М.Г. Дмитриева и Г.А. Куриной [2].

Использование основных асимптотических подходов, таких как метод пограничных функций, методы согласования асимптотических разложений и разделения движений, а также прямую схему построения асимптотических разложений, при решении задач с управляющей функцией, ограниченной по норме, наталкивается на ряд осложнений. Практически до конца XX века исследования подобных задач носили по большей части качественную направленность.

При нахождении оптимального управления в задачах с подобной постановкой важным моментом является проблема существования и расположения добавочных точек переключения оптимальной управляющей функции. Результаты исследования этого вопроса приведены в трудах Collins W.D., автором рассматривалась задача оптимального быстрогодействия. Для аналогичной задачи в случае, когда динамическая система является матрично сингулярно возмущенной, анализ этой проблемы проводился в работах Корыпаевой Ю.В.

Огромный вклад в решение проблемы поиска асимптотики решения для разнообразных классов управляемых систем, с ограничениями на управляющую силу в виде замкнутых неравенств, был сделан А.И. Калининым [3].

В процессе решения сингулярно возмущенных задач оптимального управления приходится неоднократно интегрировать прямую и сопряженную системы, которые в подобных задачах оказываются жесткими [4]. Эта особенность неизбежно вызывает сложности при вычислениях: увеличение времени счета, аккумуляцию вычислительных ошибок. Поэтому асимптотические методы являются тем подспорьем

рьем, которое позволяет эффективно преодолеть эти проблемы.

Прием, предлагаемый А.И. Калининым, основан на специальной конечномерной параметризации оптимального управления и делает возможным отыскание асимптотического разложения точек переключения как скалярного, так и многомерного оптимального управления и для любого натурального числа N позволяет построить в явном виде асимптотически N -субоптимальное управление (определение субоптимальности приводится в [3, 5]).

Огромным преимуществом подхода А.И. Калинина оказывается возможность преобразовать исходную возмущенную задачу к решению нескольких более легких задач, размерность которых меньше, чем у исходной.

Предлагаемая работа содержит обоснованную идею конструирования асимптотики решения задачи о нахождении оптимального многомерного управления линейной матрично сингулярно возмущенной системой, имеющего минимальную интенсивность. В рассматриваемом случае интенсивность будем понимать как максимум евклидовой нормы управления. В задачах с практическим содержанием интенсивность чаще всего трактуется как наибольшее значение обобщенной силы, которая в свою очередь интерпретируется как управляющее усилие. В связи с этим предлагаемую задачу называют задачей об управлении минимальной силой (см. [10] и монографию Ю.В. Ракитского и С.М. Устинова).

В настоящей работе к исследованию задачи применяется подход, описанный А.И. Калининым в [3] – [5].

Постановка задачи

Предметом исследования является задача оптимального управления, динамическая система которой является линейной матрично сингулярно возмущенной:

$$\begin{aligned} (A + \varepsilon B) \frac{dx(t)}{dt} &= Cx(t) + Du(t), \\ x(0) &= x^0, \quad x(T) = 0, \quad \|u(t)\| \leq 1, \\ J(u) &= \sup_{t \in [0; T]} \|u(t)\| \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (1)$$

Будем полагать, что $x(t) \in \mathbb{R}^m$, а функции управления $u(t) = (u_1(t), \dots, u_r(t))$, $t \in [0; T]$, $r \geq 2$, имеют кусочно-непрерывные элементы и $\|u(t)\| = \sqrt{u_1^2(t) + \dots + u_r^2(t)}$ – евклидова норма вектора $u(t)$.

Для последующих рассуждений нам потребуется, чтобы были выполнены условия:

1⁰. Длина всех B жордановых цепочек оператора A одинакова и равна p .

2⁰. Оператор $QCP: KerA \rightarrow KerA'$, где P, Q – ортогональные проекторы пространства состояний на $KerA, KerA'$ соответственно, имеет обратный. A' – соответствующий сопряженный оператор.

Линейная замена переменных [8] позволяет осуществить разделение движений на быстрые и медленные. Поэтому вместо задачи (1) далее будем рассматривать задачу:

$$\begin{cases} \frac{d\xi}{dt} = E_1(\varepsilon)\xi + G_1(\varepsilon)u, \\ \varepsilon^p \frac{d\eta}{dt} = E_2(\varepsilon)\eta + G_2(\varepsilon)u, \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \xi(0) &= \xi^0, \quad \eta(0) = \eta^0, \quad \xi(T) = 0, \quad \eta(T) = 0, \\ \|u(t)\| &\leq 1, \quad J(u) = \sup_{t \in [0; T]} \|u(t)\| \rightarrow \min, \end{aligned}$$

где $\xi(t) \in \mathbb{R}^{m-n}$, $\eta(t) \in \mathbb{R}^n$, – новые переменные, а операторы в правых частях динамической системы представляются в виде

$$\begin{aligned} E_1(\varepsilon) &= \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon^k C_0^k, \quad C_0^0 = C_0, \quad E_2(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon^k C_1^k, \quad C_1^0 = C_1, \\ G_1(\varepsilon) &= \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon^k D_0^k, \quad D_0^0 = D_0, \quad G_2(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon^k D_1^k, \quad D_1^0 = D_1, \end{aligned} \quad (3)$$

явный вид операторов C_0, D_0, C_1, D_1 подробно указан в [8].

Для упрощения рассуждений, будем полагать, что ξ^0, η^0 не зависят от ε .

Предположим, что выполнены условия:

3⁰. Матрица C_1 устойчива.

4⁰. $\text{rank}(D_0, C_0 D_0, \dots, C_0^{m-n-1} D_0) = m - n$,
 $\text{rank}(D_1, C_1 D_1, \dots, C_1^{n-1} D_1) = n$.

Если предположения **3⁰**, **4⁰** выполняются, то система (2) с достаточно малым ε является управляемой [9]. Тогда, в соответствии с полученным в [10] результатом, в задаче (2) оптимальное управление будет существовать и являться единственным, при этом евклидова норма его значений будет постоянна, причем $\|u_0(t, \varepsilon)\| = L^0(\varepsilon)$, $t \in [0; T]$.

Не все предположения, сделанные в настоящей работе, являются жесткими. Можно привести примеры, в которых не все из них выполняются. Это может повлиять на асимптотическую точность полученного в итоге решения, но не на возможность его построения.

В частности при выполнении всех предположений из настоящей работы будем иметь

асимптотическое приближение к оптимальному управлению порядка ε . Если же налагаемые условия ослабить, то такая точность уже не может быть гарантирована.

Вырожденная задача, которая соответствует (2), получается при $\varepsilon=0$, и она может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{d\xi}{dt} &= C_0\xi + D_0u, \\ \xi(0) &= \xi^0, \xi(T) = 0, \|u(t)\| \leq 1, \\ J_1(u) &= \sup_{t \in [0, T]} \|u(t)\| \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (4)$$

Далее нам будет необходимо, чтобы было выполнено следующее условие.

5⁰. Существует решение вырожденной задачи (4).

Введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} y &= \begin{pmatrix} \xi \\ \eta \end{pmatrix}, y^0 = \begin{pmatrix} \xi^0 \\ \eta^0 \end{pmatrix}, \xi \in \mathbb{R}^{m-n}, \eta \in \mathbb{R}^n, \\ E(\varepsilon) &= \begin{pmatrix} E_1(\varepsilon) & 0 \\ 0 & \frac{1}{\varepsilon^p} E_2(\varepsilon) \end{pmatrix}, G(\varepsilon) = \begin{pmatrix} G_1(\varepsilon) \\ \frac{1}{\varepsilon^p} G_2(\varepsilon) \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (5)$$

и перепишем систему (2) в виде

$$\begin{aligned} \frac{dy}{dt} &= E(\varepsilon)y + G(\varepsilon)u, \\ y(0) &= y^0, y(T) = 0, \|u(t)\| \leq 1, \\ J(u) &= \sup_{t \in [0, T]} \|u(t)\| \rightarrow \min. \end{aligned} \quad (6)$$

В статье описывается алгоритм, основанный на идее метода А.И. Калинина. Суть алгоритма состоит в том, что исходная задача распадается на две задачи оптимального управления меньшей размерности [3, 5, 6], что позволяет избежать интегрирования жестких систем.

Первая базовая задача

Построение асимптотики задачи (1) будем проводить в два этапа. Первый этап будет заключаться в решении задачи (4), назовем ее первой базовой задачей.

Если условие 5⁰ будет выполненным, то в этой задаче будет существовать оптимальное управление $u^0(t)$, евклидова норма значений которого постоянна и $\|u^0(t)\| = L_0, t \in [0; T]$.

Применим принцип максимума Понтрягина [7]. Будем иметь

$$\Delta'_0(t)u^0(t) = \max_{\|u\| \leq L_0} \Delta'_0(t)u, \quad t \in [0; T], \quad (7)$$

где функция переключений $\Delta_0(t) = \psi'_0(t)D_0, t \in [0; T]$ – это множитель при управляющей функции в формуле для гамильтониана, по-

строенного по нетривиальному решению $\psi_0(t)$ соответствующей сопряженной системы $\frac{d\psi_0}{dt} = -C'_0\psi_0, \psi_0(T)F^0(0)\xi^0 = -1$, а $F^0(t), t \in [0; T]$, – матричная функция, являющаяся решением дифференциального уравнения

$$\frac{dF^0}{dt} = -F^0C_0, F^0(T) = I_{m-n}. \quad (8)$$

Пусть $\lambda^0 = \psi_0(T)$, тогда

$$\Delta_0(t) = \lambda^{0'}\Phi_0(t), \quad t \in [0; T], \quad (9)$$

где

$$\Phi_0(t) = F^0(t)D_0, \quad t \in [0; T], \quad (10)$$

Если предположение 4⁰ выполнено, то вектор-функция $\Delta_0(t)$, которую называют коуправлением, может обращаться в нуль лишь в конечном множестве точек. Из равенства (7) видно, что за исключением нулей коуправления выполнено

$$u^0(t) = \frac{L_0\Delta_0(t)}{\|\Delta_0(t)\|}, \quad t \in [0; T]. \quad (11)$$

Далее предположим, что выполняется условие

$$\mathbf{6}^0. \Delta_0(T) \neq 0.$$

Пусть далее $\xi^0(t), t \in [0; T]$ – оптимальная фазовая траектория, соответствующая управлению (11).

Вторая базовая задача

Особенностью сингулярно возмущенных задач является тот факт, что структура оптимального решения возмущенной задачи не определяется в полной мере после решения первой базовой (вырожденной) задачи. Поэтому требуется дополнительная корректировка решения с помощью второго этапа поиска асимптотики, который заключается в решении следующей задачи оптимального управления:

$$\begin{aligned} \frac{d\eta}{ds} &= C_1\eta + D_1u, \|u(s)\| \leq 1, s \leq 0, \\ \eta(0) &= 0, \eta(-\infty) = -C_1^{-1}D_1 \cdot \frac{\Delta_0(T)}{\|\Delta_0(T)\|}, \end{aligned} \quad (12)$$

$$J_2(u) = \int_{-\infty}^0 (\Delta_0(T)u(s) - \|\Delta_0(T)\|) ds \rightarrow \min_u.$$

Задачу (12) назовем второй базовой, а ее оптимальное управление обозначим $u_*(s), s \leq 0$.

Далее нам будет необходимо, чтобы было выполнено следующее условие.

7⁰. Для задачи (12) существует оптимальное управление $u_*(s)$, $s \leq 0$, которое определяется из принципа максимума [7].

Замечание 1. Положение равновесия динамической системы задачи (12) при значении управляющей функции $u(s) = \frac{\Delta_0(T)}{\|\Delta_0(T)\|}$, находится в точке $-C_1^{-1}D_1 \frac{\Delta_0(T)}{\|\Delta_0(T)\|}$. В этом случае в функционале $J_2(u)$ подынтегральное выражение обращается в нуль.

Применим принцип максимума Понтрягина [7]. Будем иметь

$$\Pi\Delta'(s)u_*(s) = \max_{\|u\| \leq 1} \Pi\Delta'(s)u, \quad s \leq 0, \quad (13)$$

где

$$\Pi\Delta'(s) = D_1' \Pi\psi(s) + \Delta_0(T), \quad (14)$$

а $\Pi\psi(s)$, $s \leq 0$ – будет являться решением сопряженной системы $\frac{d\Pi\psi(s)}{ds} = -C_1' \Pi\psi(s)$.

Пусть $v^0 = \Pi\psi(0)$, тогда

$$\Pi\Delta(s) = \Pi\Phi'(s)v^0 + \Delta_0(T), \quad s \leq 0, \quad (15)$$

где

$$\Pi\Phi(s) = \tilde{G}(s)D_1, \quad s \leq 0, \quad (16)$$

а $\tilde{G}(s)$, $s \leq 0$ – это матричная функция, которая является решением системы с начальным условием

$$\frac{d\tilde{G}(s)}{ds} = -\tilde{G}(s)C_1, \quad \tilde{G}(0) = I_n. \quad (17)$$

С учетом справедливости предположений 3⁰, 4⁰, 6⁰ коуправление задачи (12) $\Pi\Delta(s)$, $s \leq 0$, может обращаться в нуль лишь в конечном множестве точек. Из (13) видно, что за исключением нулей коуправления

$$u_*(s) = \frac{\Pi\Delta(s)}{\|\Pi\Delta(s)\|}, \quad s \leq 0. \quad (18)$$

Пусть далее $\eta_*(s)$, $s \leq 0$ – оптимальная траектория, соответствующая этому управлению.

После того, как решены обе базовые задачи, мы будем иметь вектор (λ^0, v^0) . При этом компоненты вектора λ^0 найдены с точностью до положительного множителя, поэтому можем выбрать их так, чтобы было справедливым равенство $\|\lambda^0\|^2 + \|v^0\|^2 = 1$.

Замечание 2. Воспользуемся тем, что в задаче (12) функция Гамильтона при подстановке в нее оптимального управления будет обращаться в нуль. В частности при $s=0$ вектор v^0 будет удовлетворять условию

$$\|D_1'v^0 + \Delta_0(T)\| = \|\Delta_0(T)\|. \quad (19)$$

Замечание 3. Получение в явном виде оптимального управления $u_*(s)$, $s \leq 0$, вида (18) не требуется, так как при отыскании асимптотически субоптимального управления исходной задачи (1) от второй базовой задачи требуются только данные о начальном значении вектора сопряженных переменных v^0 .

Возмущенная задача, ее решение и асимптотические свойства

При малых значениях параметра $\varepsilon > 0$ вектор-функция

$$\Delta^0(t, \lambda, \eta, T, \varepsilon) = \Delta_0(t) + D_1' \Pi\psi\left(\frac{t-T}{\varepsilon^p}\right), \quad t \in [0; T],$$

построенная после решения двух базовых задач, может обращаться в нуль лишь в конечном множестве точек. Рассмотрим управление

$$\bar{u}(t, \varepsilon) = \frac{L_0 \Delta^0(t, \lambda, \eta, T, \varepsilon)}{\|\Delta^0(t, \lambda, \eta, T, \varepsilon)\|}, \quad t \in [0; T], \quad (20)$$

и пусть $\bar{y}(t, \varepsilon) = \begin{pmatrix} \bar{\xi}(t, \varepsilon) \\ \bar{\eta}(t, \varepsilon) \end{pmatrix}$, $t \in [0; T]$ – траектория системы (2), им порожденная.

Так как предположение 3⁰ выполнено, то вектор-функция $\Pi\Delta(s)$, $s \leq 0$, стремится к нулю при $s \rightarrow -\infty$ с экспоненциальной скоростью. Поэтому если у параметра ε значения малы, то управление вида (20) будет существенно отличаться от решения (11) задачи (4) лишь в пограничном слое, т.е. в некоторой левосторонней окрестности точки T .

Теорема. Если предположения 3⁰ – 7⁰ выполнены, то управление (20) является асимптотически субоптимальным в матрично сингулярно возмущенной задаче (2).

Заметим, что если выполнены дополнительные условия, то, как показано в [6],

$$\bar{y}(T, \varepsilon) = O_1(\varepsilon), \quad L^0(\varepsilon) - L_0 = O_2(\varepsilon). \quad (21)$$

К дополнительным условиям, в частности можно отнести следующие: $\Delta_0(t) \neq 0$, $t \in [0; T]$, и $\Pi\Delta(s) \neq 0$, $s \leq 0$.

Доказательство.

1) Докажем, что $L^0(\varepsilon) \rightarrow L_0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$.

Обозначим $\psi(t, \lambda, v, T, \varepsilon)$, $\lambda \in R^{m-n}$, $v \in R^n$, $T > 0$, $0 < \varepsilon < \varepsilon_0$, $t \in [0; T]$, решение сопряженной системы

$$\frac{d\psi}{dt} = -E'(\varepsilon)\psi, \quad \psi(T, \varepsilon)F(0, \varepsilon)y^0 = -1, \quad (22)$$

и пусть

$$\Delta'(t, \lambda, v, T, \varepsilon) = \psi'(t, \lambda, v, T, \varepsilon)D(\varepsilon). \quad (23)$$

При этом $F(t, \varepsilon)$, $t \in [0; T]$ – функция матричного вида, которая является решением системы дифференциальных уравнений

$$\frac{dF}{dt} = -F \cdot E(\varepsilon), F(T) = I_m. \quad (24)$$

Применим принцип максимума Понтрягина [7]. Будем иметь

$$\Delta'(t, \varepsilon)u_0(t, \varepsilon) = \max_{|u| \leq L^p(\varepsilon)} \Delta'(t, \varepsilon)u, \quad t \in [0; T],$$

где функция переключений $\Delta(t, \varepsilon)$, $t \in [0; T]$ – это множитель при управляющей функции в формуле для гамильтониана, построенного по не тривиальному решению $\psi(t)$ системы (22)

Решение системы (24) запишем в блочной форме

$$F(t, T, \varepsilon) = \begin{pmatrix} F_1(t, T, \varepsilon) & F_2(t, T, \varepsilon) \\ F_3(t, T, \varepsilon) & F_4(t, T, \varepsilon) \end{pmatrix}, \quad (25)$$

где матрицы $F_1(t, T, \varepsilon)$, $F_2(t, T, \varepsilon)$, $F_3(t, T, \varepsilon)$, $F_4(t, T, \varepsilon)$ соответственно имеют следующие размерности: $(m-n) \times (m-n)$, $(m-n) \times n$, $n \times (m-n)$, $n \times n$.

Воспользуемся методом пограничных функций. Тогда каждую из этих матриц-функций мы можем представить в виде асимптотического ряда

$$F_i(t, T, \varepsilon) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon^k (F_{ik}(t, T) + \Pi_k F_i(s)), \quad (26)$$

$$s = \frac{t-T}{\varepsilon^p}, \quad t \in [0; T], \quad i = 1, 2, 3, 4.$$

Замечание 4. Разложения (26) являются равномерными по $t \in [0; T]$ асимптотическими разложениями, а для пограничных членов $\Pi_k F_i(s)$, $s \leq 0$, которые являются матричными функциями, справедливы оценки

$$\|\Pi_k F_i(s)\| \leq \beta_k e^{\gamma_k s}, \quad s \leq 0, \quad k=0, 1, 2, \dots, \quad i=1, 2, 3, 4, \quad (27)$$

где $\beta_k > 0$, $\gamma_k > 0$.

Для дальнейших рассуждений в ходе доказательства этой теоремы нам потребуются несколько первых слагаемых в разложении (26). Приведем некоторые из них:

$$\begin{aligned} F_{10} &= F^0(t, T), F_{20} \equiv 0, F_{30} \equiv 0, \\ \Pi_0 F_1 &\equiv 0, \Pi_0 F_2 \equiv 0, \Pi_0 F_3 \equiv 0, \Pi_0 F_4 \equiv \tilde{G}(s), \\ F_{21} &\equiv 0, \Pi_1 F_2 \equiv 0, F_{4i} \equiv 0, \quad i = \overline{0, p}. \end{aligned} \quad (28)$$

Напомним, что $F^0(t, T)$ и $\tilde{G}(s)$ – это решения начальных задач (8) и (17) соответственно.

Пусть $\psi(T, \varepsilon) = (\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))$, $\lambda(\varepsilon) \in \mathbb{R}^{m-n}$, $v(\varepsilon) \in \mathbb{R}^n$.

Замечание 5. Для решения $\psi(t)$ системы (22) справедливо представление

$$\psi(t, \varepsilon) = (\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))F(t, \varepsilon), \quad t \in [0; T].$$

Динамическая система в задаче (2) является стационарной. Тогда для этой системы при подстановке в функцию Гамильтона оптимального управления получим постоянную величину.

Пусть $(\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon)) = \frac{(\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))}{\|(\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))\|}$. Основываясь на результатах [11]:

$$\begin{aligned} &(\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))'F(0, \varepsilon)y^0 + \\ &+ L^0(\varepsilon) \int_0^T \|(\lambda(\varepsilon), \varepsilon^p v(\varepsilon))'F(t, \varepsilon)D(\varepsilon)\| dt = \\ &= \min_{\|(\lambda, \varepsilon^p v)\| \leq 1} ((\lambda, \varepsilon^p v)'F(0, \varepsilon)y^0 + \\ &+ L^0(\varepsilon) \int_0^T \|(\lambda, \varepsilon^p v)'F(t, \varepsilon)D(\varepsilon)\| dt) = 0. \end{aligned} \quad (29)$$

Пусть ε_k – произвольная бесконечно малая последовательность положительных чисел. Как известно, из ограниченной последовательности векторов $\lambda(\varepsilon_k)$ всегда можно выбрать сходящуюся подпоследовательность. Для того, чтобы избежать громоздкости обозначений, будем полагать, что сходится сама последовательность $\lambda(\varepsilon_k)$, и обозначим ее предел через λ_* . Заметим, что $\|\lambda_*\| = 1$.

Из соотношений (26)-(28) и (10) будет следовать

$$\begin{aligned} &(\lambda(\varepsilon_k), \varepsilon_k^p v(\varepsilon_k))'F(0, \varepsilon_k)y^0 = \lambda_*'F_0(0)\xi^0, \\ &\lim_{k \rightarrow \infty} \int_0^T \|(\lambda(\varepsilon_k), \varepsilon_k^p v(\varepsilon_k))'F(t, \varepsilon_k)D(\varepsilon_k)\| dt = \\ &= \int_0^T \|\lambda_*' \Phi_0(t)\| dt. \end{aligned} \quad (30)$$

В первой базовой задаче (4) для любого ненулевого вектора $\lambda \in \mathbb{R}^{m-n}$, имеет место неравенство [11]

$$\int_0^T \|\lambda' \Phi_0(t)\| dt > 0,$$

так как динамическая система является управляемой.

Но тогда из (29) и (30) видно, что существует предел $L^0(\varepsilon_k)$ при $k \rightarrow \infty$, который обозначим L_* . Наряду с равенством

$$\lambda_* F^0(0)\xi^0 + L_* \int_0^T \|\lambda_*' \Phi_0(t)\| dt = 0, \quad (31)$$

из (29) и (30) следует, что для любого ненулевого вектора $\lambda \in \mathbb{R}^{m-n}$

$$\lambda F^0(0)\xi^0 + L_* \int_0^T \|\lambda' \Phi_0(t)\| dt \geq 0. \quad (32)$$

Так как $\xi^0 \neq 0$, а $F^0(0)$ – невырожденная матрица, то из (32) следует, что $L_* > 0$, а значит, в силу (31), будет выполняться $\lambda_* F^0(0)\xi^0 < 0$. Пусть $l_* = -\frac{\lambda_*}{\lambda_* F^0(0)\xi^0}$, тогда $l_* F^0(0)\xi^0 = -1$.

Из равенства (31) и неравенства (32) следует

$$\int_0^T \|\lambda'_* \Phi_0(t)\| dt = \min_{l' F^0(0)\xi^0 = -1} \int_0^T \|\lambda' \Phi_0(t)\| dt = \frac{1}{L_*},$$

но тогда согласно [10] L_* есть оптимальная интенсивность в первой базовой задаче, а значит $L_* = L_0$. Таким образом, из любой бесконечно малой последовательности положительных чисел можно выделить такую подпоследовательность ε_k , что $L^0(\varepsilon_k) \rightarrow L_0$ при $k \rightarrow \infty$. Отсюда следует $L^0(\varepsilon) \rightarrow L_0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$, что и требовалось доказать.

2) Теперь докажем, что $\bar{y}(T, \varepsilon) \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$. В силу (20) и формулы Коши имеем

$$y(T, \varepsilon) = F(0, \varepsilon)y^0 + L_0 \int_0^T \frac{F(t, \varepsilon)D(\varepsilon)\Delta^0(t, \varepsilon)}{\|\Delta^0(t, \varepsilon)\|} dt, \quad (33)$$

где $F(t, \varepsilon), t \in [0; T]$ – решение начальной задачи (24).

Из формул (10), (16), (26)-(28), (33) следует

$$\xi(T, \varepsilon) = F^0(0)\xi^0 + L_0 \int_0^T \frac{\Phi_0(t)\Delta^0(t, \varepsilon)}{\|\Delta^0(t, \varepsilon)\|} dt + O_1(\varepsilon), \quad (34)$$

$$\eta(T, \varepsilon) = L_0 \int_{-\infty}^0 \frac{\Pi\Phi(s)\Delta^0(T + \varepsilon^p s, \varepsilon)}{\|\Delta^0(T + \varepsilon^p s, \varepsilon)\|} ds + O_2(\varepsilon). \quad (35)$$

В силу формулы Коши и того, что управления (11), (18) являются допустимыми в базовых задачах, будем иметь

$$\xi_0(T) = F_0(0)\xi^0 + L_0 \int_0^T \frac{\Phi_0(t)\Delta_0(t, \varepsilon)}{\|\Delta_0(t, \varepsilon)\|} dt = 0, \quad (36)$$

$$\eta_0(T, \varepsilon) = \int_{-\infty}^0 \frac{\Pi\Phi(s)\Pi\Delta(s)}{\|\Pi\Delta(s)\|} ds = 0. \quad (37)$$

Из равенств (34) – (37) получим

$$\xi(T, \varepsilon) = L_0 \int_0^T \Phi_0(t) \left(\frac{\Delta^0(t, \varepsilon)}{\|\Delta^0(t, \varepsilon)\|} - \frac{\Delta(t, \varepsilon)}{\|\Delta(t, \varepsilon)\|} \right) dt + O_1(\varepsilon), \quad (38)$$

$$\eta(T, \varepsilon) = L_0 \int_{-\infty}^0 \Pi\Phi(s) \left(\frac{\Delta^0(T + \varepsilon^p s, \varepsilon)}{\|\Delta^0(T + \varepsilon^p s, \varepsilon)\|} - \frac{\Pi\Delta(s)}{\|\Pi\Delta(s)\|} \right) ds + O_2(\varepsilon). \quad (39)$$

Обозначим через t_1, \dots, t_l – все нули коуправления $\Delta_0(t), t \in [0; T]$, а через s_1, \dots, s_q – все нули $\Pi\Delta(s), s < 0$. Используя аналитичность этих функций и предположения **3**⁰ и **6**⁰, легко убедиться в справедливости следующего вспомогательного утверждения.

Лемма. При достаточно малых значениях параметра $\varepsilon > 0$ все нули вектор-функции $\Delta^0(t, \lambda, \eta, T, \varepsilon)$ принадлежат множеству

$$\Omega = \bigcup_{i=1}^{l+q} \delta_i(\varepsilon), \quad \text{где}$$

$$\delta_i(\varepsilon) = \{ t \in [0; T] : |t - t_i| < \varepsilon \}, \quad i = \overline{1, l},$$

$$\delta_{l+j}(\varepsilon) = \{ t \in [0; T] : t = T + \varepsilon^p s, |s - s_j| < c_j \varepsilon^{1/k_j} \}, \quad j = \overline{1, q},$$

$c_j, j = \overline{1, q}$ – некоторые положительные постоянные, $k_j, j = \overline{1, q}$ – кратность нуля s_j [5].

Пусть $k = \max_{j=1, q} k_j$. Учитывая экспоненциальный характер малости $\Pi\psi(s)$ при $s \rightarrow -\infty$, с помощью утверждения получаем следующие оценки величин (38), (39) при достаточно малых $\varepsilon > 0$

$$\|\xi(T, \varepsilon)\| < C\varepsilon, \quad \|\eta(T, \varepsilon)\| < Ca(\varepsilon),$$

где C – некоторая положительная постоянная, $a(\varepsilon) = \varepsilon |\ln \varepsilon|$, если $k=1$, а в противном случае $a(\varepsilon) = \varepsilon^{1/k}$.

Если же у коуправления $\Pi\Delta(s), s < 0$, нет нулей, то $\bar{y}(T, \varepsilon) = O(\varepsilon)$. Следовательно, в любом случае $\bar{y}(T, \varepsilon) \rightarrow 0$ при $\varepsilon \rightarrow 0$.

Теорема доказана.

Таким образом, после решения двух вспомогательных базовых задач для любого $n \in \mathbb{N}$ можно получить в явном виде выражение для асимптотически субоптимального управления, которое с определенной точностью аппроксимирует оптимальное управление исходной возмущенной задачи.

Литература

1. Васильева А.Б., Дмитриев М.Г. Сингулярные возмущения в задачах оптимального управления // Матем. анализ (Итоги науки и техн.). М.: ВИНТИ, 1982. Т. 20. С. 3-77.
2. Дмитриев М.Г., Курина Г.А. Сингулярные возмущения в задачах управления // Автоматика и телемеханика. 2006. № 1. С. 3-51.

3. Калинин А.И. Асимптотические методы оптимизации возмущенных динамических систем. Мн.: Экоперспектива, 2000. 183 с.

4. Калинин А.И., Семенов К.В. Асимптотический метод оптимизации линейных сингулярно возмущенных систем с многомерными управлениями // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2004. Т. 44. № 3. С. 432-443.

5. Калинин А.И. Построение субоптимального решения сингулярно возмущенной задачи об управлении с минимальной интенсивностью // Автомат. и телемех. 2013. Вып. 1. С. 47-58.

6. Калинин А.И. Асимптотический метод решения задачи об управлении минимальной силой для линейной сингулярно возмущенной системы // Журнал вычисли-

тельной математики и математической физики. 2011. Т. 51. № 12. С. 2115-2125.

7. Математическая теория оптимальных процессов / Л.С. Понтрягин, В.Г. Болтянский, Р.В. Гамкрелидзе, Е.Ф. Мищенко. М.: Наука, 1983. 393 с.

8. Курина Г.А. О расщеплении линейных систем. Воронеж, 1990. Деп. в ВИНТИ, № 2249, В90.

9. Kokotovic P.V., Haddad A.H. Controllability and time-optimal control of systems with slow and fast models // IEEE Trans. Automat. Control. 1975. Vol. 20. № 1. P. 111-113.

10. Красовский, Н.Н. Теория управления движением. М.: Наука, 1968. 486 с.

11. Габасов Р.Ф., Кириллова Ф.М. Оптимизация линейных систем. Минск: Изд-во Белорус. университета, 1973. 246 с.

Поступила 09.06.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Корыпаева Юлия Владимировна – канд. физ.-мат. наук, доцент, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), e-mail: malena1975@mail.ru

Пешков Вадим Вячеславович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: vmfmm@mail.ru

SOLVING THE MATRIX OF SINGULAR PERTURBED LINEAR PROBLEMS OF OPTIMUM CONTROL WITH THE MINIMUM STRENGTH AND DIMENSIONAL CONTROLS

Yu.V. Korypaeva¹, V.V. Peshkov²

¹Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

²Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this paper suggests asymptotic approach to solution of optimal control problems with lowest possible power. Dynamic system belongs to the class of matrix of linear singularly perturbed systems. Executive functions are considered to be multidimensional, and the Euclidean norm of their values is limited. For a matrix of singularly perturbed systems for the analysis of this problem is still not implemented. Earlier, the task in the same setting, but for a singularly perturbed linear dynamical system was solved by A. Kalinin. This paper presents the study of the conditions under which the initial equation of state can be reduced to a system in which fast and slow variables are singled out are listed. Further, the algorithm for finding the asymptotic solution of the problem under consideration is constructed and justified. It is based on splitting the initial perturbed optimal control problem into two problems – first, the problem of smaller dimension and second - not containing perturbations, which is the corresponding singular problem. After solving these problems structure of optimal control is fully specified and can be obtained in an explicit form the expression for the asymptotically suboptimal control for the desired order of accuracy

Key words: singular perturbations, asymptotic methods, optimal control, multidimensional control actions

References

1. Vasilieva A. B., Dmitriev M. G. "Singular perturbations in optimal control problems", *Mathematical analysis (Outcomes of Maths and Technics), Matematicheskyyi analiz (Itogi nauki i tekhniki)*, Moscow, 1982, vol. 20, pp. 3-77.
2. Dmitriev M. G., Kurina G. A. "Singular perturbations in control problems", *Automation and Remote Control (Avtomatika i telemekhanika)*, 2006, vol. 1, pp. 3-51.
3. Kalinin A. I. "Asymptotic methods of optimization of perturbed dynamical systems" ("Asimptoticheskiye metody optimizatsii vozmushchennykh dinamicheskikh sistem"), Minsk, Ecoperspektiva, 2000, 183 p.
4. Kalinin A. I., Semenov K. V. "Asymptotic optimization method for linear singularly perturbed systems with multidimensional offices", *Computational Mathematics and Mathematical Physics Journal (Zhurnal vychislitel'noy matematiki i matematicheskoy fiziki)*, 2004, vol. 44, no. 3, 417 p.
5. Kalinin A. I. "The construction of suboptimal solutions of singularly perturbed problem of control with minimal intensity", *Automation and Remote Control (Avtomatika i telemekhanika)*, 2013, vol. 1, pp. 47-58.

6. Kalinin A. I. "Asymptotic method of solving the problem about the management of the minimum force for the linear singularly perturbed system", *Computational Mathematics and Mathematical Physics Journal (Zhurnal vychislitel'noy matematiki i matematicheskoy fiziki)*, 2011, vol. 51, no. 12, pp.1989-1999.
7. Pontryagin L. S., Boltyansky V. G., Gamkrelidze R. V., Mishchenko E. F. "The mathematical theory of optimal processes" ("Matematicheskaya teoriya optimal'nykh protsessov"), Moscow, Nauka, 1983, 393 p.
8. Kurina G. A. "On the cleavage of linear systems" ("O rasshcheplenii lineynykh sistem"), Voronezh, Department in VINITI, 1990, vol. 90, no. 2249.
9. Kokotovic P. V., Haddad A. H. "Controllability and time-optimal control of systems with slow and fast models", *IEEE Trans. Automat. Control*, 1975, vol. 20, no. 1, pp. 111-113.
10. Krasovsky N. N. "The theory of motion control" ("Teoriya upravleniya dvizheniyem"), Moscow, Nauka, 1968, 486 p.
11. Gabasov R. F., Kirillova F. M. "Optimization of linear systems" ("Optimizatsiya lineynykh sistem"), Minsk, *Izdatel'stvo Belorusskogo Universiy*, 1973, 246 p.

Submitted 09.06.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Yuliya V. Korypaeva, Dr.Sc. (Technical), Associate professor, Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (54 "A" Starykh Bolshevikov Str., Voronezh, 394064, Russia)
e-mail: malena1975@mail.ru

Vadim V. Peshkov, Cand.Sc. (Technical), Associate professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky prospect, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: vmfmm@mail.ru

УДК 681.32

АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОСТРОЕНИЯ ТРАЕКТОРИИ УКЛОНЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ОТ УПРАВЛЯЕМЫХ СРЕДСТВ ПОРАЖЕНИЯ

© 2018 М.А. Горчаков, А.В. Лущик, В.И. Рубинов

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: проведенный анализ состояния и перспектив развития систем помощи принятия решений экипажу в критических ситуациях позволяет сделать вывод о том, что существующие системы находятся на таком этапе развития, когда не способны в полной мере правильно сопоставить всю получаемую информацию о развитии воздушной обстановки, оценить ее, выработать различные варианты и соответственно оказать содействие в правильности выбора действий пилота. Перспективным методом повышения безопасности полетов при выполнении различных задач военного назначения является модернизация этих систем методом внедрения алгоритмического обеспечения, при котором происходит построение траектории маневрирования летательного аппарата от управляемых средств поражения в автоматическом или автоматизированном режиме. Расчет траектории производится в пилотажно-навигационном комплексе иерархически: на навигационном и траекторном уровнях. Первый уровень предназначен для определения точки в трехмерном пространстве, при движении в которую достигается минимизация вероятности поражения или срыв наведения. На втором уровне строится траектория маневрирования - полиномом от времени по каждой оси в отдельности, при следовании по которой вероятность поражения уменьшается с 0,89 до 0,18. Взаимодействие уровней выполняется при условии, что выходные сигналы навигационного уровня – координаты вычисленной точки - являются задающими для траекторного

Ключевые слова: безопасность полетов, траектория маневрирования, пилотажно-навигационный комплекс

Введение

В условиях внедрения современных информационных и телекоммуникационных технологий, а также совершенствования системы ПВО противника, неуклонно возрастает поток полетной информации. Складывающаяся необходимость принятия оптимального решения в короткие интервалы времени вызывает определенные сложности, в частности при выполнении противоракетного маневра. Так, благодаря современным бортовым защитным системам, заблаговременное определение применения управляемых средств поражения (УСП) с последующим предупреждением – работа автоматики, то пилотирование и принятие контрмер – задача, целиком лежащая на экипаж, которая не всегда выполнима из-за физиологических способностей. В этой связи становится актуальным вопрос об автоматизации, снижающей нагрузку с экипажа за счет построения «подсказки» наиболее эффективной траектории увода от средств поражения, а в ряде случаев (автоматический режим) самостоятельного принятия автоматикой решения на маневр.

Концепция алгоритмического обеспечения

Под противоракетным маневром в статье понимается маневрирование летательного аппарата (ЛА) в пространстве, направленное на увеличение промаха управляемой ракеты (УР), тем самым на уменьшение вероятности поражения ЛА.

Алгоритмическое обеспечение противоракетного маневрирования строится следующим образом (рис. 1):



Рис. 1. Блок-схема алгоритмического обеспечения

При получении сигнала об атаке бортовой вычислитель рассчитывает текущую вероятность поражения. На основании алгоритма выбора точки в трехмерном пространстве вычисляет желаемые координаты

с наименьшей вероятностью поражения и формирует поправку к текущему курсу ЛА. С учетом сформированной поправки и ограничениями ЛА по скорости и перегрузке строится траектория движения в вычисленную точку. Построенная траектория выводится на навигационно-пилотажные приборы лётчика, а при его бездействии (стресс, бессознательное состояние) автоматика самостоятельно выводит сигналы управления.

Алгоритм выбора точки в трехмерном пространстве

Для определения зависимости влияния относительной дальности и пеленга пуска УР на вероятность поражения ЛА проведено математическое моделирование совместного пространственного движения системы ЛА-УР в режиме атаки методом погони с задней полусферы. Для создания моделей ЛА и УР использовались уравнения Эйлера [1, 2]. Аналогичным образом проведено моделирование процесса наведения методом параллельного сближения. При моделировании не учитывались угловые ограничения головки наведения, так как возможно перенацеливание ракеты с помощью оператора и/или использование в ракете головки самонаведения матричного типа, с ТТХ, значительно превышающими штатные. По результатам моделирования получены данные в графическом виде, представляющие из себя «поверхность» (рис. 2).

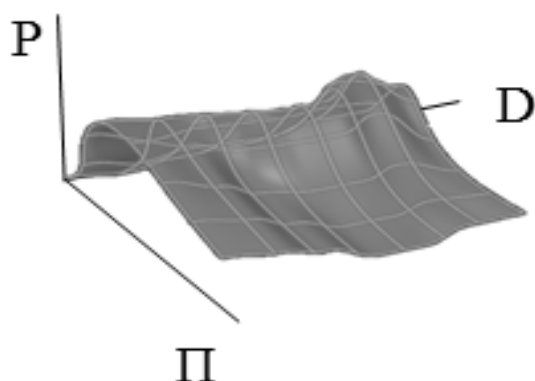


Рис. 2. Результаты моделирования

Данная «поверхность» наглядно показывает, что существуют области с высокой и низкой вероятностью поражения,

функционально зависимые от дальности и пеленга между ЛА и ракетой $P_{пор} = f(D, \Pi)$.

С целью дальнейшего использования зависимости $P_{пор} = f(D, \Pi)$ проведена ее аппроксимация суммой линейно независимых функций с помощью метода наименьших квадратов:

$$P_{пор} = f(D_0, \Pi_0) = a_1 D_0 + a_2 \Pi_0 + a_3 e^{-|D_0 \Pi_0|} + a_4 \Pi_0^2, \quad (1)$$

где $P_{пор}$ – вероятность поражения; D_0 – относительная дальность ЛА и УСП; Π_0 – курсовой угол ЛА; a_1, a_2, a_3, a_4 – коэффициенты, определяемые матрицей Грама.

Для разработки управления противоракетным маневром ЛА предлагается минимизировать вероятность поражения ЛА путем формирования оптимального, с точки зрения выбранного критерия, значения заданного курса ЛА, т.е. производить «дворот» ЛА в область с наименьшей вероятностью поражения.

Для этого предлагается следующая методика:

1. Полученную функцию $P_{пор} = f(D_0, \Pi_0)$ необходимо исследовать на экстремум. Продифференцируем исходную функцию $P_{пор}$ по переменной пеленга Π_0 с целью определения $\min P_{пор}$. Переменная D_0 принимается константой. (Так как при моделировании пуск ракеты осуществляется с задней полусферы с пеленгом ± 15 град., то расстояние, преодолеваемое при довороте УР на ЛА сравнительно мало и нет необходимости вносить дополнительную поправку).

2. Из условия $\frac{\partial P_{пор}}{\partial \Pi} = 0$, для текущей дальности, вычислять угол доворота $\Delta \psi_D$ по курсу, при котором достигается минимальное значение вероятности поражения $P_{пор}$.

3. Полученное значение использовать для формирования закона управления ЛА в боковом канале управления путем формирования заданного курса с учетом поправки:

$$\begin{aligned} \psi_{зад} &= \psi + \Delta \psi_D = \psi + \Pi; \\ \psi_{зад} &= \psi + \Pi. \end{aligned} \quad (2)$$

Закон управления, используемый в штатной системе автоматического управления (САУ) ЛА [3, 4] имеет вид:

$$\varphi_{x.cay} = -\frac{1}{p} \left[\tilde{K}_{x1}^{\gamma} (q, H) + \tilde{K}_{x2}^{\gamma} \right] (\gamma_3 - \gamma) + \left[K_{x3}^{\gamma} (q, H) + K_{x4}^{\gamma} \right] \gamma + K_x^{\omega_x} (q, H) \omega_x;$$

$$\Delta \delta_{H.CAV} = \Delta \delta_{y.CAV} = -\frac{Tp}{Tp+1} \times \quad (3)$$

$$\times \left[K_{yH1}^{\gamma} (\alpha, q, H) + K_{yH2}^{\gamma} (q, H) \right] (\gamma_3 - \gamma);$$

$$\Delta \delta_{y.coy} = \Delta \delta_{n.coy} = K_H^{nz} (\alpha, q, H, M) n_z + K_H^{\omega_y} (q, H, M) \times \times \frac{P}{T_1 p + 1} \omega_y + x_3 (\alpha, q, H) \cdot \frac{p}{T_2 p + 1} x_3 + K_H^{ny} \frac{1}{T_3 p + 1} \Delta n_y.$$

Управление в боковом канале по крену происходит по заложенному закону [3, 4]:

$$\gamma_{зад} = \frac{K_{\gamma}^{\psi}}{T_{\gamma} p + 1} (\psi_{зад} - \psi). \quad (4)$$

Согласно представленной выше методике формируем угол доворота (поправку к текущему курсу):

$$\Pi = \frac{a_3 D e^{-D} - a_2}{2a_4}. \quad (5)$$

Для большей эффективности противоракетного маневрирования предлагается совместно с горизонтальным маневром использовать маневр и вертикальной плоскости при следующих условиях:

$$\mathcal{G}_3 = \begin{cases} 0, & \text{если } D > 5000 \text{ м} \\ 10, & \text{если } 4000 < D < 5000 \text{ м} \\ -10, & \text{если } 3000 < D < 4000 \text{ м} \\ 0, & \text{если } D < 3000 \text{ м} \end{cases} \quad (6)$$

где \mathcal{G}_3 - угол тангажа, D - относительная дальность ЛА-УР.

Таким образом, горизонтальный противоракетный маневр модернизируется в пространственный.

Приведенный выше алгоритм позволяет вычислять в пространстве точку, при достижении которой происходит срыв наведения.

Построение траектории противоракетного маневрирования

При полете ЛА из своего текущего положения в вычисленную точку необходимо следовать по такой траектории, которая обеспечит минимум вероятности поражения на всем этапе противоракетного маневрирования (прибытие ЛА в конечную точку маневра). С учетом эксплуатационных ограничений ЛА и уменьшения вычислительных нагрузок на ПНК предлагается использовать в качестве функции, задающей требуемое движение системы, полином от времени следующего вида [5]:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{r+n-1} C_i t^i, \quad (7)$$

здесь r - число начальных, а n - число конечных условий; из этих условий однозначно определяются неизвестные параметры полинома.

Для построения траектории противоракетного маневра в трехмерном пространстве применим (7) относительно каждой оси нормальной земной системы координат:

$$x_3 = \sum_{i=0}^m C_i t^i; \quad y_3 = \sum_{j=0}^m C_j t^j; \quad z_3 = \sum_{k=0}^m C_k t^k, \quad (8)$$

где x_3, y_3, z_3 - проекции заданной траектории на соответствующие плоскости земной нормальной системы координат; t - текущее время; $m=r+n-1$ определяется количеством начальных r и конечных n условий.

Неизвестные параметры C_i определяются в результате решения системы линейных алгебраических уравнений [6]:

$$C_i = -\sum_{v=0}^{i-1} \frac{(r+n-v-1)!}{(r+n-i-1)!(i-v)!\Delta T^{i-v}} C_v + \sum_{v=0}^{r+n-i-1} \frac{(r+n-i-v-1)!}{i!(r+n-1-v-1)!v!\Delta T^{i-v}} x_k^{(v)}; \quad (9)$$

$$i = r, r+1, \dots, r+n-1.$$

Здесь $x^{(i)}, x_k^{(v)}$ - соответственно начальные и конечные значения выходной функции и ее производных. С учетом начальных и конечных условий (скорость и время), $n=2$ вычисляем C_i :

Полученные параметры с учетом начальных и конечных условий

	C_0	C_1	C_2
x_3	x	$-\frac{2}{T}C_0 + \frac{1}{T}x_k + \dot{x}_k$	$-\frac{1}{T^2}C_0 - \frac{1}{T}C_1 + \frac{1}{2T^2}x_k$
y_3	y	$-\frac{2}{T}C_0 + \frac{1}{T}y_k + \dot{y}_k$	$-\frac{1}{T^2}C_0 - \frac{1}{T}C_1 + \frac{1}{2T^2}y_k$
z_3	z	$-\frac{2}{T}C_0 + \frac{1}{T}z_k + \dot{z}_k$	$-\frac{1}{T^2}C_0 - \frac{1}{T}C_1 + \frac{1}{2T^2}z_k$

Таким образом, траектория движения ЛА, минимизирующая вероятность поражения в каждый момент времени выполнения противоракетного маневра с учетом полученных C_i запишется, следующим образом:

$$\begin{cases} x_3 = x + \left(-\frac{2}{T}x + \frac{1}{T}x_k + \dot{x}_k\right)t + \left(-\frac{1}{T^2}x - \frac{1}{T}\left\{\frac{2}{T}x + \frac{1}{T}x_k + \dot{x}_k\right\} + \frac{1}{2T^2}x_k\right)t^2 \\ y_3 = y + \left(-\frac{2}{T}y + \frac{1}{T}y_k + \dot{y}_k\right)t + \left(-\frac{1}{T^2}y - \frac{1}{T}\left\{\frac{2}{T}y + \frac{1}{T}y_k + \dot{y}_k\right\} + \frac{1}{2T^2}y_k\right)t^2 \\ z_3 = z + \left(-\frac{2}{T}z + \frac{1}{T}z_k + \dot{z}_k\right)t + \left(-\frac{1}{T^2}z - \frac{1}{T}\left\{\frac{2}{T}z + \frac{1}{T}z_k + \dot{z}_k\right\} + \frac{1}{2T^2}z_k\right)t^2 \end{cases} \quad (10)$$

Для применения на ЛА полученного алгоритмического обеспечения совместно со штатными законами управления необходимо его интегрировать как отдельный «модуль» постоянной памяти бортовой вычислительной машины (рис. 3).

Принцип работы схемы состоит в следующем: при формировании управления из модуля «уклонение» в процессор поступает алгоритм расчета поправки текущего курса и траектории полета ЛА. При расчете управления согласно (3, 4) учитываются вносимые коррективы (5, 10) и через устройство ввода-вывода подается на объект управления.

С учетом наложенных ограничений (по времени выделяемое на маневр, допустимой скорости ЛА) результаты численных исследований показали, что значение вероятности поражения ЛА при использовании (5), (10) уменьшилось с 0,89 до 0,18.

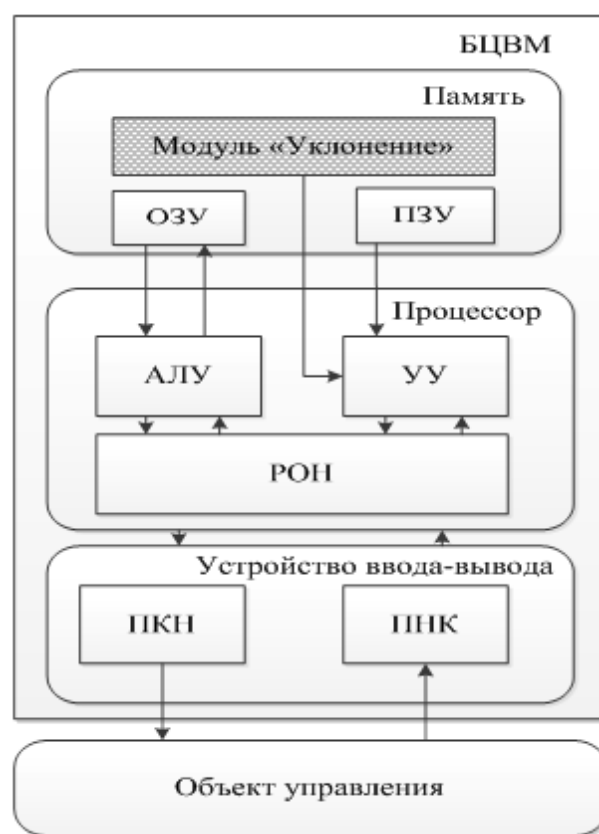


Рис. 3. Схема интеграции модуля с алгоритмическим обеспечением

Выводы

1. Рассмотренный в статье алгоритм позволяет бортовой вычислительной машине формировать точку в трехмерном пространстве, при достижении которой происходит минимизация вероятности поражения или срыв наведения.

2. Построение траектории противоракетного маневра из текущего положения в выбранную точку происходит с учетом эксплуатационных ограничений ЛА.

3. Результаты численных исследований показали, что при использовании предложенного выше алгоритмического обеспечения построения траектории уклонения, вероятность поражения ЛА управляемой ракетой уменьшилась с 0,89 до 0,18.

4. Интеграция предложенного алгоритмического обеспечения в существующие БЦВМ может производиться добавлением отдельного «модуля» постоянной памяти, что позволит существенно снизить

материальные затраты при модернизации оборудования.

Литература

1. Авиация ПВО и научно-технический прогресс: Боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / под ред. Е.А. Федосова. М.: Дрофа, 2001. 589 с.
2. Левицкий С.В., Свиридов Н.А. Динамика полета. Воронеж: ВВИА, 2008.
3. Вавилов Ю.А., Наумов А.И., Таранцев Д.Е. Пилотажно-навигационный комплекс самолета СУ-27 и его модификаций. Воронеж: ВВИА, 2005. 417с.
4. Бабич О.А. Обработка информации в

навигационных комплексах. М.: Машиностроение, 1991. 811 с.

5. Четвериков В.Н. Метод накрытий для решения задачи терминального управления // Наука и образование. М. 2014. № 2. С. 125-143. Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/699730.html> (дата обращения 20.01.2018). DOI: 10.7463/0214.0699730

6. Велищанский М.А., Крищенко А.П. Задача терминального управления для системы второго порядка при наличии ограничений // Наука и образование. М. 2015. № 8. С. 301-318. Режим доступа <http://technomag.bmstu.ru/doc/793667.html> (дата обращения 20.01.2018). DOI: 10.7463/0815.07936

Поступила 13.11.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Горчаков Михаил Алексеевич – адъюнкт кафедры, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(920) 4102230, e-mail: GorchakovMihail@mail.ru

Лущик Александр Валерьевич - канд. техн. наук, доцент, начальник кафедры, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(919) 2362129, e-mail: lushchik-family@yandex.ru

Рубинов Владимир Иванович – канд. техн. наук, заместитель начальника кафедры, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(980) 3481953, e-mail: rubinov777@mail.ru

ALGORITHMIC SUPPORT FOR CONSTRUCTING THE TRAJECTORY DEVIATIONS OF THE AIRCRAFT PROVIDED BY THE GUIDED WEAPONS

M.A. Gorchakov, A.V. Lushchik, V.I. Rubinov

The military educational and scientific center of the Air Force «Zhukovsky and Yu.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh, Russia

Abstract: analyzing the current status and prospects of the aid system for crew decision-making in critical situations allows us to conclude that existing system remains under development and is not able to correctly map all the incoming information on air situation processes, assess it, work out various options and, thus, assist pilot in taking the correct decision. Promising technique of increasing safety for various military tasks is the modernization of the above systems through the introduction of algorithmic support, in which the path of maneuvering aircraft from guided weapons in unattended or automated mode is applied. Path computation in flight-navigation complex has to be performed hierarchically: both at the navigation and trajectory levels. The first level is intended to determine the point in three-dimensional space, the motion which is achieved by minimizing the probability of injury or failure of the guidance. On the second level it has to build the trajectory of maneuvering, or otherwise, the polynomial time for each axis individually, in pursuit of which the probability decreases from 0.89 to 0.18. The interaction of levels is performed under the condition that the output signals of the navigation level (the coordinates of the computed points) are set up for the specifying trajectory

Key words: flight safety, maneuvering trajectory, flight-navigation complex

References

1. Fedosova E.A. "Combat systems and systems of yesterday, today and tomorrow" ("Aviatsiya PVO i nauchno-tekhnicheskij progress: Boyevyye komplekсы i sistemy vchera, segodnya, zavtra"), Voronezh, Drofa, 2005, 89 p.
2. Levickij S.V., Sviridov N.A., "Flight dynamics" ("Dinamika poleta"), Voronezh, 2008.
3. Ju.A. Vavilov, A.I. Naumov, D.E. Tarancev. "Flight-navigation complex aircraft SU-27 and its modifications, ("Pilotazhno-navigatsionnyy kompleks samoleta CU-27 i yego modifikatsiy"), Voronezh, 2005, 417 p.
4. Babich O.A. "Processing of information in navigation complexes" ("Obrabotka informatsii v navigatsionnykh kompleksakh"), Moscow, Mashinostroenie, 1991, 811 p.

5. Chetverikov V.N. “Covering method for the solution of the terminal problem”, *Science and Education (Nauka i obrazovanie)*, 2014, № 2, pp. 125-143, <http://technomag.bmstu.ru/doc/699730.html> (data obrashhenija 25.01.2018). DOI: 10.7463/0214.0699730

6. Velishhanskij M.A., “Terminal control problem of the second order system with state constraints”, *Science and Education (Nauka i obrazovanie)*, 2015, №8, pp. 301-318. <http://technomag.bmstu.ru/doc/793667.html>

Submitted 13.11.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Mikhail A. Gorchakov, Adjunct, Zhukovsky and Gagarin Military and Air Academy (54, Starykh Bolshevikov, Voronezh 394064, Russia), tel. 8(920) 4102230, e-mail: GorchakovMihail@mail.ru

Alexander V. Lushchik, Cand.Sc. (Technical), Associate professor, Head of the Department, Zhukovsky and Gagarin Military and Air Academy, (54, Starykh Bolshevikov, Voronezh 394064, Russia), tel. 8(919) 2362129, e-mail: lushchik-family@yandex.ru

Vladimir I. Rubinov, Cand.Sc. (Technical), Deputy Head of the Department, Zhukovsky and Gagarin Military and Air Academy, (54, Starykh Bolshevikov, Voronezh 394064, Russia), tel. 8(980) 3481953, e-mail: rubinov777@mail.ru

СТРАТЕГИЯ УПРАВЛЕНИЯ ИГРОКОМ-СОЮЗНИКОМ В ЗАДАЧЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ИГРЫ С ТЕРМИНАЛЬНЫМИ ОГРАНИЧЕНИЯМИ© 2018 И.В. Щербань¹, С.В. Иванов², О.Г. Щербань¹¹Южный федеральный университет, г. Ростов-на-Дону, Россия²Донской государственный технический университет, г. Ростов-на-Дону, Россия

Аннотация: рассмотрен метод формирования стратегии управления игроком-союзником в задаче нелинейной дифференциальной игры о преследовании. Приняты допущения о том, что противник формирует наиболее вероятное управление с целью перехвата объекта союзника и что в каждый момент времени союзнику известны начальные условия и динамические возможности как игрока-союзника, так и противника. Управление ЛА союзника формируется за счет автономных средств его системы управления в реальном масштабе времени. Это позволило свести игровую задачу к задаче одностороннего управления союзником, где не требуется выполнение условия достижения седловой точки. Управление реализовано в форме синтеза и дополнительно обеспечивает выполнение требований о приведении объекта союзника в заданную область пространства с терминальной оптимизацией некоторых фазовых переменных. Целью работы является построение эффективного в вычислительном отношении метода решения задачи синтеза терминально-оптимального управления движением игрока-союзника в вышеназванных условиях. Такая постановка задачи отличается от классических конфликтных задач о преследовании, решаемых с привлечением теории дифференциальных игр. Рассмотрен практический пример, позволяющий оценить вычислительную эффективность представленного подхода, выполнено численное моделирование практического примера

Ключевые слова: нелинейная дифференциальная игра о преследовании, одностороннее управление игроком-союзником, терминальная оптимизация

Введение

В работе [1] представлен метод оптимального управления союзником в игровой задаче о преследовании, не требующий достижения глобального экстремума и выполнения условия седловой точки. Метод был построен, во-первых, из предположения о знании физических возможностей своих и противника и, во-вторых, из условия, что противник формирует наиболее вероятную стратегию с целью перехвата игрока-союзника. Названные допущения позволили определить оптимальную стратегию управления союзником в аналитическом виде в задаче нелинейной дифференциальной игры. При этом на конечные значения некоторых фазовых переменных игрока-союзника накладывались терминальные ограничения, а общее время решения игровой задачи $t \in [t_0, t_k]$ предполагалось заранее заданным и фиксированным.

В то же время известно, что достижимость конечных значений фазовых переменных за заданное время $T = t_k - t_0 = \text{const}$ в задачах управления не всегда возможна [2]. В этом случае союзнику, выполнившему эффективный маневр уклонения от противника, может не хватить ресурсов для доставки полезного груза в заданную область пространства.

Соответственно, принятое в работе [1] условие о фиксированности интервала времени T может обуславливать принципиальную невозможность достижения терминальных значений в некоторых частных задачах, что существенно снижает практическую ценность полученного в работе [1] подхода.

Кроме того, к некоторым фазовым переменным игрока-союзника могут также дополнительно предъявляться требования терминальной оптимизации. Например, во многих практических приложениях траектория союзника должна удовлетворять требованиям прохождения через заданную терминальную область пространства с оптимизацией некоторых функций фазовых переменных в конечный момент времени. Возможность терминальной оптимизации части фазовых переменных игрока-союзника в методе, представленном в работе [1], также не предусмотрена.

Поэтому ниже рассмотрен метод формирования такой стратегии управления игроком-союзником в задаче нелинейной дифференциальной игры, которая учитывает дополнительное условие о необходимости приведения союзника в заданную область пространства с оптимизацией некоторых фазовых переменных за произвольное время $T = t_k - t_0 = \text{var}$. Разработанный метод, так же как и в работе [1], не тре-

бует достижения глобального экстремума, а реализует подход, когда критерии упорядочиваются по предпочтительности [1, 3]. Приняты те же допущения, что в каждый момент времени игроку-союзннику известны физические возможности свои и противника, а оптимальные законы управления допустимы и единственны, по крайней мере, для всех значений времени, предшествующих моменту встречи.

Постановка задачи и принятые допущения отличают ее от классических конфликтных задач о преследовании из теории дифференциальных игр [4].

Формализация задачи

Текущее состояние игрока-союзнника описывается фазовым вектором $y(t)$, а противника – вектором $z(t)$ ($y \in R^m, z \in R^n$). Динамика обоих объектов в фазовом пространстве описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений [1, 5]:

$$\dot{y}(t) = f_y(y, t) + g_u(u, y, z, t), \quad y(t_0) = y_0; \quad (1)$$

$$\dot{z}(t) = f_z(z, t) + g_v(v, z, y, t), \quad z(t_0) = z_0, \quad (2)$$

где f_y, f_z, g_u, g_v – известные непрерывные и дифференцируемые достаточное количество раз функции своих аргументов; u, v – управляющие функции ($u \in R^r, v \in R^p$); $t \in [t_0, t_k]$ – независимая переменная – время; y_0, z_0, t_0 – начальные условия и начальный момент времени игры уклонения, согласно выше принятому допущению известны союзннику заранее; t_k – незаданный заранее конечный момент времени.

Пусть ограничения на n_1 ($n_1 < n$) фазовых переменных вектора состояния игрока-союзнника заданы в форме равенств [2, 6]

$$y_i(t_k) = \tilde{y}_i \quad \text{или}$$

$$y_i(t_k) - \tilde{y}_i = \Phi_i(y, t_k) = 0, \quad i = \overline{1, n_1}, \quad (3)$$

где Φ_i – вектор-функция размерности $n_1 \times 1$, а на остальные n_2 ($n_1 + n_2 = n$) фазовых переменных наложены требования терминальной оптимизации (предположим – максимизации) некоторой известной скалярной функции

$$\max \{L_1(y_{n_1+1}, y_{n_1+2}, \dots, y_{n_1+n_2}; t_k)\}. \quad (4)$$

Тогда, в соответствии с общепринятым подходом [5], будем считать t_k дополнительной фазовой переменной, ограниченной неравенством

$$t_k \leq \tilde{t}_k, \quad (5)$$

где \tilde{t}_k – максимально возможное конечное время, определяемое физическими возможностями игрока-союзнника.

Целью противника является минимизация расстояния между игроками, в то время как союзнника – максимизация этого расстояния. Поэтому векторные функции управлений $u(t)$ и $v(t)$ в течение всего временного интервала реализации игры должны одновременно обеспечивать оптимумы (максимум и минимум) некоторой заданной неотрицательной скалярной функции $L_2(y, z; t_k)$, характеризующей это расстояние. Таким образом, учитывая ограничения на интенсивность управления

$$\int_{t_0}^{t_k} \sum_{i=1}^r k_i u_i^2(t) dt \quad \text{и} \quad \int_{t_0}^{t_k} \sum_{j=1}^p k_j v_j^2(t) dt,$$

поиск оптимальных допустимых стратегий управления $\bar{u}(t)$ и $\bar{v}(t)$ в классической игровой постановке необходимо осуществлять из условия достижения седловой точки для максимина [4, 7]

$$\max_u \min_v \{J(y, z, u, v; t)\}, \quad (6)$$

$$J(y, z, u, v; t) = L_1(y, t_k) + \int_{t_0}^{t_k} \left(L_2(y, z, t) + \frac{1}{2} (v^T(t) K_1 v(t) - u^T(t) K_2 u(t)) \right) dt,$$

где K_1, K_2 – симметричные положительно определенные матрицы соответствующих размерностей, T – знак транспонирования.

Метод решения задачи

Будем учитывать то обстоятельство, что требуется получить решение только лишь с точки зрения интересов одного игрока – союзнника. Тогда, воспользовавшись известным подходом [8], сведем игровую задачу (1)-(6) к задаче поиска управления $\bar{u}(t)$ обобщенной динамической системой

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, u, \tilde{v}, t), \quad x(t_0) = x_0; \quad (7)$$

$$x_0 = |y_0 \quad z_0|^T; \quad x = |y \quad z|^T; \quad x \in R^{n+m};$$

$$f = |f_y \quad f_z|^T; \quad g = |g_u \quad g_v|^T,$$

где $\tilde{v}(z, y, t)$ – "наилучшая" функция управления игроком-противником, формируемая по принципу обратной связи, когда противник может немедленно воспользоваться любым неоптимальным шагом, сделанным уклоняющимся союзнником. Методика построения функции $\tilde{v}(z, y, t)$ при этом реализуется соответственно описанной в работе [5].

Тогда оптимальная стратегия союзника $\bar{u}(t)$ реализуется из более узкого, в сравнении с (5), условия

$$\max_u \left\{ J[u, \tilde{v}(z, y, t)] \right\}, \quad (8)$$

с учетом терминальных условий (3)-(5). В этом случае гамильтониан имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} H(x, u, \tilde{v}, \lambda; t) = & -L_2(x, t) - \\ & -0.5\tilde{v}^T(x, t) K_1 \tilde{v}(x, t) + 0.5u^T(t) K_2 u(t) + \\ & + \lambda^T(t) f(x, t) + \lambda^T(t) g(x, u, \tilde{v}; t), \\ \tilde{v}(x, t) = & K_1^{-1} \left[\begin{array}{c} \vdots \\ \frac{\partial g_v(x, v; t)}{\partial v} \end{array} \right]^T \lambda(t), \quad (9) \end{aligned}$$

$$-\min_u \{ H[x, u, \tilde{v}, \lambda; t] \} = -\min_u \{ 0.5u^T K_2 u + \lambda g(x, u, \tilde{v}; t) \} = \bar{H}(\bar{x}, \lambda; t),$$

где оптимальная фазовая траектория $\bar{x}(t)$ и вектор сопряженных переменных $\lambda(t)$ описываются сопряженными уравнениями канонической двухточечной краевой задачи (ДТКЗ)

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) = & f(\bar{x}, t) - G_v(\bar{x}, \lambda; t)^T \lambda(t) - \\ & - \frac{1}{2} \left[\lambda(t)^T \left(\frac{\partial G_v(\bar{x}, \lambda; t)}{\partial \lambda} \hat{\otimes} \lambda(t) \right) \right]^T - \frac{\partial \bar{H}(\bar{x}, \lambda; t)}{\partial \lambda} = \\ = & f_x(\bar{x}, \lambda; t), \quad \bar{x}(t_0) = x_0, \quad (10) \end{aligned}$$

$$G_v(\bar{x}, \lambda; t) = \frac{\partial g(\bar{x}, \lambda; t)}{\partial v} K_1^{-1} \left[\frac{\partial g(\bar{x}, \lambda; t)}{\partial v} \right]^T,$$

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}(t) = & \left[\frac{\partial L_2(\bar{x}, t)}{\partial x} \right]^T - \left[\frac{\partial f(\bar{x}, t)}{\partial x} \right]^T \lambda(t) + \\ & + \frac{1}{2} \left[\lambda(t)^T \left(\frac{\partial G_v(\bar{x}, t)}{\partial x} \hat{\otimes} \lambda(t) \right) \right]^T + \\ & + \frac{\partial \bar{H}(\bar{x}, \lambda; t)}{\partial x} = f_\lambda(\bar{x}, \lambda; t), \end{aligned}$$

$$\lambda_i(t_k) = \begin{cases} \gamma_i, & i = \overline{1, n_1}, \\ -\frac{\partial L_1(\bar{x}; t_k)}{\partial x_i}, & i = \overline{n_1 + 1, n_1 + n_2}, \quad \bar{x} = \bar{x}(t_k), \end{cases} \quad (11)$$

$$\gamma = -M_\gamma^{-1} \bar{\gamma},$$

$$M_\gamma = \int_{t_0}^{t_k} \Lambda^T(t) \frac{\partial g_u(\bar{x}, u; t)}{\partial u} \left[\frac{\partial g_u(\bar{x}, u; t)}{\partial u} \right]^T \Lambda(t) dt,$$

$$\begin{aligned} \bar{\gamma} = & \int_{t_0}^{t_k} \Lambda^T(t) \frac{\partial g_u(\bar{x}, u; t)}{\partial u} \left\{ u^T(t) K_2 + \lambda^T(t) \frac{\partial g_u(\bar{x}, u; t)}{\partial u} \right\}^T dt \\ & u = \bar{u}(t), \end{aligned}$$

$$\Lambda(t) = - \left(\left[\frac{\partial f(\bar{x}, u; t)}{\partial x} \right]^T + \left[\frac{\partial g(\bar{x}, u; t)}{\partial x} \right]^T \right) \Lambda(t),$$

$$\Lambda(t_k) = | I \quad 0 |^T,$$

где $\hat{\otimes}$ – введенная в [9] операция блочного произведения блочных матриц; γ – постоянный вектор $n_1 \times 1$ множителей Лагранжа для терминальной (геометрической) связи (5); $\Lambda, M_\gamma, \bar{\gamma}$ – матрицы $n \times n_1, n_1 \times n_1$ и вектор $n_1 \times 1$ соответственно; I – единичная матрица размерности $n_1 \times n_1$.

Время окончания игры t_k находится при этом из дополнительного скалярного уравнения

$$\frac{\partial L_1(\bar{x}, t_k)}{\partial t_k} + H(\bar{x}, \bar{u}, \tilde{v}, \lambda; t_k) = 0, \quad (12)$$

где $j = j(t_k)$ для $j = \bar{x}, \bar{u}, \tilde{v}, \lambda$.

Существование обратной матрицы M_γ^{-1} определяется условием управляемости объекта союзника [8].

Для решения ДТКЗ (10)-(11) воспользуемся подходом, рассмотренным в работе [3] и позволяющим перейти к одноточечной задаче интегрирования системы обыкновенных дифференциальных уравнений

$$Q(\bar{x}, t_k) = \left| \gamma \quad \vdots \quad -\frac{\partial L_1(\bar{x}; t_k)}{\partial x_i} \right|, \quad \bar{x} = \bar{x}(t_k), \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}(t) = & M_1(\tilde{x}, Q, t) \left\{ \left[\frac{\partial Q(\tilde{x}, t)}{\partial x} M_1(\tilde{x}, Q; t) - M_2(\tilde{x}, Q; t) \right]^{-1} \times \right. \\ & \times \left[-\frac{\partial Q(\tilde{x}; t)}{\partial x} f_x(\tilde{x}, Q; t) + f_\lambda(\tilde{x}, Q; t) \right] \left. \right\} + f_x(\tilde{x}, Q; t), \quad (14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{M}_1(\tilde{x}, Q; t) = & \frac{\partial f_x(\tilde{x}, Q; t)}{\partial x} M_1(\tilde{x}, Q; t) + \frac{\partial f_x(\tilde{x}, Q; t)}{\partial \lambda} M_2(\tilde{x}, Q; t), \\ & M_1(t_0) = 0; \quad (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{M}_2(\tilde{x}, Q; t) = & \frac{\partial f_\lambda(\tilde{x}, Q; t)}{\partial x} M_1(\tilde{x}, Q; t) + \\ & + \frac{\partial f_\lambda(\tilde{x}, Q; t)}{\partial \lambda} M_2(\tilde{x}, Q; t), \\ & M_2(t_0) = I_M, \quad (16) \end{aligned}$$

где $Q = Q(\tilde{x}; t), \tilde{x} = \tilde{x}(t); M_1, M_2$ – матрицы чувствительности; I_M – единичная матрица размера $(n+m) \times (n+m)$, в результате чего вместо оптимальной траектории $\bar{x}(t)$ получаем субоптимальную $\tilde{x}(t)$ игрока-союзника.

Для решения задачи в форме синтеза далее воспользуемся известной идеологией построения адаптивного управления с прогнозом [10], что значительно упростит синтезируемый алгоритм в сравнении с методом, изложенным в работе [1]. Названную идеологию здесь можно использовать именно вследствие незаданного заранее времени решения задачи $T = t_k - t_0$. При этом строится итерационная процедура поиска субоптимального решения $\tilde{x}^j(t)$ на коротких интервалах времени $t \in [t_0^j, t_k)$ с постоянным пересчетом текущих начальных условий $x(t_0^j) = x_0^j$ (где $j = 0, 1, 2, \dots$ – номер итерации). На каждом текущем интервале осуществляется лишь стабилизация относительно найденной программной траектории. Интервал итераций – частота пересчета прогнозируемой траектории $\tilde{x}^j(t)$ на оставшийся интервал времени $t \in [t_0^j, t_k)$, определяется динамикой объектов, мощностью бортового вычислителя и т.п. факторами. При уменьшении временного интервала решения задачи формируемое таким образом кусочно-программное управление все более стремится к управлению в форме синтеза.

Пример

Выполнено численное моделирование того же практического примера о преследовании, что рассматривался и в работе [1], где объектами являются материальные точки единичной массы, движущиеся по горизонтальной оси под действием управляющих сил u и v :

$$\dot{y}_1 = y_2, \quad \dot{y}_2 = u, \quad \dot{z}_1 = z_2, \quad \dot{z}_2 = v, \quad (17)$$

$$t \in [t_0, t_k], \quad t_0=0, \quad t_k=T,$$

$$y_1(0)=-1, \quad y_2(0)=0, \quad z_1(0)=z_2(0)=0.$$

С целью исследования вопроса о достижимости конечных условий при фиксированном времени $T = t_k - t_0 = \text{const}$ задавались различные значения терминальных пар координат союзника

$$(y_1, y_2; t_k) = \{(y_1, y_2)_1, (y_1, y_2)_2, (y_1, y_2)_3, \dots; t_k\}, \quad (18)$$

Предположения о недостижимости некоторых пар конечных значений $(y_1, y_2; t_k)$ из множества (18) после выполнения союзником $y(t)$ маневра "убегания" от преследователя $z(t)$, если следовали решению, приведенному в работе [1], даже в подобной простейшей задаче подтвердились. То есть условие о фиксированности времени решения задачи $T = \text{const}$ может

приводить к принципиальной невозможности ее решения.

Далее было задано дополнительное условие об оптимизации скорости союзника в терминальной точке и исключено условие о фиксированности временного интервала:

$$\max_u \{L_1(y_2; t_k) = y_2(t_k)\},$$

$$t \in [t_0, t_k), \quad t_0=0, \quad t_k=T = \text{var}; \quad y_1(t_k) = y_{1k}. \quad (19)$$

Компьютерное моделирование практического примера проводилось в математическом пакете Mathcad 15.

В данном случае моделировалось взаимное движение двух противоборствующих объектов в боковой плоскости. Модельные реализации уклонения игрока-союзника от противника представлены на рис. 1, 2 (линейные скорости движения объектов и координаты соответственно).

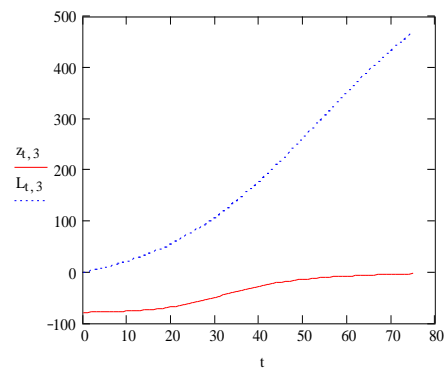


Рис. 1. Линейные скорости движения объектов

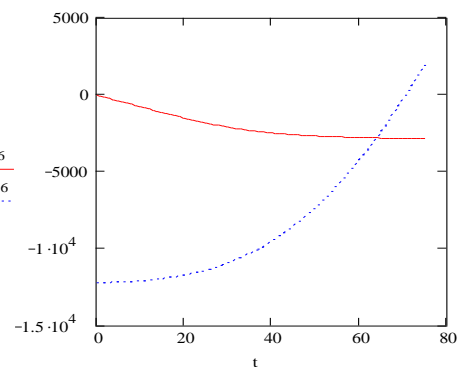


Рис. 2. Координаты движения объектов

Решение было реализовано согласно выше рассмотренному методу. Было установлено, что союзник выполняет маневр "убегания" от противника, после чего осуществляет приведение в любую координату из набора (18) с максимальной возможной скоростью.

Заключение

Решение задачи нелинейной дифференциальной игры о преследовании получено, исходя из представления о наиболее вероятных действиях противника с целью перехвата союзника и с учетом ограниченности энергетики на выполнение маневров обоих объектов. Обеспечивается терминальная оптимизация n_2 фазовых переменных игрока-союзника в конечной области фазового пространства, которое, в свою очередь, задано ограничениями в форме равенств на остальные n_1 ($n_1 + n_2 = n$) его переменных. Полученные при моделировании результаты позволяют сделать вывод об эффективности разработанного метода.

Вопросы, связанные с ограниченностью запасов энергетики на приведение объекта союзника в терминальную область пространства, при этом не рассматривались.

Литература

1. Соколов С.В., Щербань И.В. Решение задачи синтеза оптимального управления в конфликтной задаче // Изв.РАН. ТиСУ. 2003. № 5. С. 35-40.
2. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с.
3. Щербань И.В. Эффективный субоптимальный алгоритм управления игроком-союзником в конфликтной задаче // Изв.РАН. ТиСУ. 2007. № 1. С. 7-12.
4. Красовский Н.Н., Субботин А.И. Позиционные дифференциальные игры. М.: Наука, 1974. 254 с.
5. Щербань И.В., Иванов С.В. Методика синтеза управления маневром уклонения игрока-союзника ЛА в медленном контуре терминальной системы управления // Двойные технологии. 2010. № 1. С. 43-44.
6. Половинчук Н.Я., Иванов С.В., Тимофеев В.И. Алгоритм терминально-оптимального управления беспилотным летательным аппаратом // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2017. № 1. С. 13-18.
7. Федоров В.В. Численные методы максимина. М.: Наука, 1979. 56 с.
8. Барков В.В., Кочетков Ю.А. Краевая задача оптимального управления нелинейными детерминированными системами // Теория и системы управления. 1995. № 6. С. 90-95.
9. Чернов А.А., Ястребов В.Д. Метод оценки возмущений в алгоритмах решения навигационных задач // Космич. исслед. 1984. Т. 22. № 3. С. 537-542.
10. Буков В.Н. Адаптивные прогнозирующие системы управления полетом. М.: Наука, 1987. 301 с.

Поступила 12.12.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Щербань Игорь Васильевич – д-р техн. наук, доцент, Южный федеральный университет (344006, Россия, г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105/42), e-mail: shchery@mail.ru

Иванов Станислав Валерьевич – канд. техн. наук, доцент, Донской государственный технический университет (344000, Россия, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), e-mail: sta399@yandex.ru

Щербань Оксана Георгиевна – канд. техн. наук, доцент, Южный федеральный университет (344006, Россия, г. Ростов-на-Дону, ул. Б. Садовая, 105/42), e-mail: shchero@mail.ru

MANAGEMENT STRATEGY THE PLAYER-ALLY IN THE TASK NONLINEAR DIFFERENTIAL GAMES WITH TERMINAL CONSTRAINTS

I.V. Shcherban¹, S.V. Ivanov², O.G. Shcherban¹

¹Southern Federal University (SFEDU), Rostov on don, Russia

²Don State Technical University, Rostov on don, Russia

Abstract: the method of the strategy formation for the control of the player-ally in the task of nonlinear differential games of pursuit is reviewed in the article. Considering that the adversary generates the most probable control for the purpose of interception of the object ally, and that in each moment of time ally known initial conditions and dynamic capabilities both as a player ally and an enemy. Management aircraft ally is formed by the autonomous means of the control system in real time. It is possible to reduce gaming to the problem the unilateral management of ally that do not require performance conditions to achieve a saddle point. The control is implemented in the form of a synthesis and further ensures the implementation of the requirements about bringing the object of allies in a given area of space with the terminal improvements phase variables. The aim of this work is to build effective computational method for the solution of the problem of synthesis of terminal optimal control of the movement of the player-ally in the above-mentioned conditions. This formulation differs from the classical conflict task

on the prosecution, which applies the theory of differential games. Article reviews practical example, which allows to evaluate the computational efficiency of the presented approach. it also introduces the numerical modeling with the practical example

Key words: nonlinear differential game of pursuit, one-way control of an ally player, terminal optimization

References

1. Sokolov S.V., Shcherban I.V. "Solution of the synthesis problem, which allows an optimal control in a conflict problem", *Newsletter of the Russian Academy of Science (Izvestiya RAN)*, 2003, no. 5, pp. 35-40
2. Krasovsky A. "Handbook on Automatic Control Theory" ("Spravochnik po teorii avtomaticheskogo upravleniya"), Moscow, *Science (Nauka)*, 1987, 712 p.
3. Shcherban I.V. "Effective suboptimal algorithm of control of the player-ally in a conflict task", *Newsletter of the Russian Academy of Science (Izvestiya RAN)*, 2007, no. 1, pp. 7-12
4. Krasovskiy N.N., Subbotin A.I. "Positional differential games" ("Pozitsionnyye differentsial'nyye igry"). Moscow, *Science (Nauka)*, 1974, 274 p.
5. Scherban I.V., Ivanov S.V. "Methodology of control synthesis of the evasive maneuver of the player-ally in a slow circuit terminal control system", *Dvoynye tehnologii (Dual technologies)*, 2010, no. 1, pp. 43-44.
6. Polovinchuk N.Ya. Ivanov S.V. "Synthesis of an algorithm of terminal optimal control of high-speed maneuvering aircraft", *Dvoynye tehnologii (Dual technologies)*, 2017, no.1, pp. 13-18.
7. Fedorov V.V. "Numerical Maximin Methods" ("Chislennyye metody maksimina") Moscow, *Science (Nauka)*, 1979, p. 56
8. Barkov V.V. Kochetkov Yu.V. "Boundary value problem of optimal control of nonlinear deterministic systems", *Theory and Systems of Control (Teoriya i sistemy upravleniya)*, 1995, no. 6, pp. 90-95.
9. Chernov A.A., Yastrebov V.D. "Methodology for the estimation of disturbances in the algorithms for solving navigational tasks", *Space research (Kosmicheskie issledovaniya)*, 1984, vol. 22, no. 3, pp. 537-542.
10. Bukov V.N. "Adaptive predictive flight control system" ("Adaptive predictive flight control systems", Moscow, Nauka, 1987, 232 p.

Submitted 12.12.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Igor V. Shcherban, Dr.Sc. (Technical), Associate Professor, Professor of Southern Federal University (SFEDU) (105/42, Bolshaya Sadovaya, 344006, Rostov on don, Russia), e-mail: shchery@mail.ru

Stanislav V. Ivanov, Cand.Sc. (Technical), Associate Professor of the Don State Technical University (1, Gagarina, 344000, Rostov on Don, Russia), e-mail: sta399@yandex.ru

Oksana G. Shcherban, Cand.Sc. (Technical), Associate Professor, Professor of Southern Federal University (SFEDU) (105/42, Bolshaya Sadovaya, 344006, Rostov on don, Russia)e-mail: shchero@mail.ru

МОДЕЛИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ ИСПЫТАНИЯ ОБОРУДОВАНИЯ НА НАДЕЖНОСТЬ

© 2018 А.Ю. Русин, Г.А. Дмитриев, М.А. Абдулхамед

Тверской государственной технический университет, г. Тверь, Россия

Аннотация: в настоящее время одной из основных задач при испытании оборудования является разработка ускоренных методов определения количественных значений показателей надежности. Показатели надежности механических систем могут быть определены только после накопления достаточного количества статистических данных. Средняя наработка до отказа современных машин и оборудования, их отдельных деталей и узлов может исчисляться годами, поэтому существующие методы испытаний опытных образцов неэффективны из-за своей продолжительности. Сократить продолжительность испытаний можно, используя законы математической статистики, общей теории планирования эксперимента и применяя ЭВМ. Повышения экономической эффективности системы испытания оборудования на надежность можно добиться сокращением времени испытаний или уменьшением количества испытываемых образцов. При сокращении времени испытаний возрастает степень цензурирования выборки, а при уменьшении количества образцов уменьшается объем выборки наработки оборудования. В работе построены регрессионные модели, устанавливающие зависимость между отклонением оценки максимального правдоподобия от истинного значения и параметрами, характеризующими структуру выборки. Они позволяют рассчитать и ввести поправки к оценкам максимального правдоподобия. Были проведены экспериментальные исследования результатов их использования. Точность оценок максимального правдоподобия после применения разработанных моделей и введения поправки к оценкам максимального правдоподобия значительно возрастает

Ключевые слова: моделирование на ЭВМ, обработка информации, метод ММП, испытание на надежность

Введение

Оптимизация системы испытаний оборудования на надежность направлена на уменьшение затрат на их проведение. Один из путей их снижения – это сокращение времени проведения испытаний. Если испытываемые образцы дорогостоящие, то снижения стоимости можно добиться уменьшением их количества. Но при сокращении времени проведения испытаний или уменьшении количества образцов мы получаем малые цензурированные справа выборки наработок на отказ.

При параметрическом оценивании показателей надежности по цензурированным справа выборкам основным математическим методом является метод максимального правдоподобия [1].

В условиях сокращения времени испытаний и количества испытываемых изделий, становится актуальным вопрос исследования достоверности оценок максимального правдоподобия (МП).

Существует несколько разработанных планов испытаний. В данной статье рассмотрен план $[N, U, T]$. Согласно этому плану одновременно испытывают N объектов, отказавшие во время испытаний объекты не восстанавливают и не заменяют, испытания прекращают по окончании времени

наблюдений или достижения наработки T для каждого не отказавшего объекта [2]. При проведении испытаний по плану $[N, U, T]$ формируются однократно цензурированные справа выборки наработок на отказ. В работе выполнены экспериментальные исследования точности оценок МП экспоненциального закона распределения по малым, однократно цензурированным справа выборкам.

Исследование

Для проведения исследований разработаны алгоритм и подпрограмма моделирования однократно цензурированных выборок на ЭВМ, адекватных тем, что возникают при проведении испытаний по плану $[N, U, T]$.

На ЭВМ моделировались однократно цензурированные справа выборки случайных величин объемом $N=5, 10, 15, 20$.

Количество сформированных выборок V для каждого значения N равно 3000. По каждой выборке методом максимального правдоподобия рассчитывались оценки экспоненциального распределения и их относительные отклонения δ от истинных значений - значений, которые использовались при генерации выборок

$$\delta = \frac{\lambda - \lambda_{\text{МП}}}{\lambda}, \quad (1)$$

где λ - истинное значение параметра экспоненциального распределения, λ_{OMI} - оценка максимального правдоподобия экспоненциального распределения.

По результатам моделирования построены гистограммы относительных отклонений

оценок максимального правдоподобия экспоненциального распределения. По оси ординат отложен процент оценок от общего количества, попавших в данный интервал. Полученные результаты приведены на рис. 1.

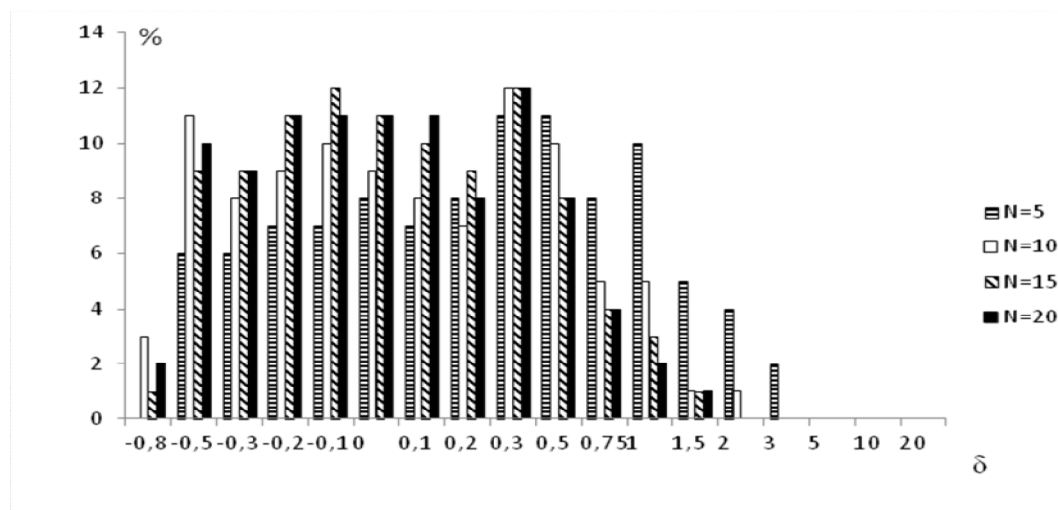


Рис. 1. Относительные отклонения оценки максимального правдоподобия

Эти экспериментальные данные показывают, что большинство оценок максимального правдоподобия, полученные по малым, однократно цензурированным справа выборкам, имеют значительные отклонения от истинных значений. Например, 2% оценок экспоненциального распределения при $N=5$ имеют относительные отклонения от 3 до 5; 4% - от 2 до 3; 5% - от 1,5 до 2. С увеличением объема выборки N точность оценок возрастает. При $N=20$ относительные отклонения оценок экспоненциального закона распределения не превышают 1,5. Несмотря на это, 4% оценок имеют относительные отклонения от 0,75 до 1; 8% - от 0,5 до 0,75; 12% - от 0,3 до 0,5.

В целом можно сделать вывод, что точность метода максимального правдоподобия при значениях $N \leq 20$ низка.

Постановка задачи

В работе [3] предложена методика повышения точности оценок максимального правдоподобия по малым, многократно цензурированным выборкам.

В настоящих исследованиях осуществлялась проверка возможности применения этой методики при проведении

испытаний оборудования на надежность по плану $[N, U, T]$.

Решение поставленной задачи осуществлялось в пять этапов:

1. Моделирование на ЭВМ однократно цензурированных справа выборок случайных величин, распределенных по экспоненциальному закону, характерных для плана испытаний $[N, U, T]$, и расчет параметров выборки, характеризующих ее структуру.

Для описания структуры сформированной выборки случайных величин в работе использовались пять стандартных параметров выборки [4]: - X_1 - степень цензурирования; X_2 - коэффициент вариации; X_3 - коэффициент вариации полных случайных величин; X_4 - эмпирический коэффициент асимметрии; X_5 - коэффициент эксцесса.

Еще пять параметров представляют собой математические выражения, составленные из стандартных характеристик выборки: X_6 - отношение математического ожидания полных случайных величин к математическому ожиданию всех членов выборки; X_7 - отношение математического ожидания цензурированных случайных величин к математическому ожиданию всех членов выборки; X_8 - относительное отклонение математического ожидания от середины вариационного

размаха; X_9 – отношение медианы к математическому ожиданию; X_{10} – отношение моды к математическому ожиданию.

Все параметры измеряются в относительных единицах и не зависят от абсолютных значений случайных величин. Это сделано для того, чтобы можно было применять полученные уравнения к оборудованию со средними наработками на отказ разной величины.

2. Расчет оценок максимального правдоподобия.

3. Расчет зависимого параметра регрессионной модели – отклонение оценки максимального правдоподобия от истинного значения по формуле

$$Y = \frac{\lambda}{\lambda_{\text{МП}}}.$$

4. Построение регрессионных зависимостей, устанавливающих связь между отклонением оценки МП от истинного значения и параметрами, характеризующими структуру выборки. Для каждого объема выборки N построено свое уравнение регрессии.

Математические модели построены в классе линейных уравнений регрессии вида [5]

$$\bar{y}(x) = b_0 + b_1x_1 + \dots + b_{10}x. \quad (2)$$

Полученные уравнения регрессии позволяют повысить точность оценки максимального правдоподобия введением к оценке МП поправки $\bar{y}(x)$ по формуле

$$\lambda_{\text{КОП}} = \lambda_{\text{МП}} \cdot \bar{y}(x), \quad (3)$$

где $\lambda_{\text{КОП}}$ – конечная оценка параметра распределения.

5. В исследованиях была проведена оценка эффективности построенных уравнений регрессии. Для каждой вновь сгенерированной выборки по уравнениям регрессии (2) были рассчитаны поправки к оценке МП и конечная оценка параметра распределения по выражению (3).

Результаты

Результаты исследований эффективности применения построенных уравнений регрессии для экспоненциального закона распределения показаны на рис. 2, 3.

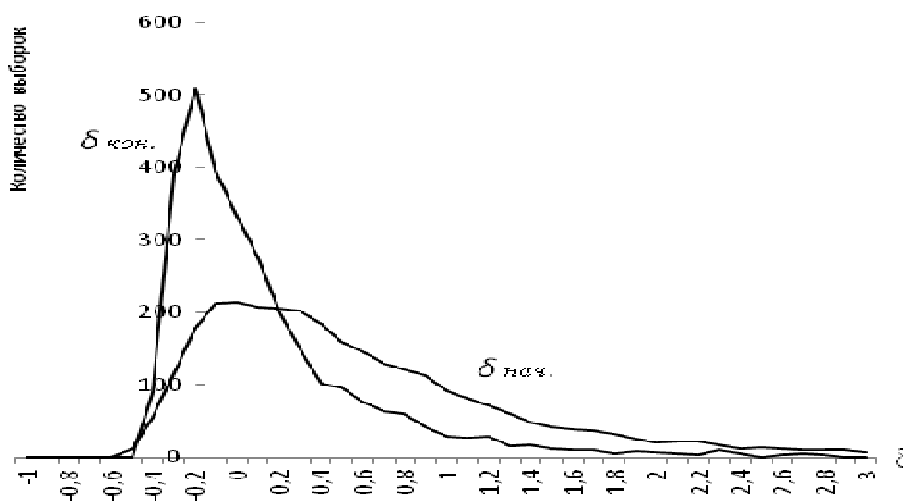
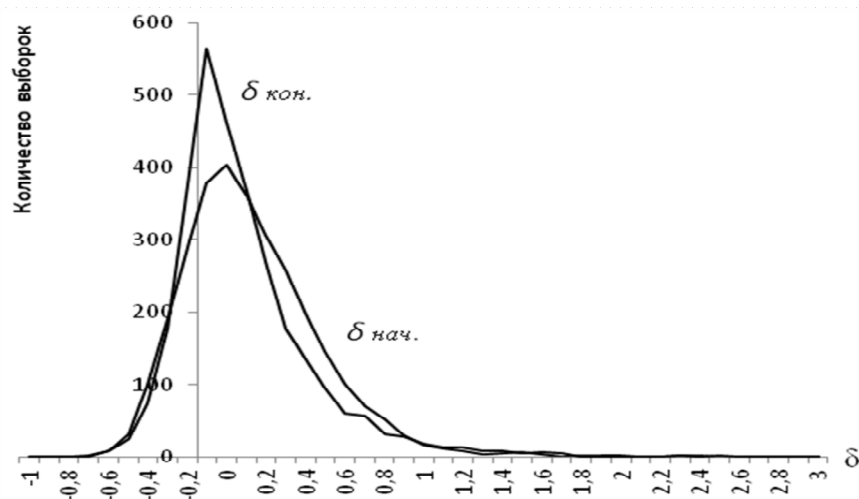


Рис. 2. Начальные и конечные отклонения оценок МП для $N=5$

Рис. 3. Начальные и конечные отклонения оценок МП для $N=20$

Графики, приведенные на рис. 2, рис. 3, показывают, что точность оценок МП после применения разработанных моделей и введения поправки значительно возрастает. После введения поправки относительные отклонения оценок от истинного значения параметров распределения в зависимости от объема выборки N , не превышают 0,3-0,5, в то время как начальные отклонения могут быть больше 3. Наибольший эффект от введения поправок оценкам максимального правдоподобия экспоненциального распределения достигается при числе членов выборки $N=5$. Окончательно можно сделать вывод о том, что введение поправок позволяет повысить точность оценок максимального правдоподобия, в зависимости от объема выборки в 1,5-2 раз.

Выводы

Точность оценок МП после применения разработанных моделей и введения поправки значительно возрастает. После введения поправки, относительные отклонения оценок МП от истинного значения параметров распределения в зависимости от объема выборки не превышают 0,3-0,5, в то время как

начальные отклонения могут быть больше 2. Применение разработанных математических моделей позволяет улучшить управление процессом эксплуатационных или стендовых испытаний промышленного оборудования на надежность и добиться уменьшения затрат на их проведение путем сокращения времени испытаний или числа испытуемых образцов.

Для расчета показателей надежности электрооборудования с применением предложенной методики разработано программное обеспечение для ЭВМ.

Литература

1. Джесси Рассел, Рональд Колин. Метод максимального правдоподобия. М.:VSD, 2013. 111 с.
2. Труханов В.М. Надежность технических систем. М.: Машиностроение-1, 2008. 584 с.
3. Русин А.Ю. Оценка экспоненциального распределения при ускоренных испытаниях на надежность // Вестник Тверского государственного технического университета. 2009. Вып. 15. С. 7–11.
4. Ивановский Р.И. Теория вероятностей и математическая статистика: основы, прикладные аспекты с примерами и задачами в среде Mathcad. СПб.: БХВ-Петербург, 2008. 528 с.
5. Сидняев Н.И. Теория планирования эксперимента и анализ статистических данных. М.: Юрайт, 2011. 399 с.

Поступила 22.11.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Русин Александр Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, Тверской государственной технической университет (170026, Россия, г. Тверь, Набережная Афанасия Никитина, 22), e-mail: alrus@tvcom.ru
Дмитриев Геннадий Андреевич - д-р техн. наук, профессор, Тверской государственной технической университет (170026, Россия, г. Тверь, Набережная Афанасия Никитина, 22), e-mail: dmitrievtstu@mail.ru

Абдулхамед Мохаммед Абдулкарим Номан - аспирант, Тверской государственный технический университет (170026, Россия, г. Тверь, Набережная Афанасия Никитина, 22), e-mail: mohamed86@mail.ru

MODEL INFORMATION PROCESSING SYSTEMS ON RELIABILITY TESTING EQUIPMENT

A.Yu. Rusin, G.A. Dmitriev, M.A. Abdulhameed

Tver State Technical University, Tver, Russia

Abstract: at present, one of the main tasks in testing of equipment is the development of accelerated methods for determining the quantitative values of reliability indicators. Indicators of reliability of mechanical systems can be determined only after the accumulation of a sufficient amount of statistical data. The average operating time to failure of modern machines and equipment, their individual parts and assemblies can be calculated for years, therefore, existing methods of testing prototypes are not effective because of their duration. To reduce the duration of testing the laws of mathematical statistics, the general theory of experiment planning and applying a computer can be used. Increasing the cost-effectiveness of the equipment reliability test system can be achieved by reducing the test time or reducing the number of test samples. When the test time is shortened, the degree of censoring of the sample increases, and when the number of samples decreases, the sample size of the equipment development decreases as well. The article presents regression models, thus establishing the relationship between the deviation of the maximum likelihood estimate from the true value and the parameters characterizing the sample structure. They allow us to calculate and introduce corrections to the maximum likelihood estimates. Experimental studies of the results of their use were carried out. The accuracy of the maximum likelihood estimates after application of the developed models and the introduction of an amendment to the maximum likelihood estimates is significantly increased

Key words: computer simulation, information handling, equipment test, reliability, censored samples, maximum likelihood method, software

References

1. Jesse Russell, Ronald Colin. "Maximum likelihood method" ("Metod maksimal'nogo pravdopodobiya"), Moscow, *VSD*, 2013, 111 p.
2. Truhanov, V.M. "Reliability of technical systems" ("Nadezhnost' tekhnicheskikh sistem"), Moscow, *Engineering (Mashinostroenie)*, 2008, p. 584.
3. Rusin, A.Y. "Evaluation of the exponential distribution with accelerated reliability testing" (*Bulletin Tver State Technical University (Vestnik Tverskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta)*), 2009, vol. 15, pp. 7-11.
4. Ivanovsky, R.I. "Probability theory and mathematical statistics: the basics, applied aspects with examples and problems in Mathcad / RI environment" ("Teoriya veroyatnostey i matematicheskaya statistika: osnovy, prikladnyye aspekty s primerami i zadachami v srede Mathcad"), SPb, *BHV-Petersburg*, 2008, 528 p.
5. Sidnyaev, N.I. "The theory of experimental design and analysis of statistical data" ("Teoriya planirovaniya eksperimenta i analiz statisticheskikh dannykh"), Moscow, 2011, 399 p.

Submitted 22.11.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Alexander Yu. Rusin, Cand.Sc. (Technical), Tver State Technical University, (22, Afanasy Nikitin Embankment, Tver, 170026, Russia), e-mail: alrus@tvcom.ru

Gennady A. Dmitriev, Dr.Sc. (Technical), Professor, Tver State Technical University, (22, Afanasy Nikitin Embankment, Tver, 170026, Russia), e-mail: dmitrievtstu@mail.ru

Mohammed A.M. Abdulhameed, Postgraduate Student (Technical), Tver State Technical University (22, Afanasy Nikitin Embankment, Tver, 170026, Russia), e-mail: mohamed86@mail.ru

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ПРОЦЕССА ТЕСТИРОВАНИЯ ДЛЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА КЛИМАТИЧЕСКИХ ИСПЫТАНИЙ МОДУЛЕЙ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

© 2018 А.Д. Данилов, В.А. Минеев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассматривается процесс разработки алгоритмов процесса тестирования для программно-аппаратного комплекса климатических испытаний модулей электропитания. В качестве рассматриваемого этапа изготовления модулей электропитания выбран этап проведения испытания на термоциклирование. Были рассмотрены существующие программно-аппаратные комплексы, позволяющие автоматизировать этап климатических испытаний. Выявлены недостатки существующих аппаратно-программных комплексов. Указана специфика мониторинга параметров модулей электропитания. Описана структура разрабатываемого программно-аппаратного комплекса с учетом специфики испытаний. Выбран способ организации данных для программно-аппаратного комплекса. Представлена программная архитектура для работы с устройствами на нижнем уровне. Определена среда программирования для разработки человеко-машинного интерфейса и рассмотрены варианты его основного предназначения. Выбрана основа для реализации скриптовой системы. Представлен технологический процесс проверки модулей электропитания на воздействие пониженной и повышенной температуры окружающей среды. Приведен пример реализации технологического процесса на базе программно-аппаратного комплекса с использованием скриптовой системы. Описаны алгоритмы испытаний. Показаны процесс взаимодействия базы данных и метод описания сценария для тестирования. Представлен листинг скрипта испытаний. Рассмотрены возможные варианты использования разрабатываемого программно-аппаратного комплекса. Рассмотрены преимущества и недостатки создания сценариев для пользователей на данном этапе разработки

Ключевые слова: программное обеспечение, компьютерные системы, алгоритмы, базы данных

Введение

К модулям электропитания, применяющимся в современном производстве, предъявляются жёсткие требования. От качества их изготовления зачастую зависит надёжность работы самых различных систем и механизмов. Важным этапом на пути к изготовлению модулей электропитания, обладающих необходимыми параметрами, в процессе производства и разработки является проведение испытаний на термоциклирование, позволяющих установить соответствие модулей питания требованиям и выявить технологические и конструктивные недостатки.

Постановка задачи

Большинство климатических камер поставляются без ПО, позволяющего автоматизировать процесс климатических испытаний. В основном это программы, позволяющие производить только мониторинг процесса испытаний, причем эти программные продукты платформ-зависимые (возможность использования только под операционными системами Windows). Поэтому было решено разработать аппаратно-программный комплекс на основе свободных и бесплатных проприетарных кроссплатформенных

программных продуктов.

Специфика мониторинга параметров модулей электропитания и технологического процесса испытаний требует использовать двухуровневую структуру построения системы контроля. На первом уровне используются автономные подсистемы сбора данных и их обработки в реальном времени. На втором уровне используются подсистемы, объединенные в информационную сеть с единым управляющим центром. С целью получения оперативной информации о ходе проведения испытаний необходимо организовать передачу данных на единый центральный пункт управления, на котором можно осуществлять обработку полученной информации, запись в базу данных, вывод необходимых данных на экран монитора персонального компьютера для наблюдения за ходом процесса проведения испытаний. Подобная реализация системы контроля позволяет получить оперативную информацию о ходе проведения испытаний и предоставляет возможность оперативно принимать меры в случае некорректной работы какой-либо климатической камеры, входящей в состав системы. Средства контроля и управления должны обладать интерфейсом для связи с персональным компьютером, при этом целесообразно использовать средства

измерений. Также должна быть предусмотрена возможность ручного управления климатическими камерами.

Результаты работы

Программно-аппаратный комплекс представляет собой систему из основного блока управления, включающий в себя все необходимые измерительные средства (мультиметры, источники питания, нагрузки, осциллограф), камеры тепла (холода) и управляющий персональный компьютер с программным обеспечением, реализующий работу устройств.

Для работы с устройствами было решено использовать программную архитектуру VISA компании National Instruments - широко используемый стандартизированный интерфейс ввода-вывода в области тестирования и измерений для управления приборами с персонального компьютера. Поддерживает интерфейсы IEEE-488 (GPIB), VXI, RS-232, а также USB для измерительных устройств. Реализация VISA представляет собой библиотеку функций для языков C, Visual Basic и G, которые унифицируют доступ ко всем измерительным устройствам, независимо от используемого протокола и аппаратуры.

К основному блоку управления подключаются измерительные блоки с панелями (адаптерами) для установки модулей электропитания. Измерительный блок находится под управлением микроконтроллера, использующего протокол Modbus, позволяющий получать и обрабатывать информацию о текущем состоянии измерительного блока, о состоянии установленных в него панелей (адаптеров), а также управлять блоком с персонального компьютера.

Для создания человеко-машинного интерфейса используется среда разработки Qt - одна из наиболее современных сред, предназначенных для разработки сложных графических интерфейсов и относительно простой разработки ПО.

Основная функция интерфейса — это настройка измерительных устройств и конфигурация микроконтроллеров измерительных блоков. Мониторинг текущего состояния тестирования, задание метода тестирования, вывод важной информации оператору.

При использовании средств Qt, а именно движка QtScript, была реализована скриптовая система, которая вошла в состав программного комплекса. Реализована функция установки

программного режима с возможностью загрузки программы испытаний из файла, корректировки её при необходимости и сохранением для последующего использования.

Основной цикл работы программно-аппаратного комплекса представлен блок-схемой на рис. 1.

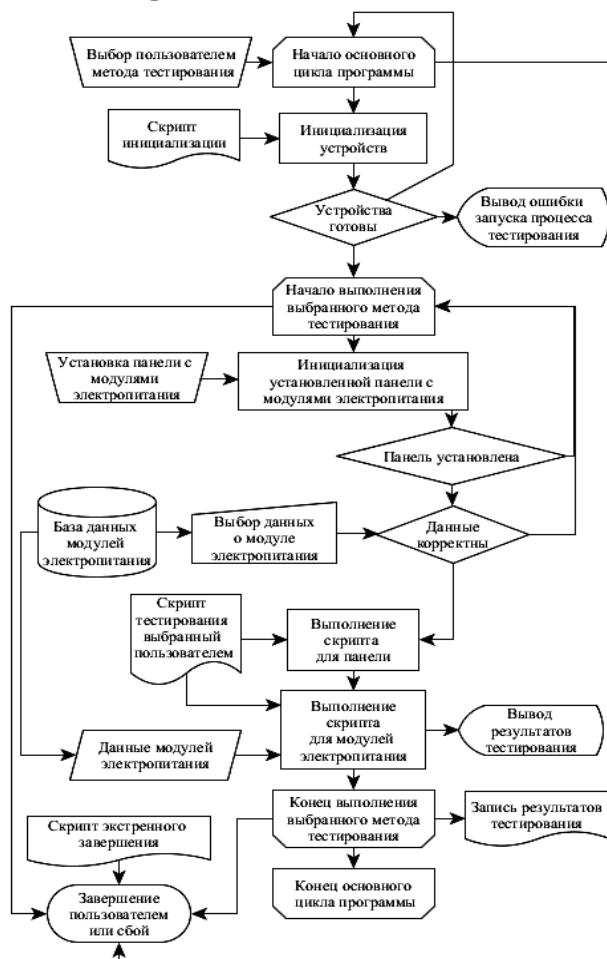


Рис. 1

Рассмотрим конкретный пример реализации скриптовой системы и алгоритм работы разрабатываемого аппаратно-программного комплекса на примере технологического процесса проверки модулей электропитания на воздействие пониженной и повышенной температуры окружающей среды. Для этого выполняется следующая последовательность действий:

1. Модули устанавливаются в контакты приспособления (панели) для проведения проверки и помещаются в камеру тепла (холода).

2. Подается на каждый модуль минимальное входное напряжение, выставляется номинальный выходной ток, проверяются выходные напряжения и пульсации выходных напряжений.

3. Установившиеся отклонения выходных напряжений, номинальные значения, пульсации выходного напряжения (от пика до пика) не должны превышать значения, указанные в базе данных на модули электропитания.

4. Отключение электропитания от модулей.

5. Устанавливается температура согласно этапу климатических испытаний (воздействие пониженной или повышенной температуры) в камере согласно значениям, указанным в базе данных.

6. По достижении камерой заданной температуры подключить электропитание к модулям, произвести измерение выходного напряжения и пульсаций выходного напряжения (от пика до пика) каждого канала в следующих режимах:

- $U_{вх.мин}, I_{ном}$;
- $U_{вх.мин}, I_{мин}$;
- $U_{вх.мах}, I_{ном}$;
- $U_{вх.мах}, I_{мин}$.

7. После завершения выдержать модули в камере в выключенном состоянии не менее 30 минут.

Значения $U_{вх.мах}$ и $U_{вх.мин}$ указаны в базе данных на модули электропитания. Минимальное значение выходного тока рассчитывается по формуле, указанной пользователем, или используется значение, указанное в базе данных.

При этом суммарное время нахождения модуля во включённом состоянии во всех режимах измерений не должно превышать десяти секунд.

При измерении пульсаций выходного напряжения допускается незначительная разность длительности импульсов, фиксируемая осциллографом, не приводящая к увеличению амплитуды выходных пульсаций больше нормы.

Для этого отключить электропитание от модулей. Температуру в камере установить до комнатной (25 ± 10)°C, извлечь технологическое приспособление с модулями из камеры.



Рис. 2

Допускается извлекать модули из камеры без повышения температуры до (25 ± 10) °C в камере тепла (холода) с дополнительным прогревом в камере тепла при температуре $+70$ °C в течение 30 минут.

Запись результатов тестирования модулей на воздействие пониженной (повышенной) температуры среды.

Технологический процесс, описанный выше, можно представить в виде блок-схемы, представленной на рис. 2.

На основе разработанной блок-схемы, можно составить скрипт климатического испытания для использования в программно-аппаратном комплексе:

```
function climateTest() {
    setTemperature();
    chkTemperature();
    pwrOn();
    setVoltage();
    setCurrent();
    chkOutVoltage();
    chkOutCurrent();
    chkInVoltage();
    chkInCurrent();
    pwrOff(); }

```

где вызываемые функции описываются в этом же скрипте. Вариант процедуры pwrOn():

```
function pwrOn() {
    usbDevice.command("Supp1", "VOLT " +
    U_IN_MIN);//метод обращения к USB устройствам
    системой команд SCPI
    usbDevice.command("Supp1", "CURR " +
    I_IN_START);
    b.threadTimer(2500); //встроенная функция ожидания
    usbDevice.command("Supp1", "OUTP 1");
    switchCamTest(CRATE_ID);
    usbDevice.command("Crate1", "powerBoardBlockOn("
    + PANEL_ID + "," + BLOCK_ID + ")");//подача питания на
    панель }

```

Команды стандарта SCPI зависят от типа устройств и задаются согласно их руководствам по программированию.

Переменные типа U_IN_MIN содержатся в базе данных и доступны для использования в скриптовой системе. Переменные с *_ID являются итерационными и изменяются в зависимости от положения модуля электропитания в системе тестирования.

Требуемые параметры к модулям электропитания, допустимые отклонения, режимы работы и прочее содержатся в базе данных. Основываясь на выходных, входных данных, система принимает решения о годности (негодности), допустимых условиях эксплуатации модулей электропитания и создает отчет о пройденном этапе испытаний с уведомлением об этом оператору.

Преимущество данного способа описания программы тестирования - это возможность изменения любых входных значений, включая

изменение порядка выполнения того или иного действия. Из этого следует достаточно высокая гибкость системы в рамках аппаратного комплекса.

Из недостатков: на данном этапе это порог вхождения для возможности создания и редактирования скрипта испытания, так как он полностью JavaScript подобный, что требует базового знания синтаксиса этого языка. В дальнейшем планируется упростить систему команд и разработать конструктор скрипта, позволяющий создавать JavaScript файл в дружественном интерфейсе, сохраняя подобный гибкий функционал.

Вывод

В результате был разработан базовый программный комплекс, имеющий множество типовых применений, который в короткие сроки может быть адаптирован для использования в самых разнообразных отраслях, где необходимы простые и надёжные системы управления климатическими камерами. Кроме этого, благодаря API VISA предоставляется возможность использования измерительного оборудования и относительная простота интеграции в другие системы автоматического контроля.

Литература

1. Данилов А.Д., Головнев В.Н. Цифровые системы управления. Воронеж: ВГЛТА, 2007. 235 с.
2. Данилов А.Д. Технические средства автоматизации. Воронеж: ВГЛТА, 2007. 340 с.
3. Данилов А.Д. Микропроцессорные элементы и устройства локальной автоматики. Воронеж, 2005. -267 с.
4. Ишков А.С., Тарабрин А.И., Колдов А.С. Автоматизированная система контроля климатических испытаний радиоэлектронных компонентов // Труды Международного симпозиума Надежность и качество. 2014. Т. 2. С. 94-95.

Поступила 25.12.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Данилов Александр Дмитриевич - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

Минеев Валентин Александрович - аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: mineev_valentin@mail.ru

DEVELOPMENT OF ALGORITHMS OF THE TESTING PROCESS FOR A SOFTWARE-HARDWARE COMPLEX CLIMATIC TESTS POWER SUPPLY MODULES

A.D. Danilov, V.A. Mineev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this article is devoted to the process of developing algorithms for the testing process for the hardware and software climate test complex of power supply modules. It considers the stage of manufacturing of power supply modules, the stage of conducting the thermal cycling test was chosen. Existing hardware and software complexes that allow to make the stage of climate testing completely automated. The shortcomings of existing hardware-software systems are revealed. The specifics of monitoring the parameters of power supply modules are specified. The structure of the developed software and hardware complex is described, taking into account the specifics of the tests. The method of data organization for the hardware and software complex is chosen. The choice of software architecture for working with devices at the lower level is explained. The selection of the programming environment for the development of the human-machine interface and options for its main purpose are considered. The basis for the implementation of the script system has been selected. The technological process of checking the power supply modules for the effect of low and high ambient temperature is presented. An example of implementation of a technological process on the basis of a software and hardware complex using a script system is given. Algorithms of tests are described. The database interaction process and the scenario description method for testing are shown. The listing of the test script is presented. Possible options of using the developed software and hardware complex are considered. The advantages and disadvantages of creating scenarios for users at this stage of development are reviewed

Key words: software, computer systems, algorithms, databases

References

1. Danilov, A. D., Golovnev V. N. "Digital control system" ("Tsifrovyye sistemy upravleniya") *Voronezh State University of Forestry and Technologies, (Voronezhskiy gosudarstvennyy lesotekhnicheskiy universitet)*, Voronezh, 2007, 235 p.
2. Danilov, A. D. "Technical means of automation" ("Tekhnicheskiye sredstva avtomatizatsii"), Voronezh, 2007, 340 p.
3. Danilov, A. D. "Microprocessor elements and devices of local automatic" ("Mikroprotsessornyye elementy i ustroystva lokal'noy avtomatiki"), Voronezh, 2005, 267 p.
4. Ishkov, S.A., Tarabrin, A. S. "Automated monitoring system for climatic testing of electronic components" A. , Proceedings of the International Symposium Reliability and quality, 2014, vol. 2., pp. 94-95

Submitted 25.12.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Alexander D. Danilov, Dr.Sc (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14 Moskovsky prospect, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

Valentin A. Mineev, Postgraduate student, Voronezh State Technical University, (14 Moskovsky prospect, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: mineev_valentin@mail.ru

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ГРАДИЕНТНЫХ МЕТОДОВ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРА ОБЪЕКТА НА ИЗОБРАЖЕНИИ

© 2018 О.А. Пахомова, О.Я. Кравец

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: даны основные определения базовых понятий в теории выделения границ объектов таких, как детектирование, градиент, контурная точка и яркость. Показан способ преобразования изображения из формата RGB в полутоновое. Рассмотрена математическая модель формирования и способ расчета градиента, а также его роль в идентификации объекта. Продемонстрированы способы дискретизации градиента для каждого пикселя изображения, основанные на понятии конечной разности и на свертке исходного изображения с маской операторов Собеля, Робертса, Прюитта и Щарра. Приведены результаты вычислительного эксперимента по применению масок операторов Собеля, Робертса, Прюитта и Щарра для расчета значений градиентов и их направлений к конкретному изображению. Метод конечных разностей заключается в замене области непрерывного изменения аргумента конечным множеством точек. Сверткой же можно назвать операцию, осуществляющую переопределение значения рассматриваемого пикселя с учетом его окружения. Маской является определенная матрица - ядро свертки, которое заранее определено с учетом использования того или иного оператора детектирования границ. Проведен сравнительный анализ и выделены лучшие методы на основании визуального восприятия полученных контуров на изображении и рассчитанных градиентов

Ключевые слова: градиент, конечная разность, свертка исходного изображения

Введение

Задача детектирования является актуальной в эпоху работы с огромными информационными потоками видеоданных, поскольку возникает необходимость в автоматической идентификации объекта наблюдения.

Под детектированием понимается отслеживание множества объектов на изображении. В данном случае предполагается нахождение объектов с помощью выделения их границ.

Граница – это линия, отделяющая объект на изображении от фона или других объектов.

Контурная точка – это любая точка, которая принадлежит области, в которой имеются точки ей не принадлежащие. Исходя из этого, можно сделать предположение о том, что в такой области есть перепады интенсивности (яркости) пикселей.

Яркость (интенсивность) – это количественно измеряемая физическая характеристика цвета.

Модель формирования градиента интенсивности

Входное изображение предполагается рассматривать как матрицу A , элементами которой являются значения яркости пикселей, размерностью $M \times N$.

Предполагается использование 8-битного формата Grayscale (оттенки серого). В случае 24×32 - битного изображения осуществляется удаление цветового фона, отвечающего за его положение в спектре для преобразования в полутоновой формат.

Формула для осуществления такого преобразования, использующая значения каждого из каналов R, G и B [1]:

$$A_{ij} = [0,2989 * R_{ij} + 0,5870 * G_{ij} + 0,1140 * B_{ij}] \quad (1)$$

Пусть $z = f(x, y)$ дискретная функция распределения яркости изображения A . Причем X - это столбцы, а Y - строки в матрице изображения. Необходимо найти направление наибольшего увеличения яркости и величину её изменения в этом направлении. Иными словами, узнать на сколько «резко» или на сколько «плавно» изменяется яркость в каждой точке, а значит, определить, находится ли точка на грани.

Таким образом, далее речь пойдет о производной функции яркости $f(x, y)$, которая является характеристикой скорости ее изменения в каждой точке [2].

Если $M_0(x_0, y_0)$ некоторая точка области определения рассматриваемой функции, тогда вектор \vec{r} показывает направление возрастания функции. Вектор \vec{r} задается углом между ним и одной из осей OX или OY .

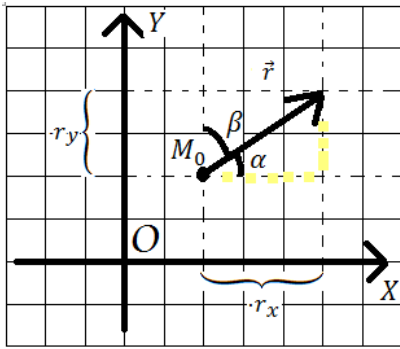


Рис. 1. Вектор возрастания функции, проходящий через точку M_0

Предел отношения $\frac{\Delta f}{\Delta r}$ при $\Delta r \rightarrow 0$ называется производной $f(x, y)$ в точке M_0 по направлению r , т.е. $\lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta f}{\Delta r}$

Вектор, показывающий направление наискорейшего возрастания некоторой величины, называют градиентом функции $f(x, y)$ (2).

$$\Delta f = \left(\frac{\partial f}{\partial x}, \frac{\partial f}{\partial y} \right), \quad (2)$$

где $\frac{\partial f}{\partial x}$ и $\frac{\partial f}{\partial y}$ – частные производные первого порядка.

Формула для нахождения градиента функции $f(x, y)$ в точке M_0 :

$$\left(\frac{\partial f}{\partial r} \right)_{M_0} = \cos \alpha * \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{M_0} + \cos \beta * \left(\frac{\partial f}{\partial y} \right)_{M_0}, \quad (3)$$

где $\cos \alpha, \cos \beta$ – направляющие косинусы вектора $\vec{r}(r_x, r_y)$, которые вычисляются по формулам (4) – (5):

$$\cos \alpha = \frac{r_x}{|\vec{r}|}, \quad (4)$$

$$\cos \beta = \frac{r_y}{|\vec{r}|}. \quad (5)$$

Значения модуля вектора \vec{r} вычисляются по следующей формуле:

$$|\vec{r}| = \sqrt{r_x^2 + r_y^2} \quad (6)$$

Таким образом, r_x и r_y – составляющие градиента по осям OX и OY .

На практике для нахождения направления вектора градиента, назовем его γ , используют тангенс угла наклона вектора \vec{r} и оси OX ,

$tg(\gamma) = \frac{r_y}{r_x}$. Тогда направление вектора можно найти по формуле (7).

$$\gamma = arctg\left(\frac{r_y}{r_x}\right) \quad (7)$$

Конечно–разностная аппроксимация градиента

Метод конечных разностей между соседними пикселями, суть которого заключается в том, что область непрерывного изменения аргумента заменяют конечным (дискретным) множеством точек (узлов). Вместо функции непрерывного аргумента рассматривают функции, определенные только в узлах сетки [3].

Конечной разностью 1-го порядка называют разность между двумя соседними значениями функции f в узлах интерполяции (8)

$$\Delta z_k = z_{k+1} - z_k \approx f(x_{k+1}) - f(x_k), \quad (8)$$

где $k = \overline{0, n-1}$

Конечной разностью 2-го порядка называют разность между двумя соседними конечными разностями 1-го порядка (9).

$$\Delta^2 z_k = \Delta z_{k+1} - \Delta z_k \approx f(x_{k+2}) - 2 * f(x_{k+1}) + f(x_k), \quad (9)$$

где $k = \overline{0, n-2}$

Соответственно, для конечной разности первого порядка формулы для нахождения координат градиента будут выглядеть следующим образом:

$$r_x = \frac{\partial f}{\partial x} \approx f(x+1, y) - f(x, y), \quad (10)$$

$$r_y = \frac{\partial f}{\partial y} \approx f(x, y+1) - f(x, y). \quad (11)$$

Для конечной разности второго порядка, обеспечивающей более точную аппроксимацию значения производной в точке, формулы для нахождения координат градиента будут выглядеть следующим образом:

$$r_x = \frac{\partial f}{\partial x} \approx f(i+2, j) - 2 * f(i+1, j) + f(i, j), \quad (12)$$

$$r_y = \frac{\partial f}{\partial y} \approx f(i, j+2) - 2 * f(i, j+1) + f(i, j). \quad (13)$$

Анализ градиентных методов, основанных на свертке изображения

Подход, основанный на свертке исходного изображения с маской (оператором) с центром в точке, имеющей координаты x и y .

Пример такой маски размером 3×3 :

$$H = \begin{matrix} f_{00} & f_{10} & f_{20} \\ f_{01} & f_{11} & f_{21} \\ f_{02} & f_{12} & f_{22} \end{matrix} \quad (14)$$

Сверткой является операция вычисления нового значения текущего пикселя, учитывающая значения окружающих его пикселей. Для вычисления значения используется матрица, называемая ядром свертки. Ядро свертки представляет собой матрицу $n \times m$, где n - число строк, а m - число столбцов.

Центр ядра свертки - это центральный его элемент, который совмещается с рассматриваемым пикселем в исходном изображении. После такого смещения вычисляется сумма, где слагаемыми являются произведения значения ячейки ядра H , накрывшей данный пиксель, и соответствующие значения яркости пикселей A_{ij} .

Пример вычисления градиента изображения на рис. 2.

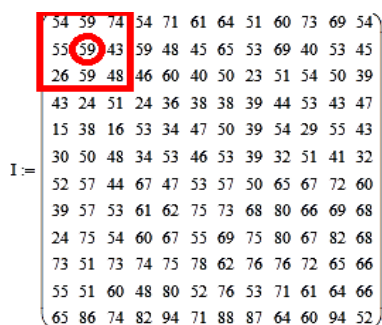


Рис. 2. Вычисление градиента изображения

Если взять фрагмент изображения 3×3 с координатами в центре пикселя x и y , то составляющие градиента с использованием маски вычисляются с помощью формул (15) – (16):

$$r_x = \sum_{i=-1}^1 \sum_{j=-1}^1 A_{x+i,y+j} * H_{X_{i+1,j+1}} \quad (15)$$

$$r_y = \sum_{i=-1}^1 \sum_{j=-1}^1 A_{x+i,y+j} * H_{Y_{i+1,j+1}} \quad (16)$$

Рассмотрим известные операторы вычисления, позволяющие с помощью масок вычислить приближенное значение градиента яркости изображения в конкретной точке.

Оператор Робертса

Один из наиболее ранних алгоритмов по обнаружению контуров изображения принадлежит Лоуренсу Робертсу [2].

Оператор Робертса является простым вариантом вычисления дискретного градиента. При его построении используется тот факт, что для вычисления модуля градиента можно использовать производные (разности) в любых двух взаимно перпендикулярных направлениях. В операторе Робертса берутся диагональные разности:

$$\frac{\partial f}{\partial x} \approx f(i, j) - f(i+1, j+1) \quad (17)$$

$$\frac{\partial f}{\partial y} \approx f(i+1, j) - f(i, j+1) \quad (18)$$

Частичные производные, приведенные выше, могут быть реализованы путем аппроксимации их до двух масок 2×2 .

$$H_x = \begin{matrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{matrix} \quad (19)$$

$$H_y = \begin{matrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{matrix} \quad (20)$$

Оператор Прюитта

Данный механизм назван в честь Джуди Прюитт [4]. Основная идея метода основана на понятии центральной разностной производной (21) – (22):

$$\frac{\partial f}{\partial x} \approx (f(i+1, j) - f(i-1, j)) / 2 \quad (21)$$

$$\frac{\partial f}{\partial y} \approx (f(i, j+1) - f(i, j-1)) / 2 \quad (22)$$

Данный механизм более помехоустойчив, чем оператор Робертса.

Рассмотрим расположение пикселей вокруг центрального f_{ij} как показано ниже:

$$\begin{matrix} f_0 & f_1 & f_2 \\ f_7 & f_{ij} & f_3 \\ f_6 & f_5 & f_4 \end{matrix} \quad (23)$$

Частные производные вычисляются как:

$$r_x = (f_2 + c * f_3 + f_4) - (f_0 + c * f_7 + f_6) \quad (24)$$

$$r_y = (f_6 + c * f_5 + f_4) - (f_0 + c * f_1 + f_2) \quad (25)$$

Константа c в приведенных выражениях означает, что акцент делается на пикселях, расположенных ближе к центру маски r_x и r_y .

Установив $C = 1$, маска оператора Прюитта получается как:

$$H_x = \begin{matrix} -1 & 0 & +1 \\ -1 & 0 & +1 \end{matrix} \quad (26)$$

$$H_y = \begin{matrix} -1 & 0 & +1 \\ -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ +1 & +1 & +1 \end{matrix}, \quad (27)$$

Производная в точке - это треть от суммы разностей между соседями в своей строке, на строчку выше и ниже (или же в трех столбцах - своем, столбце слева и столбце справа).

Оператор Собеля

Данный механизм также опирается на центральную разностную производную, однако при усреднении дает больший вес центральным пикселям [5]. Установив $C = 2$, частные производные вычисляются как:

$$r_x = (f_2 + 2 * f_3 + f_4) - (f_0 + 2 * f_7 + f_6) \quad (28)$$

$$r_y = (f_6 + 2 * f_5 + f_4) - (f_0 + 2 * f_1 + f_2) \quad (29)$$

Маска оператора Собеля получается как:

$$H_x = \begin{matrix} -1 & 0 & +1 \\ -2 & 0 & +2 \\ -1 & 0 & +1 \end{matrix} \quad (30)$$

$$H_y = \begin{matrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ +1 & +2 & +1 \end{matrix} \quad (31)$$

Оператор Щарра

В 2000 году Ханно Щарр в своей диссертационной работе в Германии предложил улучшенное ядро поиска значения и направления градиента, также опирающегося на центральную разницу. Причем значения коэффициентов краевых пикселей увеличиваются в 3 раза, а центральных в 10 [6].

$$r_x = (3 * f_2 + 10 * f_3 + 3 * f_4) - (3 * f_0 + 10 * f_7 + 3 * f_6) \quad (32)$$

$$r_y = (3 * f_6 + 10 * f_5 + f_4) - (3 * f_0 + 10 * f_1 + 3 * f_2) \quad (33)$$

Маска оператора Щарра получается как

$$H_x = \begin{matrix} -3 & 0 & +3 \\ -10 & 0 & +10 \\ -10 & 0 & +10 \end{matrix} \quad (34)$$

$$H_y = \begin{matrix} -3 & -10 & -3 \\ 0 & 0 & 0 \\ +3 & +10 & +3 \end{matrix} \quad (35)$$

Численный эксперимент

Пусть дано изображение А (рис. 4). Требуется рассчитать значения градиентов и его направления.

Рассмотрим вычисление градиента пикселя, выделенного на рис. 3.

64	50	46	33	39
64	57	53	32	34
65	48	53	51	45
68	58	52	32	44
62	48	52	41	38

Рис. 3. Подматрица яркостей изображения А

Сравнение значения и направления градиента

Метод	Значение градиента	Направление градиента	
		радианы	градусы
Кон. разности 1-го порядка	≈2,24	≈-2,68	≈-153 или 207
Кон. разности 2-го порядка	≈4,12	≈2,90	≈166
Оператор Робертса	≈21,38	≈1,76	≈101
Оператор Прюитта	48,00	≈3,14	180
Оператор Собеля	≈45,01	≈-3,12	≈-179 или 181
Оператор Щарра	≈123,20	≈-3,08	≈-177 или 183

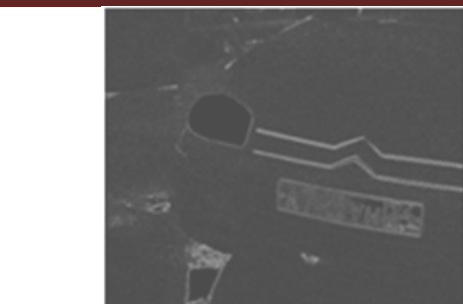


а) оригинал



б) метод конечных разностей 1-го порядка

Рис. 4. Двумерная карта градиента для каждой точки изображения



с) метод конечных разностей 2-го порядка



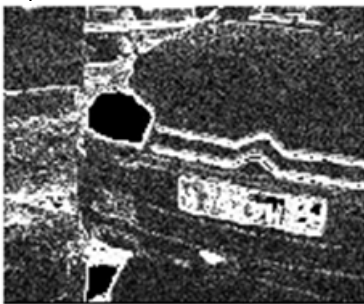
д) оператор Робертса



е) оператор Прюитта



ф) оператор Собеля



г) оператор Царра

Рис. 4. Двумерная карта градиента для каждой точки изображения (продолжение)

Исходя из результатов, можно сделать следующие выводы:

- Операторы Собеля и Прюитта дают лучшие результаты. Значения и направления градиентов схожи.

- Методы конечных разностей дают малые значения градиентов, т.е. границы объектов получаются нечеткими. Однако направления градиентов близки к направлениям Прюитта и Собеля.

- Оператор Робертса четче выделяет границы, чем методы конечных разностей. Однако направления градиентов определяет хуже.

- Оператор Царра выделяет излишнее число границ. Завышенное значение градиента по сравнению выше рассмотренными операторами. Угол направления близок к операторам Прюитта и Собеля.

Заключение

Существуют различные подходы для аппроксимации дискретного значения градиента для каждой точки изображения. Ранние основаны на методе конечных разностей.

В дальнейшем с развитием области обработки изображения появляется перекрестный оператор Робертса, основанный на понятии диагональных разностей.

Современные многоступенчатые методы детектирования изображения базируются на методах, опирающихся на понятие центральной разностной производной. Такие методы как оператор Прюитта, а также оператор Собеля показывают результаты неплохого качества. Помимо этого, они позволяют легко распараллеливать вычислительные процессы на произвольное число потоков, отдавая каждому определению значения интенсивности отдельного пикселя изображения. Что касается оператора Царра, то он излишне выделяет границы объектов, хотя и создан намного позже предыдущих методов.

Литература

1. Меженин А.В. Методы и средства распознавания образов и визуализации. СПб., 2012. 129 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.
3. Соловейчик Ю.Г., Рояк М.Э., Персова М.Г. Метод конечных элементов для скалярных и векторных задач. Новосибирск: НГТУ, 2007. 896 с.

4. Prewitt J.M.S. Object enhancement and extraction // *Picture Processing and Psychopictorics*, B. Lipkin and A. Rosenfeld, Eds., New York: Academic Press, 1970.

5. Sobel I., Feldman G. A 3x3 Isotropic Gradient Operator for Image Processing // *Pattern Classification*

and Scene Analysis, R. Duda and P. Hart, Eds., pp. 271–272, John Wiley & Sons, 1968

6. Scharf H. *Optimal Operators in Digital Image Processing*, U. Heidelberg, 2000. - <http://www.worldcat.org/title/optimal-operators-in-digital-image-processing/oclc/76215200>.

Поступила 17.11.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Пахомова Олеся Анатольевна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: olesja555@list.ru

Кравец Олег Яковлевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: csit@bk.ru

COMPARATIVE ANALYSIS OF GRADIENT DISTRIBUTION METHODS FOR ALLOCATION OF THE OBJECT CONTOUR ON THE IMAGE

O.A. Pakhomova, O.Ya. Kravets

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: basic definitions of basic concepts in the theory of selection of object boundaries, such as detection, gradient, contour point and brightness are given in the paper. The way of converting an image from RGB to a grayscale format is introduced. The mathematical model of formation and the method of calculating the gradient, as well as its role in object identification, are considered. The ways of discretization of the gradient for each pixel of the image are shown, based on the concept of finite difference and on the convolution of the original image with the mask of operators Sobel, Roberts, Pruit and Scharra. The results of a computational experiment on the application of masks by the operators Sobel, Roberts, Pruit and Scharra are presented for calculating the values of the gradients and their directions to a specific image. The method of finite differences consists in replacing the domain of continuous variation of the argument by a finite set of points. Convolution can be called an operation that redefines the value of the pixel under consideration taking into account its environment. A mask is a definite matrix - the core of the convolution, which is predetermined in view of the use of this or that boundary detection operator. In this article, a comparative analysis was carried out and the best methods were selected based on the visual perception of the resulting contours in the image and the calculated gradients

Key words: a gradient, finite differences, the convolution of original image

References

1. Mezhenin A.V. “Methods and means of pattern recognition and visualization (“Metody i sredstva raspoznavaniya obrazov i vizualizatsii”)), St. Petersburg, 2012, 129 p.
2. Gonzalez R., Woods R. “Digital imaging” (“Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy”), Moscow, *Tekhnosfera*, 2006, p. 1072
3. Soloveichik Yu.G., Royak M., Persova M.G. “Finite element method for scalar and vector problems” (“Metod konechnykh elementov dlya skalyarnykh i vektornykh zadach”), Novosibirsk, NSTU, 2007, 896 p.
4. Prewitt J.M.S., Lipkin B., Rosenfeld A. “Object enhancement and extraction“, *Picture Processing and Psychopictorics*”, Eds., New York: Academic Press, 1970.
5. Sobel I., Feldman G. A, Duda R., Hart P., “3x3 Isotropic Gradient Operator for Image Processing, *Pattern Classification and Scene Analysis*”, Eds. , John Wiley & Sons, 1968, pp. 271–272
6. Scharf H., Heidelberg U. “Optimal Operators in Digital Image Processing”, 2000, <http://www.worldcat.org/title/optimal-operators-in-digital-image-processing/oclc/76215200>.

Submitted 17.11.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Olesya A. Pakhomova, Postgraduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky prospect, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: olesja555@list.ru

Oleg Ya. Kravets, Dr.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky prospect, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: csit@bk.ru

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ

© 2018 В.В. Шипко, В.И. Рубинов, И.Е. Шаронов, А.С. Ханов

Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж, Россия

Аннотация: представлен алгоритм определения координат и параметров движения наземных объектов с помощью оптико-электронной системы с блоком цифровой обработки изображений, установленной на борту беспилотного летательного аппарата. После обнаружения и захвата наземного объекта оптико-электронной системой в отдельные моменты времени определяют углы визирования в горизонтальной и вертикальной плоскости, высоту полета и еще ряд параметров, выступающих в качестве исходных данных. По этим исходным данным выполняется определение координат наземного объекта и параметров его движения путем решения геометрической задачи по разработанному алгоритму, заложенному в бортовой вычислительной системе. Такой подход обеспечивает пассивное дистанционное определение координат наземного объекта, а также его параметров движения. В частности, в предлагаемом алгоритме не требуется доплеровский измеритель скорости или другое дополнительное оборудование, в результате чего существенно уменьшаются стоимость и масса оборудования, устанавливаемого на беспилотном летательном аппарате, а также затраты потребляемой этим оборудованием энергии бортового источника электроэнергии. Разработанный алгоритм позволяет определять координаты, скорость и направление движения наземного объекта, перемещающегося в любом направлении относительно линии полета беспилотного летательного аппарата

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат, параметры движения наземного объекта, оптико-электронная система

Введение

Определение координат и параметров движения наземных объектов (НО) с беспилотного летательного аппарата (БЛА) является неотъемлемой частью при решении многих задач мониторинга. Известны способы определения координат и параметров движения наземных объектов, основанные на радиолокационном принципе [1]. Недостатком радиолокационных методов является то, что они не имеют полной достоверности результатов измерения, т.к. одни и те же измерения могут производиться до разных точек объекта или вообще для разных объектов, что характерно для городских условий и высокой плотности объектов. Существуют способы пассивной радиолокации радиоизлучающих объектов, реализуемые на основе азимутально-угломерного, триангуляционного или кинематического методов. Наиболее подробно математические модели и алгоритмы реализации этих методов приведены в [1, 2]. Основным недостатком способов пассивной радиолокации является то, что они не применимы для неизлучающих объектов, которыми в большинстве случаев и являются объекты интереса (автотранспорт, водный транспорт, люди и т.д.). При этом возможно заимствование некоторых моделей

[2] пассивной радиолокации для оптико-электронных систем (ОЭС) позиционирования и мониторинга с учетом их специфики функционирования на борту летательного аппарата.

В частности, определение координат и параметров движения НО возможно с помощью двухосной гиросtabilизированной ОЭС, включающей в свой состав тепловизионный канал, телевизионный канал (видеокамера), а также многофункциональный блок цифровой обработки изображений [3-5]. Такие ОЭС имеют широкий диапазон углов разворота по азимуту, и углу места, высокую скорость перемещения линии визирования (ЛВ), позволяют получать качественные и устойчивые изображения в любое время суток в условиях ограниченной видимости, а также производить автоматический захват и сопровождение с измерением текущего азимута, угла места, а также геометрической наклонной и горизонтальной дальности до НО.

На рис. 1 представлена структурная схема ОЭС обнаружения и сопровождения НО [6], где обозначено: 1 – последовательность получаемых цифровых изображений; 2 – угломерные данные отклонения ЛВ ОЭС; 3 – координаты и другие параметры отслеживаемых объектов; 4 – координаты и параметры объектов, представленные в форме

необходимой потребителю; 5 – изменение параметров представления информации, выбор объекта для сопровождения; 6 – рассогласование между желаемыми и текущими координатами объекта; 7 – сигналы управления поворотом платформы.

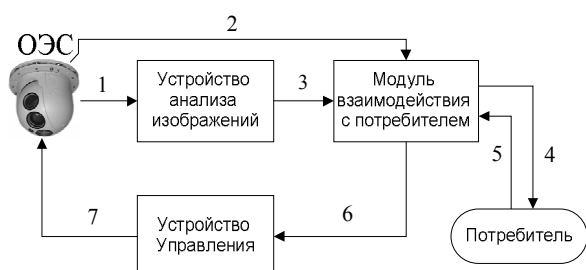


Рис. 1. Система автоматического обнаружения, сопровождения и определения параметров НО

Необходимо отметить, что в известных моделях и алгоритмах функционирования таких ОЭС не в полной мере учитываются особенности их работы на борту БЛА. Например, в способах [7, 8] для определения горизонтальной дальности и координат НО в полете на летательном аппарате вычисляют угол визирования θ , как разность измеренных в вертикальной плоскости угла β между линией визирования и продольной осью летательного аппарата (угол места) и угла φ между продольной осью и вертикалью. При этом не учитывается поперечная составляющая летательного аппарата, что влечет к появлению ошибки в определении дальности и координат НО в целом. Это связано с отклонениями летательного аппарата по крену в моменты снятия угломерных данных.

На рис. 2 представлена зависимость среднеквадратической ошибки σ_{D_r} определения горизонтальной дальности D_r до НО известным способом [7] при изменении угла крена γ летательного аппарата на различных высотах полета H .

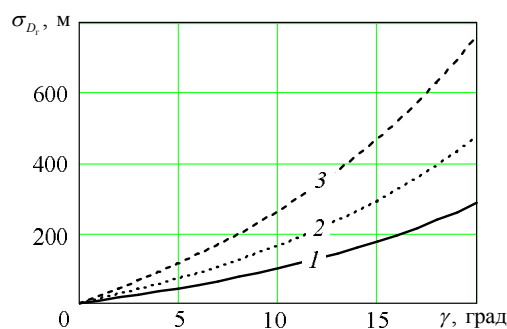


Рис. 2. Ошибка определения геометрической горизонтальной дальности до НО без учета отклонения летательного аппарата по крену при: 1 – $H = 300$ м.; 2 – $H = 500$ м.; 3 – $H = 800$ м.

Зависимости на рис. 2 представлены для угла визирования НО $\theta = 54.7^\circ$, при этом продольная (x) и поперечная (z) составляющие этого угла $\theta^x = 45^\circ$, $\theta^z = 45^\circ$. Исходя из этого для учета влияния углов крена и тангажа БЛА при определении дальности, координат и относительных параметров движения НО по данным бортовой ОЭС целесообразно измерение продольной β^x и поперечной β^z составляющих угла места.

Целью работы является снижение массогабаритных и энергоэнергетических затрат бортового оборудования БЛА, а также повышение скрытности и точности определения координат и параметров движения НО с помощью бортовой ОЭС БЛА.

Модель определения координат и параметров движения наземного объекта ОЭС БЛА. Постановка задачи. Исходные данные

В полете БЛА обнаруживают заданный НО бортовой ОЭС БЛА. Находят центр изображения НО на видеокadre, фиксируют ЛВ ОЭС так, чтобы центр изображения НО совпадал с центром видеокadre и далее выполняют сопровождение НО [6].

Обозначим точками A_1, A_2 положения центра масс БЛА, а точками B_1, B_2 положения центра НО в моменты времени t_1 и t_2 в прямоугольной не вращающейся системе координат $OXYZ$ (рис. 3). Система координат $Axuz$ является связанной системой координат БЛА. Ось Ox совпадает с линией пути БЛА и является проекцией оси Ax на

горизонтальную плоскость, ось OY направлена вверх по местной вертикали, ось OZ перпендикулярна оси OX . Проекции точки A_1 на плоскость XOZ ($x_{A1} = 0, z_{A1} = 0$) совпадают с началом координат системы координат $OXYZ$, а проекции точки A_2 определяют расстояние S пролета БЛА за время $\Delta t = t_2 - t_1$ ($x_{A2} = S, z_{A2} = 0$). Таким образом, для определения скорости V_B и относительного направления движения НО найдем координаты $x_{B1}, z_{B1}, x_{B2}, z_{B2}$ и расстояние d_B между точками B_1 и B_2 .

Для этого в моменты времени t_1 и t_2 определяют следующие параметры:

- 1) углы $\alpha_{1,2}$ в XOZ плоскости между ЛВ1, ЛВ2 и продольной осью БЛА (рис. 4);
- 2) углы $\beta_{1,2}^z$ в плоскости YOZ между ЛВ1, ЛВ2 и поперечной осью БЛА (рис. 5);
- 3) углы $\varphi_{1,2}^z$ в плоскости YOZ между поперечной осью БЛА и вертикалью (рис. 5);
- 4) углы $\beta_{1,2}^x$ в плоскости YOX между ЛВ1, ЛВ2 и продольной осью БЛА (рис. 6);
- 5) углы $\varphi_{1,2}^x$ в плоскости YOX между продольной осью БЛА и вертикалью (рис. 6);
- 6) высоты $H_{1,2}$ полета БЛА над рельефом местности;
- 7) расстояние S пролета БЛА за интервал времени Δt .

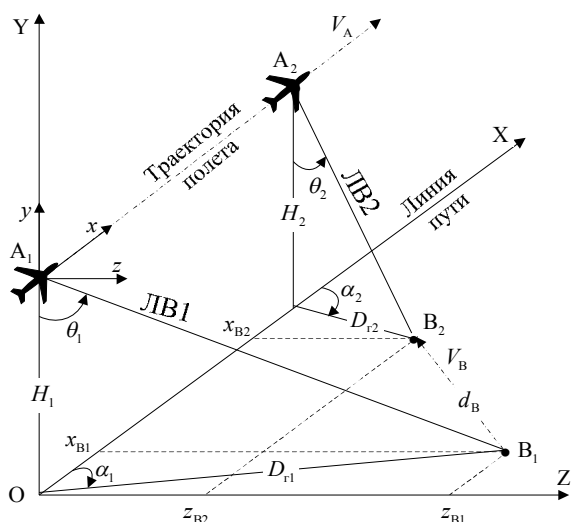


Рис. 3. Геометрическая модель определения координат и параметров движения НО по данным ОЭС БЛА

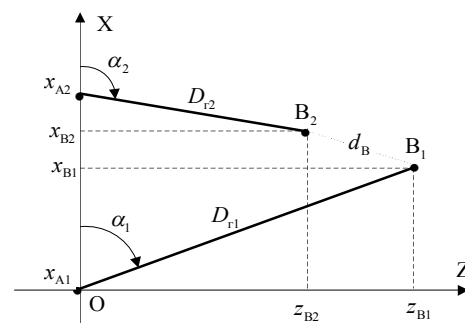


Рис. 4. Плоскость XOZ заданной системы координат

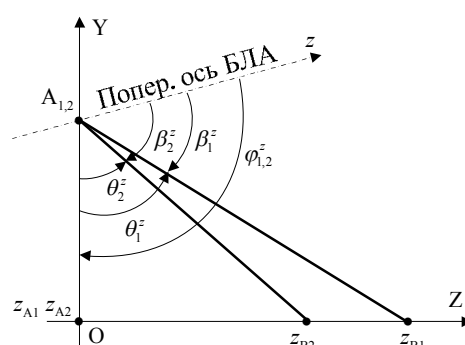


Рис. 5. Плоскость YOZ заданной системы координат

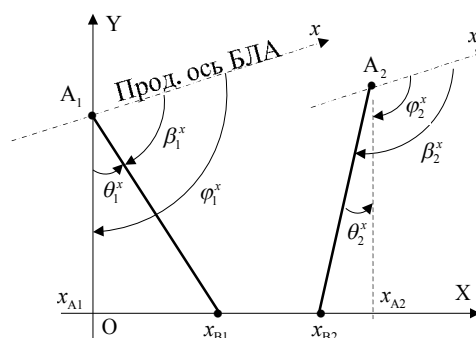


Рис. 6. Плоскость YOX заданной системы координат

Полученные значения $\alpha_{1,2}, \beta_{1,2}^{x,z}, \varphi_{1,2}^{x,z}, H_{1,2}$ и S подаются на соответствующие входы бортовой цифровой вычислительной системы (БЦВС) БЛА, где на следующем этапе определяют координаты, скорость и направление движения НО по разработанному алгоритму с учетом эволюций БЛА по крену и тангажу.

Алгоритм определения координат, скорости и направления движения наземного объекта

С использованием введенной информации в БЦВС БЛА вычисляют:

1. Углы $\theta_{1,2}^{x,z}$ между ЛВ1, ЛВ2 и вертикалью (углы визирования) в продольном и поперечном и сечениях:

$$\theta_{1,2}^{x,z} = |\varphi_{1,2}^{x,z} - \beta_{1,2}^{x,z}|. \quad (1)$$

Так как однозначное определение углов визирования $\theta_{1,2}$ (рис. 3) с помощью нестабилизированной ОЭС невозможно, то полученные продольные $\theta_{1,2}^x$ и поперечные $\theta_{1,2}^z$ составляющие этих углов позволяют учесть эволюции БЛА по крену и тангажу при вычислении дальности до НО и не допустить возникновения ошибок, представленных на рис. 2. При этом для гиростабилизированных ОЭС отклонения БЛА по крену γ и тангажу ϑ не влияют на углы визирования, и поэтому они будут вычисляться следующим образом:

$$\theta_{1,2}^x = |90^\circ - \beta_{1,2}^x - \vartheta_{1,2}| = |90^\circ - \beta_{ст. 1,2}^x|, \quad (2)$$

$$\theta_{1,2}^z = |90^\circ - \beta_{1,2}^z - \gamma_{1,2}| = |90^\circ - \beta_{ст. 1,2}^z|. \quad (3)$$

2. Горизонтальные дальности $D_{r1,2}$ до НО с учетом продольной и поперечной составляющих угла визирования:

$$D_{r1,2} = H_{1,2} \sqrt{\text{tg}^2(\theta_{1,2}^x) + \text{tg}^2(\theta_{1,2}^z)}. \quad (4)$$

Коррекцию $D_{r1,2}$ с учетом превышения (принижения) НО относительно проекции места нахождения БЛА на поверхность рельефа местности можно выполнить с помощью цифровой карты высот рельефа местности [7].

3. В зависимости от значений углов α_1 и α_2 вычисляют координаты x_{B1}, z_{B1} и x_{B2}, z_{B2} точек B_1 и B_2 в плоскости XOZ , решая прямоугольные треугольники [9] по следующему алгоритму:

$$x_{B1} = \begin{cases} D_{r1} & \text{при } \alpha_1 = 0^\circ, \\ 0 & \text{при } \alpha_1 = 90^\circ, \\ & \text{или } \alpha_1 = 270^\circ, \\ \cos(\alpha_1) D_{r1} & \text{при } \alpha_1 < 90^\circ, \\ -D_{r1} & \text{при } \alpha_1 = 180^\circ, \\ -\sin(\alpha_1 - 90^\circ) D_{r1} & \text{при } 90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ, \\ -\cos(\alpha_1 - 180^\circ) D_{r1} & \text{при } 180^\circ < \alpha_1 < 270^\circ, \\ \sin(\alpha_1 - 270^\circ) D_{r1} & \text{при } 270^\circ < \alpha_1 < 360^\circ, \end{cases} \quad (5)$$

$$z_{B1} = \begin{cases} 0 & \text{при } \alpha_1 = 0^\circ, \\ & \text{или } \alpha_1 = 180^\circ, \\ D_{r1} & \text{при } \alpha_1 = 90^\circ, \\ -D_{r1} & \text{при } \alpha_1 = 270^\circ, \\ \sin(\alpha_1) D_{r1} & \text{при } \alpha_1 < 90^\circ, \\ \cos(\alpha_1 - 90^\circ) D_{r1} & \text{при } 90^\circ < \alpha_1 < 180^\circ, \\ -\sin(\alpha_1 - 180^\circ) D_{r1} & \text{при } 180^\circ < \alpha_1 < 270^\circ, \\ -\cos(\alpha_1 - 270^\circ) D_{r1} & \text{при } 270^\circ < \alpha_1 < 360^\circ, \end{cases} \quad (6)$$

$$x_{B2} = \begin{cases} S + D_{r2} & \text{при } \alpha_2 = 0^\circ, \\ S & \text{при } \alpha_2 = 90^\circ, \\ & \text{или } \alpha_2 = 270^\circ, \\ S + \cos(\alpha_2) D_{r2} & \text{при } \alpha_2 < 90^\circ, \\ S - D_{r2} & \text{при } \alpha_2 = 180^\circ, \\ S - \cos(\alpha_2 - 90^\circ) D_{r2} & \text{при } 90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ, \\ S - \cos(\alpha_2 - 180^\circ) D_{r2} & \text{при } 180^\circ < \alpha_2 < 270^\circ, \\ S + \sin(\alpha_2 - 270^\circ) D_{r2} & \text{при } 270^\circ < \alpha_2 < 360^\circ, \end{cases} \quad (7)$$

$$z_{B2} = \begin{cases} 0 & \text{при } \alpha_2 = 0^\circ, \\ & \text{или } \alpha_2 = 180^\circ, \\ D_{r2} & \text{при } \alpha_2 = 90^\circ, \\ -D_{r2} & \text{при } \alpha_2 = 270^\circ, \\ \sin(\alpha_2) D_{r2} & \text{при } \alpha_2 < 90^\circ, \\ \sin(180^\circ - \alpha_2) D_{r2} & \text{при } 90^\circ < \alpha_2 < 180^\circ, \\ -\sin(\alpha_2 - 180^\circ) D_{r2} & \text{при } 180^\circ < \alpha_2 < 270^\circ, \\ -\cos(\alpha_2 - 270^\circ) D_{r2} & \text{при } 270^\circ < \alpha_2 < 360^\circ. \end{cases} \quad (8)$$

Возможные варианты расположения точек B_1, B_2 для соответствующих значений углов α_1 и α_2 представлены на рис. 7.

На рис. 7 расположение точек $B_{1(1)}, B_{2(1)}$ для $\alpha_{1,2}=0^\circ$; $B_{1(2)}, B_{2(2)}$ для $\alpha_{1,2} < 90^\circ$; $B_{1(3)}, B_{2(3)}$ для $\alpha_{1,2}=90^\circ$; $B_{1(4)}, B_{2(4)}$ для $90^\circ < \alpha_{1,2} < 180^\circ$; $B_{1(5)}, B_{2(5)}$ для $\alpha_{1,2}=180^\circ$; $B_{1(6)}, B_{2(6)}$ для $180^\circ < \alpha_{1,2} < 270^\circ$; $B_{1(7)}, B_{2(7)}$ для $\alpha_{1,2}=270^\circ$; $B_{1(8)}, B_{2(8)}$ для $270^\circ < \alpha_{1,2} < 360^\circ$.

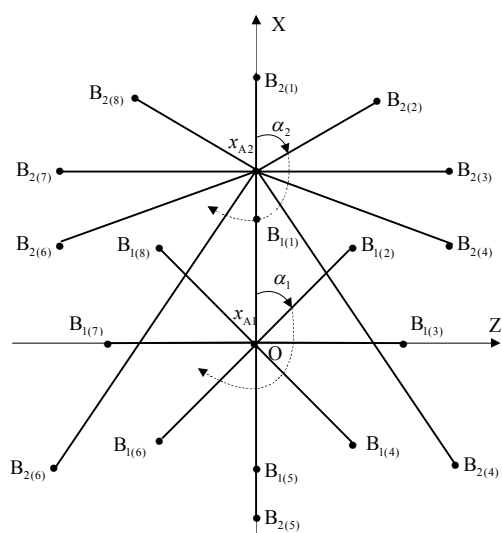


Рис. 7. Возможные варианты расположения точек B_1, B_2 в плоскости XOZ

4. Расстояние, пройденное НО за время Δt :

$$d_B = \sqrt{(x_{B2} - x_{B1})^2 + (z_{B2} - z_{B1})^2}; \quad (9)$$

5. Скорость НО:

$$V_B = \frac{d_B}{\Delta t}. \quad (10)$$

6. Направление движение НО относительно линии пути БЛА удобнее всего представить углом Ψ_B , отсчитываемым по часовой стрелке от оси OX в диапазоне $0^\circ \dots 360^\circ$:

$$\Psi_B = \begin{cases} 0^\circ & \text{при } (x_{B1} \leq x_{B2} \text{ и } z_{B1} = z_{B2}), \\ 180^\circ & \text{при } (x_{B1} > x_{B2} \text{ и } z_{B1} = z_{B2}), \\ 90^\circ & \text{при } (x_{B1} = x_{B2} \text{ и } z_{B1} < z_{B2}), \\ 270^\circ & \text{при } (x_{B1} = x_{B2} \text{ и } z_{B1} > z_{B2}), \\ (90^\circ - \psi) & \text{при } (x_{B1} < x_{B2} \text{ и } z_{B1} < z_{B2}), \\ (90^\circ + \psi) & \text{при } (x_{B1} > x_{B2} \text{ и } z_{B1} < z_{B2}), \\ (270^\circ - \psi) & \text{при } (x_{B1} > x_{B2} \text{ и } z_{B1} > z_{B2}), \\ (270^\circ + \psi) & \text{при } (x_{B1} < x_{B2} \text{ и } z_{B1} > z_{B2}), \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{где } \psi = \frac{180^\circ}{\pi} \left(\arctg \left(\frac{|x_{B2} - x_{B1}|}{|z_{B2} - z_{B1}|} \right) \right).$$

Выводы

Таким образом, рассмотренный алгоритм обеспечивает пассивное дистанционное определение координат НО, а также его параметров движения с помощью штатной ОЭС с учетом эволюций БЛА. В частности, в предлагаемом алгоритме не требуется доплеровский измеритель скорости или лазерный дальномер или другое дополнительное оборудование, в результате чего существенно уменьшается стоимость и масса оборудования, устанавливаемого на БЛА, а также затраты потребляемой этим оборудованием энергии бортового источника электроэнергии, чем и достигается цель работы.

Литература

1. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Сколника. М.: Техносфера, 2014. Кн. 1. 672 с.
2. Определение координат и параметров движения источников радиоизлучения по угломерным данным в однопозиционных бортовых радиолокационных системах / В.В. Дрогалин, П.И. Дудник, А.И. Канашенков и др. // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2002. № 3. С. 64-93.
3. Системы оптического наблюдения [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL : <http://www.uomz.ru/ru/production/optical-observation-system>.
4. Гиросtabilизированные тепловизионные системы [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL : <http://www.m.pergam.ru/catalog/cctv/gyrostabilised/>.
5. Гиросtabilизированные подвесы [Электронный ресурс]: Режим доступа: World Wide Web. URL: http://www.general-optics.ru/catalog/?SECTION_ID=15.
6. Методы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин. М.: Радиотехника, 2008. 176 с.
7. Пат. 2148795 Российская Федерация, МПК G01S13/18. Способ определения дальности [Текст] / Григорьев В.Г., Григорьев Д.В., Григорьев В.В., заявитель и патентообладатель Григорьев В.Г., Григорьев Д.В., Григорьев В.В.; заявл. 22.02.1998; опубл. 10.07.1999.
8. Пат. 2148795 Российская Федерация, МПК G01S13/06. Способ определения координат наземного объекта / Григорьев В.Г., Григорьев Д.В., Григорьев В.В.; заявитель и патентообладатель Григорьев В.Г., Григорьев Д.В., Григорьев В.В.; заявл. 28.03.2000; опубл. 20.05.2002.
9. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. М.: Наука, 1978. 838 с.

Поступила 13.11.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Шипко Владимир Вацлавович – канд. техн. наук, преподаватель, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(950) 7768496, e-mail: shipko.v@bk.ru

Рубинов Владимир Иванович – канд. техн. наук, заместитель начальника кафедры, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(980) 3481953, e-mail: rubinov777@mail.ru

Шаронов Иван Евгеньевич – курсант, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(950) 7768496, e-mail: shipko.v@bk.ru

Ханов Артем Сергеевич – курсант, Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54 «А»), тел. 8(950) 7768496, e-mail: shipko.v@bk.ru

ALGORITHM FOR DETERMINING THE COORDINATES AND PARAMETERS
OF THE MOTION OF GROUND OBJECTS

V.V. Shipko, V.I. Rubinov, I.E. Sharonov, A.S. Hanov

¹Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy, Voronezh, Russia

Abstract: the article presents the model and algorithm of setting out coordinates and movement parameters of the ground objects using optoelectronic system with unit of digital images processing, carried on board of an unmanned aerial vehicle. After detection and seizure of the ground object by optoelectronic system setting out coordinates and movement parameters of the object are set by solving geometric task. This method ensures passive remote setting out coordinates of ground objects and their movement parameters. Particularly, the proposed algorithm does not need require Doppler velocity meter or any other additional equipment. As a result, there is a great reduction of coast and weight of equipment carried on board of an unmanned aerial vehicle. The consumption of energy of an on-board energy source by this equipment is greatly reduced as well. The algorithm allows setting out coordinates, speed and direction of ground objects' movement which move in any direction in relation to flight path of an unmanned aerial vehicle

Key words: unmanned aerial vehicle, parameters of the motion of ground objects, optoelectronic system

References

1. Verbi V.S., "Radiolocation handbook" ("Spravochnik po radiolokatsii"), Moscow, *Tehnosfera*, 2014, vol. 1, 672 p.
2. Drogalin V.V., Dudnik P.I., Kanashenkov A.I. "Setting out coordinates and movement parameters of radio sources using goniometer data in single positioned board radar systems", *Foreign radio electronics (Zarubezhnaya radio elektronika)*, 2002, pp. 64 – 93
3. "Optical observation system", <http://www.uomz.ru/production/optical-observation-system>.
4. "Gyrostabilized thermal imaging system", <http://www.m.pergam.ru/catalog/cctv/gyrostabilised/>.
5. "Gyrostabilized suspension", http://www.general-optics.ru/catalog/?SECTION_ID=15.
6. Alpatov B.A., Babayan P.V., Balashov O.E., Stepashkin A.E. "Methods of automatic detection and tracking of objects. Image processing and control", ("Metody avtomaticheskogo obnaruzheniya i soprovozhdeniya ob"yektov. Obrabotka izobrazheniy i upravleniye"), Moscow, Radiotekhnika, 2008, 176 p.
7. Grigor'ev V.G., Grigor'ev D.V., Grigor'ev V.V. "Setting distance method", License RU 2148795, MPK G01S13/18., published 10.07.1999.
8. Grigor'ev V.G., Grigor'ev D.V., Grigor'ev V.V. "Method for setting out coordinates of ground objects", License RU 2148795, MPK G01S13/06., published. 20.05.2002.
9. Korn G., Korn T. "Mematical handbook" ("Spravochnik po matematike"), Moscow, *Nauka* 1978, p.838

Submitted 13.11.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Vladimir V. Shipko, Cand.Sc. (Technical), lecturer, Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (54 A, Starykh Bolshevikov, Voronezh, 394064, Russia), e-mail: shipko.v@bk.ru

Vladimir I. Rubinov, Cand.Sc. (Technical), Deputy Head of the Department, Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (54, Starykh Bolshevikov, Voronezh, Russia), e-mail: rubinov777@mail.ru

Ivan E. Sharonov, Student, Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (54 A, Starykh Bolshevikov, Voronezh, 394064, Russia), e-mail: shipko.v@bk.ru

Artyom S. Hanov, Student, Military Educational and Scientific Center of the N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy (54 A, Starykh Bolshevikov, Voronezh, 394064, Russia), e-mail: shipko.v@bk.ru

Энергетика

УДК 53.083.9

АЛГОРИТМЫ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ СРОКОМ СЛУЖБЫ ОБЪЕКТОВ ЯДЕРНОЙ ЭНЕРГЕТИКИ

© 2018 В.П. Поваров¹, М.Б. Бакиров², А.Д. Данилов³

¹Филиал АО «Концерн Росэнергоатом» «Нововоронежская атомная станция», г. Нововоронеж, Россия

²ООО «Научно-сертификационный учебный центр материаловедения и ресурса компонентов ядерной техники «Центр материаловедения и ресурса»», г. Жуковский, Россия

³Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрены физические особенности эксплуатационной повреждаемости узлов энергетических установок атомных электростанций. Приведена оценка влияния тепло-гидравлических и физических характеристик стратификационного потока на повреждаемость металла. Показан механизм пластической деформации и накопления эксплуатационной повреждаемости как причина замедленного разрушения критических элементов, находящихся под температурным напряжением. Для контроля за такими повреждениями была использована концепция многопараметрического мониторинга, которая позволила разработать процедуру расчетно-экспериментального прогнозирования остаточного ресурса оборудования ядерных энергетических установок. Приведена схема анализа безопасного остаточного ресурса критических элементов с использованием многопараметрического расчетно-экспериментального мониторинга. Разработан алгоритм определения интенсивности отказов и перехода в предельное состояние при управлении сроком службы. Был предложен алгоритм реализации концепции безопасной эксплуатации объектов ядерной энергетики. На основе данных исследований продлен срок промышленной эксплуатации 5 блока Нововоронежской АЭС (атомной электростанции) на 30 лет, и в настоящий момент ведутся работы по повторному продлению срока действия для 4 блока

Ключевые слова: остаточный ресурс, термическая усталость, многопараметрическая диагностика, алгоритмы принятия решений

Введение

Учитывая то, что к настоящему времени большинство действующих реакторных установок АЭС работают с продленным сроком эксплуатации, оценка остаточного ресурса ответственного оборудования и конструкций является актуальной проблемой. В качестве основных причин, сокращающих ресурс рассматриваются непроектные нагрузки и накопления повреждений в элементах оборудования с учетом исходной дефектности и деградации механических свойств материалов. Постоянный мониторинг наиболее эксплуатационно-нагруженного оборудования позволяет установить и отследить все нештатные нагрузки, приводящие в свою очередь к развитию эксплуатационных дефектов выше допустимого уровня с потерей герметичности. Если в процессе эксплуатации не происходит повреждения, для обоснования безопасной эксплуатации достаточно соблюдения требований отраслевых нормативных документов по проведению периодического неразрушающего контроля материалов, а также прочностных расчетов по допустимым напряжениям.

В данной работе рассматриваются алгоритмы принятия решений в системах управления остаточным ресурсом ядерных блоков АЭС, основой которых является анализ информации, полученной в результате обработки данных непрерывного многопараметрического мониторинга параметров состояния энергетических установок [1]. Мониторинг дефектности позволяет «привязать» историю эксплуатации к моменту дефектообразования для установления причинно-следственных связей, приводящих к разрушению, а также контролировать развитие дефектов до опасного уровня.

Физические особенности эксплуатационной повреждаемости узлов энергетических установок

Механические повреждения определенных узлов турбинного и реакторного отделений, находящихся под воздействием термосиловых и вибрационных нагрузок, могут повлечь серьезные последствия в вопросах безопасности функционирования АЭС. Кроме того, повреждения такого типа не контролируются стандартными системами, предусмотренными

проектной документацией, так как не были спрогнозированы на стадии проектирования блоков. Все это может стать причиной невозможности продления сроков эксплуатации ядерного блока.

В качестве наглядного характерного примера, показывающего физические особенности повреждений, рассмотрим на анализ критической повреждаемости сварных соединений дымового трубопровода под влиянием фактической термосиловой нагруженности и оценке их остаточного ресурса с учетом влияния термической стратификации в период сверхпроектной 30-летней эксплуатации энергоблока №5 НВАЭС.

Для этого необходимо определить фактический уровень термической стратификации (ТС) теплоносителя с точки зрения особенностей тепло-гидравлических и физических характеристик стратификационного потока и оценить влияние ТС на повреждаемость металла. Явление ТС связано с расслоением потока теплоносителя по сечению трубопровода на «холодный» нижний и «горячий» верхний слой, возникающим вследствие переходных температурных процессов на горизонтальных участках трубопроводов из-за преобладания гравитационных сил над инерционными силами течения жидкости. Эффект ТС при определенных условиях может приводить к появлению существенных градиентов температур, провоцирующих высокие непроектные термосиловые нагрузки, которые, в свою очередь, способствуют быстрому накоплению усталостных повреждений металла в наиболее нагруженных зонах сварных соединений, вплоть до образования и развития эксплуатационных трещин (рис. 1).

Термическая усталость – разрушение от периодически возникающих и меняющихся во времени термических напряжений из-за расширения металла при нагревании или сжатии при охлаждении. При быстром нагреве или охлаждении поверхности толстостенной детали по ее сечению возникает перепад температур, приводящий к образованию высоких напряжений. Многократное воздействие напряжений приводит к повреждению металла. Для этих напряжений обычно свойственен случайный характер изменений во времени при асимметричном цикле. Величина термических напряжений и вызываемая ими деформация зависит от степени стесненности деформаций (трехосности напряженного состояния). Степень стесненности деформации характеризуется коэффициентами стеснения деформации.

$$R = \frac{\varepsilon_m}{\varepsilon_T} ,$$

где ε_m - относительная механическая деформация, вызванная защемлением; $\varepsilon_T = \alpha \Delta t$ - температурное расширение, здесь α - температурный коэффициент литейного расширения, Δt - перепад температур.

Величина термических напряжений σ зависит от градиента температуры Δt и может быть определена по формуле:

$$\sigma = \frac{\alpha \Delta t}{1 - \mu} E ,$$

где E – модуль упругости; μ – коэффициент Пуассона.

Термическое напряжение тем выше, чем больше коэффициент линейного расширения, модуль упругости и градиент температур. Процесс изменения напряжений и накопления пластических деформаций при изменении температуры можно представить на примере модели жестко закрепленного по концам стального стержня периодически нагреваемого до температуры t_1 охлаждаемого до температуры t_2 (рис. 2).

При однократном охлаждении от средней температуры $(t_1 + t_2)/2$ в стержне возникает деформация растяжения $\varepsilon = (t_1 - t_2)/2$. Если разность температур достаточно велика, то деформация протекает по упруго-пластическому механизму до точки 1. При нагреве наклепанного пластической деформацией стержня происходит сначала его разгрузка до точки 2, при дальнейшем нагреве металл начинает воспринимать упругопластическую деформацию сжатия до точки 3. При повторном охлаждении от точки 3 до точки 1 происходит увеличение напряжений на величину $\Delta\sigma$ со сменой знака от сжатия к растяжению. После нескольких таких термоциклов нагружения устанавливается вполне определенная зависимость между циклической деформацией $\Delta\varepsilon$ и напряжением $\Delta\sigma$ представляющие на графике линию гистерезиса точки 1, 2, 3, 4.

Суммарная упруго-пластическая деформация $\Delta\varepsilon$ состоит из упругой ε_y и пластической составляющей $\varepsilon_{пл}$ и связана с размахом напряжений $\Delta\sigma$ соотношением

$$\Delta\varepsilon = \alpha(T_2 - T_1) = \varepsilon_y + \varepsilon_{пл} = \frac{\Delta\sigma}{E + \varepsilon_{пл}} ,$$

где E – модуль нормальной упругости при средней температуре цикла.

Основным параметром, определяющим накопление повреждаемости за цикл термиче-

прочная поверхность, тем больше число циклов пройдет до образования трещины. Наличие высоких остаточных технологических сварочных напряжений ускоряет появление и рост трещин термической усталости. На основании обобщения большого количества эксперимента Л. Коффином и С. Мэнсоном [2] предложена зависимость, позволяющая установить корреляцию между долговечностью по числу циклов до разрушения от размаха пластической и упруго-пластической деформации в виде:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{пл} N^{K_1} &= C_1 \\ \Delta \varepsilon N^{K_2} &= C_2 \end{aligned}$$

где N – число циклов до разрушения; $\Delta \varepsilon$ – суммарная упругопластическая деформация ($\Delta \varepsilon = \varepsilon_{пл} + \varepsilon_y$); K_1, K_2, C_1, C_2 – постоянные.

Механизм пластической деформации и накопления эксплуатационной повреждаемости при термической усталости сочетает в себе механизмы усталости и замедленного разрушения под напряжением. Термической усталости в нашем случае подвержены зоны забора теплоносителя из дренажных линий (зона сварного соединения №111). Чередующиеся нагревы и охлаждения могут происходить при пульсации границы раздела между паром и водой в переходной зоне трубопроводов (дыхательный трубопровод). Эксплуатационные трещины термической усталости при умеренных температурах, больших температурных интервалах термоцикла и малом числе имеют транскристаллитный и смешанный характер распространения.

Особая важность оценки влияния ТС на повреждаемость заключается в том, что это физическое явление не было известно при проектировании АЭС первого поколения и не было учтено, как значимый нагружающий фактор, приводящий к возникновению высоких статических и циклических нагрузок, неучтенных в проектных расчетах.

Анализ остаточного ресурса оборудования

Использование концепции многопараметрического мониторинга позволяет разработать процедуру расчетно-экспериментального прогнозирования остаточного ресурса оборудования ядерных энергетических установок. Научной основой [3] такого анализа является переход от расчета по допускаемым напряжениям σ к расчетам по варьируемым фактическим параметрам (N, τ, ℓ).

В процессе эксплуатации происходит накопление повреждений – a по некоторой траектории $a(N, t, \sigma)$, определяемой фактической историей нагружения (рис. 3).

Уровень поврежденности оценивается относительным числом циклов нагружения (усталость), относительной накопленной пластической деформацией (длительное статическое нагружение, ползучесть).

Для обеспечения безопасности конструкции вместо критических повреждений ac , соответствующих достижению предельных состояний, с использованием системы коэффициентов в расчетах могут вводиться допустимые повреждения a . Уровни ac и a разделяют области безопасной эксплуатации, ограниченной безопасностью и опасности (риска).

В этом случае для расчета остаточного ресурса критических элементов необходимо проведение комплексных исследований условий и характера нагружения, характеристик механических свойств, особенностей напряженно-деформированного состояния, исходной дефектности и эксплуатационной повреждаемости. Эти данные возможно оперативно получить, используя методику многопараметрической on-line диагностики. Результаты оценки остаточного ресурса при использовании системы многопараметрического экспертного расчетно-экспериментального мониторинга могут быть выражены в виде статистической функции $f(t)$. Для получения необходимого и достаточного объема расчетно-экспериментальных данных необходимо правильно выбрать интервалы времени Δt , в течение которого проводится диагностика. При вероятностной оценке интервала Δt критерием должен быть риск катастрофического разрушения или потери герметичности. Величина выбранного интервала Δt должна обеспечивать вероятность разрушения не выше заданного уровня риска аварии. Величина этого риска должна выбираться с учетом характера (класса) потенциальной опасности объекта.

Если использовать рекуррентные соотношения для вероятностей перехода объектов в предельное состояние, то можно получить выражение для оценки оптимального промежутка времени для on-line диагностики. На рис. 3 показано два сценария накопления повреждений без проведения диагностики (линия 1) и с проведением диагностики в течение нескольких топливных кампаний. Гарантированный остаточный ресурс по оценке времени наступления предельного состояния для наиболее нагруженной зоны существенно увеличивается от t^*c до $t^{**}c$ за счет получения более комплексной

объективной информации о предельном (физическом) ресурсе конструкции. Под предельным ресурсом, как было сказано выше, понимается критическое (предельное) время τ_c или число циклов N_c , по достижении которых на заданной стадии эксплуатации (τ^z, N^z) в наиболее опасных, нагруженных зонах достигается заданное предельное состояние - S_c за счет образования критических трещин, недопустимых пластических деформаций, потери устойчивости, развития коррозионных разрушений при напряжении. Текущее состояние S^z критической зоны

в процессе расчетно-экспериментального мониторинга определяется через фактические эксплуатационные напряжения σ^z , изменяющиеся во времени эксплуатации τ^z и по числу реальных циклов нагружения N^z за счет изменения эксплуатационных нагрузок P^z и температур t^z , размеров несущих сечений F^z и развития трещин ℓ^z

$$S^z = f_s \{ \sigma^z, \varepsilon^z \} = f_s \{ P^z, t^z, N^z, \tau^z, F^z, \ell^z \}.$$

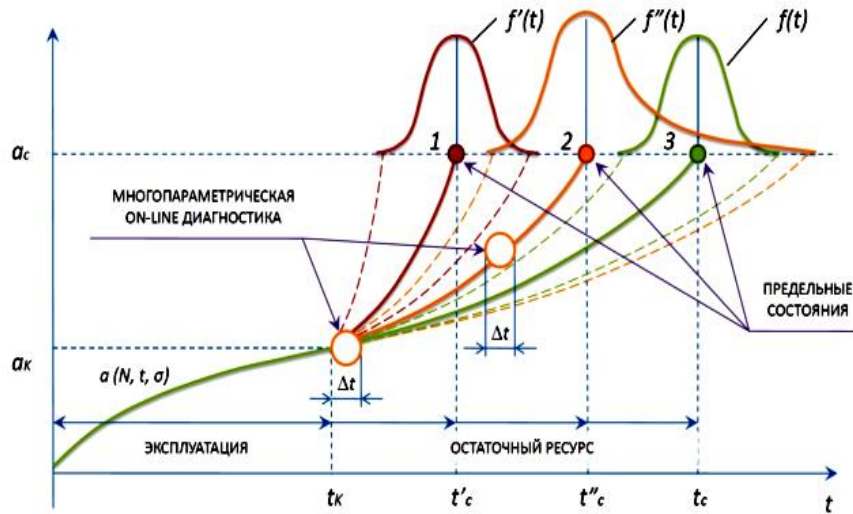


Рис. 3. Схема анализа безопасного остаточного ресурса критических элементов с использованием многопараметрического расчетно-экспериментального мониторинга

Если для предельного состояния $S_c = f_{sc} \{ \sigma_c, \varepsilon_c \} = f_{sc} \{ P_c, t_c, N_c, \tau_c, F_c, \ell_c \}$ ввести соответствующие значения n , то можно получить общее универсальное выражение для оценки допускаемого предельного состояния:

$$[S^z_c] = f_{[s]} \{ [\sigma], [\varepsilon] \}.$$

Тогда расчетный ресурс

$$[R_{\tau, N}] = \left\{ \frac{\tau_c}{n_\tau}, \frac{N_c}{N_3} \right\} = f_R \left\{ \frac{\sigma_c}{n_\sigma}, \frac{\varepsilon}{n_\varepsilon} \right\}.$$

Проектный срок службы оборудования АЭС с ВВЭР устанавливается или назначается по времени τ^z , при этом число циклов нагружения N^z в τ^z в неявном виде. Остаточный ресурс безопасной эксплуатации будет

$$[R_{\tau, N}] = [R_{\tau, N}] (1 - a_N),$$

где $\alpha_N = \sum_{i=1}^N N_i^z / [N]$ остаточный ресурс $[R_{\tau, N}]$, определяется по результатам расчета предельного состояния $[S^z_c]$ по заранее обученной на фактических экспериментальных данных расчетной модели. Расчетная конечно-элементная модель связывает параметры нагружения (различные силовые факторы, давление, температуру) с напряженным состоянием в наиболее нагруженных зонах конструкции.

Таким образом, фактический остаточный ресурс, рассчитанный по фактическим натурным данным термосиловой нагруженности с учетом дополнительных механизмов разрушения, начальной дефектности для оборудования с повышенной эксплуатационной повреждаемостью может очень сильно отличаться от проектного (кривая 3 на рис. 3). Задача многопараметрического непрерывного мониторинга состоит в первую очередь не в более точной и конкретной оценке остаточного ресурса, а в разработке компенсирующих мероприятий, направленных на приведение остаточного ресурса к проектным значениям (задача управле-

ния ресурсными характеристиками), за счет следующих технических решений:

- изменения технологического регламента эксплуатации, исключающего прохождение режимов, приводящих к неплановой повреждаемости (изменение в порядке открытия/закрытия арматуры на линии периодической продувки ПГ; оптимизация уровня обжата ЗО с целью компенсации высокого уровня напряжений при сезонных колебаниях температуры);

- внесения конструктивных изменений (упрочнение поверхностного слоя металла композитных сварных соединений с целью увеличения прочности и создания фоновых высоких остаточных сжимающих напряжений).

Алгоритмы управления сроком службы

В рамках выполнения данной работы была разработана и внедрена в опытную эксплуатацию методология по неразрушающему контролю дефектности зон с повышенной повреждаемостью, позволяющая контролировать динамику образования, роста дефектов непосредственно в процессе эксплуатации. Блок-схема алгоритма определения долговечности эксплуатации ядерных энергетических установок представлена на рис. 4. Также была предложена новая концепция обеспечения безопасной эксплуатации оборудования, строительных конструкций АЭС, основанная на обеспечении фундаментальной безопасности, краткое содержание которой заключается в следующем.

Необходимо иметь точно рассчитанные проектные нагрузки при нормальных условиях эксплуатации (НУЭ), нарушениях нормальных условий эксплуатации (ННУЭ) и прогноз накапливаемой повреждаемости в течение срока службы объекта контроля.

При эксплуатации должен быть обеспечен контроль за изменением технологических параметров. Периодический эксплуатационный контроль должен охватывать зафиксированные несплошности, утончения стенок сосудов и трубопроводов, а также изменение структуры металла.

Необходимо подтвердить, что значения показателей качества объектов контроля соответствуют требованиям правил и норм по безопасности, определить основные нагружающие

факторы по результатам проектных расчетов и результатов on-line мониторинга, основываясь на экспериментально-теоретическом моделировании.

Для анализа состояния критического элемента необходимо определить напряженно-деформированное состояние на основе верифицированных по данным непрерывного мониторинга расчетных моделей, выполнить анализ усталости (расчет коэффициента накопленных напряжений), установить критический размер трещины и условия ее роста.

Повышение гарантии безопасной работы оборудования напрямую зависит от количества выявленных механизмов эксплуатационных повреждений, а также от объема on-line мониторинга параметров, характеризующих целостность объекта контроля.

В случае несоответствия требованиям правил и норм по накопленной повреждаемости принимаются дополнительные меры, связанные с оптимизацией условий эксплуатации, дополнительному on-line мониторингу [4] с меньшим периодом оценки состояния объекта контроля. На рис. 5 представлена блок-схема алгоритма реализации новой концепции безопасности для ядерных установок с имеющимися и развивающимися дефектами.

Заключение

В ходе проведенных исследований, связанных с разработкой концепции безопасного управления объектами атомной энергетики и методики обоснования возможностей продления сроков эксплуатации ядерных блоков были проанализированы физические особенности повреждаемости критических элементов ядерного блока и разработана модель численного расчета параметров механического разрушения для пространственных трещин. Была предложена методика анализа остаточного ресурса энергетических установок и разработаны алгоритмы принятия решений в задачах управления сроком эксплуатации АЭС. Основываясь на данных исследованиях, в 2011 году был продлен срок промышленной эксплуатации 5 блока Нововоронежской АЭС на 30 лет и в настоящий момент ведутся работы по повторному продлению срока действия для 4 блока.

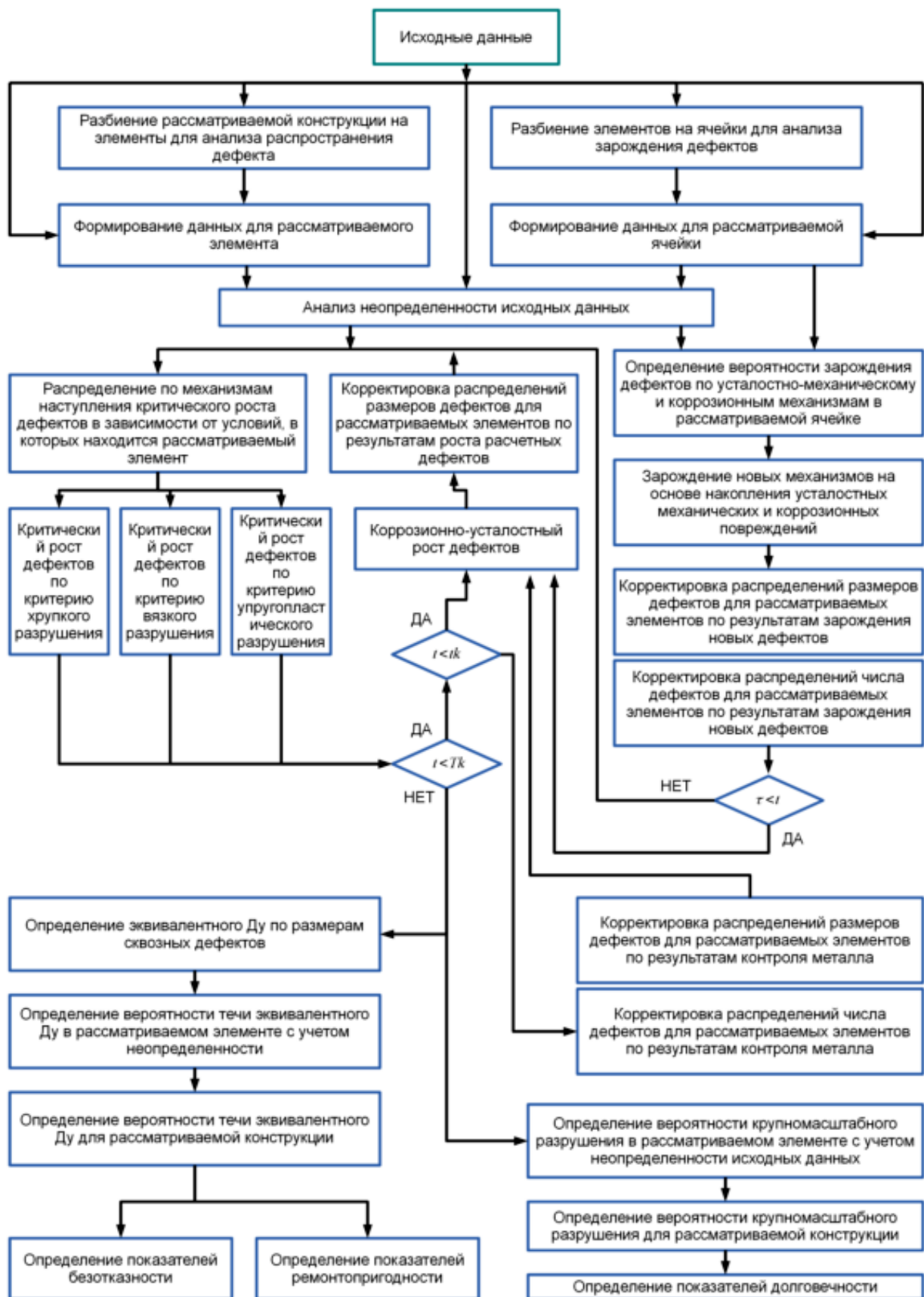


Рис. 4. Алгоритм определения интенсивности отказов и перехода в предельное состояние при управлении сроком службы

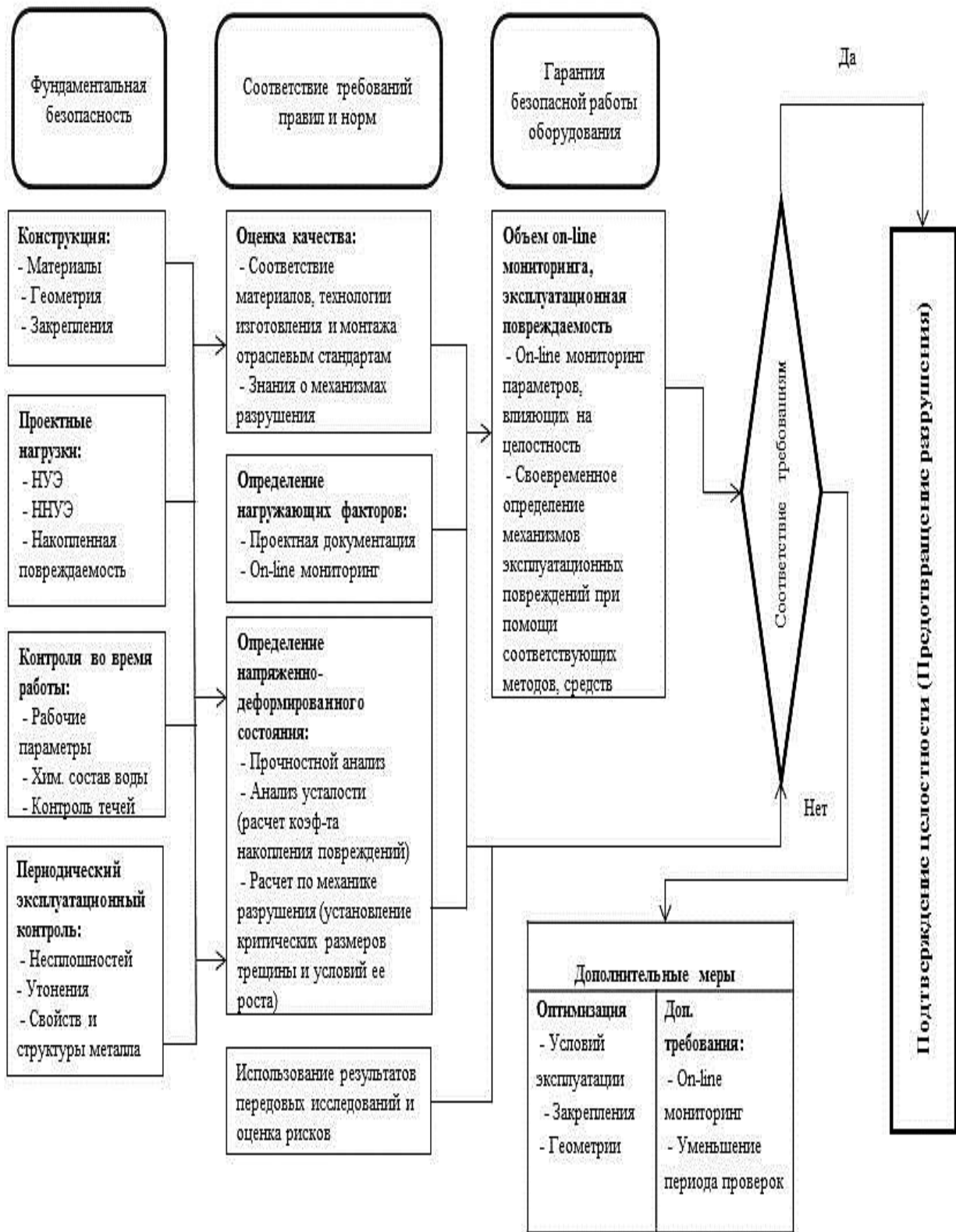


Рис. 5. Блок-схема алгоритма реализации концепции безопасной эксплуатации объектов ядерной энергетики

Литература

1. Разработка технологии непрерывного акустико-эмиссионного мониторинга эксплуатационной повреждаемости металла ответственного оборудования атомных станций / М.Б. Бакиров, В.П. Поваров, А.Ф. Громов, В.И. Левчук // Известия высших учебных заведений. Ядерная энергетика. 2014. № 3. С. 15-24.

2. Расчетно-экспериментальная оценка влияния термической стратификации на эксплуатационную нагруженность дыхательного трубопровода энергоблока № 5 Нововоронежской АЭС / В.П. Поваров, О.В. Уразов, М.Б. Бакиров, В.И. Левчук // Известия высших учебных заведений. Ядерная энергетика. 2017. № 1. С. 5-16.

3. Бакиров М.Б., Поваров В.П. Разработка и внедрение технологии оперативной диагностики повреждения ответственного оборудования как процедуры управления ресурсом АЭС // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2015. № 1. С. 5-17.

4. Данилов А.Д., Головнев В.Н. Цифровые системы управления. Воронеж: ВГЛТА, 2007. 235 с.

5. Данилов А.Д., Пилеич А.В. Математическое обеспечение распределенных вычислений гетерогенных динамических параметров систем в режиме реального времени. Воронеж: ВГТУ, 2015. 160 с.

Поступила 03.12.2017; принята к публикации 25.01.2018

Информация об авторах

Поваров Владимир Петрович - канд. техн. наук, директор, филиал АО «Концерн Росэнергоатом» «Нововоронежская атомная станция» (396072, Россия, Воронежская обл., г. Нововоронеж, Улица Набережная, д. 8 Б, офис, 13), e-mail: PovarovVP@nvnpp1.rosenergoatom.ru

Бакиров Мурат Баязитович - д-р техн. наук, генеральный директор, ООО «Научно-сертификационный учебный центр материаловедения и ресурса компонентов ядерной техники «Центр материаловедения и ресурса»» (140180, Россия, Московская обл., г. Жуковский, ул. Жуковского, 1), e-mail: info@expresstest.ru

Данилов Александр Дмитриевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

DECISION MAKING ALGORITHMS FOR MANAGING THE DURATION OF NUCLEAR ENERGY FACILITIES

V.P. Povarov¹, M.B. Bakirov², A.D. Danilov³

¹The branch of JSC «Rosenergoatom» «Novovoronezh nuclear power plant»,
Novovoronezh, Russia

²Center of materials and resource, Zhukovski, Russia

³Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the article reviews operational damageability of critical units of nuclear power stations power plants. It estimates the scales of influence of heat-hydraulic and physical characteristics of the stratification flow damaging metal parts. The mechanism of plastic deformation and accumulation of operational damageability as a cause of delayed destruction of critical elements under temperature stress is shown. To monitor such damage, the concept of multi-parameter monitoring was used, which allowed the development of the special procedure for calculation and experimental prediction of the residual life of nuclear power plant equipment. A scheme for the analysis of the safe residual life of critical elements is presented using multi-parameter calculation and experimental monitoring. An algorithm for determining the intensity of failures and the transition to the limit state in the control of the service life is developed. Based on the analysis done in the article, an algorithm for implementing the concept of safe operation of nuclear power facilities was proposed. Based on these studies, the period of industrial operation of “Novovoronezh NPP” Unit 5 has been prolonged for 30 years and work is underway to re-extend the validity period for another four units of the nuclear plant

Key words: residual resource, thermal fatigue, multi-parameter diagnostics, algorithms of decision-making

References

1. Bakirov, M. B., Povarov V. P., Gromov A. F., Levchuk V. I. “Development of technology for continuous acoustic-emission monitoring of operational damageability of the metallic parts of critical equipment of nuclear power plant”, *News of higher educational institutions. Nuclear energy. (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Yadernaya energetika)*, 2014, no. 3, pp. 15-24

2. Povarov V. P., Urazov O. V., Bakirov M. B., Levchuk V. I. "Calculation and experimental evaluation of the influence of thermal stratification on the operational loading of the respiratory duct of the power unit No. 5 of Novovoronezhskaya NPP *News of higher educational institutions. Nuclear energy. (Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Yadernaya energetika)*, 2017, no. 1, pp. 5-16
3. Bakirov M. B., Povarov V. P. "Development and implementation of technologies for real time diagnostics of damage of critical equipment as procedures for the management of nuclear power plant operational", *Herald of the Voronezh state University. Series: Physics. Math. (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika.)*, 2015. no. 1, pp. 5-17.
4. Danilov, A. D. Golovnev V. N. "Digital control system" ("Tsifrovye sistemy upravleniya"), Voronezh, 2007, 235 p.
5. Danilov, A. D., Pileich A. V. "Software for distributed computing of heterogeneous dynamic parameters of the system in real time ("Matematicheskoye obespecheniye raspredelennykh vychisleniy geterogennykh dinamicheskikh parametrov sistem v rezhime real'nogo vremeni")", Voronezh, 2015, 160 p.

Submitted 08.12.2017; revised 25.01.2018

Information about authors

Vladimir P. Povarov, Cand.Sc. (Technical), Director, The branch of JSC "Concern Rosenergoatom" "Novovoronezh nuclear power plant", (8b, Office 13, Naberezhnaya Str., Novovoronezh, 396072, Russia), e-mail: PovarovVP@nvnpp1.rosenergoatom.ru
Murat B. Bakirov, Dr.Sc. (Technical), Director, "Center materials and resource", (1, Zhukovskogo Str., Zhukovski, Moscow region, 140180, Russia), e-mail: info@expresstest.ru
Alexander D. Danilov, Dr.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14, Moskovsky Prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТЬ ДЕЦЕНТРАЛИЗАЦИИ КОМПЕНСАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ РЕСПУБЛИКИ ТАДЖИКИСТАН

© 2018 С.Ш. Таваров

Таджикский технический университет имени академика М.С. Осими, г. Душанбе,
Республика Таджикистан

Аннотация: рассматривается проблема потери активной мощности и напряжения в электрической сети напряжением 220 кВ северной части электрической системы Республики Таджикистан. Данная проблема связана с отсутствием средств компенсации реактивной мощности в узлах распределительной сети напряжением 10 кВ и передачей необходимой реактивной мощности для потребителей по электрической сети напряжением 220 кВ и ниже. В узлах распределительной сети напряжением 10 кВ приведены максимальные значения активной и реактивной мощности, полученные расчетным путём. Предлагаемый способ со стороны энергоснабжающей организации – централизованная компенсация реактивной мощности с последующей передачей необходимой реактивной мощности от подстанций энергосистемы «Сугд-500» по электрическим сетям 220 кВ и ниже к потребителям – полностью не решает поставленную проблему, связанную с высокими потерями активной мощности и напряжения как в самих электрических сетях напряжением 220 кВ, так и в последующих ступенях класса напряжения. Таким образом, для решения поставленной проблемы, связанной с уменьшением потерь активной мощности и напряжения, актуальным решением является децентрализация компенсации реактивной мощности с установками средств компенсации реактивной мощности на напряжение 10 кВ

Ключевые слова: компенсация реактивной мощности, потери активной мощности, напряжение

Введение

Известно, что потери активной мощности в элементах системы электроснабжения зависят не только от протекания по ним активной мощности, но также от протекания по ним реактивной мощности [3, 4]. При этом потери активной мощности в элементах электрических сетей при ее передаче от источника к электроприемнику неизбежны и зависят от принятых параметров электрических сетей и могут быть изменены только изменением активного сопротивления этих элементов, что связано с определенными затратами и требует технико – экономического сравнения.

В отличие от активной мощности, реактивная мощность может быть выработана непосредственно на месте потребления [5]. Тем самым, все элементы электрической сети освобождаются от реактивной мощности, снижаются потери активной мощности от протекания по электрической сети реактивной мощности.

Цель исследования

Проблеме потери активной мощности в стране достаточное внимание уделяется со стороны Министерства энергетики и водных ресурсов. Однако энергоснабжающая органи-

зация, которая должна регулировать вопрос компенсации реактивной мощности в системе путем перераспределения средств компенсации между промышленными предприятиями и самой системой в часы максимума ее нагрузки, с 1992 года практически не могла решить эти вопросы. Только после ввода в действие линии 500 кВ Юг-Север, которая объединила электрическую сеть Юга с Севером Таджикистана в единую электрическую систему страны на приемной подстанции «Сугд-500», были установлены конденсаторные батареи. Осуществлена централизованная компенсация реактивной мощности с установкой конденсаторных батарей на подстанции «Сугд-500» с присоединением их к обмотке напряжением 35 кВ автотрансформатора. Это обеспечило повышение напряжения в конце линии 500 кВ до необходимого уровня. При этом проблема потери мощности и напряжения в электрических сетях Согдийской области и по Югу страны остаётся нерешенной.

Результаты исследования

Для обоснования этих запасов мощности на рис. 1 приведена неполная однолинейная схема электрических сетей Юг-Север и электроснабжающая часть системы городов Согдийской области.

На основе этой схемы произведен расчет потери напряжения и потери активной мощности до каждого узла схемы при централизованной установке конденсаторных батарей и при их установке в различных крупных узлах схемы электроснабжения.

На схеме указаны максимальные мощности, которые передаются в Согдийскую область в часы максимума нагрузки в зимний период при дефиците мощности в системе. В летний период за счет ввода в работу системы орошения (насосных станций) как активная, так и реактивная нагрузки могут расти. Насколько она увеличится в настоящий момент неизвестно. Однако известно, что линия 500 кВ Юг – Север рассчитана на передачу мощности в 1200 МВт, следовательно, потребность в реактивной мощности станет значительно больше, особенно, если промышленные предприятия Согдийской области начнут работать в полную мощность. Вместе с тем в летний период возможность генерации мощности в системе значительно больше. Вместо дефицита в летнее время появляется избыток электрической энергии в системе. Таким образом, в работе производится оценка целесообразности децентрализованной установки конденсаторных батарей взамен существующей централизованной компенсации реактивной мощности.

Расчеты показали, что при передаваемой реактивной мощности в 150 МВАР без компенсации реактивной мощности на подстанции «Сугд–500» потеря активной мощности составляет 30 МВт. Такая активная мощность достаточна для питания предприятия средней мощности или средних городов по населению. При нынешней компенсации реактивной мощности конденсаторными батареями на подстанции «Сугд–500» потеря активной мощности от протекания реактивной мощности по линии 500 кВ снижается до 8,1 МВт. Этой мощности достаточно для питания предприятия малой мощности. То есть эти потери также достаточно велики и означают, что установленной мощности компенсирующих устройств на подстанции «Сугд–500» недостаточно. В связи с этим в будущем предполагается увеличение мощности конденсаторных установок на 200 МВАР с подключением их ко второму автотрансформатору на подстанции «Сугд–500». В этом случае коэффициент мощности значительно повышается и потери активной мощности в линии 500 кВ Юг–Север значительно уменьшаются. Однако пока полностью прогнозировать,

насколько она снижается невозможно, поскольку сама потребляемая реактивная мощность по Согдийской области не прогнозируется. Поэтому на сегодняшний день вопрос компенсации реактивной мощности и связанные с этим потери активной мощности решаются только в пределах линии 500 кВ Юг – Север. По электрическим сетям 6 ÷ 220 кВ продолжает протекать реактивная мощность и вызывает как потери активной мощности, так и потери напряжения [1, 2].

Расчеты по электрическим сетям 220 кВ северной части электрической системы показывают, что потери активной мощности от протекания реактивной мощности на участке линии 220 кВ подстанции «Сугд–500» и подстанции «Ходжент» составляют 16 МВт, а потери напряжения – 26,3 кВ, то есть 12 %, что выше допустимого. Например, если произвести компенсацию реактивной мощности на подстанции «Ходжент» на стороне 10 кВ, то потеря активной мощности снизится до 11,4 МВт, а потеря напряжения – до 11,2 кВ, что составит 5,2 %, т. е. находится в пределах допустимого.

Суммарные потери активной мощности только в электрических сетях напряжением 220 кВ Согдийской области от протекания по ней реактивной мощностью составляют 47 МВт.

Таким образом, централизованная компенсация реактивной мощности невыгодна с точки зрения снижения потерь активной мощности и регулирования напряжения по всей электрической системе. Наиболее целесообразным является компенсация реактивной мощности на промышленных предприятиях по указанию энергоснабжающей организации. Остальная часть должна компенсироваться на подстанциях 35 ÷ 220 / 6 ÷ 10 кВ с установкой компенсирующих устройств на напряжение 6 – 10 кВ.

Положение с компенсацией реактивной мощности в электрической системе Южного региона страны такое же, что и в Согдийской области. Однако здесь ситуация изменяется тем, что основные источники электрической энергии расположены на Юге. Они, наряду с активной мощностью, вырабатывают и реактивную мощность, которой, в принципе, достаточно для покрытия потребляемой здесь реактивной мощности. Здесь наибольшую реактивную мощность потребляет Государственное унитарное предприятие (ГУП) «ТАЛКО».

Потребляемая алюминиевым заводом (ГУП «ТАЛКО») реактивная мощность передается от Нурекской ГЭС по линии 500 кВ. Даже

при наличии двухцепной линии потери активной мощности от протекания реактивной мощности по линиям, достаточно велики. Следовательно, компенсация реактивной мощности на подстанции «Регар–500» или непосредственно на алюминиевом заводе является выгодным вариантом. При этом снижаются потери активной мощности от протекания реактивной мощности в линиях 500 кВ, трансформаторах и автотрансформаторах. При компенсации на шинах 10 кВ подстанций 110/10 кВ завода, потери уменьшаются во всех трансформаторах напряжением 110/10 кВ. Компенсация реактивной мощности на алюминиевом заводе освобождает линию электропередачи 500 кВ от передачи большой реактивной мощности и снижает потери активной мощности в ней. Тем самым за счет компенсации реактивной мощности на месте потребления, снижения потерь активной мощности от протекания реактивной мощности по предварительным расчетам, страна может иметь дополнительную активную мощность не менее 50 МВт.

Следует отметить, что затраты на установку компенсирующих устройств не сравнимы со строительством ГЭС той же мощности. Стоимость конденсаторных установок незначительна, а потери в них активной мощности мизерные (0,0015–0,0025 кВт/кВАР) [6].

Выводы

Для достоверной оценки экономии электрической энергии в энергосистеме страны необходимо уточнить электрическую нагрузку промышленных и коммунально-бытовых потребителей по узлам схемы электроснабжения, потери во всех элементах системы без учета компенсации и произвести компенсацию реактивной мощности в местах наибольшего потребления реактивной мощности.

Литература

1. Таваров С.Ш., Маджидов Г.Х., Фирдавс Э.А. Модель участка электрической сети 35–110 кВ // *Электробезопасность*. 2016. № 3. С. 4–15.
2. Таваров С.Ш., Маджидов Г.Х. Влияние отклонения напряжения на электрические величины осветительных ламп // *Международный научно-исследовательский журнал*. Серия «Технические науки». 2016. №11 (53). С. 117–119.
3. Потери электрической энергии в электрических сетях энергосистем / В.Э. Воротницкий, Ю.С. Железко, В.Н. Казанцев и др.; под ред. В.Н. Казанцева. М.: Энергоатомиздат, 1983. 368 с.
4. Воротницкий В.Э., Калинкина М.А. Расчет, нормирование и снижение потерь электроэнергии в электрических сетях. М.: ИПК госслужбы, 2000. 63 с.
5. Поспелов Г.Е., Сыч Н.М. Потери мощности и энергии в электрических сетях / Г.Е. Поспелов. М.: Энергоиздат, 1981. 216 с.
6. Жежеленко И.В., Саенко Ю.Л. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях. М.: Энергоатомиздат, 2000. 252 с.

Поступила 13.11.2017; принята к публикации 25.01.2018

Информация об авторах

Таваров Саиджон Ширалиевич – канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры «Электроснабжение», Таджикский технический университет имени академика М.С. Осими (734042, Республика Таджикистан, г. Душанбе, просп. академиков Раджабовых, 10), e-mail: tabarovsaid@mail.ru

FEASIBILITY OF DECENTRALIZING THE COMPENSATION OF REACTIVE POWER WITHIN THE ENERGY SUPPLY SYSTEM OF THE REPUBLIC OF TAJIKISTAN

S.Sh. Tavarov

Tajik Technical University named after academician M.S. Osimi, Dushanbe, Republic of Tajikistan

Abstract: article reviews the problem of active power and voltage loss in a 220 kV electric network of the Northern part of the Republic of Tajikistan energy supply system. This particular problem is caused by the lack of reactive power compensation in the 10 kV distribution network units and the transfer of the necessary reactive power over 220 kV and below to consumers within the energy supply network itself. Maximum active and reactive power values for the distribution network units with a voltage of 10 kV are, therefore, calculated and introduced in the article. Power supply method, which presumes the centralized compensation of reactive power with subsequent transfer of the necessary reactive power from the “Sughd-500” power system substations to consumers, does not solve the above problem. High losses of active power and voltage in electrical net-

works of 220 kV voltage themselves and in the subsequent stages of the voltage types are being observed. Thus, in order to reduce the losses of active power and voltage it is necessary to decentralize the reactive power compensation with the facilities for compensating reactive power for 10 kV

Key words: reactive power compensation, active power losses, voltage

References

1. Tavarov S. Sh., Madzhidov G. H., Firdavs Je. A. "Model of the site of electric network of 35-110 kV", *Electrical safety (Elektrobezopasnost')*, 2016, no. 3, pp. 4-15
2. Tavarov S. Sh., Madzhidov G. H. "Influence of a deviation of tension on electrical quantities of lighting lamps", *International research magazine. The Technical science series*, 2016, no. 11 (53), pp. 117-119
3. Vorotnitsky V. E., Zhelezko Yu. S., V. N. Kazantsev (ed), etc. "Losses of electric energy in electric networks of power supply systems", ("Poteri elektricheskoy energii v elektricheskikh setyakh energosistem"), Moscow, Atomic Energy Publishers (Energoatomizdat), 1983, 368 p.
4. Vorotnitskiy V.E., Kalinkina M.A. "Calculation, rationing and decrease in losses of the electric power in electric networks" ("Raschet, nor-mirovaniye i snizheniye poter' elektroenergii v elektri-cheskikh setyakh"), Moscow, IPK Index of civil service ("IPK Gossluzhby"), 2000, 63 p.
5. Pospelov G.E., Sych N.M. "Losses of power and energy in electric networks" ("Poteri moshchnosti i energii v elektricheskikh setyakh"), Moscow, Energy Publishers (Energoizdat), 1981, p. 216
6. Zhezhelenko I. V., Saenko Yu. L. "Indicators of quality of the electric power and their control at the industrial enterprises" ("Pokazateli kache-stva elektroenergii i ikh kontrol' na promyshlennykh predpriyatiyakh"), Moscow, Atomic Energy Publishers (Energoatomizdat), 2000, 252 p.

Submitted 13.11.2017; revised 25.01.2018

Information about authors

Saidzhon Sh. Tavarov, Cand.Sc. (Technical), Assistant Professor of the department "Power supply", Tajik Technical University of a named after academician M.S. Osimi, Dushanbe, Republic of Tajikistan (10, Radzahbovykh Ave., Dushanbe, 734042, Republic of Tajikistan), e-mail: tabarovsaid@mail.ru

ОБРАБОТКА ДАННЫХ В СИСТЕМЕ НЕПРЕРЫВНОГО МОНИТОРИНГА ЭКСПЛУАТАЦИОННОЙ ПОВРЕЖДАЕМОСТИ КРИТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК

© 2018 В.П. Поваров¹, М.Б. Бакиров², А.Д. Данилов³

¹Филиал АО «Концерн Росэнергоатом» «Нововоронежская атомная станция»,
г. Нововоронеж, Россия

²ООО «Научно-сертификационный учебный центр материаловедения и ресурса компонентов
ядерной техники «Центр материаловедения и ресурса»», г. Жуковский, Россия

³Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрена процедура обработки данных в системе непрерывного мониторинга эксплуатационной повреждаемости критических элементов энергетических установок атомной электростанции (АЭС). Приведены состав системы ультразвукового (УЗ) мониторинга и технология сбора и анализа информации об исследуемом процессе образования механических повреждений. За основной информативный параметр роста дефекта принято увеличение амплитуды эхо-сигнала (эквивалентной площади), которая изменяется во времени в процессе роста дефекта. В процессе мониторинга записываются все собираемые данные, так называемые А-сканы эхо-сигналов в каждом из 3-х измерительных стробов, установленных на дефектоскопе УМД-8, и определяются максимальные амплитудные значения зарегистрированных величин эхо-сигналов. А-скан представляет собой изображение эхо-сигналов, отраженных от дефектов в сварных соединениях или конструктивных элементов контролируемой зоны. При этом временной промежуток между зондирующим импульсом и отраженным от дефекта эхо-импульсом с учетом скорости распространения ультразвуковых колебаний определяет расстояние от УЗ-преобразователя до дефекта, а амплитуда эхо-сигнала пропорциональна величине дефекта. Проведенные исследования показали, что ультразвуковой метод контроля в настоящее время является наиболее эффективным и достоверным способом выявления и измерения характеристик дефектов оборудования и трубопроводов АЭС

Ключевые слова: УЗ-мониторинг, А-сканы, эхо-сигналы, измерительные стробы, цифровая обработка, анализ данных, зона несплошности

Введение

Практика эксплуатации объектов ядерной энергетики показывает, что существуют критические элементы (узлы, зоны, сварные соединения), склонные к повышенной повреждаемости в условиях действия высоких эксплуатационных нагрузок, в том числе непроектных, и негативного влияния окружающей среды. Все это может стать причиной нарушения целостности оборудования при работе энергоблока на мощности и перспективой развития исходного дефекта до критических размеров. Одним из путей контроля за развитием подобных ситуаций стало внедрение системы многопараметрического мониторинга параметров состояния критических элементов энергетических элементов АЭС (СНМЭП) [1]. Концепция применения такой системы является универсальной, а в зависимости от физических особенностей контролируемых величин используются те или иные измерительные приборы и в каждом конкретном случае формируется своя база знаний.

Все данные мониторинга записываются в автоматическом режиме и затем по линии

Internet передаются в удаленный аналитический центр для обработки и детального анализа.

Параллельно с получением диагностических данных, записываемых системой непрерывного мониторинга, также выполняется расчетно-экспериментальное обоснование прочности и долговечности критической зоны на базе трехмерной конечно-элементной расчетной модели.

В работе такой системы большой научный и практический интерес представляет процедура обработки информации, которая будет рассмотрена ниже на примере ультразвукового мониторинга дефектности сварного соединения №111-1 парогенератора №4 пятого энергоблока (СС №111-1 5ПГ-4) [2].

Система ультразвукового мониторинга СС №111-1

На основании проведенного многофакторного анализа в качестве объекта для установки системы непрерывного мониторинга дефектности был выбран 5ПГ-4, где признано наиболее вероятным развитие в течение ближайшей топливной кампании трещиноподобного дефекта

(не сплошности), обнаруженного в СС № 111-1. Данный дефект был выявлен в ППР-2009-2011 гг. системами «OmniScan» и «Авгур 5.2». Несплошность, не превышающая контрольный уровень фиксации, была обнаружена в галтели (у радиусного перехода R20 внутреннего «кармана») горячего коллектора №111-1 5ПГ-4.

Анализ характерных признаков эхо-сигналов, полученных от несплошности, а также место ее расположения в зоне СС №111-1 5ПГ-4 дали основания считать выявленную зону потенциально опасной с точки зрения возможного образования и развития плоскостных несплошностей (типа трещин). С учетом этого данная зона была выбрана для проведения детального ультразвукового (УЗ) on-line мониторинга в течение 28 топливной кампании реакторной установки, что позволило оценить начало развития выявленного дефекта (или подтвердить отсутствие динамики роста дефекта) в зависимости от фактической эксплуатационной нагруженности 5ПГ-4 на всех этапах эксплуатации энергоблока (пуск - работа на мощности - останов).

Система УЗ-мониторинга состоит из следующих основных компонентов (см. рис. 1):

- высокотемпературный УЗ-датчик с элементами крепления и подключения;
- блок сбора и обработки данных на базе ультразвукового многоканального дефектоскопа УМД-8.00, включая промышленный компьютер с операционной системой;
- блок хранения и передачи данных (общий для единой СНМЭП).

Блок сбора и обработки данных выполняет первичную обработку сигналов, поступающих от УЗ-датчика, синхронизированную оцифровку сигналов, запись информации в собственную память. УЗ-датчики подключаются к блоку сбора и обработки данных через герметичные специализированные разъемы.

УЗ-дефектоскоп размещается в шкафу-термостате в гермозоне в непосредственной близости от мониторируемого парогенератора на постаменте бокса ПГ и рассчитан на непрерывную круглосуточную работу в течение, как минимум, 12 месяцев (до окончания топливной кампании). В шкафу-термостате поддерживается температура, оптимальная для работы аппаратной части. Управление системой терморегулирования осуществляется от встроенного компьютера.

Управление работой дефектоскопа происходит по длинной линии (до 200 м) от внешней

специально разработанной для этого управляющей ЭВМ с установленным программным обеспечением (ПО) для управления работой в выбранном канале. ПО управления предоставляет оператору возможность установки параметров работы каждого канала дефектоскопа и визуализации ультразвукового сигнала в выбранном канале.

Вся информация с блока сбора и обработки данных, записанных системой УЗ-мониторинга, поступает в блок хранения и передачи данных, сохраняется и затем передается конечному пользователю по линии Интернет.

Результатом работы каждого канала дефектоскопа УМД-8.00 является измерение следующих параметров принятого ультразвукового сигнала:

- максимальная амплитуда сигнала в измерительных зонах контроля, в % высоты экрана;
- временное положение максимума сигнала в измерительных зонах контроля;
- временное положение фронта сигнала (момента пересечения сигналом порога) в измерительных зонах контроля.

Основным информативным параметром роста дефекта является измерение увеличения амплитуды эхо-сигнала (эквивалентной площади), которая изменяется во времени в процессе роста дефекта [3].

В процессе мониторинга записываются все собираемые данные – так называемые А-сканы эхо-сигналов в каждом из 3-х измерительных стробов, установленных на дефектоскопе УМД-8, и определяются максимальные амплитудные значения зарегистрированных величин эхо-сигналов. А-скан представляет собой изображение эхо-сигналов, отраженных от дефектов в сварных соединениях или конструктивных элементов контролируемой зоны. При этом временной промежуток от зондирующего импульса до отраженного эхо-импульса от дефекта через скорость распространения ультразвуковых колебаний определяет расстояние УЗ-преобразователь – дефект, а амплитуда эхо-сигнала связана с величиной дефекта. Условный вид А-скана с изображением эхо-сигналов в каждом из 3-х измерительных стробов (зонах контроля) приведен на рис. 2.

Такой А-скан будет получен при проведении ультразвукового мониторинга в случае появления несплошности (дефекта) металла СС № 111-1, амплитуда эхо-сигнала от которого превышает пороговое значение.

Наличие эхо-сигнала в стробе 1 от точки А в волноводе свидетельствует о наличии акустического контакта в верхней части волновода, что является подтверждением работоспособности акустического тракта волновода.

Наличие эхо-сигналов в стробе 2 свидетельствует о наличии сигнала от дефекта с эк-

вивалентной площадью равной или выше уровня чувствительности.

Наличие эхо-сигнала в стробе 3 свидетельствует о наличии акустического контакта между волноводом и объектом мониторинга и подтверждает работоспособность всей СНМЭП.

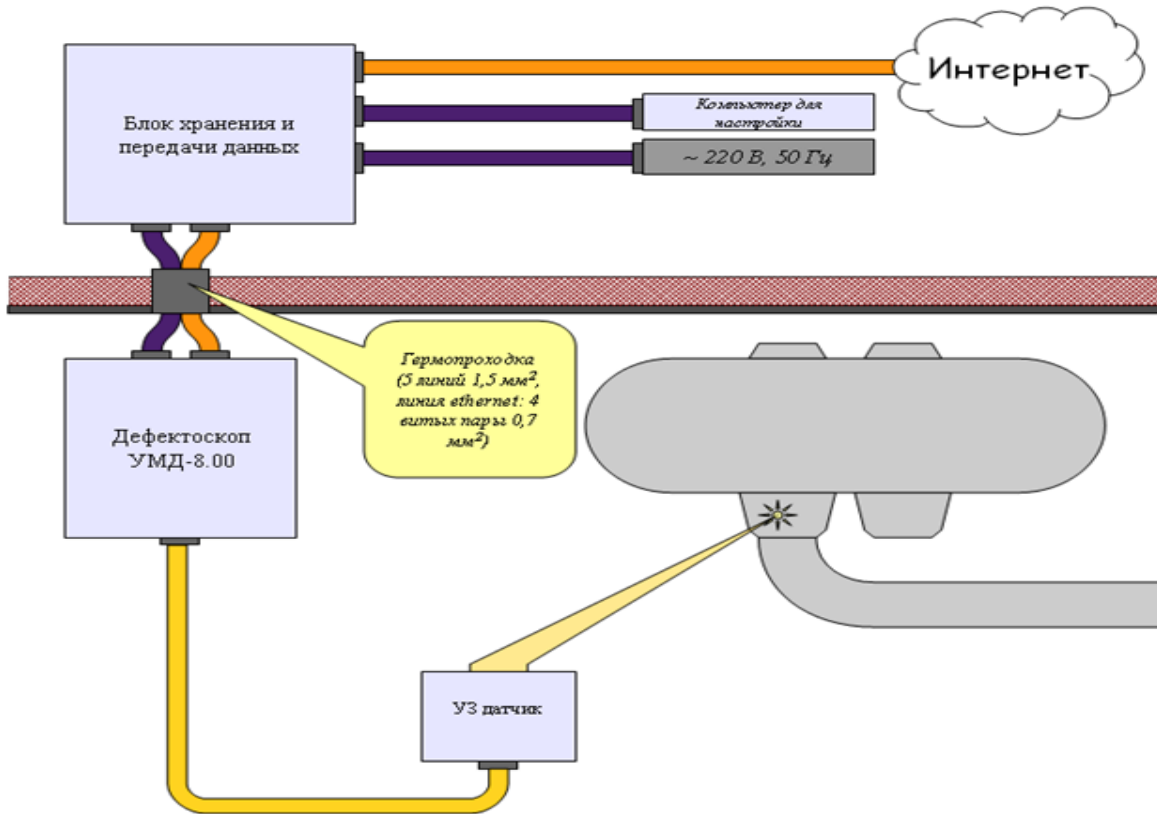


Рис. 1. Структурная схема ультразвукового on-line мониторинга эксплуатационной повреждаемости в зоне СС № 111-1

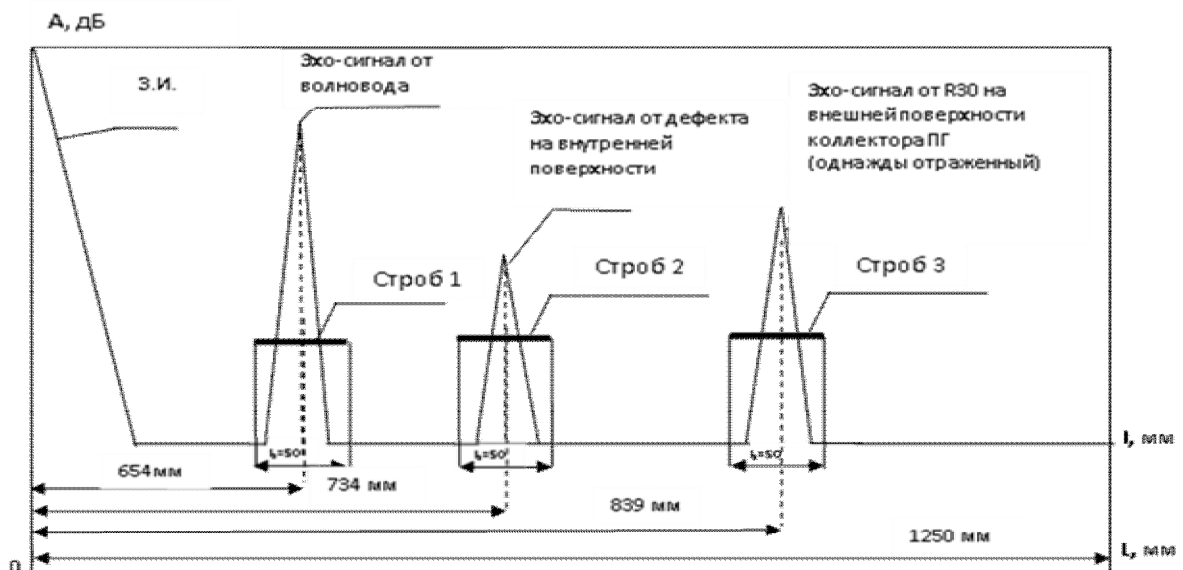


Рис. 2. А-скан с изображением эхо-сигналов в каждом из 3-х измерительных стробов (зонах контроля)

При проведении УЗ-мониторинга состояния металла СС №111-1 используются 3 канала восьмиканального дефектоскопа. В каждом из 3-х каналов устанавливаются по одному измерительному стробу [4]:

- положение центра измерительного строба первого канала дефектоскопа по ходу луча I должно быть равно 654 мм, ширина строба должна составлять 654 ± 25 мм;

- положение центра измерительного строба второго канала дефектоскопа по ходу луча I+II должно быть равно 734 мм, ширина строба должна составлять 734 ± 25 мм;

- положение центра измерительного строба третьего канала дефектоскопа по ходу луча I+II+III должно быть равно 839 мм, ширина строба должна составлять 839 ± 25 мм.

Следует отметить, что при УЗ-мониторинге зоны СС №111-1 на стадии разогрева и выхода энергоблока на мощность происходит изменение амплитуды по величине эхо-сигнала и сдвиг по развертке в связи с температурным изменением скорости и угла ввода ультразвуковой волны.

Обработка данных УЗ-мониторинга

Сбор показаний УЗ-датчика в процессе мониторинга зоны СС №111-1 5ПГ-4 осуществляется в автоматическом режиме. Все данные результатов ультразвукового мониторинга поступают в режиме реального времени в блок сбора и обработки данных от многоканального дефектоскопа УМД-8.00, передаются в блок хранения и передачи данных и сохраняются в нем в течение всего срока мониторинга СС №111-1.

Одновременно с записью информации в блок хранения и передачи данных, размещенный на НВАЭС, все данные УЗ-мониторинга через сеть Интернет передаются на внешний сервер, размещенный в экспертной лаборатории, для обработки и детального анализа.

Сбор и анализ данных УЗ-мониторинга СС №111-1 производится в два этапа:

- на первом этапе проводится сбор данных УЗ-мониторинга (на этапе пуска и останова энергоблока временной интервал между опросами УЗ-преобразователя составляет 10 мин., на этапе эксплуатации опрос УЗ-преобразователя осуществляется 1 раз в час), на данном этапе (сразу после получения данных измерений) проводится предварительная обработка (экспресс-анализ) результатов с целью

получения информации о максимальных значениях зарегистрированных величин сигналов и их соответствия установленным критериям оценки целостности металла СС №111-1 5ПГ-4;

- на втором этапе ежедневно производится окончательная обработка и анализ полученных эхо-сигналов УЗ-контроля (в виде А-сканов) от наблюдаемой несплошности и их сравнение с амплитудой эхо-сигнала, установленной в процессе настройки системы сбора данных, с целью оценки динамики развития несплошности в СС №111-1 в различных режимах эксплуатации энергоблока.

Для сбора, обработки и анализа результатов УЗ-мониторинга СС №111-1 5ПГ-4 было использовано специальное программное обеспечение разработанное специалистами ООО «НСУЦ «ЦМиР», в котором реализованы современные математические подходы по цифровой обработке сигналов. ПО позволяет осуществлять контроль на максимально возможной чувствительности с запоминанием амплитуд и времен прихода всех акустических сигналов, выполнять их амплитудную селекцию с целью определения целостности металла СС №111-1, комбинировать результаты контроля с различной чувствительностью и с анализом полученных результатов, выделять и подробно анализировать любой по глубине мониторируемый участок СС №111-1.

Вид двух А-сканов, записанных с промежуток времени 30 мин., в программе обработки данных показан на рис. 3. Из рисунка видно отсутствие пиков и хорошее совпадение их формы.

Затем отфильтрованный (усредненный) А-скан преобразовывается в исходный код для вставки данных в Excel. После цифровой обработки сигналов имеется возможность изменения настроечных данных дефектоскопа:

- изменение уровня чувствительности при УЗ-контроле (усиление дБ),

- изменение настройки скорости развертки (в мкс или мм).

Общий вид изображения эхо-сигналов после статической фильтрации А-сканов, полученных на УМД-8 через волновод длиной 600 мм в зонах контроля, показан на рис. 4.

После цифровой обработки эхо-сигналов и амплитудной селекции получено эталонное измерение А-скана, записанного на УМД-8 в каждом из 3-х измерительных стробов через акустический волновод длиной 600 мм, (см. рис. 5). Данное эталонное измерение соответ-

ствует начальному состоянию объекта контроля после монтажа системы УЗ-мониторинга (температура 1, 2 контуров 30 °С, давление отсутствует) и в дальнейшем используется для установления по амплитуде эхо-сигнала момента времени, когда произойдет рост дефекта в зоне СС №111-1.

При анализе результатов данных УЗ-мониторинга учитываются значения температуры в месте установки УЗ-датчика и в зоне дефектности СС №111 в течение всех пусковых операций и работы энергоблока на мощности.

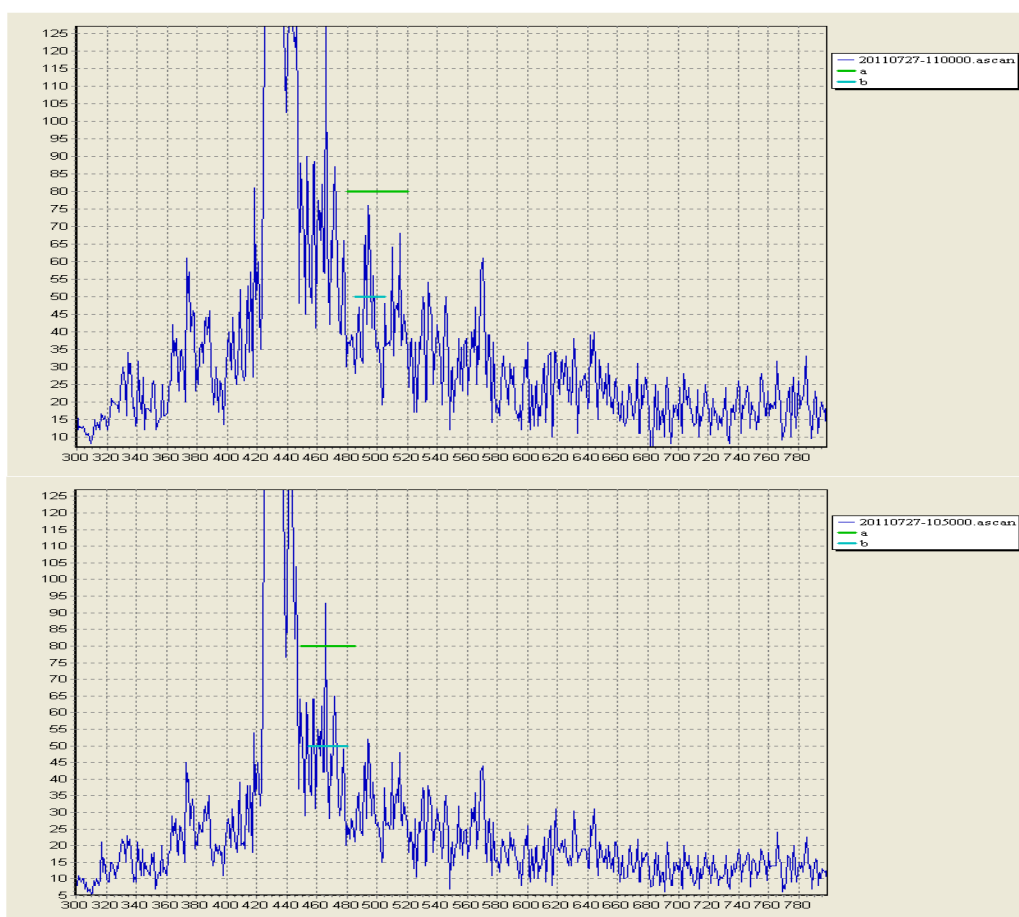


Рис. 3. Вид двух отфильтрованных А-сканов с изображением эхо-сигналов в измерительных стробах (зонах контроля)

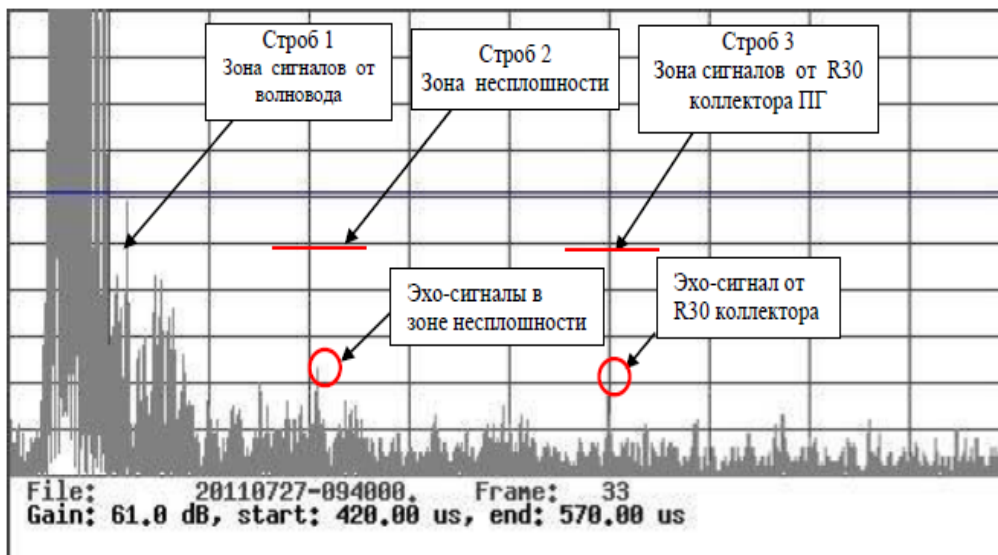


Рис. 4. А-скан с изображением эхо-сигналов, полученных на УМД-8 через волновод длиной 600 мм в зонах контроля

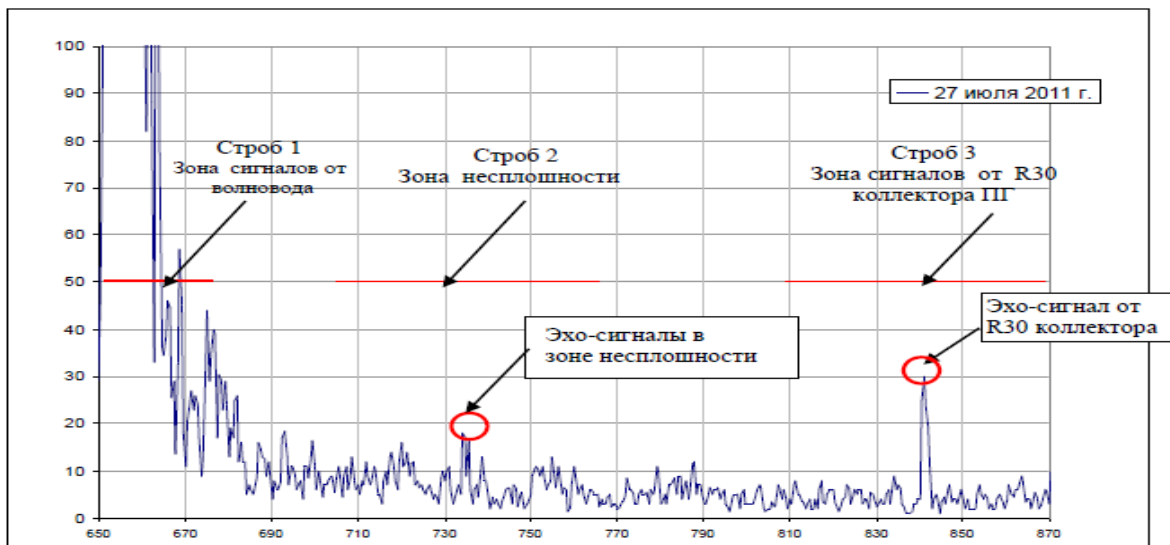


Рис. 5. Эталонное измерение А-скана с изображением эхо-сигналов в каждом из 3-х измерительных стробов (усиление 61 дБ)

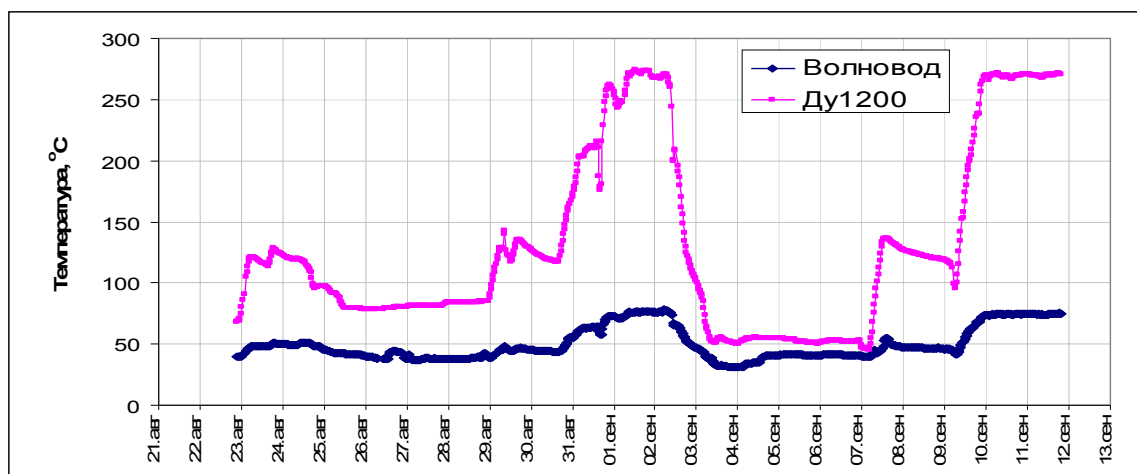


Рис. 6. Измерение температуры в зоне установки высокотемпературного датчика и на патрубке ПГ Ду1200 в период с 23 августа по 12 сентября 2011 года

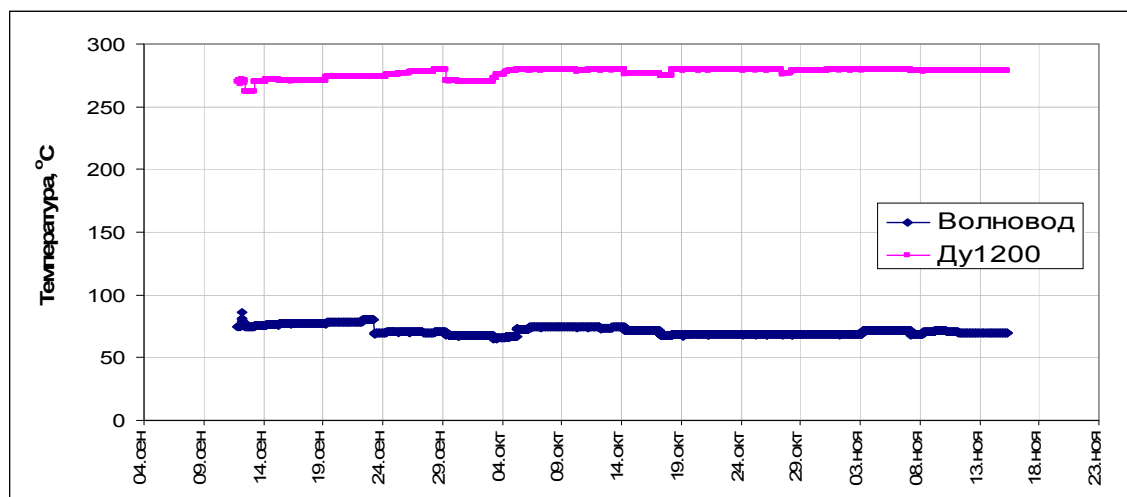


Рис. 7. Измерение температуры в зоне установки высокотемпературного датчика и на патрубке ПГ Ду1200 в период с 12 сентября по 15 ноября 2011 года

Следует отметить, что при изменении температуры в зоне установки высокотемпературного датчика на волноводе и на патрубке Ду 1200 5ПГ-4 с 30-40⁰ «холодное» состояние до 310⁰ «горячее» состояние РУ при эксплуатации, происходят изменения амплитуд по величине эхо-сигнала и сдвиг по развертке, в связи с температурным изменением скорости и угла ввода ультразвуковой волны [5, 6].

Значения температуры металла в зоне установки высокотемпературного датчика на волноводе и на патрубке Ду 1200 5ПГ-4 регистрировались по показаниям термопар системы СНМЭП.

В качестве примера на рис. 6-7 представлены графики измерения температур в период с 23 августа по 15 ноября 2011 года.

За истекший период работы системы СНМЭП ни на одном из этапов мониторинга не отмечено появление эхо-сигнала в строке 2 на достигнутом уровне чувствительности, соответствующем эквивалентной площади 33 мм². При этом в строке 1 и строке 3 на всех записанных А-сканах присутствовали эхо-сигналы самоконтроля, свидетельствующие о штатной работе системы мониторинга. Таким образом, анализ результатов непрерывного УЗ-мониторинга зоны СС № 111-1 5ПГ-4, выполненного в период проведения пусконаладочных операций и выхода энергоблока на мощность, работы на мощности и останова позволяет сделать вывод о работоспособности системы непрерывного мониторинга и об от-

сутствии роста наблюдаемой несплошности за истекший период.

Проведенный в ППР-2012 экспертный УЗ-контроль с использованием фазированных решеток контролируемой несплошности показал отсутствие роста, что коррелирует с результатами УЗ-контроля СНМЭП.

Заключение

Проведенные исследования показали, что ультразвуковой метод контроля в настоящее время является наиболее эффективным и достоверным способом выявления и измерения характеристик дефектов оборудования и трубопроводов АЭС и позволяет определить:

- тип дефекта (объемный непротяженный, объемный протяженный, плоский);
- амплитуду эхо-сигнала от дефекта (эквивалентную площадь);
- условную протяженность, условную высоту дефекта;
- реальные размеры дефекта (длину, высоту);
- координаты дефекта в сварном соединении.
- дату и время роста дефекта в сварном соединении по сигналу от системы традиционного эхо-импульсного ультразвукового контроля;
- оценку динамики развития дефекта на этапе пуска, эксплуатации и останова энергоблока;

- оценку эффективности применения новых подходов при проведении контроля.

По результатам комплекса проведенных работ и на основании полученного опыта эксплуатации системы УЗ-мониторинга сделаны соответствующие выводы о возможности эксплуатации энергетических установок с существующими дефектами и были реализованы мероприятия по модернизации системы с целью повышения ее эффективности и чувствительности ультразвукового мониторинга.

Литература

1. Бакиров М.Б., Поваров В.П. Разработка и внедрение технологии оперативной диагностики повреждения ответственного оборудования как процедуры управления ресурсом АЭС // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Физика. Математика. 2015. № 1. С. 5-17.
2. Анализ эксплуатационной нагруженности узла приварки коллектора к патрубку парогенератора ПГВ-1000М при нестационарных термосиловых воздействиях / М.Б. Бакиров, А.С. Киселев, В.И. Левчук, В.П. Поваров, А.Ф. Громов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2014. Т. 10. № 6. С. 111-117.
3. Данилов А.Д., Головнев В.Н. Цифровые системы управления. Воронеж: ВГЛТА, 2007. 235 с.
4. Данилов А.Д., Пилеич А.В. Математическое обеспечение распределенных вычислений гетерогенных динамических параметров систем в режиме реального времени. Воронеж: ВГТУ, 2015. 160 с.
5. Данилов А.Д. Микропроцессорные элементы и устройства локальной автоматики. Воронеж: ВГЛТА, 2005. 267 с.
6. Данилов А.Д. Технические средства автоматизации. Воронеж: ВГЛТА, 2007. 340 с.

Поступила 08.12.2017; принята к публикации 25.01.2018

Информация об авторах

Поваров Владимир Петрович - канд. техн. наук, директор, филиал АО «Концерн Росэнергоатом» «Нововоронежская атомная станция» (396072, Россия, Воронежская обл., г. Нововоронеж, ул. Набережная, д. 8 Б, офис, 13), e-mail: PovarovVP@nvnpp1.rosenergoatom.ru

Бакиров Мурат Баязитович - д-р техн. наук, генеральный директор, ООО «Научно-сертификационный учебный центр материаловедения и ресурса компонентов ядерной техники «Центр материаловедения и ресурса»» (140180, Россия, Московская обл., г. Жуковский, ул. Жуковского, 1), e-mail: info@expresstest.ru

Данилов Александр Дмитриевич – д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

DATA PROCESSING WITHIN THE SYSTEM OF CONTINUOUS OPERATIONAL MONITORING OF CRITICAL ELEMENTS DAMAGES OF BASIC INSTALLATION UNITS OF POWER PLANTS

V.P. Povarov¹, M.B. Bakirov², A.D. Danilov³

¹The branch of JSC «Rosenergoatom» «Novovoronezh nuclear power plant», Novovoronezh, Russia

² Center of materials and resource, Zhukovski, Russia

³Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: ultrasonic monitoring procedure for the collection and analysis of information about the studied process of formation of mechanical damages of critical elements of the nuclear plant is reviewed in the article. The composition of the ultrasonic monitoring system and the technology for collecting and analyzing information about the process of formation of mechanical damage are presented. The main informative growth parameter of the defect is the increase in the amplitude of the echo signal (equivalent area), which varies with time during defect growth. During the monitoring all collected data are recorded to the so called A-scans of echoes in each of the 3 measuring gates installed on the UMD-8 flaw detector, and the maximum amplitude values of the registered echo values are determined. A-scan is an image of echoes reflected from defects in welded joints or structural elements of the controlled zone. In this case, the time interval between the probing pulse and the echo pulse reflected from the defect, taking into account the velocity of ultrasonic vibrations, determines the distance from the ULTRASONIC transducer to the defect, and the amplitude of the echo signal is proportional to the size of the defect. The studies performed have shown that the ultrasonic method of control is currently the most effective and reliable way to identify and measure the characteristics of defects in equipment and pipelines of nuclear power plants

Key words: ultrasonic monitoring, A-scans, echo-signals, measuring gates, digital processing, data analysis, area of defect

References

1. Bakirov M. B., Povarov V. P. "Development and implementation of technologies for real time diagnostics of damage of critical equipment as procedures for the management for nuclear power plant operations", *Herald of the Voronezh state University. Series: Physics. Math. (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika.)*, 2015, no. 1, pp. 5-17.
2. Bakirov M. B., Kiselev A. S., Levchuk V. I., Povarov V. P., Gromov A.F. "The analysis of the operational loading site welding of the collector to the inlet of the steam generator PGV-1000M at non-stationary thermal-force effect", *Bulletin of Voronezh state technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo technicheskogo universiteta)*, 2014, vol. 10, no. 6, pp. 111-117
3. Danilov A. D., Golovnev V. N. "Digital control system" ("Tsifrovyye sistemy upravleniya"), Voronezh, 2007, 235 p.
4. Danilov A. D., Pileich A. V. "Software for distributed computing of heterogeneous dynamic parameters of the system in real time ("Matematicheskoye obespecheniye raspredelennykh vychisleniy geterogennykh dinamicheskikh parametrov sistem v rezhime real'nogo vremeni"), Voronezh, 2015, 160 p.
5. Danilov, A. D. "Microprocessor elements and devices of local automatic", "Mikroprotsessornyye elementy i ustroystva lokal'noy avtomatiki", Voronezh, 2005, 267 p.
6. Danilov, A. D. "Technical means of automation" ("Tekhnicheskiye sredstva avtomatizatsii"), Voronezh, 2007, 340 p.

Submitted 08.12.2017; revised 25.01.2018

Information about authors

Vladimir P. Povarov, Cand.Sc. (Technical), Director, The branch of JSC "Concern Rosenergoatom" "Novovoronezh nuclear power plant" (8b, Office 13, Naberezhnaya Str., Novovoronezh, 396072, Russia), e-mail: PovarovVP@nvnpp1.rosenergoatom.ru

Murat B. Bakirov, Dr.Sc. (Technical), Director, "Center materials and resource" (1, Zhukovskogo, Zhukovski, Moscow region, 140180, Russia), e-mail: info@expresstest.ru

Alexander D. Danilov, Dr.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14, Moskovsky Prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: danilov-ad@yandex.ru

Радиотехника и связь

УДК 621.396.67

МНОГОЛУЧЁВАЯ АНТЕННА С ГРЕБЕНЧАТЫМ РЕФЛЕКТОРОМ

© 2018 А.В. Останков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: современные телекоммуникационные системы остро нуждаются в антеннах с многолучевыми диаграммами направленности (ДН). Во многих случаях и по ряду причин предпочтительны зеркальные многолучевые антенны. И если для традиционного варианта зеркальной антенны задача реализации многолучевой ДН успешно решена, то для антенн с плоскими зеркалами она по-прежнему актуальна. В статье рассматривается антенна с рефлектором в виде гребенчатой решётки. Закороченные щели гребёнки имеют разную глубину и тем самым корректируют набег фазы отражаемых парциальных волн, фокусируя их в точке размещения облучателя. Для исследования возможности и эффективности реализации многолучевой ДН такой антенны с многопозиционным облучателем использован оригинальный вычислительный алгоритм. Алгоритм основан на относительно строгом решении задачи дифракции волны облучателя на конечной гребенчатой решётке. В статье приведены основные соотношения, положенные в основу алгоритма. Для указанных параметров раскрытия и облучателя исследовано влияние смещения облучателя на направленные свойства антенны. Установлено, что смещение сопровождается отклонением главного лепестка ДН от исходного направления и ростом уровня бокового излучения. Оценена величина смещения, приводящая к отклонению луча на 1° . Поиск пространственного положения облучателей многолучевой антенны сведен к отысканию экстремума целевой функции, учитывающей как рассогласование ожидаемого и фактического угловых направлений луча, так и максимальный уровень боковых лепестков ДН, и реализован на основе генетического алгоритма. Результаты параметрического синтеза антенны представлены в виде ДН каждого из шести реализованных каналов многолучевой антенны с угловым разбросом лучей 5° . Анализ, выполненный методами математического моделирования, подтверждает возможность эффективной реализации многолучевой ДН на основе антенны с гребенчатым рефлектором. Использованный вычислительный алгоритм способен отыскать оптимальное положение облучателей. Результаты моделирования утверждают, что направленные свойства антенны при переходе от центрального луча к периферийным лучам несколько ухудшаются.

Ключевые слова: антенна, облучатель, гребенчатый рефлектор, моделирование, многолучевая диаграмма направленности

Введение

Постоянное наращивание потенциала и пропускной способности каналов широкополосных систем мобильной связи требует оснащения базовых станций многолучевыми антеннами, способными формировать в пространстве веерные ДН, каждому лучу которой соответствует определенный входной канал антенны. Дискретизация ДН антенны на отдельные остронаправленные лучи даёт возможность не только пространственно разделять абонентские терминалы, но и многократно в рамках соты использовать доступные частоты [1-2]. Без многолучевых антенн невозможно обойтись при одновременном приёме одной антенной нескольких отстоящих на незначительные угловые расстояния друг относительно друга геостационарных спутников Земли [3-4]. Многолучевые антенны предпочтительны в случае многократного использования раскрытия основной апертуры при формировании нескольких лучей ДН антенны, например, в системах тро-

посферной связи для минимизации эффектов, связанных с замираниями сигнала [3]. Из всего вышеуказанного следует, что разработка оригинальных и оптимизация конструкций апробированных на практике вариантов излучающих систем СВЧ и КВЧ, потенциально обеспечивающих многолучевую ДН, является в настоящее время актуальной задачей.

Многолучевые антенны могут быть реализованы как на основе фазированных антенных решёток [5], так и апертурных антенн некоторых типов [6]. Наиболее простыми по конструкции являются апертурные многолучевые антенны зеркального типа.

В этой связи определённый интерес представляют зеркальные антенны с плоскими рефлекторами, которые, как правило, характеризуются несколько меньшими габаритами по сравнению с традиционными антеннами, имеющими криволинейные оптически однородные зеркала, и в ряде случаев могут обладать сниженной чувствительностью ДН к точности размещения облучателя.

В работе рассматривается зеркальная антенна, рефлектор которой выполнен в виде плоского проводящего основания с периодически выполненными в нём канавками [7-8]. Благодаря наличию в таком гребенчатом рефлекторе канавок разной глубины обеспечивается коррекция набега фазы лучей волны, засвечивающей рефлектор. В результате при работе на приём все лучи приходящей из свободного пространства радиоволны отражаются от дна канавок рефлектора в направлении облучателя, где складываются синфазно.

Цель работы — теоретически исследовать возможность эффективной реализации на основе антенны с плоским гребенчатым рефлектором многолучевой ДН при условии применения многоэлементного облучателя.

Постановка задачи и описание математической модели

Электродинамическая схема зеркальной антенны с гребенчатым рефлектором представлена в поперечном сечении на рис. 1. На схеме показан один облучатель, который при оптимизации ДН в E -плоскости следует в первом приближении описать моделью линейного синфазного излучателя. Анализ антенны выполняется в режиме излучения. Распределение глубин канавок по длине рефлектора обеспечивается таким, чтобы гарантировать равные пути лучей от облучателя до плоскости фронта отражённой от рефлектора волны с учётом двойного прохождения канавок [7]:

$$2h_k = \sqrt{H^2 + \Delta_k^2} - \sqrt{H^2 + \Delta_k^2} - (\Delta_N - \Delta_k) \sin \Theta_m, \quad (1)$$

где $\Delta_k = \Delta x + (k-1)d$;

N, d — число и шаг канавок;

$H, \Delta x$ — высота подвеса и вынос облучателя по горизонтали (рис. 1);

Θ_m — угловое направление максимума ДН.

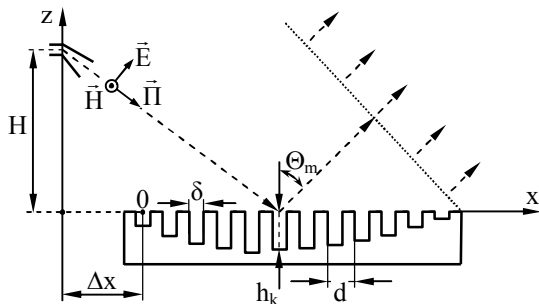


Рис. 1

Для анализа и параметрического синтеза многолучевой ДН на основе рассматриваемой антенны с гребенчатым рефлектором воспользуемся предложенным в работе [9] вычислительным алгоритмом. Алгоритм математически формализует задачу дифракции радиоволны с заданным криволинейным фронтом на закороченной щели в проводящем экране. Ключевым моментом алгоритма является интерполяция амплитудно-фазового фронта радиоволны локально-плоскими фрагментами и использование строгого решения задачи рассеяния плоской радиоволны с искусственно ограниченным в пространстве фронтом на щели в проводящем экране [10-11].

Для случая дифракции радиоволны с заданным амплитудно-фазовым фронтом на конечном множестве канавок в виде закороченных щелей, периодически размещенных в проводящем экране, результирующая система линейных уравнений примет вид:

$$\sum_{k=1}^N \sum_{m=0}^M D_m^{(k)} \left[\eta_m \sin(\eta_m h_k) \sigma_{m,s}^{(k,q)} + j0.5q \Delta_k^q \Delta_m^s (1 + \Delta_s^0) \cos(\eta_m h_k) \right] = j \sum_{i=1}^K Q(x_i) e^{-j\beta_i x_i} (J_{s_i}^{(q)} + \gamma_i P_{s_i}^{(q)}), \quad q=1, \bar{N}, s=0, \bar{M}, \quad (2)$$

где $D_m^{(k)}$ — комплексная амплитуда m -й волновой моды k -й канавки шириной δ с постоянной распространения вдоль оси Oz $\eta_m = \sqrt{k^2 - (m\pi/\delta)^2}$;

$$\beta_i = \kappa \sin \varphi_i = \kappa(x_i + \Delta x) / \sqrt{(x_i + \Delta x)^2 + H^2};$$

x_i, K — абсцисса и число точек дискретизации фронта волны в плоскости раскрыва рефлектора;

$$\gamma_i = \kappa \cos \varphi_i; \quad \kappa = 2\pi/\lambda; \quad \lambda — \text{длина волны};$$

$Q(x)$ — функция, определяющая реализуемое облучателем амплитудно-фазовое распределение на раскрыве рефлектора;

$$\sigma_{m,s}^{(k,q)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{k^2 - \beta^2}} e^{j\beta(q-k)d} \int_0^\delta \cos(m\pi x/\delta) e^{-j\beta x} dx \times \int_0^\delta \cos(s\pi x/\delta) e^{j\beta x} dx d\beta;$$

$$J_{s_i}^{(q)} = \int_{-\infty}^{+\infty} [1(x-x_i+l_i) - 1(x-x_i-l_i)] \exp(j\beta_i x) \times [1(x-(q-1)d + \frac{\delta}{2}) - 1(x-(q-1)d - \frac{\delta}{2})] \times \cos[s\pi(x-(q-1)d + \frac{\delta}{2})/\delta] dx;$$

$$1(x) = \{1, x \geq 0; 0, x < 0\};$$

$2l_i$ — размер проекции на раскрыве рефлектора локально-плоского фрагмента фронта волны с центром в точке x_i ;

$$P_{si}^{(q)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{k^2 - \beta^2}} e^{j\beta[(q-1)d - \delta/2]} \int_{x_i - \ell_i}^{x_i + \ell_i} e^{-jx(\beta - \beta_i)} dx \times \int_0^\delta \cos(s\pi x / \delta) e^{j\beta x} dx d\beta.$$

Расчёт ненормированной ДН антенны по мощности выполняется на основе найденных при решении системы (2) комплексных амплитуд волноводных мод по следующей формуле:

$$F^2(\Theta) = \frac{30}{\kappa} \left\{ \left| \sum_{k=lm=0}^N \sum_{m=0}^{+\infty} D_m^{(k)} \eta_m \sin(\eta_m h_k) I_m^{(k)}(\kappa \sin \Theta) + \sum_{i=1}^K Q(x_i) \gamma_i \Delta \ell_i e^{-j\kappa \sin \Theta x_i} \operatorname{sinc} \left[\frac{\Delta \ell_i}{2} (\kappa \sin \Theta - \beta_i) \right] \right|^2 \right\} \quad (3)$$

где Θ – угол наблюдения, отсчитываемый по часовой стрелке от нормали к рефлектору;

$$I_m^{(k)}(\beta) = \frac{\delta}{2} e^{-j\beta(k-1)d + \frac{m\pi}{2}} \times \left[\operatorname{sinc} \left(\frac{\beta\delta + m\pi}{2} \right) + (-1)^m \operatorname{sinc} \left(\frac{\beta\delta - m\pi}{2} \right) \right];$$

$$\operatorname{sinc}(\alpha) = \sin(\alpha) / \alpha.$$

При исследовании предполагалось, что облучатель формирует радиоволну с цилиндрическим фазовым фронтом и ДН, соответствующей E -секториальному оптимальному рупору:

$$Q(x) = H_0^{(1)} \left(\kappa \sqrt{(x + \Delta x)^2 + H^2} \right) \times (1 + \cos[\varphi(x)]) \operatorname{sinc} \left(\frac{\kappa b}{2} \sin[\varphi(x)] \right), \quad (4)$$

где $H_0^{(1)}(x)$ – функция Ганкеля первого рода нулевого порядка;

$$\varphi(x) = \arctg[(x_\pi + \Delta x) / H] - \arctg[x + \Delta x / H];$$

x_π – абсцисса точки пересечения углового направления максимума ДН облучателя и поверхности раскрыва рефлектора, связанная с углом α между нормалью к рефлектору и плоскостью раскрыва рупора (рис. 2): $\alpha = 90^\circ - \arctg[(x_\pi + \Delta x) / H]$;

b – размер раскрыва рупора в E -плоскости.

Указанный вычислительный алгоритм использован для достижения поставленной цели. При этом число (M) учитываемых волноводных мод в канавках ограничивалось тремя модами, а количество разбиений (K) амплитудно-фазового фронта радиоволны облучателя на локально-плоские фрагменты в плоскости раскрыва рефлектора составляло 150.

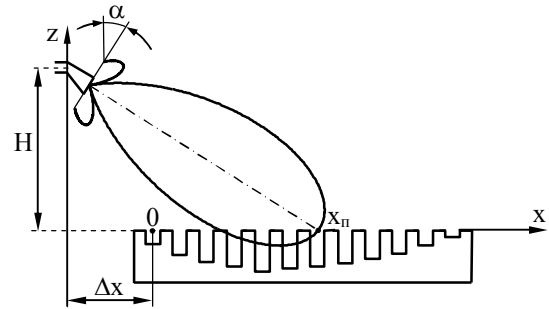


Рис. 2

Результаты исследования влияния смещения облучателя на направленные свойства антенны

Исследование влияния смещения облучателя на направленные свойства антенны выполнялось при неизменном профиле гребенчатого рефлектора, рассчитанном в соответствии с формулой (1) для исходного положения облучателя.

В качестве исходных при анализе взяты следующие данные: число канавок рефлектора – $N = 70$, шаг канавок – $d = 0.4\lambda$ ($\lambda = 2.5d$), ширина канавок – $\delta = 2d/3$. Фазовый центр облучателя расположен исходно так, что $\Delta x = d/2$, $H = 25d$. Угловое направление максимума ДН выбрано равным $\Theta_m = 45^\circ$.

В работе [12] показано, что применительно к заданным выше параметрам рефлектора оптимальными по критерию максимума коэффициента усиления и минимума боковых лепестков ДН являются угол между нормалью к рефлектору и плоскостью раскрыва рупора, равный $\alpha = 48^\circ$, и размер раскрыва рупора в E -плоскости – $b = 1.25\lambda$. Указанные параметры облучателя взяты в качестве исходных и при смещении облучателя не менялись.

На рис. 3 показаны расчётные ДН антенны с исходным положением облучателя (a) и при его смещении вдоль нормали к рефлектору на величину λ вверх (b) и вниз (c) соответственно. Здесь же приведены следующие показатели антенны: направление максимума (Θ_0) и ширина главного лепестка ДН по уровню "минус" 3 дБ ($\Delta\Theta$), максимальный уровень боковых лепестков ДН ($U_{\text{бл}}$), парциальный коэффициент направленного действия ($D_{\text{п}}$).

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

— удаление облучателя от рефлектора приводит к отклонению максимума главного лепестка ДН от исходного направления фазиро-

вания против часовой стрелки, приближение — по часовой стрелке;

— применительно к реализованному профилю рефлектора отклонение главного лепестка ДН на 1° требует смещения облучателя вдоль нормали на $4/9$ длины волны; поэтому если необходимо сохранение направления фазирования антенны с шириной ДН $\Delta\Theta = 3^\circ$, то допустим "уход" облучателя по нормали на величину до $2/3$ длины волны;

— смещение облучателя сопровождается увеличением уровня бокового излучения; главный лепесток ДН расщепляется и порождает боковой лепесток с уровнем на 4-5 дБ, превышающим $Y_{\text{БЛ}}$ антенны с исходным положением облучателя.

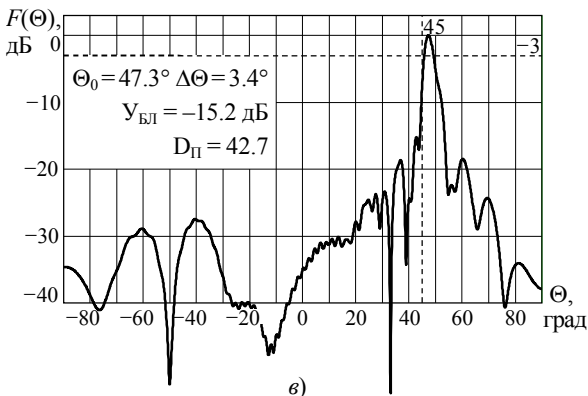
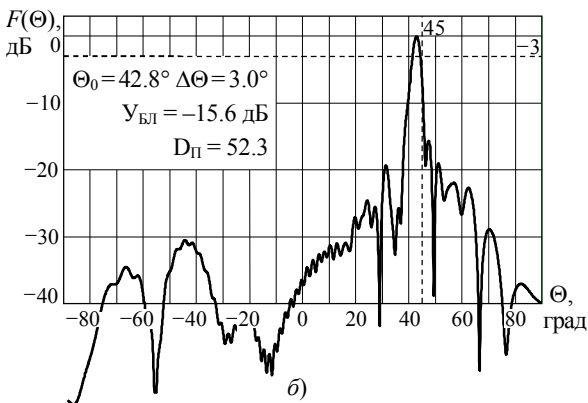
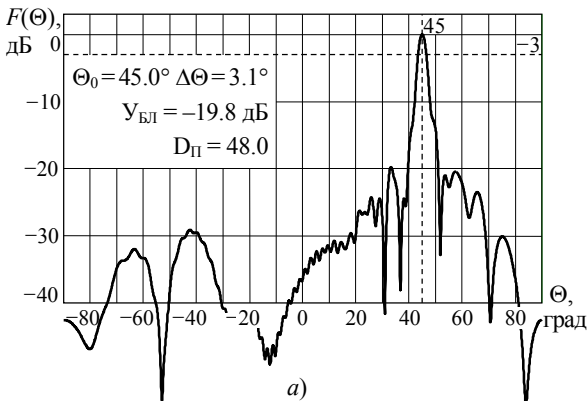


Рис. 3

На рис. 4 показаны расчётные ДН антенны, полученные при условии смещения облучателя вдоль раскрыва рефлектора на величину λ вправо (а) и влево (б) соответственно. Из рис. 4 следует, что при смещении облучателя вдоль раскрыва гребенчатого рефлектора максимум главного лепестка ДН также отклоняется от направления фазирования. При смещении влево главный лепесток отклоняется по часовой стрелке, при смещении вправо — против часовой стрелки. Изменение углового направления главного лепестка ДН на 1° требует несколько меньшего продольного смещения облучателя, нежели при поперечном смещении. Также при пространственном отклонении облучателя наблюдается увеличение уровня бокового излучения и более существенное расширение главного лепестка ДН, коэффициент направленного действия антенны ухудшается более чем на 20 %.

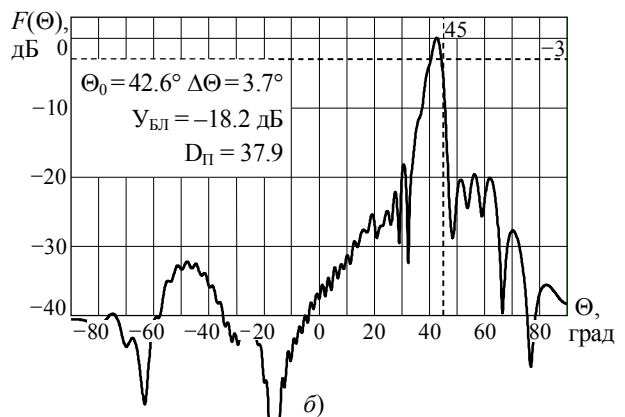
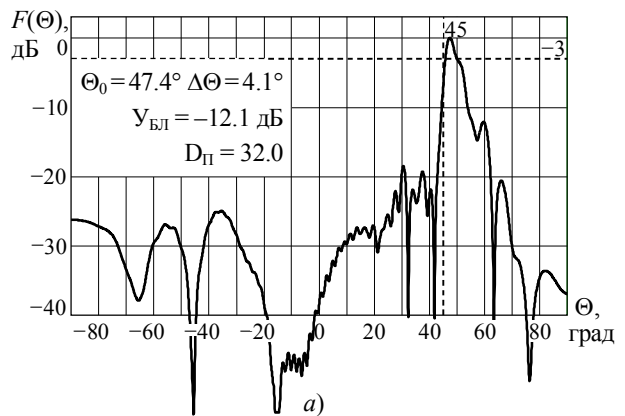


Рис. 4

Результаты параметрического синтеза и моделирования антенны с линейкой облучателей

Реализация многолучевой ДН на основе рассматриваемой антенны с профилем гребенчатого рефлектора, оптимальным по отношению к центральному лучу ДН, обеспечиваемому основным облучателем, требует поиска координат размещения остальных (дополнительных) облучателей, активация которых позволяет получать добавочные лучи ДН. Поиск координат размещения облучателей имеет смысл реализовать на основе алгоритма параметрической оптимизации. Связано это с тем обстоятельством, что искомое положение облучателя должно не только гарантировать ожидаемое угловое направление добавочного луча, но и в определенной степени скорректировать ухудшение направленности и (или) энергетических характеристик антенны.

В качестве целевой функции, минимизация которой может привести к установлению оптимального положения дополнительного облучателя, взята следующая функция:

$$f_{ц}(\Delta x, H) = \begin{cases} Y_{БЛ}(\Delta x, H), & |\Theta_m - \Theta_0(\Delta x, H)| \leq \zeta, \\ e^{5|\Theta_m - \Theta_0(\Delta x, H)|}, & |\Theta_m - \Theta_0(\Delta x, H)| > \zeta, \end{cases} \quad (5)$$

где Θ_m и Θ_0 – ожидаемое и фактическое (для текущих координат облучателя) угловое направление добавочного луча ДН;

ζ – допустимое рассогласование углового направления луча ДН;

$Y_{БЛ}$ – максимальный относительный уровень боковых лепестков в окрестности основного лепестка ДН, выраженный в дБ.

Такая целевая функция позволяет выполнить селекцию координат облучателя, гарантирующих совпадение с точностью менее $\pm \zeta$ с ожидаемым направлением фазирования, а также обеспечить минимально возможный уровень бокового излучения, поскольку, как установлено выше, смещение облучателя сопровождается ростом боковых лепестков ДН.

При моделировании установлено, что целевая функция (5) обладает множеством локальных минимумов и, вероятно, только одним глобальным минимумом, соответствующим оптимальной пространственной позиции облучателя. Для поиска глобального минимума функции (5) принято решение использовать генетический алгоритм, адаптированный к задаче отыскания глобального экстремума функции нескольких переменных.

В настоящее время разработано большое число разновидностей генетического алгоритма [13]. При параметрическом синтезе многолучевой антенны с гребенчатым рефлектором использован модифицированный генетический алгоритм (MGA) [14], разработанный в Национальном исследовательском университете МЭИ.

В качестве исходных для выполнения параметрического синтеза взяты следующие данные. Число канавок рефлектора составляло $N=69$, шаг и ширина канавок – соответственно $d=0.4\lambda$ и $\delta=5d/6$. Значение ширины канавок выбрано на основе результатов моделирования – как величина, для которой максимальный уровень боковых лепестков центрального луча ДН является минимально возможным. Фазовый центр облучателя, обеспечивающего центральный луч ДН, расположен в точке с координатами $\Delta x=0, H=50d$, угол фазирования центрального луча при этом составлял $\Theta_m=30^\circ$. Угол между нормалью к рефлектору и плоскостью раскрытия рупора взят равным $\alpha=62^\circ$ и далее не менялся, размер раскрытий облучателей в E -плоскости – $b=1.8\lambda$.

На рис. 5,а показана ДН антенны с положением облучателя, реализующим центральный луч многолучевой ДН. Здесь же указаны показатели направленности антенны и координаты облучателя.

На рис. 5,б-е представлены ДН антенны с гребенчатым рефлектором для найденных в процессе параметрической оптимизации положений облучателей, обеспечивающих ожидаемые угловые направления лучей ДН – 25° (рис. 5,б) и 35° (рис. 5,в), 20° (рис. 5,г) и 40° (рис. 5,д), 15° (рис. 5,е). Рядом с главным лепестком каждой ДН указаны координаты облучателя, найденные в результате численной оптимизации с помощью генетического алгоритма. При этом число особей в популяции составляло от 250 до 300, допустимое рассогласование углового направления луча ДН в целевой функции – 0.2° .

Параметрический синтез многопозиционного облучателя, обеспечивающего ожидаемое угловое направление шести лучей ДН, свидетельствует о том, что на основе зеркальной антенны с плоским гребенчатым рефлектором можно эффективно реализовать многолучевую ДН.

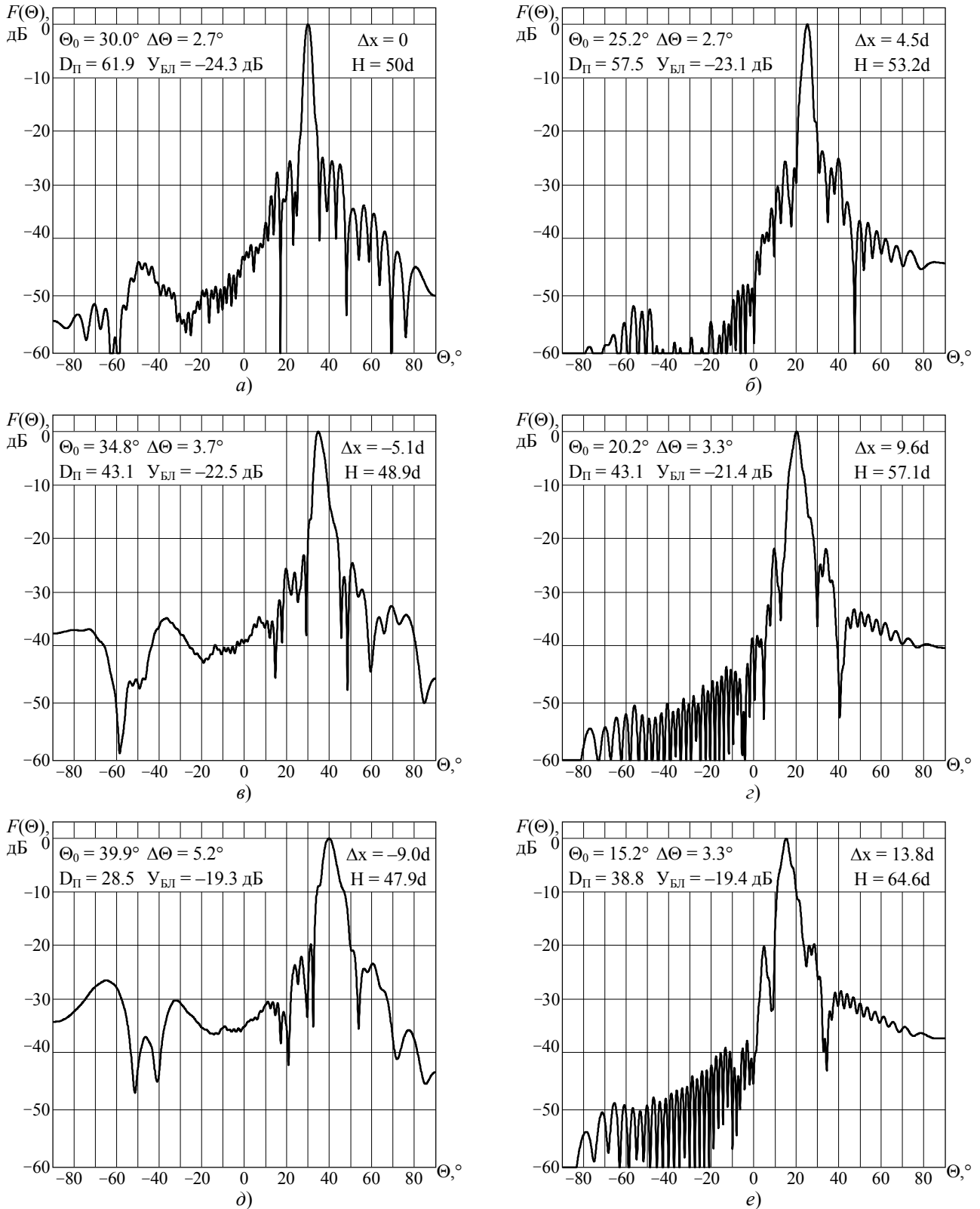


Рис. 5

Анализ полученных результатов показывает, что исходные направленные свойства антенны, характерные для направления фазирования, применительно к которому реализуется гребенчатый профиль рефлектора, по мере увеличения

углового отклонения лучей ДН несколько ухудшаются. Ухудшение направленных свойств лучей заключается в снижении коэффициента направленного действия (см. таблицу) и, как следствие, коэффициента усиления, увеличении

уровня бокового излучения. При реализации лучей с меридиональным углом, превышающим центральный луч, наблюдается расширение главного лепестка ДН. Последнее, видимо, требует определенной коррекции профиля гребенчатого рефлектора, например, обеспечения переменного шага канавок.

Параметры луча ДН и положение облучателя

$\Theta_m, ^\circ$	15	20	25	30	35	40
$\Theta_0, ^\circ$	15.2	20.2	25.2	30.0	34.8	39.9
$\Delta\Theta, ^\circ$	3.3	3.3	2.7	2.7	3.7	5.2
D_{Π}	39	43	58	62	43	29
$U_{\text{БЛ}}, \text{дБ}$	-19.4	-21.4	-23.1	-24.3	-22.5	-19.3
$\Delta x/d$	13.8	9.6	4.5	0	-5.1	-9.0
H/d	64.6	57.1	53.2	50	48.9	47.9

Анализ взаимного расположения облучателей (таблица, рис. 6) показывает, что среднее расстояние между их фазовыми центрами составляет чуть более длины волны. Поэтому при реализации многолучевой антенны с гребенчатым рефлектором необходимо использовать не стандартные рупорные облучатели, а специальные облучатели с уменьшенными размерами раскрыва в E -плоскости.

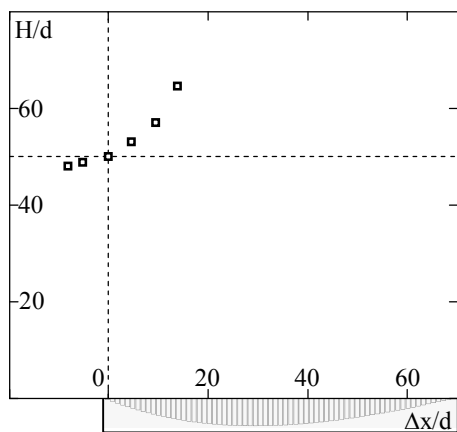


Рис. 6

Заключение

В работе предложен и апробирован эффективный оптимизационный численный алгоритм, предназначенный для расчёта оптимального по заданному критерию положения облучателя в составе многопозиционной облучаю-

щей системы зеркальной антенны с гребенчатым рефлектором. Впервые теоретически исследована и доказана возможность эффективной реализации на основе антенны с плоским гребенчатым рефлектором многолучевой диаграммы направленности.

Литература

1. Agha K.A., Pujolle G., Ali-Yahiha T. Mobile and Wireless Networks—London: Wiley/ISTE, 2016. Vol. 2. 343 p.
2. Krishna M.B., Mauri J.L. (Eds). Advances in Mobile Computing and Communications: Perspectives and Emerging Trends in 5G Networks—CRC Press, 2016. 404 p.
3. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering /K. Chang (ed.). Wiley-Interscience, 2005. 5832 p.
4. Toso G. The beauty of multibeam Antennas // 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP): conf. proc. Lisbon, 2015. P. 1-5.
5. Хансен Р.С. Фазированные антенные решётки; пер. с англ. под ред. А.И. Синани. М.: Техносфера, 2012. 558 с.
6. Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П. Современная теория и практические применения антенн; под ред. В.А. Неганова. М.: Радиотехника, 2009. 716 с.
7. Сестрорецкий Б.В., Пригода Б.А., Иванов С.А. Широкополосная плоская отражающая антенна с наклонным лучом // Антенно-фидерные устройства, системы и средства радиосвязи: сб. тр. III междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 1997. Т. 2. С. 255-263.
8. Антенна трехсантиметрового диапазона волн с плоским фокусирующим рефлектором / К.Б. Меркулов, А.В. Останков, Ю.Г. Пастернак и др. // Приборы и техника эксперимента. 2003. Т. 46. № 4. С. 165-166.
9. Останков А.В. Дискретизация фронта электромагнитной волны в задаче расчета поля, рассеянного щелью в экране // Вестник Воронежского института ФСИН России. 2016. № 1. С. 27-32.
10. Останков А.В. Дифракция локальной плоской волны на отражательной квазипериодической решетке // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2006. Т. 2. № 1. С. 101-104.
11. Останков А.В. Вычислительная модель для исследования поля дифракции канавки в экране // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Сер.: Естественные и технические науки. 2014. № 11-12. С. 3-11.
12. Останков А.В. Оптимизация свойств вынесенного облучателя в антенне с плоским гребенчатым зеркалом // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2013. Т. 9. № 5.1. С. 25-27.
13. Гладков Л.А., Курейчик В.В., Курейчик В.М. Генетические алгоритмы; под ред. В.М. Курейчика. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 320 с.
14. Сабанин В.Р., Смирнов Н.И., Репин А.И. Модифицированный генетический алгоритм для задач оптимизации в управлении // Exponenta Pro. Математика в приложениях. 2004. № 3-4. С. 78-85.

Поступила 27.11.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Останков Александр Витальевич — д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: avostankov@mail.ru

THE MULTIBEAM ANTENNA WITH COMB REFLECTOR

A.V. Ostankov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: modern telecommunication systems are in dire need of antennas with multi-beam directional diagrams (DD). Mirror multi-beam antennas are preferred in many cases and for a number of reasons. If for the traditional version of a mirror antenna the task of realizing a multi-beam DD is successfully solved, for antennas with flat mirrors it is still relevant. An antenna with a reflector in the form of a comb lattice is considered in the article. The shortened slits of the comb have different depths and thereby correct the phase shift of the reflected partial waves, focusing them at the location of the irradiator. To investigate the feasibility and efficiency of realizing the multi-beam DD of such an antenna with a multi-position irradiator, an original computational algorithm was used. The algorithm is based on a relatively strict solution of the problem of the irradiation wave diffraction on the finite comb lattice. The article presents the main relationships that are the basis of the algorithm. For the indicated parameters of the mouth and the irradiator, the influence of the irradiator displacement on the antenna directional properties was investigated. It is established that the displacement is accompanied by a deviation of the main lobe of the DD from the original direction and an increase in the level of the lateral radiation. The magnitude of the displacement which leads to a deflection of the beam by 1° is estimated. The search for the spatial position of the irradiators of the multibeam antenna is reduced to finding the extremum of the objective function, taking into account both the misalignment of the expected and actual angular directions of the beam, and the maximum level of the side lobes of DD, and is realized on the basis of the genetic algorithm. The results of the parametric synthesis of the antenna are presented in the form of the DD of each of the six realized channels of a multi-beam antenna with an angular spread of 5° . The analysis, performed by mathematical modeling methods, confirms the possibility of effective implementation of the multi-beam DD based on the antenna with the comb reflector. The computational algorithm used can find the optimal position of the irradiators. The simulation results state that the directional properties of the antenna in the transition from the central beam to the peripheral beams slightly deteriorate

Key words: antenna, irradiator, comb reflector, simulation, multibeam directional diagram

References

1. Agha K.A., Pujolle G., Ali-Yahiha T. "Mobile and Wireless Networks", London, Wiley/ISTE, 2016, vol. 2, 343 p.
2. Krishna M.B., Mauri J.L. "Advances in Mobile Computing and Communications: Perspectives and Emerging Trends in 5G Networks", CRC Press, 2016, 404 p.
3. Chang K. "Encyclopedia of RF and Microwave Engineering", Wiley-Interscience, 2005, 5832 p.
4. Toso G. "The beauty of multibeam Antennas", *Proceedings of the 9th European Conference on Antennas and Propagation*, Lisbon, 2015, pp. 1-5.
5. Khansen R.S. "Phased antenna arrays" ("Fazirovannye antennye reshyetki"), Moscow, Tekhnosfera, 2012, 558 p.
6. Neganov V.A., Tabakov D.P., Yarovoi G.P. "Modern theory and practical application of antennas" ("Sovremennaya teoriya i prakticheskie primeneniya antenn"), Moscow, Radiotekhnika, 2009, 716 p.
7. Sestroretskii B.V., Prigoda B.A., Ivanov S.A. "Broadband flat reflecting antenna with an inclined beam", *Proc. of the 3th international scientific and technical conference Antenna-feeder devices, systems and radio communication means (Antenno-fidernye ustroystva, sistemy i sredstva radiosvyazi)*, Voronezh, 1997, vol. 2, pp. 255-263.
8. Merkulov K.B., Ostankov A.V., Pasternak Yu.G., Sherstyuk O.I., Yudin V.I. "Antenna of a three-centimeter waveband with a flat focusing reflector", *Equipment and technics of an experiment (Pribory i tekhnika eksperimenta)*, 2003, vol. 46, no 4, pp. 165-166.
9. Ostankov A.V. "Sampling of front of the electromagnetic wave in the problem of calculation of the field scattered by the slot in the screen", *The Bulletin of Voronezh Federal Penitentiary Service of Russia (Vestnik voronezhskogo instituta FSIN Rossii)*, 2016, no. 1, pp. 27-32.
10. Ostankov A.V. "Diffraction of local plane wave on reflective quasiperiodic comb", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2006, vol. 2, no. 1, pp. 101-104.
11. Ostankov A.V. "Computational model for the study of the scattered field of the groove in the screen", *Modern science: actual problems of theory and practice. Ser. : Natural and technical sciences (Sovremennaya nauka: aktual'nye problemy teorii i praktiki. Series: Estestvennye i tekhnicheskie nauki)*, 2014, no. 11-12, pp. 3-11.
12. Ostankov A.V. "Optimization of the properties imposed feed the antenna with a flat mirror with a comb", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2013, vol. 9, no. 5-1, pp. 25-27.
13. Gladkov L.A., Kureychik V.V., Kureychik V.M. "Genetic algorithms" ("Geneticheskie algoritmy"), Moscow, FIZMATLIT, 2006, 320 p.
14. Sabanin V.R., Smirnov N.I., Repin A.I. "Modified genetic algorithm for optimization problems in control", *Exponenta Pro. Mathematics in applications (Matematika v prilozheniyakh)*, 2004, no. 3-4, pp. 78-85

Submitted 27.11.2017; revised 22.01.2018

Information about the authors

Aleksandr V. Ostankov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: avostankov@mail.ru

РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМ ДЕЦИМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ СИС-ФИЛЬТРА В ЦИФРОВОМ ПРИЁМНИКЕ

© 2018 Д.В. Журавлёв, С.В. Поляков

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в данной статье приведены краткое описание и расчётная часть приёмника, построенного с применением СИС-фильтров в задачах децимации. Под децимацией понимается уменьшение частоты дискретизации дискретного сигнала во времени путём прореживания его отсчётов. Использование именно этих фильтров необходимо по причине отсутствия операций умножения в них, что упрощает и ускоряет работу процессора. Расчёт фильтров проводился в программе "Softcell Filter Designer" от фирмы Analog Devices, также приведены структурные схемы и методики расчёта таких параметров приёмника, как чувствительность, избирательность по соседнему каналу, динамический диапазон. Чувствительность измерялась в диапазоне частот от 2.5 МГц до 22.5 МГц при отношении сигнал/шум, равном 12 дБ. Значение чувствительности составило 35 мкВ. Избирательность по соседнему каналу измерялась на частотах 7.8 МГц и 14.2 МГц, так как при измерении использовались режекторные фильтры (РФ) соответствующих частот, вследствие попадания в спектр полезного сигнала помех от других каналов приёма. Измеренный динамический диапазон (89.5 дБ) получился меньше рассчитанного (91 дБ), так как формулы, приведённые в расчёте, относятся к идеальному приёмнику, в котором отсутствуют шумы АЦП, шумы других каналов приёма и шумы эфира

Ключевые слова: децимация, СИС-фильтр, понижающий преобразователь частоты, гетеродин, алиасинг

Постановка задачи

Целью данной работы является применение СИС-фильтров в задачах децимации сигнала при создании цифрового приёмника, обеспечивающего помехоустойчивый приём кодированного сигнала по каналам с ограниченной пропускной способностью. На рис.1 показана структурная схема приёмника.

Схема согласования и симметрирования предназначена для создания симметричного канала аналогового сигнала при подаче на вход АЦП. Согласование сигнала проведено резистивным методом, так как аналоговый сигнал подаётся на один вход АЦП.

Стабилизаторы напряжения предназначены для формирования стабильного напряжения питания различных частей схемы от входного напряжения. Входные цепи АЦП питаются аналоговым напряжением +5В, а выходные – цифровым +3.3В.

Схема формирования тактовых импульсов – формирует тактовый сигнал с частотой дискретизации $f_d = 61.44$ МГц и подаёт сформированный сигнал на АЦП.

Выходные данные АЦП формируются в стандарте LVDS, а вход AD6636 имеет стандарт CMOS, поэтому на АЦП используются преобразователи LVDS-CMOS. Для питания преобразователей используется цифровое напряжение +3.3В.

AD6636 - принимает сигнал, выделяет нужную полосу, снижает частоту дискретиза-

ции f_d и отдаёт поток данных на внешнее устройство (ПЛИС). ПЛИС принимает данные по параллельному интерфейсу и по USB отправляет данные на ПК.

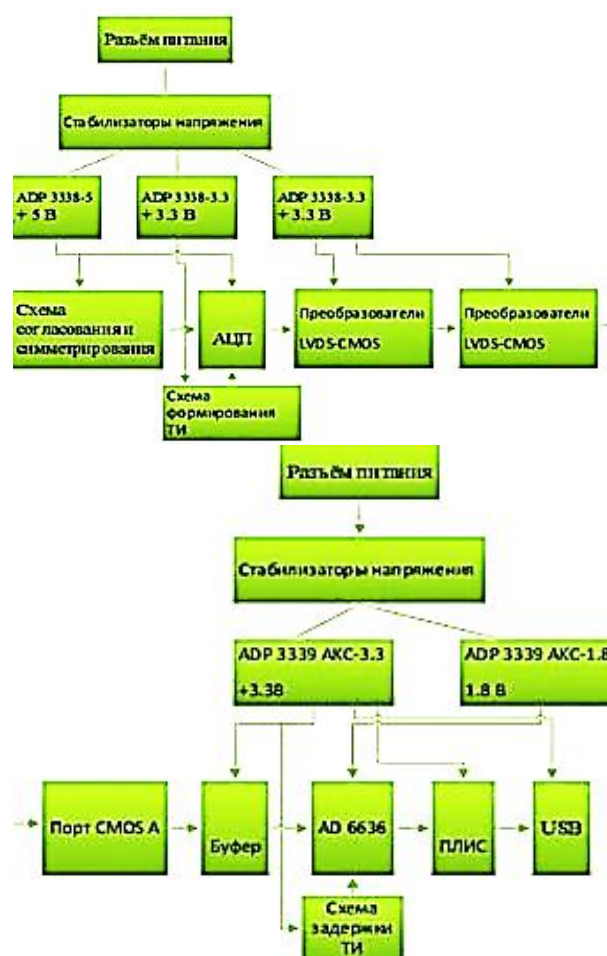


Рис. 1. Структурная схема приёмника

Схемы задержки цифровых сигналов требуются для временного согласования распространения сигналов по различным путям цифрового устройства. Временные рассогласования прохождения сигналами заданных путей могут привести к критическим временным состязаниям, нарушающим работу устройств. На время прохождения цифрового сигнала влияют параметры элементов, через которые он проходит.

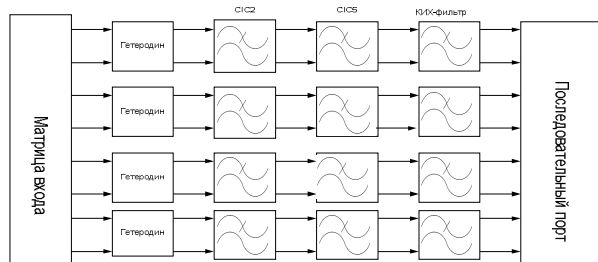


Рис. 2. Структурная схема понижающего частотного преобразователя

Описание понижающего частотного преобразователя

Основным элементом цифрового приёмника является понижающий частотный преобразователь (AD6636). Понижение частоты дискретизации (децимацию) используют из-за того, что на высоких частотах процессор не успевает обработать поступающий сигнал. Децимация происходит следующим образом: выбираются отсчёты из спектра. В спектральной области это выглядит как наложение на сигнал мешающих сигналу отсчётов, на частотах кратных коэффициенту децимации. Чтобы этого не происходило, перед децимацией необходимо сигнал профильтровать. Для децимации на высоких частотах используют СИС-фильтры. АЧХ этих фильтров обладает единичным коэффициентом усиления в полосе пропускания и обеспечивает полное подавление на частотах кратных коэффициенту децимации.

В цифровой обработке сигналов цифровые преобразователи с понижением частоты преобразовывают оцифрованные сигналы с ограниченной полосой в сигналы низкой частоты с низкой частотой дискретизации. Этот процесс сохраняет всю информацию об исходном сигнале без потерь. Входные и выходные сигналы могут быть как в действительной, так и в мнимой форме.

Понижающие частотные преобразователи частоты состоят из трёх компонентов: гетероди-

на, фильтра нижних частот (ФНЧ) и дискретизатора, который может быть интегрирован в ФНЧ.

Гетеродин создаёт комплексный синусоидальный сигнал с промежуточной частотой. Умножая сигнал с промежуточной частотой на входной сигнал, получают изображения сумм и разностей частот входного сигнала, которые следуют из свойства сдвига частот преобразования Фурье. ФНЧ пропускает разность частот, тем самым подавляя суммарные частоты. Таким образом, происходит комплексное представление исходного входного сигнала в узкополосной форме.

В качестве ФНЧ используют КИХ, БИХ-фильтры и СИС-фильтры (фильтры Хогенауэра). КИХ фильтр обычно используют для малой децимации (коэффициент децимации меньше 10), а СИС фильтры используются при большом коэффициенте децимации.

На рис. 2 приведена структурная схема понижающего преобразователя частоты.

Описание аналого-цифрового преобразователя

Аналогово-цифровой преобразователь выполняет преобразование непрерывного по амплитуде и времени сигнала с ограниченным спектром в дискретную форму как по величине сигнала, так и по времени. Для выполнения этой задачи АЦП осуществляет дискретизацию сигнала по времени (sampling) и квантование сигнала по его величине (quantization) с целью максимально точно отобразить непрерывное время и непрерывную амплитуду в дискретном виде.

Предполагается, что исходный сигнал представляет собой непрерывную физически реализуемую функцию, определённую в каждой временной точке. Сигнал, преобразуемый в дискретную форму, может быть любого типа: аналоговый, цифровой, модулированный; спектр сигнала может располагаться как в baseband-диапазоне, так и в высокочастотной области. При этом предполагается, что спектр исходного сигнала всегда в той или иной степени ограничен. Преобразованный дискретный сигнал представляет собой последовательность отсчётов значений исходного непрерывного сигнала через одинаковые временные интервалы; текущая величина исходного сигнала отображается в дискретном сигнале с заранее известной точностью [1].

В качестве АЦП используем AD9460 фирмы Analog Devices. Это шестнадцатитбитный, монолитный, дискретизирующий по времени аналого-цифровой преобразователь со встроенной схемой слежения и захвата. Работает на скорости 105 Мегаточётов в секунду, обеспечивает превосходное значение отношения сигнал/шум, используется для медицинского оборудования и радионавигационных приёмников с узкополосной частотой (менее 100 МГц).

АЦП требует питание для полной работы 3.3 и 5 В и низкое напряжение дифференциального входа тактовой частоты. Выходные данные АЦП совместимы со стандартами LVDS и CMOS и включают возможность понижения общего тока, необходимого для трассировки на короткие расстояния.

Дополнительные параметры позволяют пользователю выполнять различные условия, включая выбор входного диапазона, выбор формата и режима выходных данных. Архитектура AD9460 оптимизирована для простоты и быстроты использования. Аналоговый вход управляется интегрированной схемой слежения и захвата, которая выбирает сигнал для квантования 16-битным конвейерным ядром АЦП. Плата устройства включает в себя встроенный опорный сигнал и схему выбора с поддержкой ТТЛ, КМОП. Логические уровни цифрового выхода поддерживают стандарты CMOS или LVDS через контакт “ВЫХОДНОЙ РЕЖИМ”.

Описание СИС-фильтра

СИС-фильтр - каскадный интегрально-гребенчатый фильтр. Главная отличительная особенность СИС-фильтров заключается в том, что они не требуют операций умножения. Это значительно упрощает работу процессора. Для начала рассмотрим два простейших фильтра: БИХ фильтр интегратор и гребенчатый КИХ фильтр. На рис. 3 представлены АЧХ фильтра интегратора и гребенчатого фильтра.

Рассмотрим теперь каскадное соединение фильтра интегратора и гребенчатого фильтра. В результате получим СИС-фильтр первого порядка, представленный на рис. 4. На рис. 5 показана АЧХ полученного СИС-фильтра первого порядка.

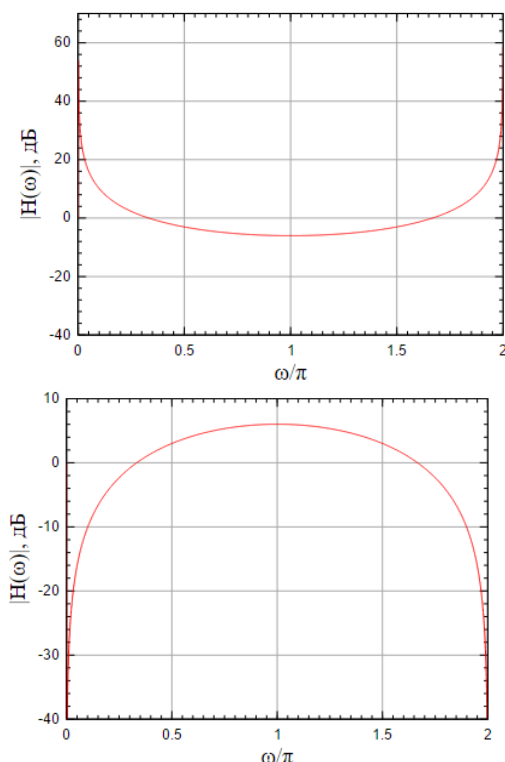


Рис. 3. АЧХ фильтра интегратора и АЧХ гребенчатого фильтра

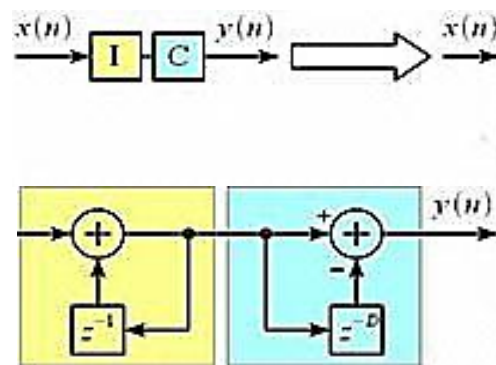


Рис. 4. Каскадное соединение фильтра интегратора и гребенчатого фильтра

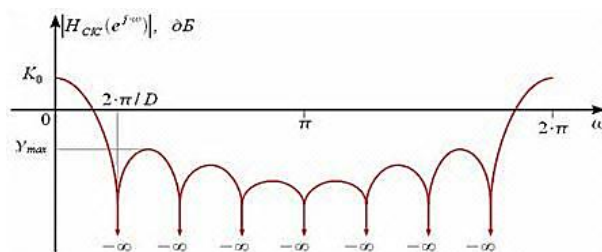


Рис. 5. АЧХ СИС-фильтра

Применение СИС-фильтра в задаче децимации сигналов

Рассмотрим применение СИС-фильтра в задаче децимации сигналов. Пусть из исходного сигнала $x(n)$ необходимо получить сигнал

$$x_D(k) = x(n \cdot R), \quad (1)$$

где R — коэффициент децимации.

$x_D(k)$ содержит только каждый R -й отсчет исходного сигнала, другими словами, частота дискретизации сигнала понижается в R раз. Мы знаем, что при прямом прореживании может проявиться алиасинг (aliasing), или, как его еще называют, эффект наложения, при этом в децимированном сигнале могут появиться мнимые гармоники. Для устранения алиасинга необходимо поставить ФНЧ с частотой среза π/R рад/с, как это показано на рис. 6.

На рис. 6а показан процесс децимации в 2 раза без использования ФНЧ, в результате высокочастотные гармоники проявляются в децимированном сигнале в результате алиасинга.

Использование ФНЧ (рис. 2б) позволяет устранить гармоники до децимации, и они далее не проявятся. Очевидно, что чем выше коэффициент подавления ФНЧ в полосе заграждения, тем меньше будет алиасинг.

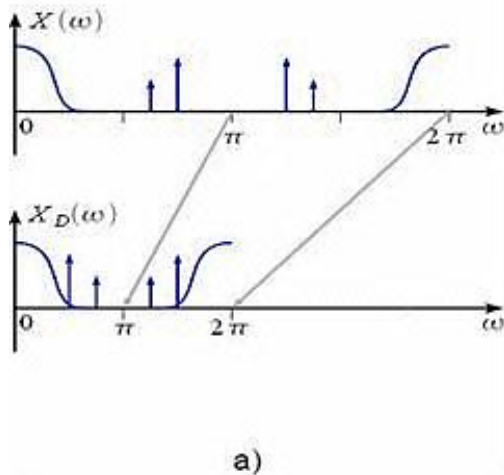


Рис. 6. Алиасинг и его устранение при помощи ФНЧ при $R=2$

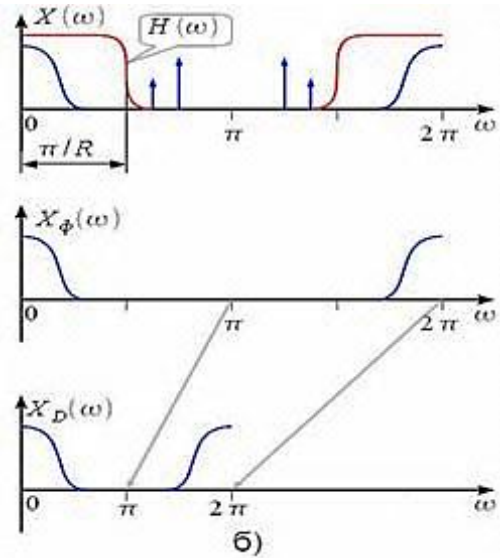


Рис. 6. Алиасинг и его устранение при помощи ФНЧ при $R=2$ (продолжение)

После того, как мы обосновали необходимость ФНЧ в дециматоре сигналов, рассмотрим использование в качестве антиалиасингового ФНЧ СИС фильтра. Поскольку требуемая полоса среза антиалиасингового ФНЧ равна π/R (см. рис. 6б), а первый нуль АЧХ СИС фильтра имеет на частоте $\omega = 2\pi/D$, то для устранения алиасинга требуется СИС фильтр с задержкой гребенчатого фильтра $D = 2R$. При этом выбором порядка N фильтра можно обеспечить требуемое подавление в полосе заграждения для устранения алиасинга при децимации. Например, пусть требуется произвести децимацию сигнала с коэффициентом $R=4$ при подавлении алиасинга на 40 дБ. Поскольку $R=4$, то задержка $D=2 \cdot 4=8$. Увеличение порядка СИС-фильтра на единицу увеличивает коэффициент подавления в полосе заграждения на 11..13 дБ, поэтому для обеспечения заданного подавления алиасинга требуется фильтр 4-го порядка ($N=4$). Коэффициент усиления СИС-фильтра равен

$$K_0 = N \cdot 20 \cdot \log_{10}(D) = 80 \cdot \log_{10}(8) = 72.25 \text{ дБ} \quad (2)$$

Максимальный уровень боковых лепестков равен:

$$\gamma_{\max} \approx K_0 - (11 \dots 13) \cdot N = 72 - 52 \approx 20 \text{ дБ} \quad (3)$$

Таким образом, СИС-фильтр можно считать рассчитанным, его структурная схема представлена на рис. 7.

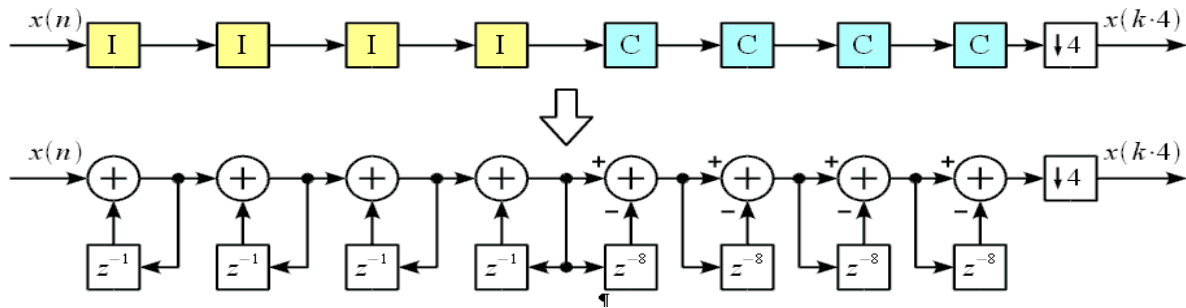


Рис. 7. CIC-фильтр дециматор при R=4 и N=4

Рассмотрим модификацию CIC-фильтра дециматора. Для этого проанализируем каскадное соединение гребенчатого фильтра и дециматора, показанных на рис. 8.

Разностное уравнение схемы, представленной на рис.4, можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} y(n) &= x(n) - x(n - D); \\ x_D(k) &= y(R \cdot k); \\ x_D(k) &= x(k \cdot R) - x(k \cdot R - D) \end{aligned} \quad (4)$$

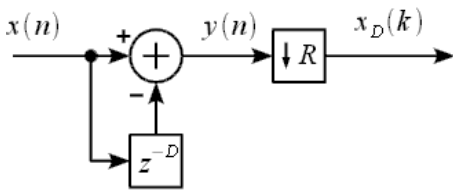


Рис. 8. Каскадное соединение гребенчатого фильтра и дециматора

Из выражения (4) видно, что при расчете децимированного сигнала используются только R-ые отсчеты исходного сигнала, сдвинутые на D друг относительно друга. Таким образом, можно записать:

$$x(k \cdot R) = x_R(k) \Rightarrow x_D(k) = x_R(k) - x_R(k - D/R), \quad (5)$$

где $x_R(k)$ — децимированный исходный сигнал [2].

Если учесть, что $D = 2 \cdot R$, то окончательно можно получить

$$x_D(k) = x_R(k) - x_R(k - 2). \quad (6)$$

Далее получена эквивалентная схема каскада гребенчатого фильтра и дециматора (рис. 9).

Эквивалентный каскад удобнее тем, что задержка не зависит от коэффициента децима-

ции R, это позволяет реализовать перестраиваемый фильтр дециматор, меняя только коэффициент R.

Расчёт параметров приёмника

На рис. 10 приведена АЧХ фильтров понижающего преобразователя частоты. Как видно из рисунка, подавление фильтров составляет 130 дБ при заданной полосе подавления 110 дБ. Полоса пропускания 50кГц.

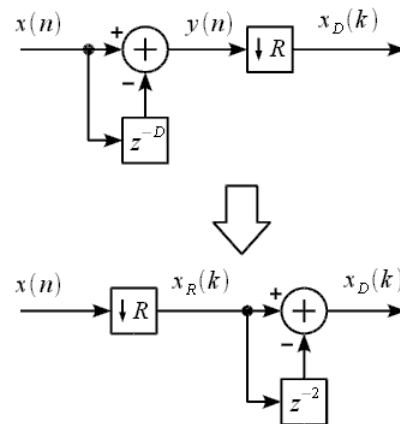


Рис. 9. Эквивалентный каскад гребенчатого фильтра и дециматора

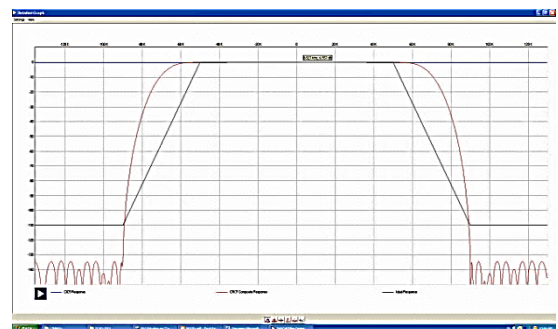


Рис. 10. АЧХ фильтров понижающего преобразователя частоты

Для удобства расчёт фильтров производился в программе Softcell Filter Design от фирмы

Analog Devices. В качестве метода расчёта использовалось косинусное сглаживание АЧХ. Программа позволяет рассчитывать фильтры для понижающего преобразователя частоты и строить к ним спектральные характеристики (рис. 11).

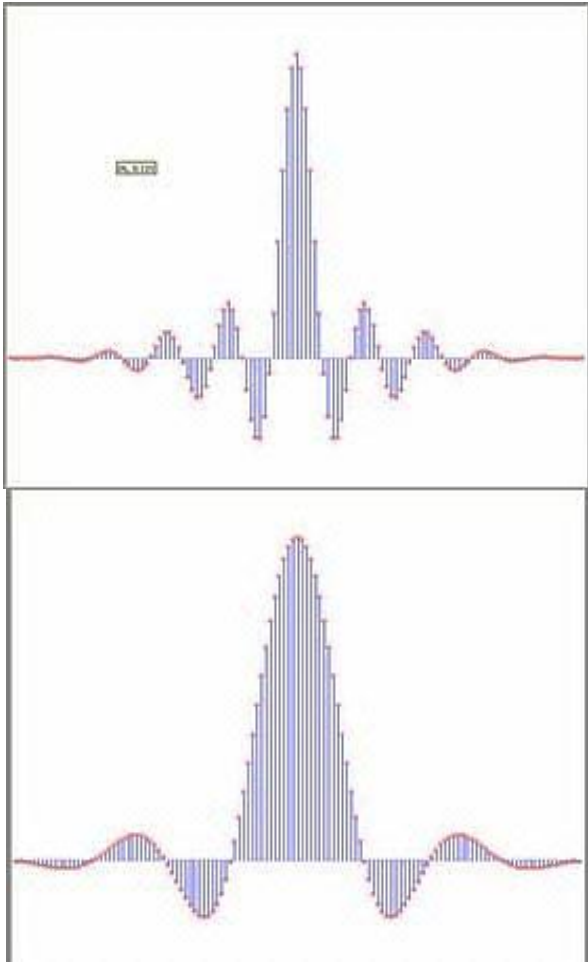


Рис. 11. Спектральные характеристики фильтров приёмника

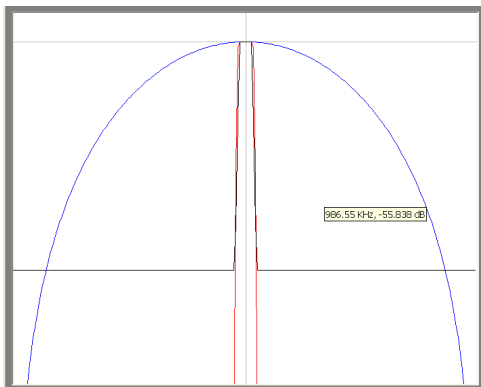


Рис. 12. АЧХ фильтров во время приёма сигнала

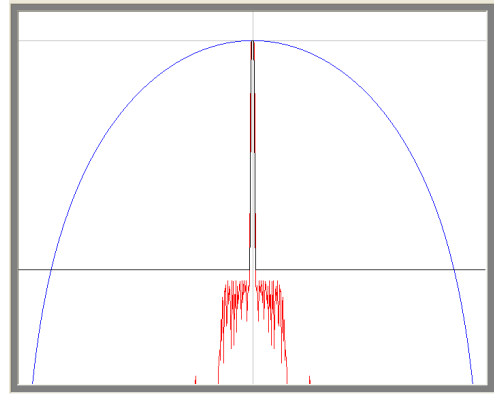


Рис. 12. АЧХ фильтров во время приёма сигнала (продолжение)

Из рис. 12 следует, что полезный сигнал проходит без потерь, а помехи полностью подавляются.

Одним из важнейших показателей качества тракта приема является чувствительность приемника. Она характеризует способность приемника принимать слабые сигналы. Чувствительность приемника определяется как минимальный уровень входного сигнала устройства, необходимый для обеспечения требуемого качества полученной информации. Далее был проведен расчёт чувствительности приёмника.

Качество может быть оценено заданной битовой вероятностью ошибки (BER), вероятностью приема ошибочного сообщения (MER) или отношением сигнал-шум SNR (Signal-to-Noise Ratio) на входе демодулятора приемника. Если чувствительность приемника ограничивается внутренними шумами, то ее можно оценить реальной или предельной чувствительностью приемника, коэффициентом шума или шумовой температурой.

Измерения проводились следующим образом: на генераторе синуса подавался сигнал различной амплитуды, а на приёмнике с помощью программы "AD6636 Evaluation Software" наблюдали за полученным отношением сигнал/шум на выходе приёмника. Значение чувствительности соответствует значению амплитуды входного сигнала при отношении сигнал шум равной 12 дБ. Измерения проводились в диапазоне частот от 2.5 до 22.5 МГц. Рис.13 иллюстрирует график спектральной характеристики приёмника, построенный в программе "AD6636 Evaluation Software", отношение сигнал/шум равно 12 дБ. На рис.14 приведена структурная схема измерения чувствительности, а в табл.1 приведены полученные значения.

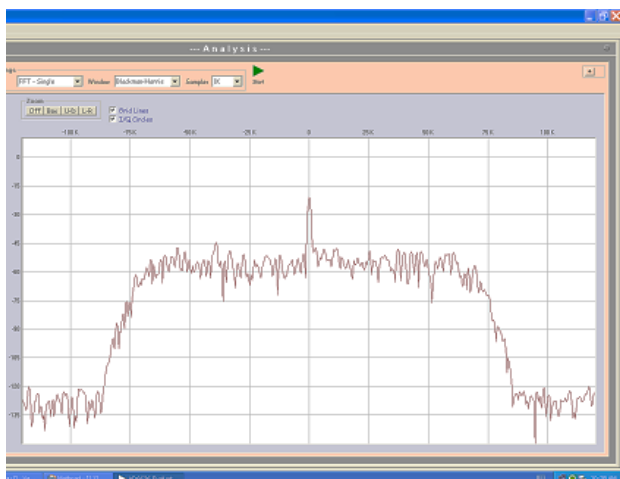


Рис. 13. График спектральной характеристики приёмника



Рис. 14. Структурная схема измерения чувствительности приёмника

Таблица 1

Измерение чувствительности приёмника

Частота, МГц	Чувствительность, мкВ
2.5	35.538
5	35.538
7.5	35.538
10	36
12.5	35.38
15	36
17.5	35.38
20	36
22.5	35.846
25	36

Избирательность приемника по соседнему каналу определяется фильтрами основной селекции и шумами гетеродина в области частоты соседнего канала. Фильтры основной селекции осуществляют прямое подавление сигнала на частоте соседнего канала. Минимальные шумы гетеродина означают минимальный паразитный опорный сигнал, который переносит сигнал с частоты соседнего канала на промежуточную частоту. Требования к шумам гетеродина не отличаются от требований для обычного узкополосного приемника, но эти требования должны быть выполнены во всем рабочем диапазоне частот широкополосного приемника. Основная селекция распределена между активными фильтрами-усилителями демодулированного

сигнала (аппаратная реализация) и цифровыми фильтрами сигнального процессора (программная реализация). Предварительная аппаратная фильтрация мешающего сигнала на частоте соседнего канала необходима, прежде всего, для уменьшения требований к динамическому диапазону АЦП, уменьшению амплитуды суммарного сигнала на входе АЦП и порядку цифрового фильтра основной селекции. Например, два активных ФНЧ, каждый второго порядка, могут обеспечить подавление в baseband-диапазоне на удвоенной частоте среза примерно 20 дБ, настолько же уменьшится и амплитуда суммарного сигнала на входе АЦП.

Структурная схема приведена на рис. 15. В табл.2 занесены полученные значения измерений.

Избирательность измерялась с помощью двухсигнального метода. На вход приёмника через согласующее устройство (СУ) подают полезный сигнал от генератора (Ген.1), модулированный частотой 1кГц с девиацией ± 15 кГц. При этом мешающий сигнал (Ген.2) равен нулю. Величина входного сигнала регулируется так, чтобы на выходе приёмника развивалась мощность, обусловленная его чувствительностью (36 мкВ). Сняв модуляцию с полезного сигнала, изменяют напряжение мешающего сигнала напряжением частоты 1кГц с девиацией ± 15 кГц до получения выходной мощности на 30 дБ ниже полученной с полезным сигналом.

Избирательность по соседнему каналу измерялась на частотах 7.8МГц и 14.2 МГц, так как при измерении использовались режекторные фильтры (РФ) соответствующих частот вследствие попадания в спектр полезного сигнала помех от других каналов приёма.

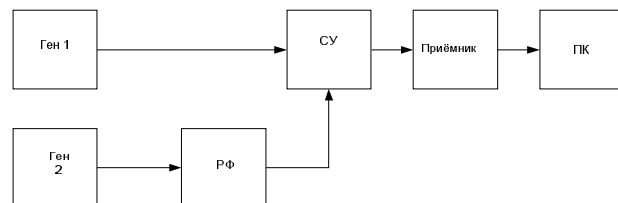


Рис. 15. Структурная схема измерения избирательности по соседнему каналу

Таблица 2

Измерение избирательности по соседнему каналу

Частота, МГц	Избирательность, дБ
7.8	62
14.2	64

Расчёт теоретического динамического диапазона производился по формулам:

$$S1 = 77 + 10 \log \left(\frac{f}{f_{\text{пп}}} \right) ; \quad (7)$$

$$S2 = S1 - 12,$$

где f - частота настройки приёмника, $f_{\text{пп}}$ - полоса пропускания фильтра. Также в расчёте использовались отношение сигнал/шум АЦП, равное 77 дБ, и отношение сигнал/шум для чувствительности приёмника, равное 12 дБ. Расчётное значение динамического диапазона ($S2$) получилось равным 91 дБ.

На рис.16 приведена структурная схема измерения динамического диапазона, благодаря которой была измерена величина U_{max} - максимальное значение напряжения, при котором не происходит переполнение АЦП.

Расчёт практического динамического диапазона производится по следующей формуле:

$$S = 20 \log \left(\frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} \right) . \quad (8)$$

В табл.3 приведены результаты вычисления динамического диапазона.



Рис. 16. Структурная схема измерения динамического диапазона

Таблица 3

Измерение динамического диапазона

Частота МГц	U_{min} , мкВ	U_{max} , мВ	Динамический диапазон, дБ
2.5	35.538	1152	90.217
5	35.538	1138	90.109
7.5	35.538	1133	90.071
10	36	1134	89.966
12.5	35.38	1134	90.078
15	36	1137	89.989
17.5	35.846	1140	90.049
20	36	1143	90.035
22.5	35.846	1147	90.102
25	36	1152	90.103

Как видно из табл.3, измеренный динамический диапазон получился меньше рассчитанного, так как формулы, приведённые в расчёте, относятся к идеальному приёмнику, в котором отсутствуют шумы АЦП, шумы других каналов приёма и шумы эфира.

Выводы

Рассмотренный приёмник может работать в широкополосном диапазоне и поддерживает такие стандарты, как GSM, EDGE CDMA2000, WiMAX. Его также можно использовать как лабораторный стенд: он позволяет изучать принципы цифровой обработки сигналов: децимации, спектрального анализа сигнала, проведения расчётов цифровых фильтров, измерения параметров приёмника (чувствительность, избирательность по соседнему каналу и динамический диапазон).

Теоретический расчёт фильтров был проведён с помощью программы Softcell Filter Design от фирмы Analog Devices.

Применение для децимации СИС-фильтров обусловлено отсутствием операций умножения, что упрощает и ускоряет работу центрального процессора. Были измерены следующие параметры приёмника: чувствительность, избирательность по соседнему каналу и динамический диапазон. Чувствительность составила 35 мкВ. Избирательность по соседнему каналу измерялась на частотах 7.8 МГц и 14.2 МГц и составила 62 и 64 дБ соответственно. Измеренный динамический диапазон (89.5 дБ) получился меньше рассчитанного (91дБ), так как формулы, приведённые в расчёте, относятся к идеальному приёмнику, в котором отсутствуют шумы АЦП, шумы других каналов приёма и шумы эфира.

Литература

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 604с.
2. Солонина А. И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессы цифровой обработки сигналов. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 464 с.

Поступила 07.12.2017; принята к публикации 24.01.2018

Информация об авторах

Журавлёв Дмитрий Владимирович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ddom1@yandex.ru, http://Б-Б.su

Поляков Сергей Витальевич – студент группы РП-131, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sergejpolyakoff@yandex.ru

SOLUTION TO PROBLEMS OF DECIMATION WITH THE CIC-FILTER IN A DIGITAL RECEIVER

D.V. Zhuravlyev, S.V. Polyakov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: in this article, we give a brief description and calculation part of a receiver built using CIC filters in decimation problems. By decimation is meant a decrease in the sampling frequency of a discrete signal in time by thinning its readings. The use of these filters is necessary due to the absence of multiplication operations in them, which simplifies and speeds up the work of the processor. The calculation of filters was carried out in the program "Softcell Filter Designer" from the company Analog Devices, also the structural diagrams and methods for calculating are given for such parameters of the receiver as sensitivity, selectivity for the adjacent channel, dynamic range. The sensitivity was measured in the frequency range from 2.5 MHz to 22.5 MHz with a signal-to-noise ratio of 12 dB. The sensitivity value was 35 μ V. The selectivity for the adjacent channel was measured at the frequencies of 7.8 MHz and 14.2 MHz, since rejection filters (RF) were used in the measurement at the corresponding frequencies, because of interference from other reception channels into the spectrum of the useful signal. The measured dynamic range (89.5 dB) was less than the calculated (91 dB), since the formulas given in the calculation refer to the ideal receiver, in which there are no ADC noise, noises of other reception channels and noises of the ether

Key words: decimation, CIC filter, frequency downconverter, heterodyne, aliasing

References

1. Sergienko A. B. "Digital processing of signals" ("Tsifrovaya obrabotka signalov"), Saint-Petersburg, Piter, 2003, 604 p.
2. Solonina A. I., Ulakhovich D.A., Yakovlev L.A. "Algorithms and processes of digital processing of signals" ("Algoritmy i protsessy tsifrovoy obrabotki signalov"), Saint-Petersburg, BHV-Peterburg, 2002, 464 p.

Submitted 07.12.2017; revised 24.01.2018

Information about the authors

Dmitriy V. Zhuravlyev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia) e-mail: ddom1@yandex.ru, http://Б-Б.su

Sergey V. Polyakov, Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: sergejpolyakoff@yandex.ru

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ОСЛАБЛЕНИЯ ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ В ДИАПАЗОНЕ ДЕЦИМЕТРОВЫХ ВОЛН

© 2018 Д.В. Асотов¹, Б.В. Матвеев¹, А.В. Останков¹, А.А. Макаров²

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Аннотация: в статье предлагается процедура определения коэффициента ослабления побочных электромагнитных излучений (КО ПЭМИ) при расчёте размера зоны возможного приема в ней ПЭМИ (зоны 2). Рассматриваются два способа его определения - теоретический и экспериментальный. Особенность этой задачи состоит в том, что определение КО ПЭМИ нужно осуществлять для отдельных частот в сверхшироком диапазоне от десятков мегагерц до единиц гигагерц. На двухлучевой модели распространения радиоволн над поверхностью земли показана невозможность достоверного определения ослабления ПЭМИ в произвольной точке пространства в условиях многолучёвости вследствие формирования в нем интерференционных провалов и всплесков. Приведены результаты экспериментального исследования распространения радиоволн, полученные для трёх типовых трасс: открытой (над поверхностью земли), закрытой (помещение-стена-улица) и внутри помещения. Показана возможность проведения расчёта ослабления ПЭМИ на основе экспериментальных данных, полученных для трёх каналов его распространения. Выявлено влияние многолучёвости на погрешность при расчёте размера зоны 2. Предложен подход по уменьшению влияния многолучёвости, основанный на сглаживании частотной зависимости напряженностей электрического поля (НЭП). Изложена методика экспериментального определения величины ослабления ПЭМИ

Ключевые слова: многолучёвость, коэффициент ослабления ПЭМИ, распространение радиоволн

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 14-49-00079).

Авторы благодарят сотрудников ФАУ «ГНИИИ ПТЗИ ФСТЭК России» Головки И.А., Долниковского Д.В., Шевченко И.Ф. за предоставленные экспериментальные результаты.

Введение

Современные технические средства (ТС) передачи, приема и обработки информации (в том числе компьютеры) являются электронными устройствами, порождающими побочные электромагнитные излучения (ПЭМИ), через которые может происходить утечка ценной информации. В связи с этим актуальной задачей является оценка размеров зоны, в которой эта информация может быть принята (зона 2). Решения этой задачи предложены в работах [1-2], а в качестве составной в неё входит задача определения КО ПЭМИ, как отношение напряженностей электрического поля (НЭП) в опорной и контрольной точках [1]

$$K(r, d, f) = E(d, f) / E(r, f),$$

где d – расстояние в непосредственной близости от излучающей антенны (опорная точка), r – расстояние в метрах от излучающей антенны (контрольная точка), f – частота.

Есть два подхода к определению КО ПЭМИ: теоретический (модель свободного пространства) и экспериментальный (измерения на объекте). Теоретический метод даёт приближённые результаты, т.к. не позволяет учитывать влияние строительных конструкций

и средств пассивной защиты. Использование экспериментального метода является наиболее объективным с этой точки зрения. Однако при его использовании в диапазоне дециметровых волн мы сталкиваемся с явлением многолучёвости, вносящим значительный разброс в получаемые значения, что показывают экспериментальные данные, приведённые ниже, а также в некоторых источниках [3-4]. Следовательно, появляется необходимость модифицировать методику определения КО ПЭМИ с учётом влияния многолучёвости. Целью настоящей работы является анализ влияния многолучёвости на определения КО ПЭМИ и поиск пути устранения этого влияния (создание методики определения КО ПЭМИ в условиях многолучёвости).

Влияние многолучёвости на определение КО ПЭМИ

Рассмотрим влияние многолучёвости на определение КО ПЭМИ на примере распространения радиоволн над поверхностью земли. Построим простейшую двухлучевую модель распространения (см. рис. 1), для которой НЭП радиоволны в контрольной точке определяется

как векторная сумма комплексных амплитуд прямого луча и луча, отражённого от подстилающей поверхности. При этом истинным (неискажённым) значением напряжённости будем считать то, которое достигается при однолучевом режиме распространения (в свободном пространстве).

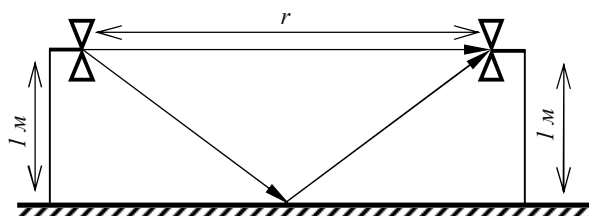


Рис. 1. Модель канала распространения радиоволн над поверхностью земли

Нормированные зависимости напряжённости поля от расстояния и частоты (нормированные по расстоянию 1 метр) приведены на рис. 2. Из рис. 2а видно, что затухание имеет немонотонный характер. Величина напряжённости электрического поля осциллирует относительно величины напряжённости в свободном пространстве и равна ей лишь в незначительном числе точек. С ростом частоты этот эффект проявляется ярче. На частотной зависимости (рис. 2б) многолучёвость проявляется аналогичным образом, за тем исключением, что значение напряжённости в свободном пространстве для каждой точки r постоянно. Сама частотная зависимость является периодической функцией, по сути являющейся суммой синусоид с различными периодами, обусловленными характеристиками трасс распространения лучей.

При усложнении модели за счёт увеличения числа рассеянных лучей вид частотных и пространственных зависимостей напряжённости усложняется, а величина напряжённости фактически становится случайной величиной. Ещё большая хаотичность наблюдается при получении зависимостей напряжённости с помощью измерений. Некоторые результаты представлены на рис. 3.

Для зависимостей характерна сильная изрезанность. Размах колебаний напряжённости не менее 20 дБ, в отдельных случаях достигает 35 дБ. При этом наибольшую амплитуду имеют колебания с большим периодом, который доходит до сотен мегагерц.

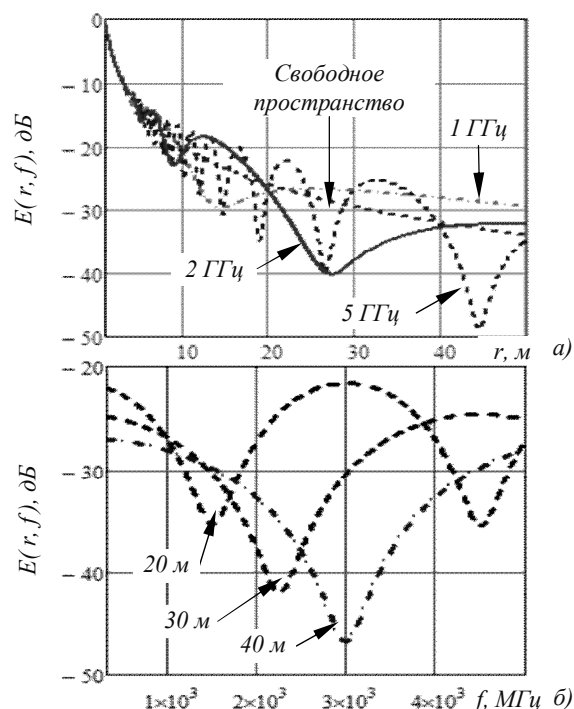


Рис. 2. Зависимость НЭП над поверхностью земли в пространственной (а) и частотной (б) областях

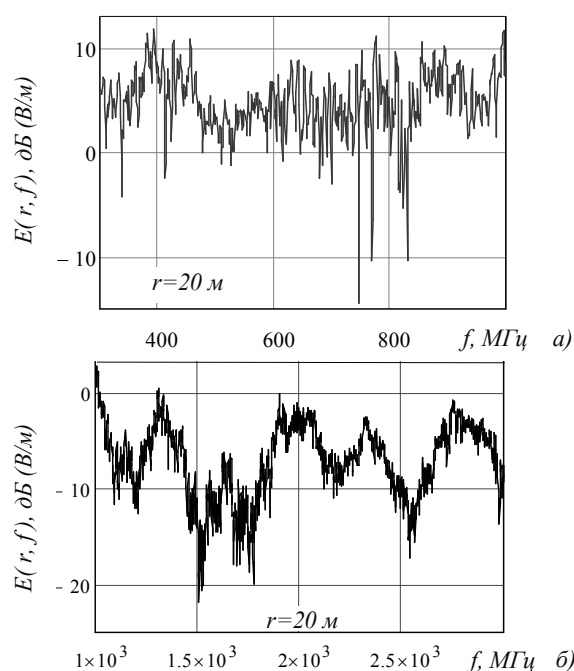


Рис. 3. Зависимость НЭП над поверхностью земли в частотной области в точке установки приёмной антенны на расстоянии r

Аналогичные зависимости получаются при измерениях внутри помещения при расстоянии 1 метр между передающей и приёмной антеннами. Результаты измерения в опорной точке внутри помещения показаны на рис. 4.

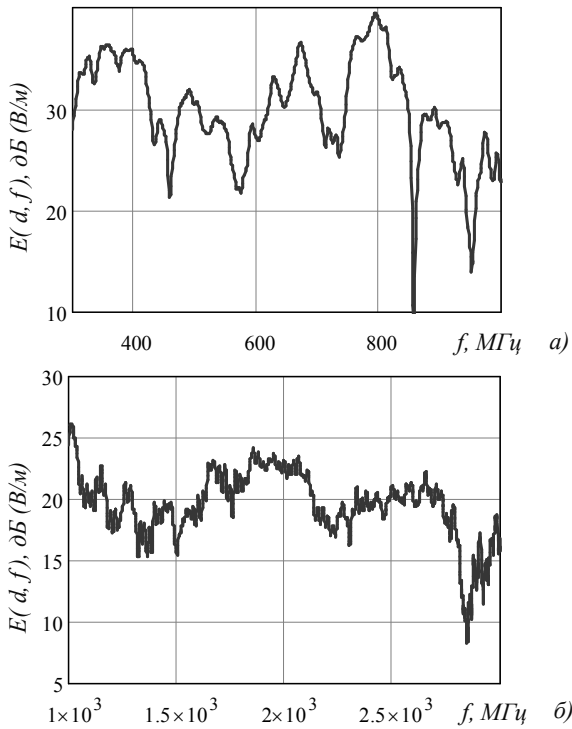


Рис. 4. Зависимости НЭП в опорной точке

Рис. 3 и 4 показывают, что разброс в значениях КО, вычисленного на основе экспериментальных данных, обусловлен разбросом значений напряжённости в контрольной и опорной точках.

Подойдём к оценке точности определения КО со статистической точки зрения. Рассчитаем вероятность появления отклонения с заданным уровнем (рис. 5, линии 1 и 2).

При оценке зоны 2 по приведённым экспериментальным данным существует вероятность (порядка 10 процентов) двукратного её завышения (6 дБ). Также возможны большие отклонения, но с всё убывающей вероятностью. Максимальное отклонение от среднего значения в экспериментально определяемом КО ПЭМИ достигает 15 дБ, и возможно получить разброс размера зоны в 2...6 раз как в сторону завышения, так и в сторону занижения. Ещё одна проблема экспериментального метода – отсутствие повторяемости результатов измерений. При изменении взаимного расположения приёмной и передающей антенны частотная зависимость КО ПЭМИ может существенно измениться. Иллюстрацией этого является рис. 2б.

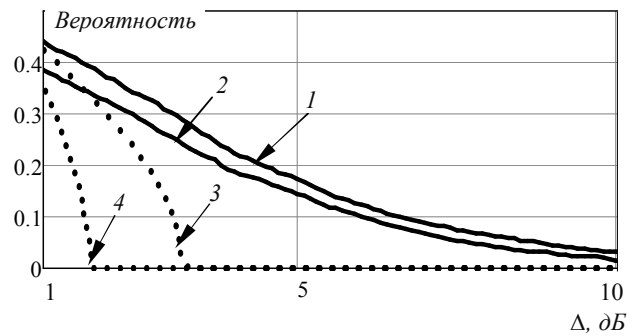


Рис. 5. Вероятность отклонения КО в открытом канале от значения КО в свободном пространстве:

- 1 – точка 30 метров
- 2 – точка 20 метров
- 3 – точка 30 метров, усреднение
- 4 – точка 20 метров, усреднение

Но следует отметить, что определить значение НЭП в свободном пространстве можно. Для этого необходимо вычислить среднее значение на одном периоде колебаний

$$K'(f_i, \Delta f) = \frac{1}{\Delta f} \int_{f_i - \Delta f/2}^{f_i + \Delta f/2} K(f) df,$$

где f_i – частота расчёта, Δf – ширина полосы сглаживания, $K(f)$ – функция КО ПЭМИ подвергающаяся сглаживанию. Посмотрим, как усреднение применимо к экспериментальным результатам. Расчёты для наиболее информативных частотных полос приведены в таблице.

КО ПЭМИ, рассчитанный на основе экспериментальных данных с помощью усреднения

Расстояние	Эксперимент				Свободное пространство
	1	2	3	4	
10 м	22,1	9,8	20,2	20,6	20,0
20 м	26,8	14,3	25,0	26,6	26,0
30 м	38,1	16,9	26,4	29,5	29,5

1 – полоса 1925...1975 МГц
 2 – полоса 2825...2875 МГц
 3 – полоса 300...1000 МГц
 4 – полоса 1000...3000 МГц

Расчёты показывают, что при усреднении значения КО ПЭМИ тем ближе к величине его в свободном пространстве, чем большая полоса частот используется.

Определение КО ПЭМИ в канале с частотно-неравномерным затуханием

Процедура частотного усреднения по всему диапазону измерений применима в тех случаях, когда среда распространения не имеет ярко выраженной частотной избирательности. Рассматривая другой пример, где на трассе

распространения присутствует преграда (стена), хорошо видно, как величина КО растёт с частотой (рис. 6, линия 1). Поэтому полоса усреднения должна быть ограничена и не может превышать половину диапазона наблюдения. Поэтому проведём усреднение для зависимостей КО на открытой трассе в диапазоне 1...3 ГГц со скользящей полосой 1 ГГц и осуществим расчёт вероятности отклонения от его величины в свободном пространстве. На рис. 5 приведены результаты (линии 3 и 4). Сравнение зависимостей 3 и 4 с зависимостями 1 и 2 позволяет сделать вывод, что сглаживание полностью устраняет вероятность возникновения экстремальных ошибок.

Таким образом, методика определения КО ПЭМИ сводится к следующим действиям:

- экспериментальное определение значений напряжённости электрического поля в опорной и контрольной точках на сетке частот в границах исследуемого диапазона;

- сглаживание экспериментально полученных частотных зависимостей в соответствии с выбранной гипотезой о влиянии многолучёвости;

- вычисление частотной зависимости КО ПЭМИ на основе сглаженных частотных зависимостей.

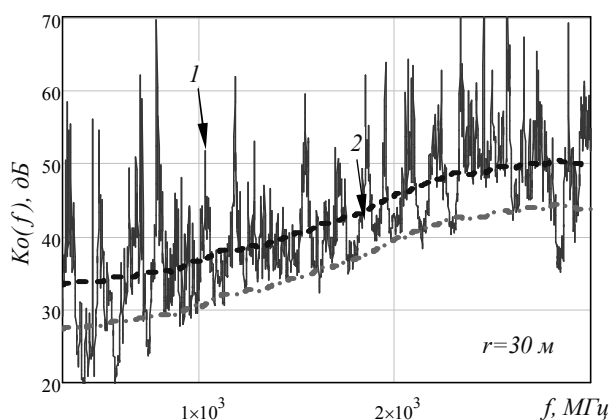


Рис. 6. Зависимость КО в канале помещение-стена-улица, удаление 30 метров:

1 – без усреднения
2 – усреднение ($\Delta f = 1000$ МГц)

На рис. 6 изображена частотная зависимость КО, построенная с помощью предложенной методики (линия 2). Из рис. 6 видно, что частотная зависимость КО ПЭМИ, определённая непосредственно на дискретных частотах, является сильно изрезанной, как и для случая открытого канала. Размах колебаний в сравнительно узких полосах достигает 40 дБ. Кривая,

полученная с помощью усреднения, лишена этого недостатка. Хорошо виден линейный участок КО между частотами 800 и 2500 МГц. Этот факт хорошо согласуется с электродинамическими моделями строительных конструкций, приведёнными в рекомендациях МСЭ [6].

Заключение

Многолучёвость – явление, существенно влияющее на значение КО ПЭМИ, определяемого экспериментально. При этом вносимая ошибка может изменять оценку зоны 2 до 6 раз, как в сторону её завышения, так и в сторону занижения. Получаемый результат является необъективным и может привести к ошибочным выводам о защищённости объекта.

Из вышеизложенного следует, что для получения КО ПЭМИ при проведении измерений в условиях многолучёвости следует подвергнуть полученные результаты усреднению. С практической точки зрения это легче осуществить в частотной области, т.к. измерения проще проводить при неизменном положении антенн, перестраивая только частоты передатчика и приёмника.

Предложенная методика определения КО ПЭМИ позволяет снизить негативное влияние многолучёвости.

Литература

1. Хорев А.А. Контроль защищённости средств вычислительной техники от утечки информации по техническим каналам // Специальная техника. 2015. № 1. С. 53-63; № 2. С. 38-63.
2. Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В. Защита от утечки информации. М.: Горячая линия - Телеком, 2005. 416 с.
3. Авдеев В.Б., Катруша А.Н. Особенности формирования помех мобильной УКВ радиосвязи в городе и зданиях в условиях многолучёвости: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр Воронежского государственного университета, 2012. 138 с.
4. Ослабление сверхширокополосных хаотических сигналов диапазона 3-5 ГГц при прохождении через стены зданий / А.И. Рыжов, В.А. Лазарев, Т.И. Мохсени, Д.В. Никеров, Ю.В. Андреев, А.С. Дмитриев, Н.П. Чубинский // Журнал радиоэлектроники. 2012. № 5.
5. Авдеев В.Б. К расчёту уровней побочных электромагнитных излучений технических средств, входящих в состав ПК // Телекоммуникации. 2006. № 2. С. 40-43.
6. МСЭ-РР.1238-7 Данные о распространении радиоволн и методы прогнозирования для планирования систем радиосвязи внутри помещений и локальных зонных радиосетей в частотном диапазоне 900 МГц–100 ГГц. ITU. 2012. 26 с.

Информация об авторах

Асотов Дмитрий Валериевич – ВГТУ, аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: asotov.vgtu@mail.ru, тел. (473) 243-76-65

Матвеев Борис Васильевич – ВГТУ, канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: matveevzvavkaf@mail.ru, тел. 8-960-138-45-61

Останков Александр Витальевич – ВГТУ, д-р техн. наук, доцент, профессор кафедры радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. (473) 243-76-65

Макаров Александр Андреевич – аспирант, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (111250, Россия, г. Москва, Красноказарменная улица, дом 14), тел. 8-977-811-93-83, e-mail: o_v_ch@mail.ru

EXPERIMENTAL DETERMINATION OF THE E-FIELD RADIATION ATTENUATION COEFFICIENT IN THE RANGE OF DECIMETRIC WAVES

D.V. Asotov¹, B.V. Matveev¹, A.V. Ostankov¹, A.A. Makarov²

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia**

Abstract: the article proposes the procedure for determining the attenuation coefficient of E-field radiations (AC EFR) when calculating the size of the zone of possible reception of EFR (zone 2). Two methods for its determination are considered, theoretical and experimental. The peculiarity of this problem is that the determination of the AC EFR must be carried out for individual frequencies in the ultra-wide range from ten megahertz to one gigahertz. It is shown on the two-beam model of radio wave propagation above the earth's surface that it is impossible to reliably determine the EFR attenuation at an arbitrary point in space under multipath conditions due to the formation of interference dips and hits in it. The results of an experimental study of propagation of radio waves obtained for three typical traces are presented: open (above the ground), closed (room-wall-street) and inside the room. The possibility of calculating the EFR attenuation is shown on the basis of experimental data obtained for three channels of its propagation. The influence of multipath on the error in calculating the size of zone 2 is revealed. An approach is proposed to reduce the influence of multipath based on smoothing the frequency dependence of the electric field intensity (EFI). The technique for the experimental determination of the attenuation value of EFR is established

Key words: multipath, EFR attenuation coefficient, radio waves propagation

Acknowledgements: the work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (project № 14-49-00079).

The authors express their gratitude to Golovko I.A. Danilovskiy D.V. Shevchenko I.F. (Federal Autonomous Institution "State Research and Testing Institute for the Problems of Technical Protection of Information of the Federal Service for Technical and Export Control" of Russia) for the experimental data.

References

1. Khorev A.A. "Control over the security of computer facilities from information leakage through technical channels", *Special Technique (Spetsial'naya Tekhnika)*, 2015, no. 1, pp. 53-63; no. 2, pp. 38-63.
2. Buzov G.A., Kalinin S.V., Kondrat'ev A.V. "Protection against information leakage" ("Zashchita ot utechki informatsii"), Moscow, Goryachaya liniya - Telekom, 2005, 416 p.
3. Avdeev V.B., Katrusha A.N. "Features of the interference formation of mobile USW radiocommunication in the city and buildings in multipath conditions: monograph" ("Osobennosti formirovaniya pomekh mobil'noy UKV radiosvyazi v gorode i zdaniyakh v usloviyakh mnogoluchevosti: [monografiya]"), Voronezh, Publishing and Polygraphic Center of Voronezh State University, 2012, 138 p.
4. Ryzhov A.I., Lazarev V.A., Mokhseni T.I., Nikerov D.V., Andreev Yu.V., Dmitriev A.S., Chubinskiy N.P. "Attenuation of ultra-wideband chaotic signals of the 3-5 GHz range when passing through the walls of buildings", *Journal of Radioelectronics (Zhurnal Radioelektroniki)*, 2012, no. 5.
5. Avdeev V.B. "To the calculation of the levels of secondary electromagnetic emissions of equipment that make up a PC", *Telecommunications (Telekommunikatsii)*, 2006, no. 2, pp. 40-43.
6. ITU-RP.1238-7 "Propagation data and prediction methods for planning indoor radiocommunication systems and local radio-frequency networks in the frequency range of 900 MHz-100 GHz", ITU, 2012, 26 p.

Submitted 08.12.2017; revised 23.01.2018

Information about the authors

Dmitriy V. Asotov, Graduate Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: asotov.vgtu@mail.ru, tel. 8(473) 243-76-65

Boris V. Matveev, Cand. Sc. (Technical), head of department, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: matveevzvavkaf@mail.ru, tel. 8-960-138-45-61

Aleksandr V. Ostankov, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), tel. 8(473) 243-76-65

Aleksandr A. Makarov, Graduate Student, National Research University "MEI" (14 Krasnokazarmennaya street, Moscow 111250, Russia), e-mail: o_v_ch@mail.ru, tel. 8-977-811-93-83

АРХИТЕКТУРА ДЛЯ СТОХАСТИЧЕСКИХ LDPC-ДЕКОДЕРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭФФЕКТИВНОЙ ПЛОЩАДИ КРИСТАЛЛА НА ОСНОВЕ ПЛИС

© 2018 М.В. Хорошайлова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в этой статье исследована сложность и производительность стохастических декодеров низкой плотности проверки на четность (LDPC) на основе ПЛИС. Представлен новый мощный алгоритм декодирования с использованием метода низкой плотности проверки на четность (LDPC) на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) для реализации полностью параллельных LDPC-декодеров. Предлагаемый метод предназначен для оптимизации использования логики ПЛИС и уменьшения времени задержки декодирования. Чтобы уменьшить сложность, выходной счетчик переменных узлов (VN) удаляется и каждая внутренняя память VN отображается только в одном распределенном ОЗУ. Кроме того, для повышения конвергенции декодера выполняется эффективная инициализация переменных узлов (VN) с использованием вероятности входного канала, без необходимости дополнительных ресурсов. Реализация Xilinx ПЛИС показывает, что предлагаемый подход к декодированию достигает высокой производительности наряду с сокращением использования логики даже для коротких кодов. Для проверки преимущества предлагаемого подхода ПЛИС реализуется с использованием Xilinx Virtex-6 VLX240T. В результате для (200, 100) правильных кодов 57% сокращение средних циклов декодирования достигается с улучшением частоты ошибок в битах, при отношении $E_b / N_0 = 5,5$ дБ. Кроме того, достигается значительное сокращение аппаратного обеспечения

Ключевые слова: полностью параллельная архитектура, LDPC-декодер пропускная способность, алгоритм передачи сообщения

Введение

Разработанные различные реализации LDPC декодирования для достижения высоких результатов пропускной способности, показывающие, что более высокая пропускная способность достигается при использовании полностью параллельной архитектуры декодирования; тем не менее, она увеличивает сложность аппаратного обеспечения. Чтобы преодолеть этот недостаток, разработано несколько алгоритмов декодирования с уменьшенной сложностью и стохастикой LDPC. Нынешний алгоритм стохастического декодирования подтвердил их адаптивность к полностью параллельному декодированию. Кроме того, для дополнительного уменьшения площади кристалла предлагаются разнообразные архитектуры и стратегии на основе стохастического LDPC-декодирования.

Тем не менее, эффективная по площади архитектура для стохастического LDPC-декодера на базе ASIC не может систематически создавать эффективное использование логики ПЛИС. Понятно, что реализация ASIC с шестибитным счетчиком требует меньшей площади кристалла по сравнению с 32-битной памятью. Тем не менее, обратный результат получается при реализации на ПЛИС. Реализация памяти 32-битной Xilinx ПЛИС может

быть маршрутизирована с использованием только одного LUT, в отличие от использования логики счетчика. В этой статье представлен новый и мощный алгоритм декодирования с параллельным контролем четности с низкой плотностью (LDPC) на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) для реализации полностью параллельных LDPC-декодеров. Предлагаемый метод предназначен для оптимизации использования логики ПЛИС и уменьшения задержки декодирования в дополнение к улучшению конвергенции даже для коротких кодов. Чтобы проверить преимущества предлагаемого подхода, ПЛИС реализуется с использованием Xilinx Virtex-6 VLX240T.

Стохастический LDPC декодер

Конструкция декодера LDPC основана на N матрице контроля четности $M \times N$. N определяет количество переменных узлов (VN), а M определяет количество проверочных узлов (CN). Для кодирования k информационных битов (N , K) LDPC-код использует N закодированных битов, где $N > K$. Декодер LDPC может быть представлен фактор-графом, который использует N VN и $(N-K)$ CN. У d_v -степени VN есть $(d_v + 1)$ порты, один из которых получает вероятность канала, а другой d_v подклю-

чен к различным CN двунаправленными портами. Точно также d_c степень CN имеет двунаправленные порты, которые подключены к различным VN и одному порту вывода проверки на четность. Обычный параллельный декодер LDPC использует операнды с фиксированной точкой для представления вероятностей, обмениваемых между VN и CN факторграфа. Стохастические декодеры LDPC функционируют с помощью битово-последовательного итерационного процесса. В этой архитектуре полученные вероятности P_{ch} из канала преобразуются в последовательности Бернулли как последовательности случайных битов. Для той же вероятности могут быть сгенерированы различные кодированные стохастические последовательности. В последовательности $\{a_i\}$ Бернулли из m бит, в которой $a_i \in \{0,1\}$, оцененное значение вероятности

$$P_{ch}(m) = \frac{\sum_{i=1}^m a_i}{m} \quad (1)$$

Пусть P_{cout} , P_{cout_i} и P_{cin_i} - выход проверки на четность, выходы CN и входы вероятности CN соответственно, где $P_{cin_i} = \Pr(cin_i = 1)$ - вероятность каждого входа CN, в котором $i \in \{1, 2, \dots, d_c\}$ и d_c - степень CN. Вероятность выхода P_{cout_i} может быть вычислена как

$$\left. \begin{aligned} P_{cout_1} &= P_{cin_2} \oplus \dots \oplus P_{cin_{d_c}} \\ P_{cout_i} &= P_{cin_i} \oplus \dots \oplus P_{cin_{i-1}} \oplus P_{cin_{i+1}} \oplus \dots \oplus P_{cin_{d_c}} \\ P_{cout_{d_c}} &= P_{cin_1} \oplus \dots \oplus P_{cin_{d_c-1}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Выход P_{cout} контроля четности, d_c степень CN, может быть вычислена согласно (3). На рис. 1 показана структура $d_c = 4$ CN, используемая в традиционном стохастическом декодере.

$$P_{cout} = P_{cin_1} \oplus \dots \oplus P_{cin_{d_c}} \quad (3)$$

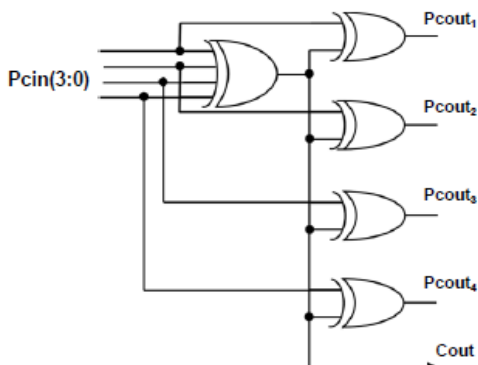


Рис. 1. Структура узла проверки четности 4 степени

Пусть P_{vin1} и P_{vin2} - вероятность двух входных битов в $d_v = 2$ VN. Вероятность выходного сигнала переменного узла P_{vout} может быть вычислена как

$$P_{vout} = \frac{P_{vin1} \cdot P_{vin2}}{P_{vin1} \cdot P_{vin2} + (1 - P_{vin1})(1 - P_{vin2})} \quad (4)$$

Если входы VN одинаковы, это состояние называется условием согласования, один из входных битов будет передан на выход. Когда входы не идентичны, переменному узлу требуется расширенный метод для генерации выходного бита. Это состояние называется состоянием удержания или состоянием разногласия. Можно использовать один из усовершенствованных генераторов бит-стохастического метода (ASMBG).

Стохастический алгоритм декодирования LDPC может быть представлен следующим образом:

Инициализация

1. Загрузите соответствующие LLR вероятности P_{ch} для каждого переменного узла (один DC) и преобразуйте P_{ch} в последовательность Бернулли a_i (каждый DC).

2. Инициализировать переменные узлы внутренней памяти (от 16 до 32 для PC 32 бита памяти) или внутренний насыщенный счетчика (один DC).

Итерации

3. От переменного к проверочному узлу: в каждом цикле декодирования вычисляется переменный узел, который вводит биты и отправляет туда выходы в соответствующие контрольные узлы.

4. От проверочного к переменному узлу: в каждом цикле декодирования контрольный узел вычисляет входные биты, используя (2), и отправляет туда результаты для соответствующего переменного узла. Одновременно контрольные узлы отправляют свои состояния выходов, используя (3), для проверки синдрома.

5. Если достигнуто $x_{HT} = 0$ или максимум DC, прекращается процесс декодирования. В противном случае перейти к шагу 3.

На рис. 2 показана основная структура стохастического переменного узла.

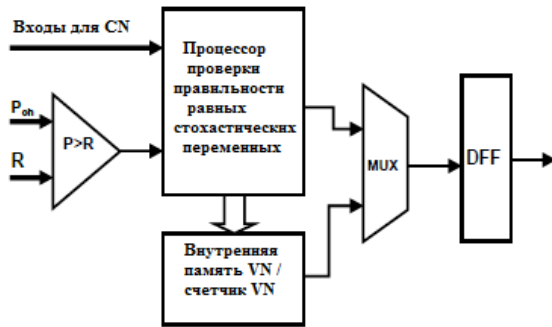


Рис. 2. Структура последнего стохастического переменного узла

Предлагаемая стохастическая LDPC структура

Как упоминалось во введении, эффективный алгоритм архитектуры на основе ASIC не может систематически обеспечивать наилучший подход для эффективной реализации ПЛИС. В этом разделе мы представляем новый метод стохастического декодирования LDPC, целью которого является улучшение производительности декодера и сокращение использования ресурсов ПЛИС.

Было показано, что стохастический LDPC-декодер, в котором проверочные узлы (VN) используют самые последние выходные биты в качестве кодовых битов, обеспечивает аналогичную производительность BER для версии с насыщающими счетчиками вверх/вниз в качестве механизма решения выходных данных VN. Кроме того, было продемонстрировано, что инициализация первого выходного бита VN, передаваемого в блок жестких решений в соответствии с принятой каналом вероятностью, помогает улучшить конвергенцию стохастического декодера. Предлагаемый переменный узел (VN) применяет две упомянутые характеристики, помимо того, что использует подход, основанный на внутренней памяти. Преобразованные последовательности Бернулли используются как вход переменных. Все выходные переменные узлы инициализируются одним битовым кодированным вероятностным каналом во время загрузки соответствующих вероятностным логарифмическим отношениям правдоподобия (LLR). Каждая внутренняя память VN отображается в одном FPGA LUT RAM.

Вероятность выходного переменного узла будет вычисляться как

$$P_{vout}(t) = \begin{cases} P_{st} & \text{если } t = 1 \\ P_a \text{ или } P_b & \text{если } t \neq 1 \& P_a = P_b \\ \text{Иначе бит из ПЛИС LUT RAM} & \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{где } P_{st} = \begin{cases} 1, & \text{если } P_{ch} \geq 0.5 \\ 0 & \text{в противном случае} \end{cases} \quad (6)$$

$P_{vout}(1)$ - первая итерационная вероятность VN выхода. В состоянии разногласия ($t \neq 1$) предложенная архитектура генерирует новый бит на основе случайного выбора бита из внутренней памяти VN (IM). Длина IM может быть увеличена до размера FPGA LUT RAM. Основываясь на (5), аппаратная реализация нового улучшенного подхода к декодированию не требует дополнительной аппаратной сложности для устройств ПЛИС. Кроме того, проектируемый метод вычисляет полученную вероятность без какого-либо дополнительного цикла декодирования.

Сигнал $P_{ch}(k-1)$ передается на VN выход DFF в течение первого цикла процесса. После первой итерации и до последней мультиплексор отправляет выходной бит процессора переменного узла в VN выход DFF. Таким образом, идентично процессу CSS, большинство выходных переменных узлов начинаются с правого бита и обходят случайную стохастическую инициализацию.

На рис. 3 представлена основная структура предлагаемого переменного узла. Подобно схеме EM и DS, цикл декодирования (DC) соответствует одной из итераций для предлагаемого стохастического LDPC декодирования.

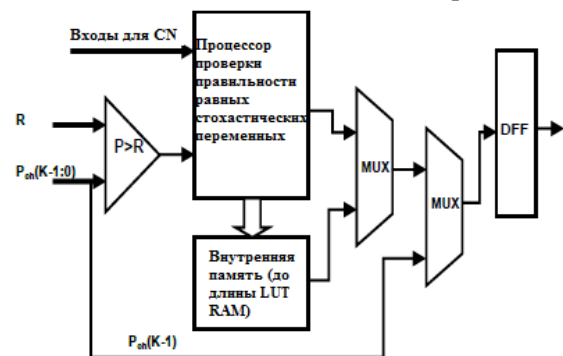


Рис. 3. Структура предлагаемого стохастического переменного узла

Проверка выходного состояния контроля четности с постоянной dc степенью CN вычисляется таким же образом (3) и может быть записана следующим образом

$$CNstate = \sum_{i=1}^{dc} \oplus CNin_i, \quad (7)$$

где $\sum \oplus$ - побитовая операция XOR, а dc - степень узла проверки на четность.

Каждый сигнал CN выдает сигналы CNout_i использует сигналы CNin_i и сигналы State_i для получения сигналов CNout_i согласно (8). Результат CNstate, полученный в (7), может быть использован.

$$CNout_i = \left((CNstate) \wedge \left(\bigcup_{i=1}^{dc} state_i \right) \right) \oplus CNin_i, \quad (8)$$

где \bigcup - побитовая операция NOR, а \wedge - побитовая операция И.

Новый стохастический алгоритм декодирования LDPC можно представить следующим образом

Инициализация.

1. Загрузка соответствующих вероятностей LLR Pch одновременно с инициализацией выхода с переменным узлом (один DC) и преобразование Pch в последовательность Бернулли a_i (каждый DC).

Итерации 2. и 3. Аналогично шагу 3 и 4-му алгоритму 1.

4. Если достигнуто xHT = 0 или максимум DC, прекращение процесса декодирования. В противном случае переход к шагу 2.

Производительность и представление результатов

Было продемонстрировано, что увеличение размера внутренней памяти VN увеличивает сходимость стохастического LDPC-декодирования. Однако, главным образом, до-

бавление дополнительной емкости памяти подразумевает дополнительную аппаратную сложность и ресурсы. Для организации и реализации ПЛИС требуются особые доработки. В дополнение к ресурсам срезов память может быть отображена с использованием блоков RAM или с использованием распределенных ОЗУ (LUT RAM).

Основной целью предлагаемой структуры является улучшение производительности LDPC-декодирования на основе ПЛИС без использования дополнительных ресурсов ПЛИС. Для подтверждения усовершенствования новой модели на Xilinx Virtex-6 VLX240T для программируемых логических интегральных схем реализованы средние (1024, 512) и короткие (200, 100) коды LDPC различными методами.

На рис. 4 представлена блок-схема нового узла с переменной степенью 3 предложенных (1024, 512) и (200, 100) кодов LDPC. Переменный узел степени 3 состоит из 3-х подузлов 3-й степени. Большинство состояний и случайные адресные сигналы подключены ко всем подузлам. Один из входов 3-го уровня-3 подключается к сигналу вероятности компаратором. Остальные два входа суб-узлов подключены к выходу контрольного узла. Три сигнала S объединяются для получения сигнала состояния большинства. Реализация ПЛИС внутренней памяти VN достигается за счет использования распределенных ОЗУ (LUT) фрагмента ПЛИС.

Реализованные CNs используют структуру, аналогичную структуре CNs, принятых DS и CSS декодеров. На рис. 5 представлена основная структура CN степени 6.

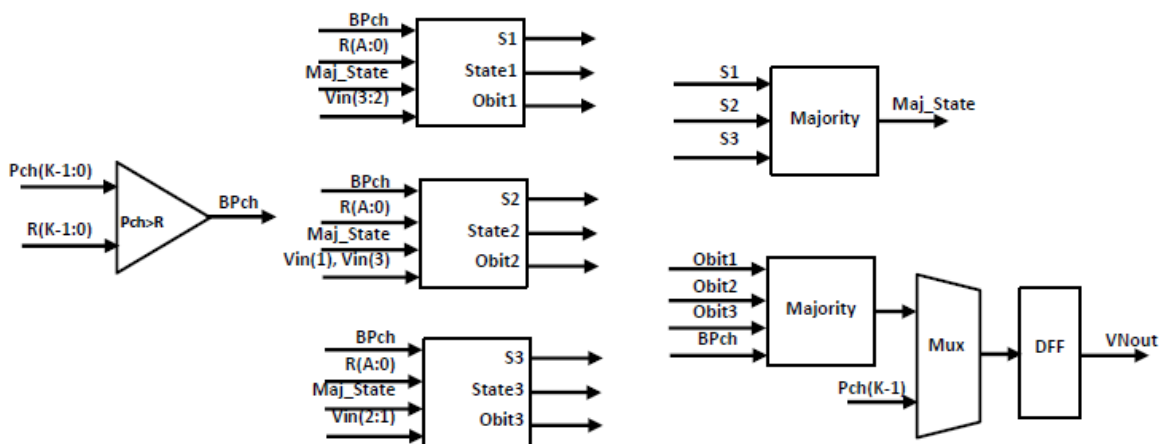


Рис. 4. Блок-схема предлагаемого переменного узла 3 степени

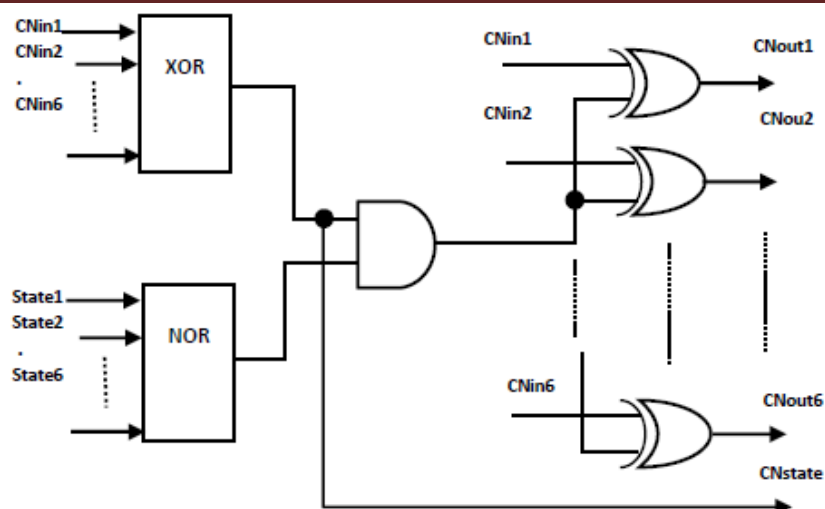


Рис. 5. Блок-схема предлагаемого проверочного узла 6 степени

Версия EM дает результат реализации FPGA, близкой к версии DS. Реализация бит 2×1 до 64×1 бит использует только один LUT в FPGA Virtex-6 Xilinx. Таким образом, предлагаемая версия декодера LDPC может быть реализована с использованием внутренней памяти до 64 бит VN, не требуя дополнительных ресурсов FPGA. Как мы видим, реализация ПЛИС одноэтапного инициализированного декодера на основе счетчика требует дополнительных ресурсов по сравнению с версиями EM и DS. Этот недостаток вызван использованием инициализирующих счетчиков вместо внутренних запоминающих устройств VN, используемых в DS. Дополнительное сокращение использования логики ПЛИС, видимое для нового предлагаемого декодера, в основном достигается в результате простоя выходного насыщенного VN счетчика.

Заключение

В этой работе исследовали сложность и производительность стохастических LDPC-декодеров на основе ПЛИС. Поэтому был представлен новый полностью параллельный стохастический подход к декодированию LDPC, который может превосходить все состояния версий. Улучшение было достигнуто за счет введения эффективного стохастического переменного узла.

Уменьшение латентности декодирования и сложности, в дополнение к мелиорации BER, достигаются даже для коротких кодов. Результаты реализации FPGA Xilinx Virtex-6 VLX 240T подтвердили продвижение нового метода. Среднее сокращение 35% и 85% использования логики и средних циклов декодирования, соответственно, по сравнению с методом DS. Производительность BER нового (200, 100) декодера превышает версии DS, CSS и EM. Зазор усиления 0,5 дБ по сравнению с EM наблюдается при BER 10^{-5} .

Литература

1. Башкиров А.В., Коротков Л.Н., Хорошайлова М.В. Модель масштабируемого LDPC-декодера низкой мощности с использованием алгоритмического синтеза высокого уровня // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 1. С. 65-69.
2. Gallager R.G. (1963): Low-Density Parity-Check codes, MIT press, Cambridge, MA.
3. Tehrani S. S., Mannon S. and Gross W. Fully parallel stochastic LDPC decoders// IEEE Trans. Signal Process. Nov. 2008. Vol. 56. No. 11. P. 5692-5703
4. Di Wu, Yun Chen, Qichen Zhang, Yeong-luh Ueng and Xiaoyang Zeng. Strategies for Reducing Decoding Cycles in Stochastic LDPC Decoders// IEEE Trans. Circuits and Systems II. Sept. 2016. Vol. 63. No.91. P. 873 - 877
5. Башкиров А.В., Савинков А.Ю., Хорошайлова М.В. Реализация LDPC-декодера на массивно-параллельных вычислительных устройствах // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 6. С. 97-99.

Поступила 11.12.2017; принята к публикации 29.01.2018

Информация об авторах

Хорошайлова Марина Владимировна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-920-415-15-65, e-mail: pmv2205@mail.ru

ARCHITECTURE FOR STOCHASTIC LDPC-DECODERS C USING THE EFFECTIVE CHIP AREA BASED ON EPLD**M.V. Khoroshaylova****Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

Abstract: this article explores the complexity and performance of stochastic low density parity check (LDPC) decoders based on EPLD. A new and powerful decoding algorithm using the low density parity check (LDPC) method based on erasable programmable logic device (EPLD) for implementing fully parallel LDPC decoders is presented. The proposed method is designed to optimize the use of EPLD logic and reduce decoding delay time. To reduce complexity, the output counter of the variable nodes (VN) is deleted, and each internal VN memory is displayed in only one distributed RAM. In addition, in order to increase the convergence of the decoder, effective initialization of the variable nodes (VN) is performed using the probability of the input channel, without the need for additional resources. The implementation of Xilinx EPLD shows that the proposed approach to decoding achieves high performance along with a reduction in the use of logic even for short codes. To test the advantages of the proposed approach, the EPLD is implemented using Xilinx Virtex-6 VLX240T. As a result, for (200, 100) correct codes 57% of reduction in average decoding cycles is achieved with an improvement in bit error rate, with an $E_b / N_0 = 5.5$ dB ratio. In addition, a significant reduction in hardware is achieved

Key words: completely parallel architecture, LDPC decoder bandwidth, message transfer algorithm

References

1. Bashkirov A.V., Korotkov L.N., Khoroshaylova M.V. "The model of a scalable low-power LDPC decoder using high-level algorithmic synthesis", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, Voronezh, 2016, vol.12, no.1, pp. 65-69.
2. Gallager R.G. "Low-Density Parity-Check codes", Cambridge, MA, MIT press, 1963.
3. Tehrani S.S., Mannor S., Gross W. "Fully parallel stochastic LDPC decoders," *IEEE Trans. Signal Process.*, 2008, vol. 56, no. 11, pp. 5692–5703
4. Di Wu, Yun Chen, Qichen Zhang, Yeong-luh Ueng, Xiaoyang Zeng "Strategies for Reducing Decoding Cycles in Stochastic LDPC Decoders", *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 2016, vol. 63, no.91, pp. 873-877.
5. Bashkirov A.V., Savinkov A.Yu., Khoroshaylova M.V. "Implementation of the LDPC-decoder on the massively parallel computing devices", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, Voronezh, 2015, vol. 11, no.6, pp. 97-99.

Submitted 11.12.2017; revised 29.01.2018

Information about the authors

Marina V. Khoroshaylova, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru

УДК 535.42

МЕТОДОЛОГИЯ ДЕФЕКТОСКОПИИ И КАЛИБРОВКИ ОПТИЧЕСКИХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК, ОСНОВАННАЯ НА АППРОКСИМАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ

© 2018 Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: учитывая тот факт, что размеры элементов оптических антенных решеток, как правило, не превышают половины минимальной длины волны рабочего диапазона волн, актуальными проблемами являются выявление дефектов в структуре антенной решетки и калибровка каналов приема и излучения оптических волн в процессе эксплуатации оптической системы. При функционировании оптической фазированной антенной решетки необходимо контролировать геометрию ее элементов, а также их материальные свойства. Геометрия элементов оптической ФАР может изменяться как в результате механических воздействий, так и в результате температурной зависимости линейных размеров деталей устройства. Кроме того, в полупроводниковых оптических модуляторах, основанных на эффекте Эрли (вариации толщины р-п перехода от величины приложенного напряжения смещения), имеет место также и температурная зависимость как толщины р-п перехода, так и концентрации электронов и дырок, а следовательно - комплексной диэлектрической проницаемости неоднородного материала. Поэтому выявление дефектов в структуре оптической фазированной антенной решетки должно проводиться для корректировки управляющих напряжений, подаваемых на оптические фазовые модуляторы, как в полупроводниковых фазовращателях, так и в отражательных оптических ФАР, построенных на МЭМС-зеркала, перемещаемых в направлении нормали к решетке. В настоящей работе предпринята попытка создания методологии дефектоскопии и калибровки оптических фазированных антенных решеток, основанной на аппроксимации пространственной структуры поля с помощью метода вспомогательных источников, проводимой на основе измерения комплексных амплитуд оптического поля в точках, соответствующих фазовым центрам элементов оптической антенной решетки

Ключевые слова: оптическая антенная решетка, калибровка, фазированная решетка, дефектоскопия, аппроксимация поля, вспомогательные источники, комплексные амплитуды и фазы, виртуальная антенная решетка, реальная антенная решетка

Введение

Фактически задача сводится к формированию и воспроизведению проекции голографического изображения оптической антенной решетки на плоскость, касательную внешним торцам элементов ФАР. Здесь уместна следующая аналогия – изображение всего объекта может быть получено с помощью лишь ограниченной части голографического изображения в силу справедливости принципа Гюйгенса-Кирхгофа. При этом о геометрии и материальных свойствах объекта может не использоваться никаких данных – в данном случае – фазированной оптической антенной решетки. Поэтому в настоящей работе предпринята попытка аппроксимации пространственной структуры поля над оптической антенной решеткой на основе измерения комплексных амплитуд поля лишь в точках расположения внешних элементов решетки (мы пытаемся определить наличие дефекта – отсутствия одного из внутренних элементов решетки; при этом мы не будем использовать в качестве исходных данных

сигналы на выходах внутренних элементах решетки, а также, естественно, информацию о геометрии и материальных свойствах элементов). В радиодиапазоне частот аналогичная задача рассматривалась в работах [1, 2, 3].

Пространственные «отсчеты» аппроксимированного поля как вне, так и внутри контура антенной решетки могут рассматриваться как «виртуальная» антенная решетка (поэтому далее, вместе с вышеизложенным термином, используется термин «реальная» антенная решетка).

Методология дефектоскопии и калибровки оптических фазированных антенных решеток

Рассмотрим методологию дефектоскопии и калибровки оптических фазированных антенных решеток, основанную на аппроксимации пространственной структуры поля с помощью метода вспомогательных источников.

Напряженность электрического поля \vec{E} связана с величиной векторного

электрического потенциала \vec{A} соотношением [5]

$$\vec{E} = \frac{1}{i\omega\epsilon_a} \left(\text{grad} \left(\text{div} \left(\vec{A} \right) \right) + k_0^2 \vec{A} \right), \quad (1)$$

где ω - круговая частота гармонического колебания;

ϵ_a - абсолютная диэлектрическая проницаемость окружающей среды;

k_0 - волновое число свободного пространства.

При достаточно большом удалении от источника первым слагаемым $\text{grad} \left(\text{div} \left(\vec{A} \right) \right)$ в выражении (1) можно пренебречь. В частности, при расстоянии от точки источника до точки наблюдения $r \geq 5$ м максимальные отличия амплитуд компоненты $E_z(r)$, определяемые по строгому и приближенному выражениям, не превышают 5.2 % на нижней частоте $f = 25$ МГц анализируемого диапазона $f \in [25; 250]$ МГц. При увеличении частоты и расстояния r различия строгой и приближенной форм представления величины $E_z(r)$ быстро уменьшаются.

Учитывая возможность использования такого упрощенного представления напряженности электрического поля, распределение на плоскости xOy его E_z -компоненты, измеряемой с помощью семиэлементной антенной решетки эллиптической формы (координаты ее элементов - (x_n, y_n) ; $n = 1, 2, \dots, N$), описывалось с помощью линейной комбинации полей излучения N вспомогательных точечных источников, расположенных по периметру подобного эллипса с размерами в r_q раз большими исходного (x_n^q, y_n^q) :

$$E_{zn} = E_z(x_n, y_n) = \sum_{m=1}^N B_m \frac{\exp \left\{ -ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2} \right\}}{\sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}}, \quad (2)$$

где $\vec{B} = [B_1, B_2, \dots, B_N]^T = M^{-1} \cdot \vec{E}$ - вектор комплексных амплитуд вспомогательных точечных источников;

$$M_{n,m} = \frac{\exp \left\{ -ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2} \right\}}{\sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}} \quad (3)$$

квадратная матрица порядка N , элементы которой зависят от частоты и значений координат элементов антенной решетки и вспомогательных точечных источников;

$\vec{E} = [E_{z1}, E_{z2}, \dots, E_{zN}]^T$ - вектор измеренных комплексных амплитуд поля с помощью антенной решетки в точках расположения ее элементов (x_n, y_n) .

Данная форма описания поля позволяет сформировать «виртуальную» антенную решетку - иными словами, оценить распределение E_z -компоненты электромагнитного поля в множестве точек наблюдения (x_m^p, y_m^p) , $m = 1, 2, \dots, M$ (иными словами, на элементах «виртуальной» антенной решетки), принадлежащих плоскости xOy , расположенных как внутри «реальной» антенной решетки, так и вне ее (в области, превышающей по размеру пространство «реальной» антенной решетки до нескольких раз).

Число элементов «виртуальной» антенной решетки M может намного превышать число элементов «реальной» антенной решетки N , так и быть сравнимым с числом элементов «реальной» антенной решетки. При увеличении величины r_q к бесконечности приведенная выше форма описания поля соответствует случаю его аппроксимации парциальными плоскими волнами с комплексными амплитудами \vec{B} .

В данной статье предложено использовать зависимости пространственного распределения фазы $\Phi(x_m^p, y_m^p) = \arg(E_z(x_m^p, y_m^p))$ оптического поля от частоты и от угла падения электромагнитной волны, аппроксимированные с помощью использования метода вспомогательных источников поля, для определения степени

искажения фазового фронта падающей волны оптической антенной решеткой, чтобы обнаружить пространственные области, в которых усредненный по частоте и углам падения оптических волн модуль разницы идеального фазового распределения (соответствующего случаю отсутствия объекта рассеяния – оптической ФАР, в этом случае падающая волна описывается известным выражением $\exp(-ik_0(x \cdot \cos(\varphi) + y \cdot \sin(\varphi)))$, где φ - азимутальный угол падения волны; x , y - точки наблюдения; k_0 - волновое число) и аппроксимированного пространственного распределения фазы оптического поля в случае наличия вышеназванного рассеивателя.

В другом варианте для каждого известного азимутального направления $\varphi_i \in [0; 2\pi]$ и дискретного значения частоты рассматриваемого диапазона $f_j \in [f_{\min}; f_{\max}]$ оцениваются величины модулей градиента фазы аппроксимированного поля $\left| \vec{grad} \left\{ \Phi(x_m^p, y_m^p, \varphi_i, f_j) \right\} \right|$ (направление вектора \vec{V}_g соответствует направлению максимальной скорости роста значения фазы, т.е. – нормали к поверхности с постоянным значением фазы скалярной компоненты E_z - электромагнитного поля; на границе двух диэлектриков с различными значениями диэлектрической проницаемости должен произойти скачок модуля градиента фазы, т.к. в более плотном диэлектрике (относительно воздуха) – элементе оптической ФАР длина волны укорачивается, и фаза меняется быстрее в направлении движения волны).

Далее строится карта поверхностей одинаковых, усредненных по частоте и угловой координате, уровней искажений фазы аппроксимированного поля, оцениваемых в соответствии с методикой, описанной выше.

Для проверки исследуемой методики синтеза «виртуальной» антенной решетки, базирующейся на оценке усредненных по углу и частоте искажений фазовой структуры поля, использовалась модель оптической антенной решетки, показанная на рис. 1.

Были выбраны следующие параметры антенной решетки: материал элементов – кремний, реальная и мнимая части диэлектрической проницаемости которого изменяются в оптическом диапазоне в

пределах, отраженных на рис. 2. Радиус внутренней подрешетки из 3 элементов составляет 0.12 мкм. Радиус внешней подрешетки из 9 элементов – 0.33 мкм. Радиусы цилиндров – 0.1 мкм; высота цилиндров – 0.25 мкм. Подстилающая поверхность считалась для простоты бесконечно протяженной и бесконечно проводящей.

Метод конечного интегрирования Вейланда [4] использовался при проведении вычислительного эксперимента, основанного на строгом решении краевой электродинамической задачи дифракции плоских вертикально-поляризованных электромагнитных волн на структуре, показанной на рис. 1. Азимутальные углы падения электромагнитных волн были равны $0^0, 10^0, 20^0, \dots, 350^0$; анализ проводился в диапазоне длин волн от 1.5 мкм до 7.5 мкм.

Вектор \vec{E} падающей электромагнитной волны имеет не равную нулю z компоненту поля, параллельную осям цилиндров.

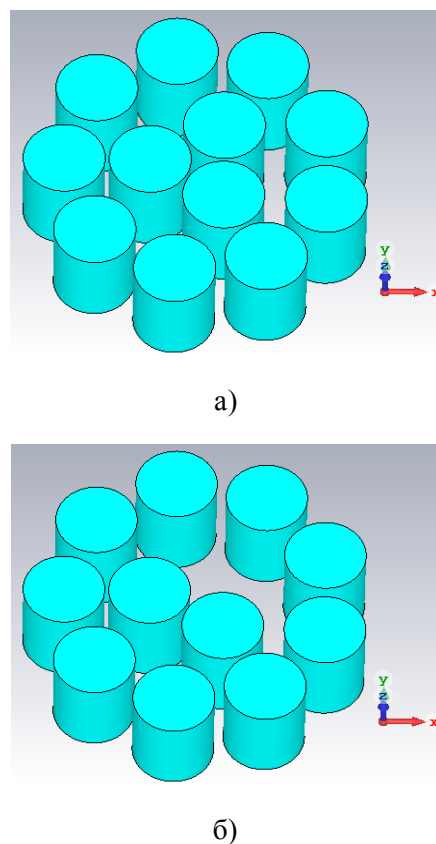
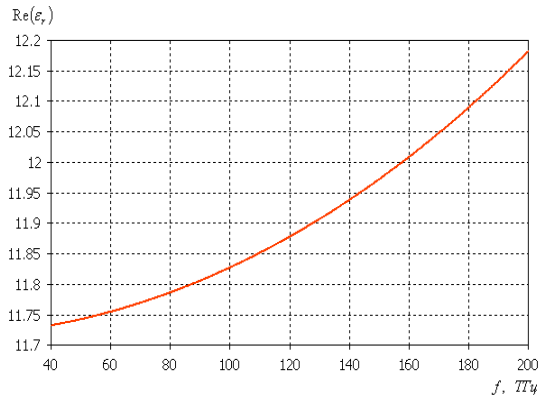
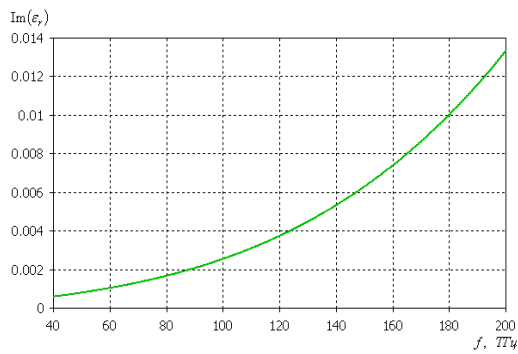


Рис. 1. Модель исследуемой оптической антенной решетки:
 а) модель оптической антенной решетки без дефекта;
 б) модель оптической антенной решетки с дефектом – отсутствует один из внутренних ее элементов



а)



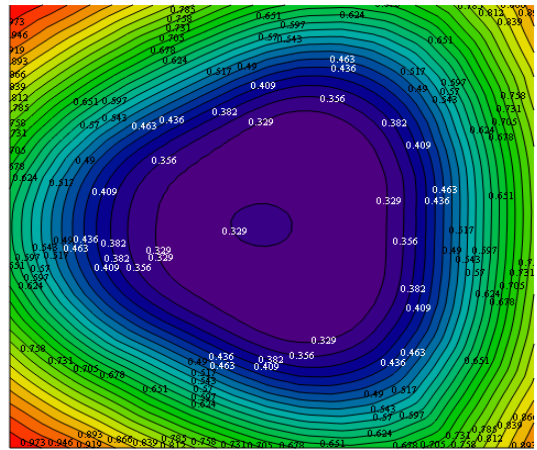
б)

Рис. 2. Частотные зависимости реальной и мнимой частей комплексной диэлектрической проницаемости кремния в оптическом диапазоне волн:

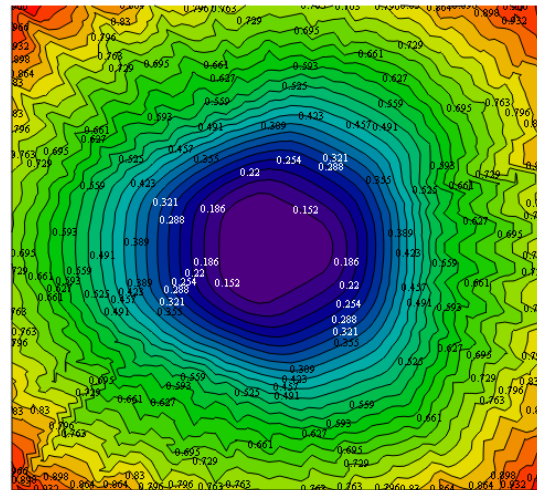
- а) реальная часть диэлектрической проницаемости материала элементов;
- б) мнимая часть диэлектрической проницаемости материала элементов

На рис. 3 показаны карты искажений амплитуд и фаз поля элементами решетки без дефекта (рис. 1, а). Аналогичные карты только для решетки с дефектом (рис. 1, б) показаны на рис. 4.

Сравнивая рис. 3 и 4, легко убедиться в том, что в решетке с дефектом в месте дефекта имеются ярко выраженные аномалии как для амплитуд, так и для фаз поля, на основании чего можно установить не только наличие дефекта в решетке, но и его пространственное положение. Отметим, что никакой априорной информации о геометрии решетки с дефектом в явном виде использовано не было (мы знали лишь координаты расположения внешних элементов решетки и использовали комплексные амплитуды сигналов на выходах этих элементов при падении волны с различных азимутальных углов).



а)

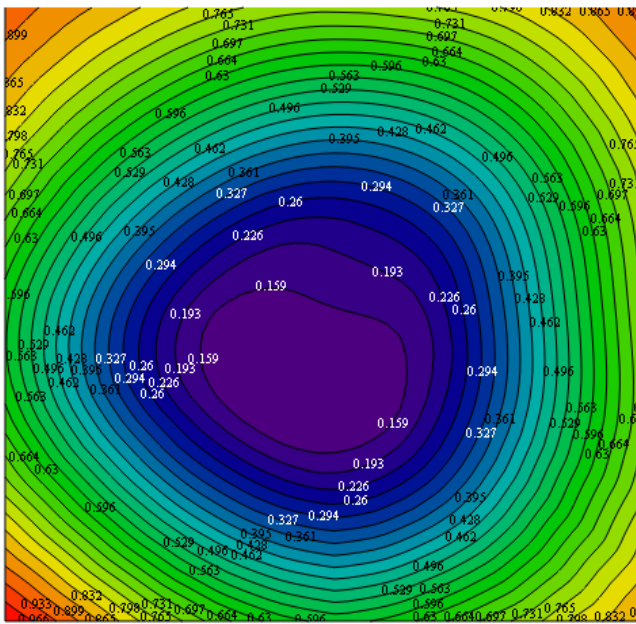


б)

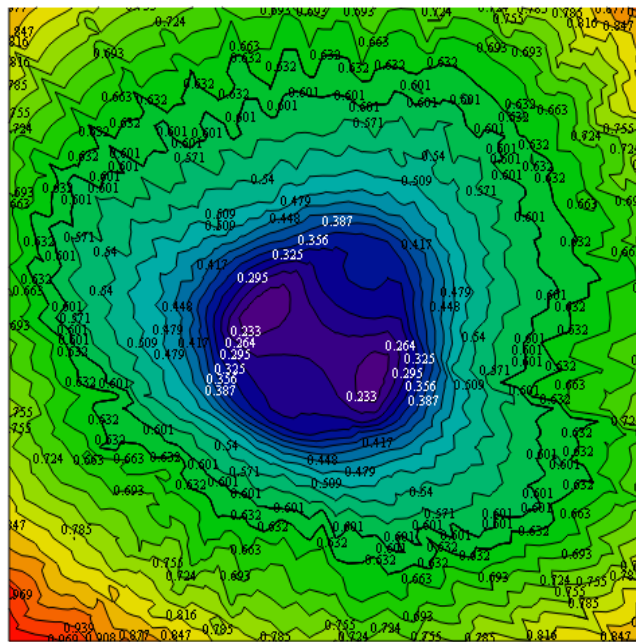
Рис. 3. Карты искажений амплитуд и фаз поля элементами решетки без дефекта (показанной на рис. 1, а):

- а) карта усредненных искажений амплитуд поля для решетки без дефекта (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм);
- б) карта усредненных искажений фаз поля для решетки без дефекта (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм)

Карты искажений фаз поля элементами решетки без дефекта (рис. 1, а) и с дефектом (рис. 1, б), построенные на усреднении скачков модуля градиента фазы аппроксимированного поля, приведены на рис. 5. Как видно из рис. 5, а), б), место дефекта идентифицируется правильно.



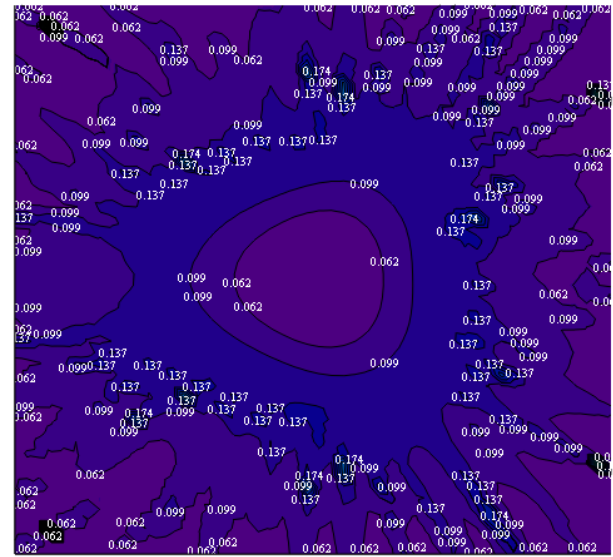
а)



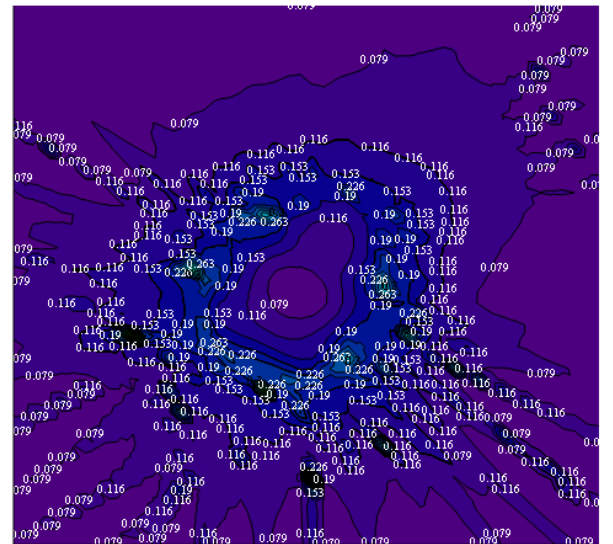
б)

Рис. 4. Карты искажений амплитуд и фаз поля элементами решетки с дефектом (показанной на рис.1 б):

- а) карта усредненных искажений амплитуд поля для решетки с дефектом (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм);
- б) карта усредненных искажений фаз поля для решетки с дефектом (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм)



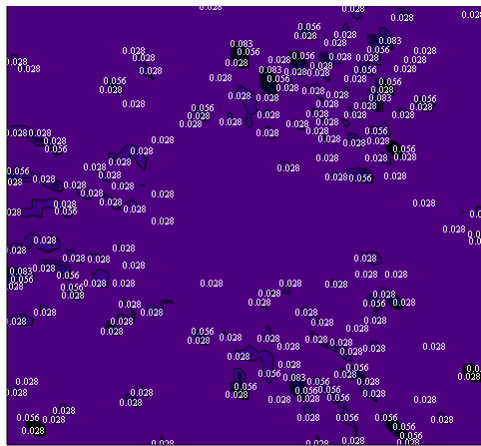
а)



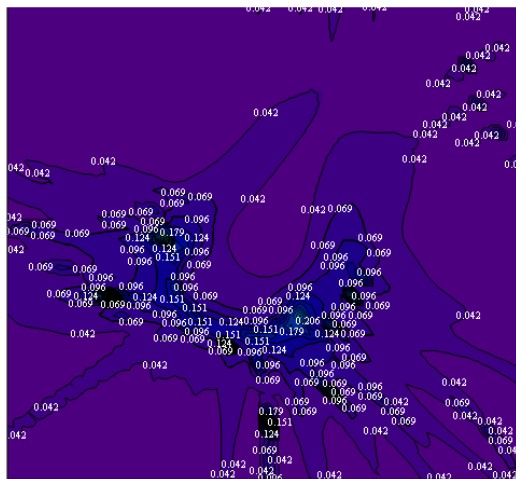
б)

Рис. 5. Карты искажений фаз поля элементами решетки без дефекта (рис. 1, а) и с дефектом (рис. 1, б), построенные на усреднении скачков модуля градиента фазы аппроксимированного поля:

- а) усредненный модуль разницы градиентов фазы аппроксимированного поля, искаженного дифракцией падающих волн на оптической решетке без дефекта, и идеального распределения поля (при отсутствии решетки) (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм);
- б) усредненный модуль разницы градиентов фазы аппроксимированного поля, искаженного дифракцией падающих волн на оптической решетке с дефектом, и идеального распределения поля (при отсутствии решетки) (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм)



а)



б)

Рис. 6. Карты искажений фаз поля элементами решетки без дефекта (рис. 1, а) и с дефектом (рис. 1, б), построенные на усреднении скачков модуля градиента фазы аппроксимированного поля:

- а) усредненный модуль ротора градиента фазы аппроксимированного поля, искаженного дифракцией падающих волн на оптической решетке без дефекта, и идеального распределения поля (при отсутствии решетки) (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм);
- б) усредненный модуль ротора градиента фазы аппроксимированного поля, искаженного дифракцией падающих волн на оптической решетке с дефектом, и идеального распределения поля (при отсутствии решетки) (азимутальные углы падения волны – 0, 10, ..., 350 град.; длина волны 1.5 мкм)

Поступила 28.12.2017; принята к публикации 29.01.2018

Информация об авторах

Проскурин Дмитрий Константинович – ВГТУ, канд. физ.-мат. наук, доцент, проректор по инновационной и проектной деятельности, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: pdk@vgasu.vgn.ru

Пастернак Юрий Геннадьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: pasternakyg@mail.ru

Заключение

Таким образом, все предложенные способы идентификации дефектов (аномалий) в оптических фазированных антенных решетках являются эффективными.

Аппроксимированное пространственное распределение оптического поля, полученное с использованием метода вспомогательных источников поля, можно использовать также для калибровки оптических ФАР с неидентичными каналами, параметры которых изменяются в ходе эксплуатации оптических систем, оснащенных фазированными оптическими решетками.

Литература

1. Ашихмин А.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А. Метод синтеза «виртуальной» антенной решетки и исследование возможности ее использования для совершенствования характеристик мобильных и стационарных радиопеленгаторов // Антенны. 2008. № 10(137). С. 34-46.
2. Методика синтеза радиопеленгаторной антенной решетки, основанная на аппроксимации поля вблизи корпуса мобильного носителя линейной комбинацией полей вспомогательных точечных источников / А.В. Ашихмин, С.В. Корочин, Ю.Г. Пастернак, Ю.А. Рембовский // Системы управления и информационные технологии. 2008. № 3.3(33). С. 324-330.
3. Исследование эффективности метода «виртуальной» антенной решетки при изменении геометрии корпуса носителя мобильного радиопеленгатора / А.В. Ашихмин, В.В. Негроров, Ю.Г. Пастернак, И.В. Попов, Ю.А. Рембовский // Антенны. 2010. № 1(152). С. 49-54.
4. Weiland T. A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication, 1977. V. 31. P. 116-120.
5. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 453 с

Сафонов Кирилл Сергеевич – ВГТУ, инженер-специалист, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: safonov-kirik@mail.ru

Сафонов Фёдор Сергеевич – ВГТУ, инженер-специалист, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: safonov_fedia93@mail.ru

METHODOLOGY OF DEFECTOSCOPY AND CALIBRATION OF OPTICAL PHASED ANTENNA ARRAYS, BASED ON APPROXIMATION OF THE SPACE STRUCTURE OF THE FIELD BY THE METHOD OF AUXILIARY SOURCES

D.K. Proskurin, Yu.G. Pasternak, K.S. Safonov, F.S. Safonov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: considering the fact that the dimensions of the elements of the optical antenna arrays, as a rule, do not exceed half the minimum wavelength of the working wave band, the actual problem is the detection of defects in the structure of an antenna array and the calibration of the optical wave receiving and emission channels during the operation of the optical system. When the optical phased array is functioning, it is necessary to control the geometry of its elements, as well as their material properties. The geometry of the elements of the optical phased array can change, either as a result of mechanical influences, or as a result of the temperature dependence of the linear dimensions of the device parts. In addition, in semiconductor optical modulators based on the Erley effect (variations in the thickness of the p-n junction on the magnitude of the applied bias voltage), there is also a temperature dependence, both the thickness of the p-n junction and the electron and hole concentrations, and hence the complex dielectric constant of the inhomogeneous material. Therefore, the detection of defects in the structure of the optical phased array antenna should be performed to correct the control voltages applied to the optical phase modulators, both in semiconductor phase shifters and in reflective optical phased arrays, built on MEMS mirrors, moving in the direction of the normal to the array. In the present work, an attempt is made to create a methodology for flaw detection and calibration of optical phased array antennas based on the approximation of the spatial field structure using the auxiliary sources method based on measuring the complex amplitudes of the optical field at points corresponding to the phase centers of the elements of the optical antenna array

Key words: optical antenna array, calibration, phased array, flaw detection, field approximation, auxiliary sources, complex amplitude and phase, virtual antenna array, real antenna array

References

1. Ashikhmin A.V., Pasternak Yu.G., Rembovsky Yu.A. "The method for synthesizing a "virtual" antenna array and exploring the possibility of using it to improve the characteristics of mobile and stationary radio direction finders", *Antennas (Antenny)*, 2008, no. 10(137), pp. 34-46.
2. Ashikhmin A.V., Korochin S.V., Pasternak Yu.G., Rembovsky Yu.A. "The technique for synthesizing a radio direction finding antenna array based on the approximation of the field near the mobile carrier body by a linear combination of auxiliary point source fields", *Control Systems and Information Technologies (Sistemy upravleniya i informatsionnye tekhnologii)*, 2008, no. 3.3(33), pp. 324-330.
3. Ashikhmin A.V., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Popov I.V., Rembovsky Yu.A. "Investigation of the effectiveness of the "virtual" antenna array method with a change in the geometry of the carrier body of the mobile radio direction finder", *Antennas (Antenny)*, 2010, no. 1(152), pp. 49-54.
4. Weiland T.A. "Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communication*, 1977, vol. 31, pp. 116-120.
5. Nikol'skiy V.V., Nikol'skaya T.I. "Electrodynamics and wave propagation" ("Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln"), Moscow, Nauka, 1989, 453 p.

Submitted 28.12.2017; revised 29.01.2018

Information about the authors

Dmitriy K. Proskurin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Vice-Rector for Innovative and Project Activities, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: pdk@vgasu.vrn.ru

Yuriy G. Pasternak, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: pasternakyg@mail.ru

Kirill S. Safonov, Engineer, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: safonov-kirik@mail.ru

Fedor S. Safonov, Engineer, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: safonov_fedia93@mail.ru

ВЛИЯНИЕ ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИИ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛОВ И РЕКОМЕНДАЦИИ ПО МИНИМИЗАЦИИ ЕЁ НЕГАТИВНЫХ ПОБОЧНЫХ ЭФФЕКТОВ

© 2018 А.О. Рыжов¹, И.Б. Крыжко², А.А. Макаров³, А.Б. Токарев¹

¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

²Воронежский государственный университет, г. Воронеж, Россия

³Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Аннотация: термостабилизация опорного генератора измерительного радиоприемника способствует снижению отклонения реальной частоты его колебаний от номинального значения, однако на практике не является идеальной. При эксплуатации измерительной аппаратуры в большом диапазоне температур реальный температурный режим генератора характеризуется медленными квазипериодическими колебаниями температуры, которые сопровождаются квазипериодическими флуктуациями частоты опорного генератора. И при необходимости дальнейшего повышения стабильности опорной частоты необходимо использовать меры, базирующиеся на ином механизме стабилизации.

Возможным вариантом повышения точностных характеристик измерительного приемника является контроль рассогласования его локальной шкалы времени (ЛШВ) с высокоточной внешней шкалой всемирного координированного времени UTC. Базой для слежения и подстройки ЛШВ служат при этом строб-импульсы (PPS), вырабатываемые тайминговым навигационным приемником в начале каждой секунды по шкале UTC. Для получения уточненных оценок частоты принимаемых колебаний рекомендуется ограничиться лишь математическим учетом поправок, соответствующих текущему рассогласованию шкал, но не использовать физическую коррекцию опорного генератора, что может породить те или иные побочные эффекты. В работе конкретизируется алгоритм слежения за рассогласованием шкал ЛШВ и UTC, предлагается правило расчета поправки к оценке измеряемой частоты, определяется формула расчета относительной погрешности измерений с учетом коррекции. Установлено, что при типовых режимах работы системы термостабилизации использование поправок, базирующихся на контроле рассогласования ЛШВ по отношению к UTC, позволяет снизить относительную погрешность оценивания в 3-4 раза и более

Ключевые слова: измерение частоты, опорный генератор, оценка параметров сигналов, термостабилизация

Благодарности: работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 14-49-00079).

Введение

При выполнении радиоизмерений одним из важнейших требований к измерительной аппаратуре является обеспечение высокой стабильности частоты опорных генераторов [1]. Нестабильность частоты может иметь различную природу происхождения, но одной из самых распространённых причин является изменение температуры окружающей среды. Для снижения влияния данного фактора на результаты измерений (особенно вне помещений, при эксплуатации аппаратуры в большом диапазоне температур) применяют термостабилизацию, однако подобное решение не является идеальным и не гарантирует полное устранение негативных последствий. Поддержание стабильной температуры является довольно сложным процессом, в ходе которого регулировка влечёт возникновение квазипериодических колебаний температуры в определённом диапазоне за счёт периодического нагревания и охлаждения стабилизируемых узлов аппаратуры. Медленные изменения температуры будут сопровождаться изменениями

частоты опорного генератора, для компенсации которых уже следует использовать меры, не имеющие отношения к термостабилизации. В последующей части работы в качестве подобных мер предлагается процедура слежения за отклонениями частоты опорного генератора от номинала, базирующаяся на контроле рассогласования локальной шкалы времени (ЛШВ) приемника с шкалой всемирного координированного времени (UTC), а также производится анализ влияния подобного слежения на уменьшение погрешности определения частоты регистрируемых радиосигналов.

Методика слежения за отклонением от номинала частоты опорного генератора

Благодаря температурной инерционности системы, флуктуации температуры и вызываемые ими колебания частоты опорного генератора происходят медленно, что позволяет обеспечить высокую эффективность и надежность процедуры слежения. Аппаратной основой процедуры синхронизации и слежения могут слу-

жить тайминговые навигационные приемники, обеспечивающие достаточную точность при вполне умеренной стоимости.

Практическая реализация синхронизации с UTC возможна посредством обработки строб-импульсов – «pulse-per-second» (PPS) сигналов, формируемых навигационным приёмником в начале каждой секунды по шкале UTC. При этом потенциально возможна как физическая подстройка частоты опорного генератора, так и сугубо математический учет степени рассогласования ЛШВ приёмника относительно UTC в алгоритмах определения частоты принимаемых радиосигналов. Последний вариант даже предпочтительнее, т.к. воздействие на сам опорный генератор будет порождать те или иные побочные эффекты, и потребуются бороться уже с ними.

Следует учесть, что сами PPS-сигналы не образуют временной шкалы, а только являются средством синхронизации. Обусловлено это двумя причинами. Во-первых, качество и стабильность формирования PPS-сигналов определяется взаимным расположением навигационного приёмника и спутниковой навигационной группировки, а также электромагнитной обстановкой в точке приема. При негативном стечении обстоятельств навигационный приемник перестанет формировать PPS-импульсы, и шкала времени, базирующаяся лишь на PPS-сигналах, прервет свое функционирование. Во-вторых, из-за особенностей распространения радиоволн даже при комфортной помеховой обстановке приём навигационных сигналов сопряжен с погрешностями и сопровождается флуктуациями строб-импульсов, формируемых навигационным приёмником, вдоль оси времени. Учитывая данную особенность, высокоточную ЛШВ приёмника следует формировать на основе его внутреннего высокостабильного генератора, используя последовательность PPS-сигналов для корректировки и плавной подстройки данной шкалы.

При абсолютной стабильности частоты тактового генератора мониторингового приёмника и идеальном приёме навигационных сигналов строб-импульсы на выходе навигационного приёмника будут наблюдаться через строго определённое число тактов опорного генератора. В действительности же нестабильность частоты и особенности распространения радиосигналов в пространстве вносят в эту закономерность значительные изменения. Нестабильность частоты тактового генератора приводит к

медленным флуктуациям ЛШВ от UTC, вследствие чего интервал между моментами наблюдения строб-импульсов плавно случайным образом изменяется. Также стоит учитывать факт наличия дрожания фазы строб-импульсов. Поэтому математическая модель функционирования ЛШВ будет определяться выражением

$$z_i = p_i + \xi_i, \quad (1)$$

где z_i – наблюдаемое отклонение ЛШВ, искажаемое случайной поправкой ξ_i , порождаемой фазовым дрожанием, с; p_i – реальное отклонение ЛШВ от шкалы UTC, наблюдаемое на i -ой секунде интервала наблюдения, с.

Величина p_i , в свою очередь, будет зависеть от отклонения p_{i-1} ЛШВ от шкалы UTC на предыдущей секунде наблюдения и величины интервала между моментами наблюдения строб-импульсов; она определяется выражением

$$p_i = p_{i-1} + k, \quad (2)$$

где k – коэффициент ежесекундного взаимного ухода шкал, порождаемый отклонением текущей частоты тактового генератора от своего номинала (в секундах).

В действительности из-за случайного характера нестабильности частоты тактового генератора коэффициент k имеет некоторый случайный дрейф, но применение высокостабильного генератора позволяет снизить темп этого дрейфа до крайне низких значений. Данный факт позволяет на интервалах времени до нескольких часов считать коэффициент k некоторой константой и рассматривать порождаемые им погрешности как следствие неточности измерения k и неизвестности значений поправок ξ_i . С физической точки зрения величина k характеризует погрешность установки частоты опорного генератора, проявляющуюся как рассогласование ЛШВ и UTC.

Утверждение о постоянной величине k подразумевает постоянное и неизменное воздействие дестабилизирующего фактора на тактовый генератор, из-за чего и будет наблюдаться отклонение его тактовой частоты на данную величину. А значения ξ_i , вследствие случайного характера воздействия фазового дрожания, следует считать последовательностью независимых случайных величин. Закон их распределения при отсутствии объективных причин, влияющих на данный параметр, целесообразно считать нормальным.

При нормальном законе распределения величин ξ_i оптимальным фильтром для получения оценок \tilde{p} и \tilde{k} является фильтр Калмана [2], на основе которого осуществляется слежение и подстройка ЛШВ. Корректировка рассчитывается по совокупности n последних измерений. Правило функционирования фильтра имеет вид

$$\tilde{\mathbf{x}}_i^+ = \tilde{\mathbf{x}}_i^- + \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T (\mathbf{h} \mathbf{P}_i^- \mathbf{h}^T + \mathbf{R}_i)^{-1} (z_i - F(\tilde{\mathbf{x}}_i^-)), \quad (3)$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_i = (\tilde{p}_i, \tilde{k}_i)^T$ – вектор оценок параметров ЛШВ, соответствующий i -му шагу оценивания, верхние индексы «-» и «+» обозначают значения вектора до и после коррекции, $F(\tilde{\mathbf{x}}_i) = (\tilde{p}_i + \tilde{k}_i)$ – прогнозируемая величина отклонения, $\mathbf{h} = (1 \ 0)$ – матрица частных производных для измеряемых параметров, \mathbf{P}_i – ковариационная матрица погрешности решения, $\mathbf{R} = M\{\xi \xi^T\}$ – корреляционная матрица случайных ошибок ξ . При независимых, равнооточных измерениях корреляционная матрица ошибок может быть записана в виде $\mathbf{R} = \sigma_\xi^2 \mathbf{I}$. Здесь σ_ξ^2 – средний квадрат величин ξ_i , размер матрицы соответствует числу учитываемых при расчете измерений n .

Можно показать, что при большом числе учитываемых измерений $n \gg 1$ справедлива аппроксимация

$$\tilde{\mathbf{x}}_i^+ = \tilde{\mathbf{x}}_i^- + \begin{pmatrix} 4/n \\ 6/n^2 \end{pmatrix} (z_i - (\tilde{p}_i + \tilde{k}_i)). \quad (4)$$

Для простоты реализации первичной оценкой коэффициента ухода имеет смысл считать $\tilde{k}_0 = 0$, а в качестве отклонения \tilde{p}_0 взять значение, получаемое по первому же стробимпульсу от навигационного приёмника.

Поскольку коэффициент ухода ЛШВ k все же подвержен случайному дрейфу и, строго говоря, не является константой на длительном интервале времени, опираться на бесконечно протяженную последовательность измерений недопустимо. Практика показала целесообразность следующей корректировки: до обработки n_F измерений фильтр работает как фильтр Калмана, а далее – как фильтр с постоянными коэффициентами, соответствующими $n = n_F$:

$$n = \min(\max(n_S, i), n_F). \quad (5)$$

Здесь $n_S = 10$ – параметр, ограничивающий стартовую чувствительность алгоритма, n_F –

характерное время изменения параметров сигнала опорного генератора (в секундах), определяемое из паспортных данных или путем эксперимента. Этот параметр определяет скорость сходимости (практика показывает, что длина переходного процесса типично составляет $2 \div 4n_F$), а также влияет на точность работы фильтра на протяженных временных интервалах.

Отметим, что алгоритмы, построенные в предположении о нормальности закона распределения погрешностей, при нарушении этого предположения могут становиться неустойчивыми. Для повышения устойчивости алгоритма к аномальным выбросам можно предложить следующее.

Следуя идеям, изложенным в [3], зададимся некоторой константой max_err , превышение которой модулем погрешности z_i наблюдается достаточно редко, и условимся использовать в (4) вместо z_i величину

$$\tilde{z}_i = z_i \frac{max_err}{\max(|z_i|, max_err)}. \quad (6)$$

Физический смысл (6) заключается в том, что при возникновении аномальных выбросов ($|z_i| > max_err$) измерение нормируется так, чтобы знак невязки сохранялся, а модуль приводился к величине max_err . В качестве константы max_err можно рекомендовать утроенную априорную оценку погрешности измерений.

Методика учёта рассогласования ЛШВ от шкалы UTC при оценивании частот радиосигналов

Отличающаяся от нуля оценка коэффициента k свидетельствует об уходе ЛШВ от шкалы UTC и об отклонении реальной частоты тактового генератора f от его паспортной величины f_p . При этом абсолютная расстройка частоты $\Delta f = f - f_p$ будет связана с коэффициентом ухода k формулой

$$k = -\frac{\Delta f}{f_p}. \quad (7)$$

Реальная же частота тактового генератора может быть рассчитана на основе паспортного значения этой частоты в соответствии с выражением

$$\tilde{f} = f_p + \Delta f = f_p (1 - \tilde{k}). \quad (8)$$

Для оценки качественных показателей анализируемого алгоритма отметим, что относительную погрешность оценки частоты внешнего сигнала, вызываемую нестабильностью частоты тактового генератора, можно определить формулой

$$\delta f = \frac{\Delta \tilde{f} - \Delta f}{f_p} = k - \tilde{k}. \quad (9)$$

Итак, соотношение (8) на основе оценки коэффициента взаимного ухода шкал k позволяет уточнять частоты регистрируемых измерительной аппаратурой радиосигналов, а выражение (9) определяет присущую анализируемому алгоритму «остаточную» погрешность оценки частоты.

Результаты исследования эффективности процедуры коррекции оценки частот сигналов при термостабилизации опорного генератора

Рассмотрим ситуацию, когда опорный генератор измерительного приемника помещен в термостат. Подобное решение позволяет значительно снизить влияние изменения температуры на точность проводимых измерений, но имеет некоторые негативные последствия. Так как процесс нагревания и охлаждения занимает некоторое время, температура внутри термостата будет колебаться в определенном интервале значений. Ширина этого интервала будет зависеть от множества факторов, среди которых характер изменения температуры окружающей среды, мощность нагревательного элемента и пороговые значения срабатывания термостата.

При малой мощности нагревательного элемента процессы нагревания и охлаждения будут занимать сопоставимое по продолжительности время. Учтем дополнительно, что из-за инерционности нагревательного элемента после его включения или отключения температура начинает изменяться не мгновенно, поэтому в зоне порогов переключения термостата скорость нагревания и охлаждения уменьшается. Как следствие, одним из возможных вариантов аппроксимации закона изменения температуры внутри термостата является гармоническое колебание, а поскольку частота формируемых опорным генератором колебаний во многом определяется рабочей температурой, то для закона изменения этой частоты можно предложить гармоническую аппроксимацию.

Предположим, что благодаря калибровке оборудования среднее значение частоты коле-

баний, формируемых опорным генератором в температурном диапазоне термостата соответствует его паспортной частоте (в соответствии с условиями эксплуатации). В таком случае коэффициент взаимного ухода шкал будет периодически отклоняться в большую и меньшую стороны, совершая колебания около нулевого значения, и наблюдаемый уход ЛШВ от UTC будет также изменяться гармонически. Уход частоты опорного генератора от своего паспортного значения будет порождать рассогласование шкал времени, а алгоритм (4)-(6) оценивания коэффициента взаимного ухода шкал (параметр k является частью прогнозируемого согласно (4) вектора \tilde{x}_i^+) позволит сравнительно точно контролировать степень этого рассогласования. Применение оценки \tilde{k} для коррекции измеряемых частот радиосигналов в соответствии с (8) обеспечит заметное снижение относительной погрешности измерений.

Иллюстрация работы процедуры коррекции измеряемых частот приведена на рис. 1. Здесь гармоническая зависимость 1 отражает идеализированную (т.е. без учета шума) траекторию возможного отклонения частоты от истинного значения до выполнения корректировки ЛШВ, а кривая 2 – возможную реальную траекторию после корректировки.

Представленная на рис. 1 зависимость относительного отклонения частоты от времени принимает значения того же порядка, что и относительная нестабильность частоты высокостабильного опорного генератора. Во временной области данная зависимость определяется скоростью протекания процессов нагревания и остывания термостата. Так, на рис. 1 один период изменения частоты составляет 52 минуты.

Меньший вертикальный размах зависимости 2 по отношению к кривой 1 показывает, что в результате контроля частотного рассогласования удастся уменьшить относительную погрешность измерения частоты в 3-4 раза.

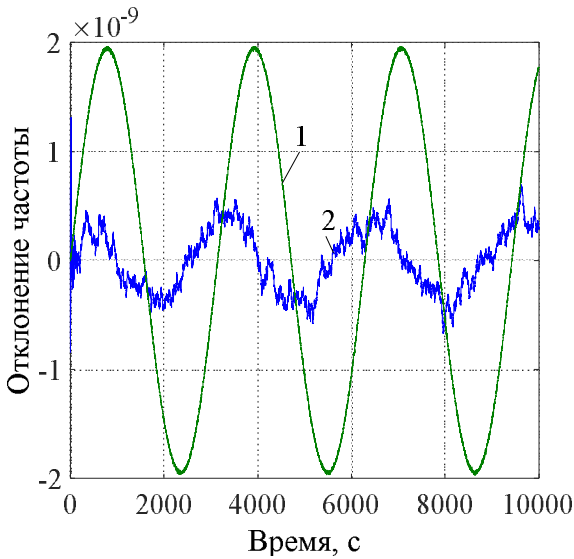


Рис. 1. Относительное отклонение частоты опорного генератора при термостабилизации с калибровкой:
1 – без корректировки ЛШВ,
2 – с корректировкой ЛШВ

Изменение температурных условий эксплуатации или неточности при осуществлении калибровки могут привести к смещению среднего значения частоты опорного генератора по отношению к номинальной. Как следствие, флуктуации коэффициента взаимного ухода шкал будут совершаться не относительно нулевого значения, а по отношению к какой-то отличной от нуля величине. Например, если паспортное значение частоты будет наблюдаться при минимальной температуре работы термостата, то по ходу цикла термостабилизации будут наблюдаться лишь неотрицательные значения коэффициента k , а рассогласование ЛШВ и UTC с течением времени будет нелинейно возрастать, как это показано на рис. 2.

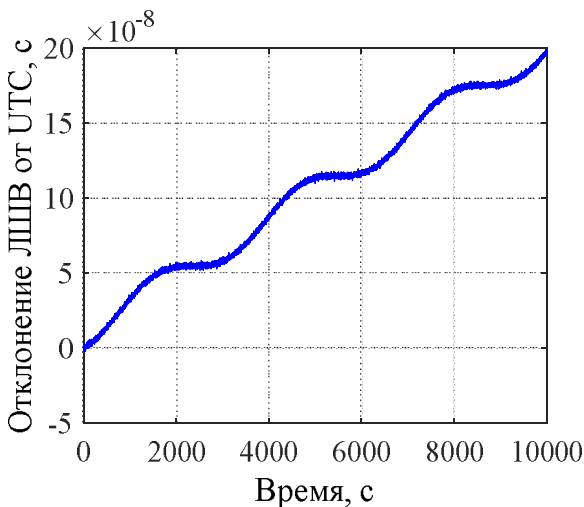


Рис. 2. Наблюдаемое отклонение ЛШВ от UTC

Как следует из рис. 2, при проведении измерений в течение длительных промежутков времени отклонение ЛШВ от UTC будет значительно снижать точность результатов, ввиду закономерного увеличения рассогласования шкал. В подобной ситуации применение алгоритма слежения за уходом ЛШВ может дать ещё более значительный полезный эффект; соответствующие результаты показаны на рис. 3.

Сведения, представленные на рис. 3, показывают, что применение синхронизации с UTC позволило получать несмещенные оценки частот наблюдаемых радиосигналов, а максимальную величину отклонения частоты удалось понизить более чем в 7 раз.

Убедимся, что обсуждаемый алгоритм синхронизации сохраняет эффективность и при достаточно резких, несинусоидальных изменениях частоты опорного генератора. Подобный характер изменения частоты может наблюдаться, например, при хорошей термоизоляции и достаточно мощном нагревающем узле термостата, из-за чего рост температуры будет происходить гораздо быстрее последующего остывания блоков.

Построим зависимость от времени для оценки частоты, наблюдаемой по ходу корректировки коэффициента взаимного ухода шкал, изменяющегося по явно несинусоидальному закону. Полученные графики представлены на рис.4.

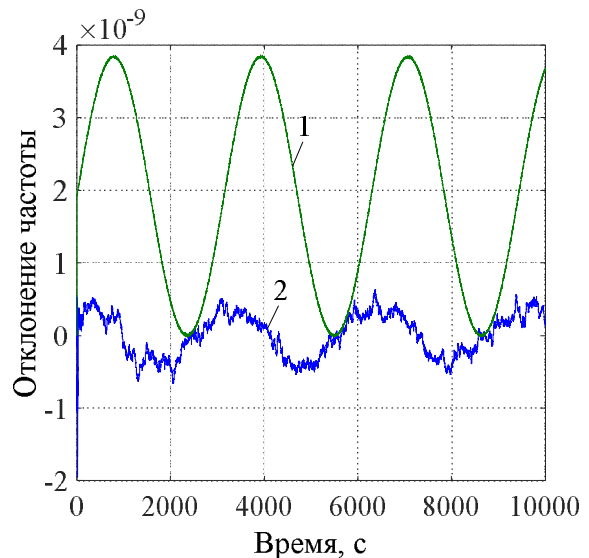


Рис. 3. Относительное отклонение частоты опорного генератора при термостабилизации без калибровки:
1 – без корректировки ЛШВ, 2 – с корректировкой ЛШВ

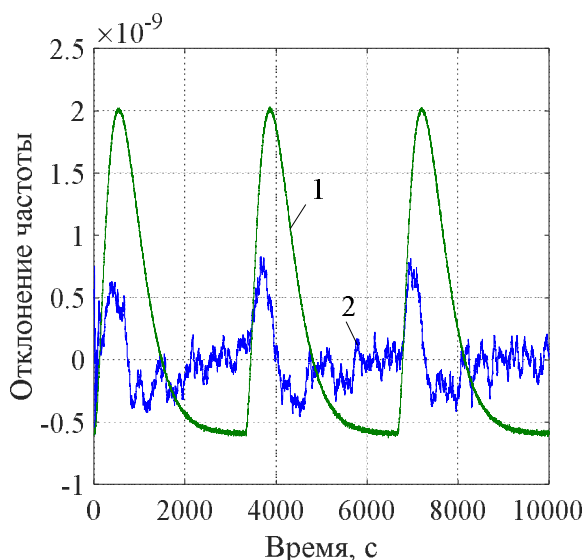


Рис. 4. Относительное отклонение частоты опорного генератора при термостабилизации с резким изменением температуры окружающей среды: 1 – без корректировки ЛШВ, 2 – с корректировкой ЛШВ

Как и ранее, применение алгоритма слежения за рассогласованием позволило снизить относительную погрешность измерения частоты. Отклонения частоты сместились в область нулевых значений и в 3-4 раза уменьшилась максимальная относительная погрешность оценивания.

Влияние параметра стартовой чувствительности алгоритма на точность измерений

Проанализированный выше алгоритм синхронизации позволяет существенно повысить точность проводимых измерений на продолжительных интервалах подстройки. Однако в условиях резких флуктуаций частоты на начальных временных интервалах он может демонстрировать достаточно заметную относительную нестабильность частоты. Это явление имеет сложный характер, и интенсивность его проявления определяется параметрами алгоритма синхронизации.

Рассмотрим выражение (5), в соответствии с которым осуществляется фильтрация. Как было указано ранее, n_F – это характерное время изменения параметров сигнала опорного генератора, численное значение этого параметра будет определять момент перехода от фильтра Калмана к фильтру с постоянными коэффициентами на протяженных интервалах наблюдения. Поведение же фильтра на стартовом интервале подстройки определяется параметром n_S . Значительное увеличение дан-

ного параметра может замедлить подстройку ЛШВ к UTC, однако стабильность процессов фильтрации при этом возрастает. Таким образом, можно говорить о существовании оптимального значения этого коэффициента, при котором устраняются кратковременные отклонения частоты в начальные моменты времени без критического увеличения продолжительности подстройки шкал в целом. В рамках исследовавшейся вероятностной модели было установлено, что при увеличении значения параметра n_S до 50 изменение нестабильности частоты происходит без значительных отклонений шкал ЛШВ и UTC друг от друга. На рис. 5 показан сравнительный график, где зависимость 1 характеризует нестабильность частоты при коэффициенте $n_S = 10$, а зависимость 2 – при коэффициенте $n_S = 50$. Горизонтальный масштаб графика определялся тем, что при его построении предполагалось $n_F = 180$ секунд. Как следует из полученных кривых, использование параметра $n_S = 50$ устраняет негативный эффект на начальном интервале подстройки, а к моменту n_F наблюдаемые зависимости практически совпадают.

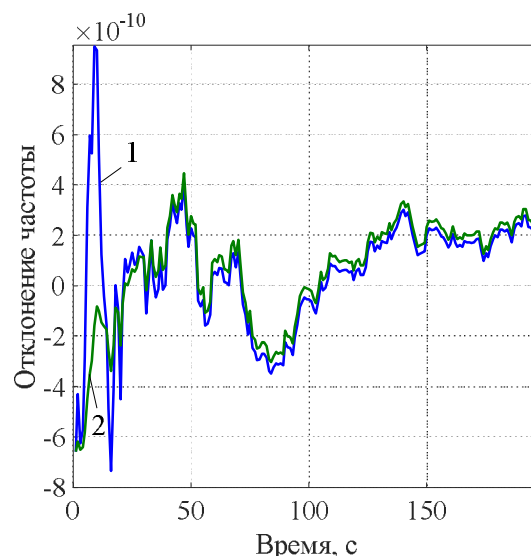


Рис. 5. Сравнительная характеристика работы алгоритма при параметре стартовой чувствительности алгоритма 1 – $n_S = 10$, 2 – $n_S = 50$

Выводы

Применение алгоритма слежения за уходом ЛШВ от шкалы UTC на математической модели, построенной для описания поведения аппаратуры, применяемой в компании АО «ИР-КОС» [1], позволило в дополнение к эффекту термостабилизации снизить относительную по-

грешность оценки измерительным приёмником частоты принимаемых радиосигналов не менее чем в 3-4 раза. Натурные испытания подтверждают основные представленные в работе результаты, а достигаемые на практике количественные показатели определяются температурными условиями эксплуатации: при работе в комфортных условиях обеспечиваемая стабилизация проявляется не столь существенно, но в сложных условиях полезный эффект от учета рассогласования шкал времени может оказаться и ещё более значительным.

Литература

1. Рембовский, А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства /под ред. А.М. Рембовского. 3-е изд., перераб. и доп. М: Горячая линия-Телеком, 2012. 640 с.
2. Simon, Dan. Optimal State Estimation: Kalman, H-infinity, and Nonlinear Approaches. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Retrieved from <http://en.bookfi.net/book/445765>.
3. Мудров В.И., Кушко В.Л. Методы обработки измерений: квазиравдоподобные оценки. Изд. 2-е, перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1983. 304с.

Поступила 04.12.2017; принята к публикации 29.01.2018

Информация об авторах

Рыжов Антон Олегович – магистрант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: ryzhov777@yandex.ru, тел. 89192318927
Крышко Игорь Борисович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный университет (394018, Россия, г. Воронеж, Университетская площадь, 1), e-mail: kryzhkoib@ircoc.vrn.ru, тел. 8(473)2208266
Макаров Александр Андреевич – аспирант, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (111250, Россия, г. Москва, Красноказарменная улица, дом 14), тел. 8(977)8119383, e-mail: o_v_ch@mail.ru
Токарев Антон Борисович – д-р техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru, тел. 8(473)2437665

INFLUENCE OF THERMOSTABILIZATION OF THE REFERENCE GENERATOR ON THE ACCURACY OF MEASURING FREQUENCY OF RADIOSIGNALS AND RECOMMENDATIONS ON THE MINIMIZATION OF ITS NEGATIVE SIDE EFFECTS

A.O. Ryzhov¹, I.B. Kryzhko², A.A. Makarov³, A.B. Tokarev¹

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**Voronezh State University, Voronezh, Russia**

³**National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia**

Abstract: thermostabilization of the reference generator of the measuring radio receiver helps to reduce the deviation of the actual frequency of its oscillations from the nominal value, but in practice it is not ideal. During exploitation of the measuring equipment in a wide temperature range, the real temperature regime of the generator is characterized by slow quasiperiodic temperature fluctuations, which are accompanied by quasiperiodic fluctuations in the frequency of the reference generator. If it is required to improve the stability of the reference frequency further, it is necessary to use measures based on a different stabilization mechanism. A possible option to increase the accuracy of the measuring receiver is to control the mismatch of its local time scale (LTS) with the high-precision external scale of the universal coordinated time UTC. The gating-pulses (PPS), produced by the timing navigation receiver at the beginning of every second on the UTC scale, serve as the base for tracking and tuning the LTS. To obtain more precise estimates of the frequency of the received oscillations, it is recommended to limit to only mathematical account of the corrections corresponding to the current mismatch of the scales, but not to use the physical correction of the reference generator, which may give rise to certain side effects. The article specifies the algorithm for tracking the mismatch of LTS and UTC scales, proposes a rule for calculating the correction to the estimated frequency, and gives the formula for calculating the relative error of the measurements, taking into account the correction. It was found that under typical operating conditions of the thermostabilization system, the use of corrections based on the control of the discrepancy of LTS in relation to UTC makes it possible to reduce the relative error of the estimation by 3-4 times or more

Key words: frequency measurement, reference generator, radio signal parameters estimation, temperature stabilization

Acknowledgements:: the work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (project № 14-49-00079).

References

1. Rembovskiy A.M., Ashikhmin A.V., Koz'min V.A. "Radio monitoring. Problems, methods and equipment." ("Radiomonitoring: zadachi, metody, sredstva"), Moscow, Goryachaya liniya – Telekom, 20012, 640 p.
2. Simon Dan, "Optimal State Estimation: Kalman, H-infinity, and Nonlinear Approaches", Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, retrieved from <http://en.bookfi.net/book/445765>.
3. Mudrov V.I., Kushko V.L. "Processing methods of measurements: quasi-plausible evaluation" ("Metody obrabotki izmereniy: kvazipravdopodobnye otsenki"), Moscow, Radio i svyaz', 1983, 304 p.

Submitted 04.12.2017; revised 29.01.2018

Information about the authors

Anton O. Ryzhov, MA, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: ryzhov777@yandex.ru, tel. 8(919)2318927

Igor' B. Kryzhko, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State University (1 Universitetskaya Square, Voronezh 394018, Russia) e-mail: kryzhkoib@ircoc.vrn.ru, tel. 8(473)2208266

Aleksandr A. Makarov, Graduate student, National Research University "MPEI" (14 Krasnokazarmennaya street, Moscow 111250, Russia), e-mail: o_v_ch@mail.ru, tel. 8(977)8119383,

Anton B. Tokarev, Dr. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: TokarevAB@ircoc.vrn.ru, tel. 8(473)2437665

ЕВКЛИДОВО-ОРТОГОНАЛЬНАЯ LDPC-АРХИТЕКТУРА С НИЗКИМ УРОВНЕМ СЛОЖНОСТИ ДЛЯ ПРИЛОЖЕНИЙ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

© 2018 А.В. Башкиров, М.В. Хорошайлова

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в этой статье предложена высокоэффективная архитектура декодирования кода низкой плотности проверки на четность (LDPC) для приложений с малой потребляемой мощностью. Коды низкой плотности были реализованы в цифровом видеовещании, широкополосном беспроводном доступе (WiMax) и четвертом поколении беспроводных стандартов. В этом исследовании также рассматривается проектирование и анализ блоков контрольного узла, переменного узла и евклидова ортогонального генератора в архитектуре LDPC-декодера. Евклидовый ортогональный генератор используется для уменьшения частоты ошибок предлагаемой LDPC-архитектуры, которая может быть включена между архитектурой проверочного узла и переменного узла. Эта предлагаемая конструкция декодера синтезируется на платформе Xilinx 9.2i и моделируется с использованием Modelsim, предназначенной для 45-нм устройств. В данной статье показано, что предлагаемая архитектура значительно снижает потребление энергии и аппаратных средств при сравнении с другими традиционными архитектурами. Приведенная модель демонстрирует лучшие результаты по сравнению с традиционными архитектурами декодеров с меньшим использованием оборудования и потреблением энергии около 27 мВт, что более подходит для большинства приложений с малой потребляемой мощностью.

Ключевые слова: евклидовый ортогональный генератор, LDPC-декодер, низкая мощность потребления, алгоритм передачи сообщения

Введение

Отличные свойства коррекции ошибок кодов с низкой плотностью (LDPC) получили большое распространение в исследовательских областях. Среди различных кодов коррекции ошибок коды LDPC выбираются как лучшие коды, приближенные к пределу Шеннона. Коды LDPC достигают 0,04 дБ предела Шеннона. По сравнению с другими кодами, LDPC-коды с итеративным декодированием легко реализовать. Эти коды имеют улучшенную возможность исправления ошибок. Название «LDPC» происходит от характеристики их матрицы проверки на четность, которая содержит только несколько единиц по сравнению с количеством нулей. Их главным преимуществом является то, что они обеспечивают производительность, которая очень близка к мощности для множества разных каналов и линейных сложных временных алгоритмов для декодирования.

Коды LDPC имеют определенные преимущества по сравнению с турбокодами (лучшие коды с BER приближенные к мощности Шеннона до сих пор). Первое достоинство заключается в том, что декодирование LDPC-кодов полностью соответствует параллелизму, который выполняется с большей скоростью. Во-вторых, декодеры с очень низкой степенью сложности более подходят для этих кодов. В-

третьих, LDPC-декодирование поддается проверке, то есть, декодирование на правильное кодовое слово может быть проверено на предмет точности.

Более того, коды LDPC больше подходят для реализации в приложениях, в которых используется параллелизм.

Поэтому эти коды могут использоваться в нескольких стандартах, включая WiMax (IEEE 802.16) и различные высокоскоростные приложения, в которых итеративные алгоритмы передачи сообщений в основном реализуются параллельно. LDPC реализует параллелизм в процессе декодирования, тем самым достигая высокой пропускной способности декодирования. Коды LDPC последовательно декодируют как строки, так и столбцы, и поэтому эти коды более подходят для итеративного декодирования, поэтому называются итеративными декодерами.

Коды LDPC могут быть представлены двумя способами. Первый метод представления в виде матриц, аналогичных всем другим линейным блочным кодам, а второй способ представления - в виде графов. Существует несколько алгоритмов, предлагаемых для декодирования LDPC-кодов, и каждый алгоритм был разработан автономно и, по сути, под разными именами. Некоторыми широко распространенными LDPC-декодерами обычно являются алгоритм суммарного произведения

(sum-product), алгоритм распространения доверия (belief propagation) и алгоритм обхода сообщений (messagepassing).

Архитектура предлагаемого декодера

Предлагаемый способ декодирования включает в себя несколько элементов обработки – блок переменных узлов (VNU), блок контрольных узлов (CNU), генератор адресов, ге-

нератор минимальных данных и несколько других модулей, как показано на рис. 1. Соединяются CNU и VNU между собой по сетям маршрутизации. Связность, обеспечиваемая матрицей контроля четности, создает метку для входных и выходных краев CNU. После завершения необходимого количества итераций VNU производят конечные результаты.

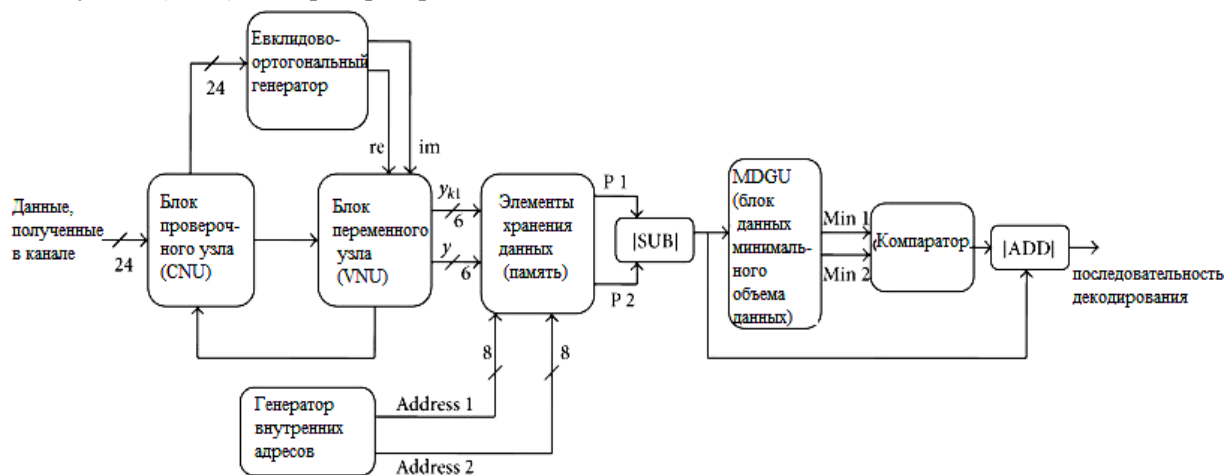


Рис. 1. Предлагаемая архитектура декодера

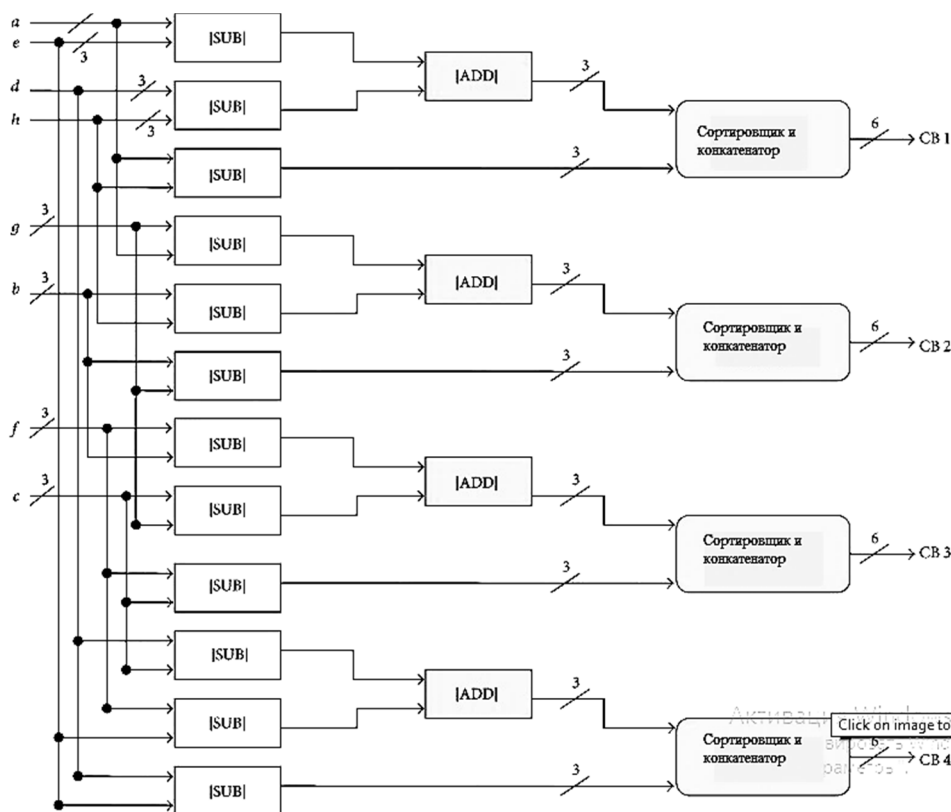


Рис. 2. Архитектура блока проверочного узла

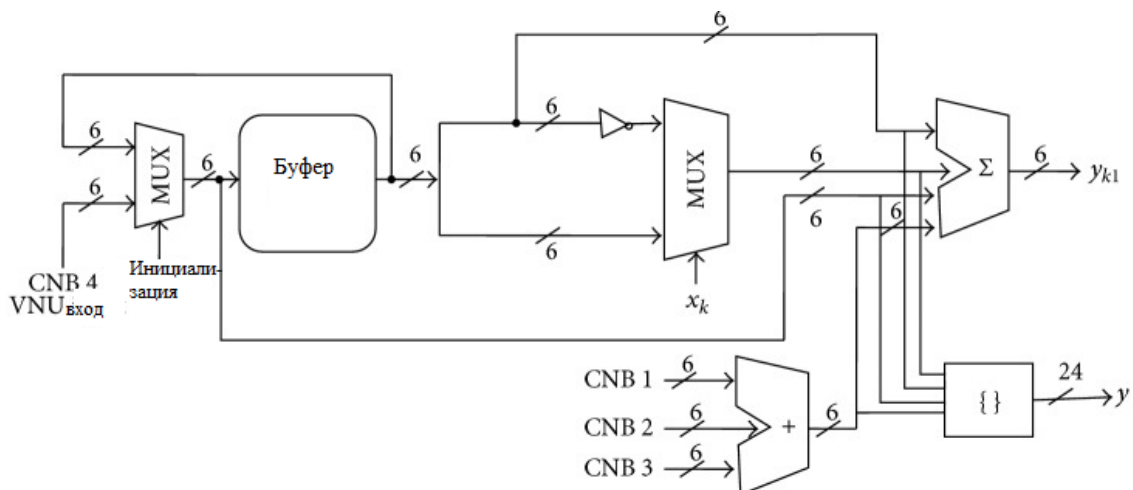


Рис. 3. Архитектура блока переменного узла

Алгоритм предлагаемого декодирования описан ниже.

1. Данные с шумом принимаются от канала и подаются в блок контрольного узла LDPC декодера.

2. Эвклидовский ортогональный генератор получает последовательность из блока контрольного узла и включает / отключает блок переменного узла в зависимости от уровня серьезности шумов на полученных последовательностях.

3. Выход из блока переменного узла сохраняется в элементах хранения данных, которые получили последовательность адресов из модуля генератора адресов.

4. Минимальный блок генератора данных генерирует минимальные 1 и минимальные 2 данные, которые затем передаются в блок сравнения.

5. Ответ от компаратора добавляется с ответом от блока вычитателя для получения декодированных сигналов.

Блок проверочного узла (CNU)

Архитектура блока проверочного узла декодера LDPC показана на рис. 2. CNU помогает в определении силы принимаемого сигнала в канале. CNU состоит из двенадцати блоков вычитания ($|SUB|$), четырех блоков сумматора ($|ADD|$) и четырех модулей сортировщика и блоков конкатенации, которые используются для оценки четырех векторов разности направлений, из которых определяется наименьшее значение разности. В предлагаемом проекте

$|ADD|$ и $|SUB|$ требуются единицы для проектирования контрольного узла.

Счетчик затвора одного модуля умножителя или деления намного больше, чем счетчик затвора одного блока сумматора или вычитателя; поэтому в данной модели полностью используются только сумматоры и вычитатели, а не умножение и деление, что снижает сложность и стоимость оборудования.

Архитектура блока переменных узлов (VNU)

Блок переменных узлов (VNU), как показано на рис. 3, используется при вычислении жесткого решения «x». Вектор жестких решений «x» направляется на блок контрольного узла или блок (CNB) через сеть маршрутизации, размер которого меньше размера сети алгоритма sum-product. Однобитовое значение существует для маршрутизации между двумя узлами. VNU содержит схему флип-детектирования, линейный буфер, мультиплексированный сумматор и конкатенатор. Сначала принимаемый сигнал «y» от блока контрольного узла проходит через узел регистрации реестров для входа в блок переменных узлов (VNB). Полученные значения представляют собой 6-разрядные значения знаковой величины (SM). Пусть $[sn:mn]$ - n-е 4-битное значение, предоставляемое n-му VNB, где sn обозначает жесткое решение, а mn обозначает величину sn. Расчет корреляции упрощается с помощью SM для реализации, а схема коррелятора состоит из инвертора, за которым следует 1-битный мультиплексор. Данные блока,

полученные от блока CNU, имеют четыре подблока, из которых первые три блока подмодулей обрабатываются модулем сумматора, а последний блок подмодуля обрабатывается непосредственно модулем мультиплексора.

Евклидовый ортогональный генератор

Он используется для определения уровня шума принятого сигнала, как показано на рис. 4. Выход из CNU подается в евклидовом ортогональном генераторе, который состоит из сумматора / вычитателя, сдвигателя и мультиплексора. Он будет генерировать реальную и мнимую часть принятого сигнала от CNU. Если реальная часть больше мнимой, то сигнал от CNU пропускается через VNU для декодирования сигналов, иначе он отбрасывается из-за высокой степени шума на полученных последовательностях.

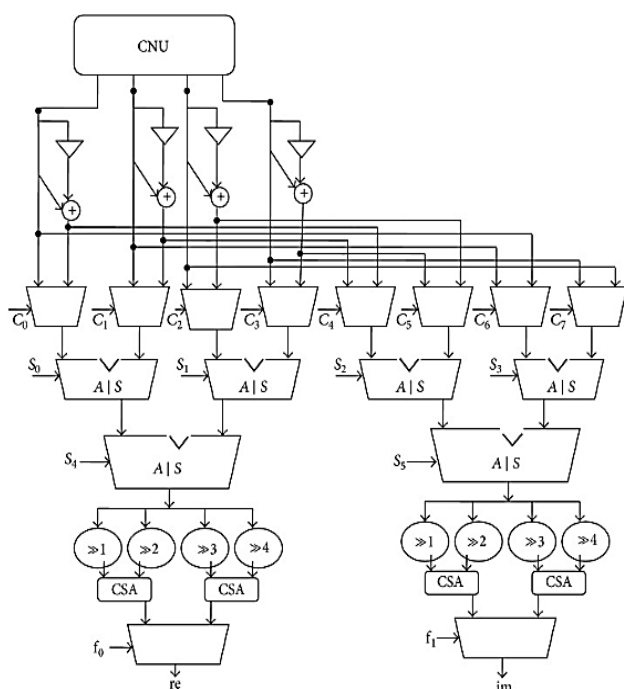


Рис. 4. Евклидовый ортогональный генератор

Результаты и обсуждения

Архитектура LDPC-декодера, разработанная в этой работе, более подходит для приложений с низким энергопотреблением и проверена с использованием Xilinx 9.2i и Modelsim 5.8 на нескольких устройствах семейства Virtex. Предложенный декодер имитируется на различных устройствах ПЛИС для его анализа производительности. Вход для предлагаемого декодера берется из мобильной

среды реального времени с шумами. Тактовая частота для моделирования составляет 200 МГц с периодом 50-50 часов включения-выключения в качестве начальной установки моделирования. Разработанный декодер использовали 100 LUT и 51 срез с рабочей частотой 200 МГц как максимум. Результаты показывают, что этот предлагаемый декодер потребляет очень низкую мощность с точки зрения таблиц Look Up, частей ПЛИС и количество затворов. Измерения мощности и тока проверяются для разных устройств семейства Virtex и приведены в табл. 1. Показатели предлагаемого декодера были проанализированы с точки зрения количества таблиц Look Up (LUT), количества срезов (S), количества затворов (GC), текущего потребления (CC) и потребления энергии (ПК). В табл. 2 объясняется оценка производительности декодера с точки зрения используемого оборудования.

Таблица 1

Анализ производительности энергопотребления и текущих потреблений процессоров Virtex

Семейство	Характеристики устройства	Потребляемая мощность (мВт)	Потребляемый ток (мА)
Virtex-E	XCV50E	151	82
Virtex5	XC5VLX30	267	208
Virtex4	XC4VLX15	253	127
Virtex	XCV50	27	10

Таблица 2

Оценка производительности аппаратных средств

Параметры использования оборудования	Потребление оборудования
Срезы	51
LUT	100
Затворы	3330

Было проведено моделирование предлагаемого кода, а затем предлагаемый LDPC-код загружается в устройство ПЛИС для его измерения производительности. Потребляемая мощность предлагаемой архитектуры LDPC измеряется с помощью инструмента xrgimer или анализатора мощности, доступного в инструменте Xilinx. Вход в блок FPGA задается из мобильного сигнала реального времени, полученного от канала, с шумами. Декодер LDPC, предложенный здесь, сравнивался с точки зрения использования энергии, оценивая его по различным устройствам Virtex. Декодер LDPC в этой работе был в основном разработан с целью снижения уровней мощности во

время работы. В таблице 1 уже обсуждалось использование мощности различных устройств Virtex и было показано потребление энергии таких устройств на более низких уровнях.

Заключение

Предложена модель высокоэффективной архитектуры LDPC-декодера для реализаций в приложениях с низким энергопотреблением. Здесь представлена конструкция евклидова ортогонального генератора, которая является частью архитектуры декодера LDPC. Предложенный в этой работе евклидовый ортогональный генератор уменьшает частоту ошибок предлагаемой архитектуры LDPC. Приведённая модель показала лучшие результаты, чем другие традиционные архитектуры декодеров с меньшим использованием оборудования и потреблением энергии около 27 мВт, что более подходит для большинства приложений с малой потребляемой мощностью.

Литература

1. Blanksby A. J., Howland C. J. A 690-mW 1-Gb/s 1024-b, rate-1/2 low-density parity-check code decoder. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2002;37(3):404–412.
2. Башкиров А.В., Коротков Л.Н., Хорошайлова М.В. Модель масштабируемого LDPC-декодера низкой мощности с использованием алгоритмического синтеза высокого уровня // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 1. С. 65–69.
3. Mohsenin T., Truong D. N., Baas B. M. A low-complexity message-passing algorithm for reduced routing congestion in LDPC decoders. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*. 2010;57(5):1048–1061.
4. Yao Y., Liang W., Ye F., Ren J. Memory efficient LDPC decoder design. Proceedings of the 3rd IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia '11); October 2011; Macau, China. IEEE; pp. 127–130.
5. Di Wu, Yun Chen, Qichen Zhang, Yeong-luh Ueng and Xiaoyang Zeng “Strategies for Reducing Decoding Cycles in Stochastic LDPC Decoders” *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, vol. 63, no.91, pp. 873 - 877, Sept. 2016.
6. Башкиров А.В., Савинков А.Ю., Хорошайлова М.В. Реализация LDPC-декодера на массивно-параллельных вычислительных устройствах // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 6. С. 97-99.

Поступила 11.12.2017; принята к публикации 23.01.2018

Информация об авторах

Башкиров Алексей Викторович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-952-543-99-88, e-mail: kivr@vorstu.ru

Хорошайлова Марина Владимировна – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-920-415-15-65, e-mail: pmv2205@mail.ru

EVCLIDOVO-ORTHOGONAL LDPC-ARCHITECTURE WITH LOW DEGREE OF COMPLEXITY FOR LOW POWER APPLICATIONS

A.V. Bashkirov, M.V. Khoroshaylova

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: this article proposes a highly efficient low-density parity-check (LDPC) decoding architecture for low power applications. Low-density codes (LDPCs) were implemented in digital video broadcasting, broadband wireless access (WiMax) and the fourth generation of wireless standards. This study also deals with the design and analysis of the blocks of the control node and the variable node and the Euclidean orthogonal generator in the LDPC architecture of a decoder. The Euclidean orthogonal generator is used to reduce the error rate of the proposed LDPC architecture, which can be included between the architecture of the test node and the variable node. This proposed decoder design is synthesized on a Xilinx 9.2i platform and modeled using Modelsim, designed for 45nm devices. This article shows that the proposed architecture significantly reduces energy consumption and hardware when compared with other traditional architectures. The model demonstrates better results than other traditional decoder architectures with less equipment usage and energy consumption of about 27 mW, which is more suitable for most applications with low power consumption

Key words: euclidean orthogonal generator, LDPC decoder, low power consumption, message transmission algorithm

References

1. Blanksby A.J., Howland C.J. "A 690-mW 1-Gb/s 1024-b, rate-1/2 low-density parity-check code decoder", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2002, vol. 37(3), pp. 404-412.
2. Bashkirov A.V., Korotkov L.N., Khoroshaylova M.V. "The model of a scalable low-power LDPC decoder using high-level algorithmic synthesis", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, Voronezh, 2016, vol.12, no.1, pp. 65-69
3. Mohsenin T., Truong D.N., Baas B.M. "A low-complexity message-passing algorithm for reduced routing congestion in LDPC decoders", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 2010, vol. 57(5), pp.1048-1061.
4. Yao Y., Liang W., Ye F., Ren J. "Memory efficient LDPC decoder design", *Proceedings of the 3rd IEEE Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics and Electronics (PrimeAsia '11), October 2011, Macau, China, IEEE*, pp. 127-130.
5. Di Wu, Yun Chen, Qichen Zhang, Yeong-luh Ueng, Xiaoyang Zeng "Strategies for Reducing Decoding Cycles in Stochastic LDPC Decoders", *IEEE Trans. Circuits and Systems II*, 2016, vol. 63, no.91, pp. 873-877
6. Bashkirov A.V., Savinkov A.Yu., Khoroshaylova M.V. "Implementation of the LDPC-decoder on the massively parallel computing devices", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, Voronezh, 2015, vol. 11, no.6, pp. 97-99

Submitted 11.12.2017; revised 23.01.2018

Information about the authors

Aleksey V. Bashkirov, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kivr@vorstu.ru, tel. 8-952-543-99-88

Marina V. Khoroshaylova, Graduate student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: pmv2205@mail.ru, tel. 8-920-415-15-65

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА АППРОКСИМАЦИИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ОБЛАСТИ РАСПОЛОЖЕНИЯ ОПТИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ОСНОВАННОГО НА ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОЛЯ

© 2018 Д.К. Проскурин, Ю.Г. Пастернак, К.С. Сафонов, Ф.С. Сафонов

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: рассмотрена модель оптической антенной решетки, функционирующей в режиме приема электромагнитных волн в диапазоне частот 30-300 ТГц (при этом длина волны изменяется от 10 мкм до 1 мкм). В ходе численных экспериментов (для решения системы уравнений Максвелла в интегральной формулировке использовался метод Вейланда [1]) исследовалась точность аппроксимации пространственной структуры оптического поля в точках расположения элементов «виртуальной» антенной решетки с использованием метода вспомогательных источников поля. Также проводилось исследование возможности использования виртуальной антенной решетки, сформированной на плоскости расположения элементов реальной решетки, для повышения разрешающей способности многоканальной оптической системы. На верхней частоте анализируемого диапазона 300 ТГц длина волны равна 1 мкм. Период решетки был выбран равным половине минимальной длины волны $d = 0.5$ мкм, чтобы была возможность аппроксимации пространственного распределения поля в пространстве между элементами антенной решетки в соответствии с требованием теоремы Котельникова-Шеннона

Ключевые слова: оптическая антенная решетка, виртуальная антенная решетка, реальная антенная решетка, аппроксимация оптического поля, вспомогательные источники поля

Введение

В ходе моделирования рассматривались следующие параметры оптической антенной решетки (рис. 1): ширина кристаллов $w = 0.25$ мкм; высота кристаллов $h = 0.25$ мкм; период решетки по координатам x , y равен $d = 0.5$ мкм; волна с вертикальной поляризацией падает в плоскости yOz , угол места падения волны отсчитывается от оси z . Материал кристаллов – диоксид кремния. Подложка – идеальный металл.

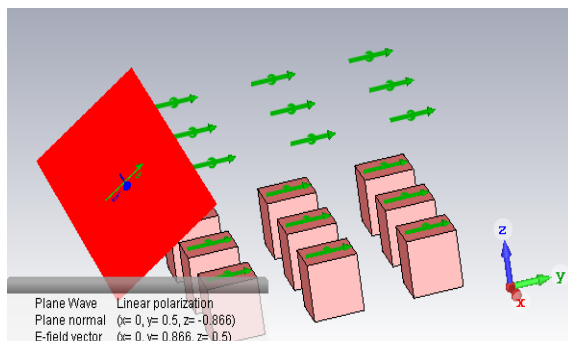


Рис. 1. Геометрия оптической антенной решетки, плоская падающая волна и пробники поля (показаны стрелками)

Считалось, что напряженность E_y - компоненты поля измерялась в точках,

соответствующих серединам верхних граней кристаллов оптической решетки ($z = 0.25$ мкм).

Верхние стрелки на рис. 1 соответствуют пробникам поля в точках формирования «виртуальной» антенной решетки (на рис. 1 «виртуальная» антенная решетка поднята по координате z на 0.5 мкм от верхних граней оптической решетки ($z = 0.75$ мкм)). Координаты x , y «реальной» антенной решетки и «виртуальной» антенной решетки, а также y вспомогательных точечных источников поля (не показанных на рис. 1) в данном случае совпадают (в дальнейшем мы рассмотрим также и другие случаи расположения «виртуальной» антенной решетки и вспомогательных источников поля).

Вспомогательные источники поля (рис. 1) расположены выше «виртуальной» антенной решетки: $z_{\text{вспом.ист.}} > z_{\text{ВАР}}$; кроме того, при вычислении аппроксимируемого поля в модели учитываются зеркальные отражения вспомогательных источников в подложке из идеального металла, рис. 2.

Считалось, что амплитуды зеркальных отражений вспомогательных источников равны амплитудам вспомогательных источников, а фазы зеркальных отражений вспомогательных источников противоположны фазам вспомогательных источников.

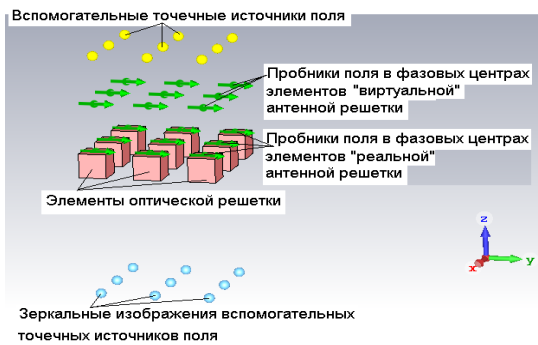


Рис. 2. Расположение вспомогательных источников поля, суперпозицией излучения которых моделируется суммарное электромагнитное поле (падающей и рассеянных волн)

Для нахождения комплексных амплитуд вспомогательных источников поля находится решение следующей системы линейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{n=1}^N U_n^{вспом} \frac{\exp\left(-ik_0 \sqrt{(x_n - x_k)^2 + (y_n - y_k)^2 + (z_n - z_k)^2}\right)}{\sqrt{(x_n - x_k)^2 + (y_n - y_k)^2 + (z_n - z_k)^2}} - \sum_{n=1}^N U_n^{вспом} \frac{\exp\left(-ik_0 \sqrt{(x_n - x_k)^2 + (y_n - y_k)^2 + (-z_n - z_k)^2}\right)}{\sqrt{(x_n - x_k)^2 + (y_n - y_k)^2 + (-z_n - z_k)^2}} = U_k^{PAP},$$

$k = 1, \dots, N,$

(1)

где N - число анализируемых элементов «реальной» антенной решетки (РАР);

$U_n^{вспом}$ - комплексная амплитуда n -го вспомогательного источника, расположенного в точке с координатами $(x_n^{вспом}; y_n^{вспом}; z_n^{вспом})$;

k_0 - волновое число свободного пространства;

U_k^{PAP} - комплексная амплитуда сигнала на выходе k -го элемента РАР, расположенного в точке с координатами

$$(x_k^{PAP}; y_k^{PAP}; z_k^{PAP}).$$

Для аппроксимации поля в точке

$$(x_k^{BAP}; y_k^{BAP}; z_k^{BAP})$$

расположения «элемента» «виртуальной» антенной решетки (ВАР) (пространственного отсчета поля) используется следующее выражение:

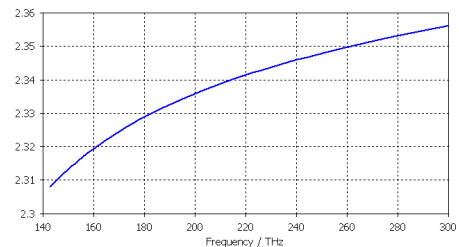
$$\sum_{n=1}^N U_n^{вспом} \frac{\exp\left(-ik_0 \sqrt{(x_n^{вспом, BAP})^2 + (y_n^{вспом, BAP})^2 + (z_n^{вспом, BAP})^2}\right)}{\sqrt{(x_n^{вспом, BAP})^2 + (y_n^{вспом, BAP})^2 + (z_n^{вспом, BAP})^2}} - \sum_{n=1}^N U_n^{вспом} \frac{\exp\left(-ik_0 \sqrt{(x_n^{вспом, BAP})^2 + (y_n^{вспом, BAP})^2 + (-z_n^{вспом, BAP})^2}\right)}{\sqrt{(x_n^{вспом, BAP})^2 + (y_n^{вспом, BAP})^2 + (-z_n^{вспом, BAP})^2}} = U_k^{BAP},$$

$k = 1, \dots, K,$

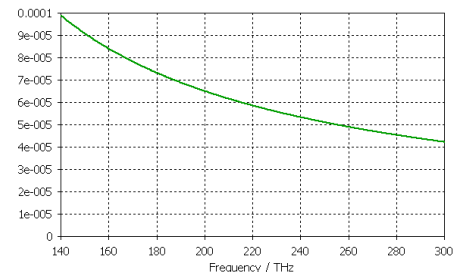
(2)

где K - число формируемых «элементов» ВАР (оно может быть любым, в том числе – существенно большим, чем число элементов РАР N).

На рис. 3 приведены частотные зависимости реальной и мнимой частей относительной диэлектрической проницаемости материала кристаллов оптической решетки (диоксид кремния).



а) частотная зависимость реальной части относительной диэлектрической проницаемости материала кристаллов оптической решетки



б) частотная зависимость мнимой части относительной диэлектрической проницаемости материала кристаллов оптической решетки

Рис. 3. Дисперсионные характеристики материала кристаллов (диоксид кремния) дифракционной решетки в оптическом диапазоне частот

Ниже приведены зависимости, характеризующие точность аппроксимации оптического поля в центральном элементе «виртуальной» антенной решетки в диапазоне частот от 30 до 300 ТГц ($\lambda_0 \in [10; 1]$ мкм).

Сплошными линиями обозначены частотные зависимости амплитуд и фаз истинного значения E_y -компоненты поля в анализируемой точке, соответствующие строгому численному анализу

электродинамической структуры с помощью метода Вейланда; штриховыми линиями показаны аппроксимированные зависимости, полученные с помощью формирования «виртуальной» антенной решетки на основе использования метода вспомогательных источников поля.

Исследование точности аппроксимации оптического поля в зависимости от числа элементов антенной решетки

В данном подразделе исследована зависимость точности аппроксимации фаз и амплитуд поля, проводимой с использованием метода вспомогательных источников поля, в зависимости от числа элементов антенной решетки (при этом, в соответствии с рис. 2, для решетки с $N \times N$ элементами формируется $2 \times N \times N$ вспомогательных источников, включая зеркальные отражения полей вспомогательных источников).

На рис. 4, 5 видно, что при увеличении числа элементов антенной решетки (и пропорциональном увеличении числа вспомогательных источников поля) точность аппроксимации быстро возрастает.

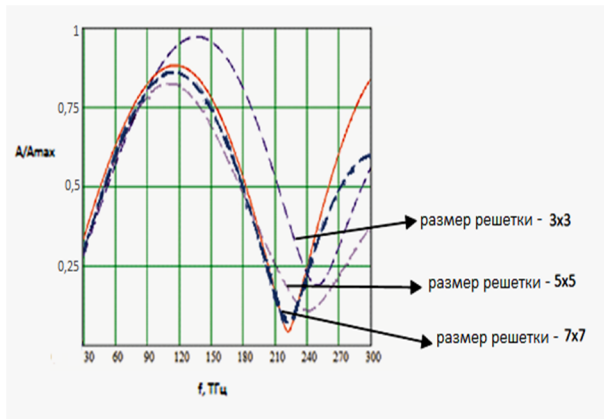


Рис. 4. Семейство частотных зависимостей нормированных амплитуд поля в анализируемой точке с координатами (0;0;0.75) мкм для различных размеров решетки (сплошная линия – истинное значение)

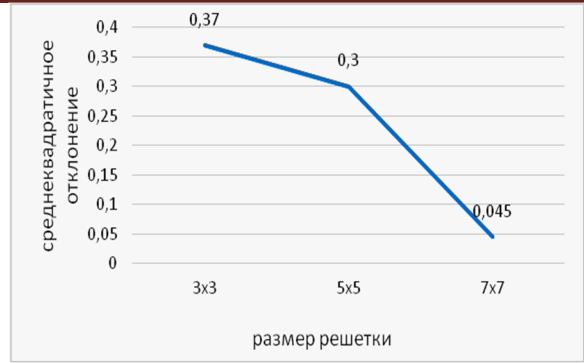


Рис. 5. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различном числе элементов решетки

Исследование точности аппроксимации поля в зависимости от угла падения волны на оптическую антенную решетку

В данном пункте исследовалась зависимость точности аппроксимации поля при изменении угла места падающей электромагнитной волны с вертикальной поляризацией, рис. 6, 7. Размер антенной решетки был выбран минимальным - равным 3×3 элементам для того, чтобы оценить максимальную погрешность аппроксимации поля.

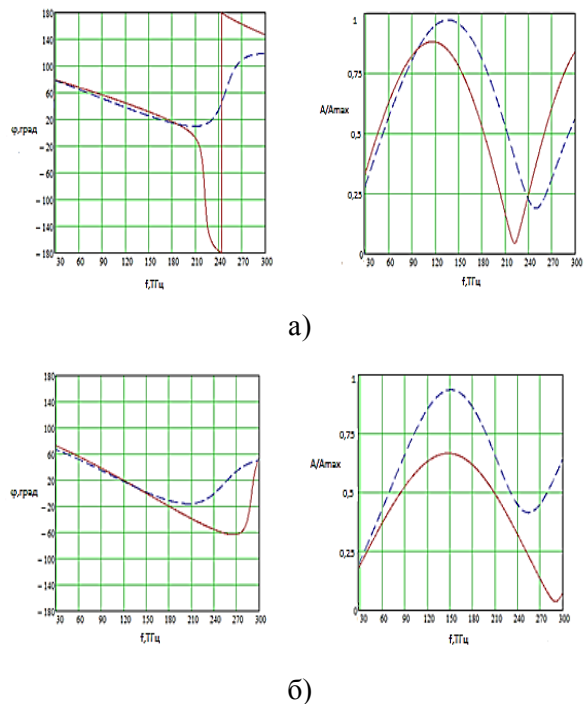
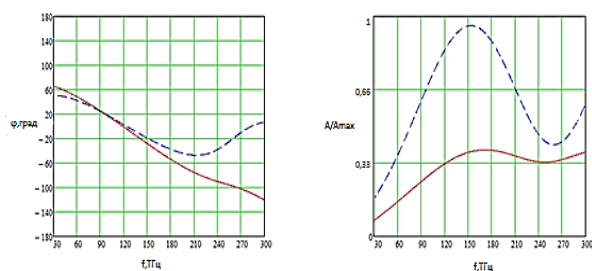


Рис. 6. Частотные зависимости фаз и амплитуд поля в точке с координатами (0;0;0.75) мкм для различных значений угла места падающей волны:
 а) угол падения волны относительно нормали - 30°
 б) угол падения волны относительно нормали - 50°
 в) угол падения волны относительно нормали - 70°



в)

Рис. 6. Частотные зависимости фаз и амплитуд поля в точке с координатами $(0;0;0.75)$ мкм для различных

значений угла места падающей волны

- а) угол падения волны относительно нормали - 30°
 - б) угол падения волны относительно нормали - 50°
 - в) угол падения волны относительно нормали - 70°
- (продолжение)



Рис. 7. Среднеквадратичное отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различном угле места падающей волны (угол места 90° соответствует скользящему падению волны вдоль решетки)

Проведенные исследования позволили установить весьма очевидный факт – при увеличении отклонения угла падения волны от нормали к решетке точность аппроксимации ухудшается, т.к. увеличивается набег фазы от элемента к элементу решетки в плоскости падения волны. Частотные зависимости амплитуды поля в случае решетки с минимальным числом элементов (3×3) удается аппроксимировать с приемлемой погрешностью только при небольших значениях угла места (не более 30°). Частотные зависимости фазы можно предсказать с приемлемой точностью в длинноволновой области исследуемого диапазона частот, вплоть до почти скользящего падения волны вдоль решетки – при углах места до 70° . Отметим, что в оптической локации, а также при измерении ближней структуры оптического поля фазовые зависимости являются, как правило, более

информативными, поэтому существенные погрешности измерения амплитудной картины при аппроксимации наблюдаемого поля в ряде практических приложений могут быть приемлемыми.

Исследование точности аппроксимации в зависимости от расстояния между формируемыми пространственными отсчетами поля и «реальной» антенной решеткой

В этом подразделе мы будем менять расстояние по координате z между пробниками поля, соответствующими элементам «реальной» и «виртуальной» антенных решеток, и исследовать, как будет меняться точность аппроксимации оптического поля в центральном пространственном отсчете формируемой «виртуальной» антенной решетки. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений амплитуды поля от его истинного значения при изменении расстояния между «реальной» и «виртуальной» решетками демонстрируется рис. 8.



Рис. 8. Среднеквадратичное отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при изменении расстояния между «реальной» и «виртуальной» решетками

Из рис. 8 видно, что при увеличении расстояния по координате z между «реальной» и «виртуальной» решетками от 0 до 0.4 мкм точность аппроксимации монотонно растет, а затем при дальнейшем удалении формируемых пространственных отсчетов от антенной решетки начинает падать.

Эту тенденцию легко объяснить: при малых значениях расстояния между

«реальной» и «виртуальной» решетками максимальный вклад в аппроксимируемое поле вносит поле излучения ближайшего вспомогательного источника. При дальнейшем увеличении расстояния действуют два противоборствующих фактора: с одной стороны, становится более равномерным вклад всех вспомогательных источников поля; с другой – при удалении от точки, в которой значение функции известно, растет погрешность аппроксимации.

Исследование точности аппроксимации в зависимости от материала кристалла

В настоящем подразделе исследована зависимость точности аппроксимации поля на основе измерений поля в точках, соответствующих пространственному положению элементов оптической антенной решетки, для двух типов материала кристаллов – кремния и оксида кремния (дисперсионные характеристики материалов приведены на рис. 9).

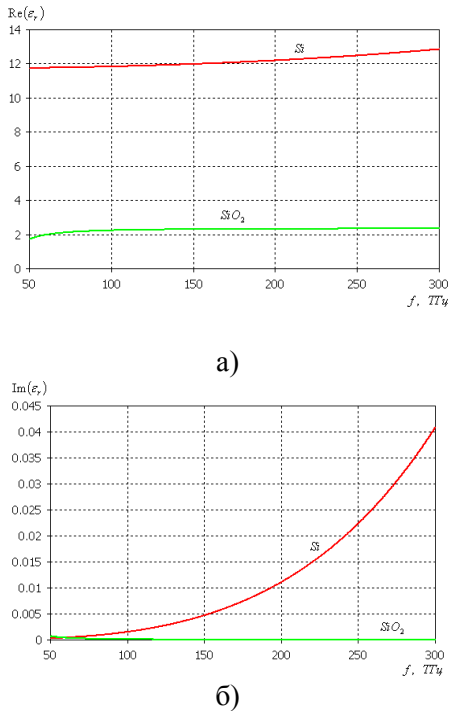


Рис. 9. Дисперсионные зависимости исследуемых материалов кристаллов оптической антенной решетки: а) действительные части диэлектрической проницаемости кремния и оксида кремния в зависимости от частоты оптического диапазона; б) мнимые части диэлектрической проницаемости кремния и оксида кремния в зависимости от частоты оптического диапазона

На рис. 10 приведены частотные зависимости фаз и амплитуд

аппроксимированной E_y - компоненты оптического поля в центре «виртуальной» антенной решетки (точка 0;0;0.75 мкм) для двух исследуемых видов диэлектриков.

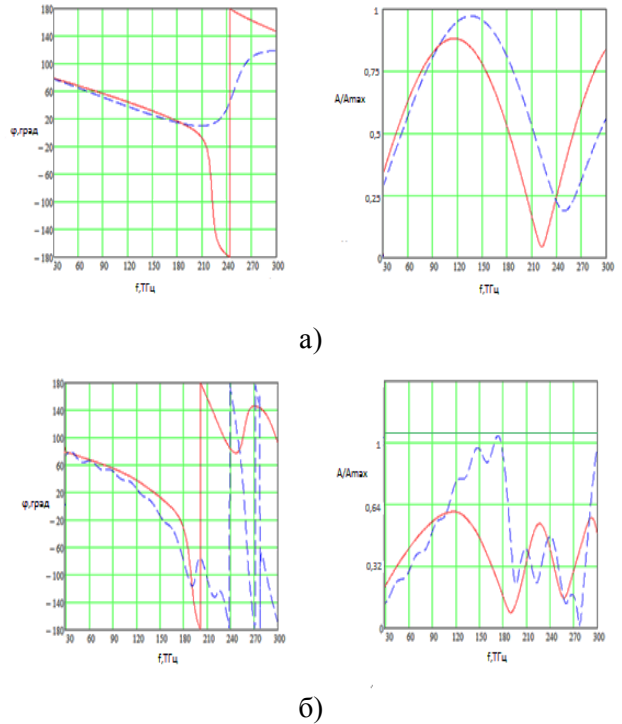


Рис. 10. Точность аппроксимации поля в зависимости от вида материала кристаллов оптической решетки: а) материал кристаллов оптической решетки - SiO_2 ; б) материал кристаллов оптической решетки - Si

Как и следовало ожидать (рис. 10), в случае более оптически плотного материала кристаллов решетки (кремния) частотная зависимость амплитуды и фазы поля становится более изрезанной, в результате чего точность аппроксимации поля ухудшается при увеличении диэлектрической проницаемости материала кристаллов антенной решетки.

Чем больше диэлектрическая проницаемость объектов рассеяния, тем большие искажения вносит объект в рассеянное поле (напротив, при стремлении диэлектрической проницаемости к 1, когда объект рассеяния как бы «растворяется» в окружающем пространстве, дифракционные искажения стремятся к нулю).

Поэтому можно рекомендовать использовать в оптических антенных решетках материалы с меньшей из возможных диэлектрической проницаемостью. Также необходимо проводить тщательное согласование оптических антенных элементов

с окружающим пространством с целью уменьшения отражений.

Исследование точности аппроксимации в зависимости от периода решетки

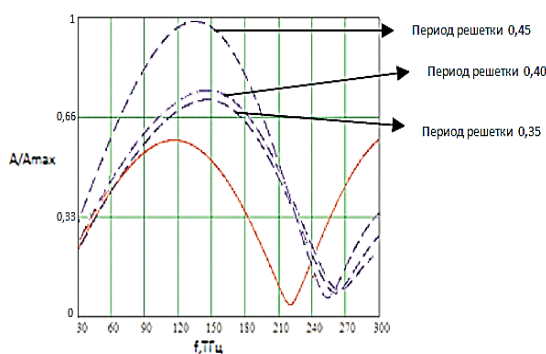


Рис. 11. Семейство частотных зависимостей нормированных амплитуд поля в анализируемой точке с координатами (0;0;0,75) мкм для различных значений периода решетки (сплошная линия – истинное значение)

Как видно из рис. 11, 12, точность аппроксимации монотонно повышается при уменьшении периода антенной решетки.

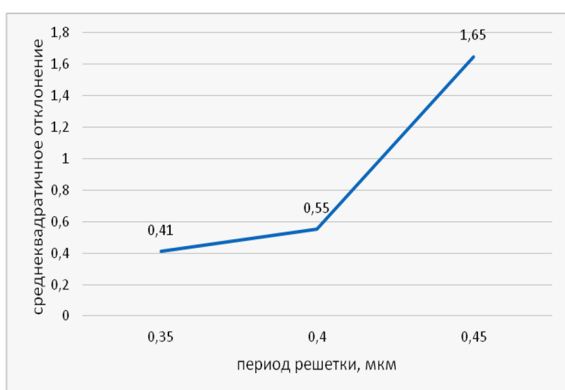


Рис. 12. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различных значениях периода решетки

При проведении исследований влияния периода решетки на точность аппроксимации поля учитывалось, что на верхней частоте анализируемого частотного диапазона 300 ТГц ($\lambda_0 = 1$ мкм) период решетки равен половине длины волны. Поэтому для выполнения требований теоремы отсчетов (Котельникова-Шеннона) мы в рамках данного подраздела последовательно уменьшали период решетки, чтобы всегда выполнялось условие $d \leq \lambda_0 / 2$. Результаты исследований представлены на рис. 11, 12.

Исследование точности аппроксимации в зависимости от поперечного размера кристаллов

При заданном значении периода d оптической антенной решетки значение ширины ее элементов w является ограниченным, как сверху – в силу наличия минимальной ширины щели между соседними кристаллами, так и снизу – из-за конечного минимального размера изготовления элементов для используемой технологии.

В данном подразделе мы изменяли поперечный размер кристаллов w и анализировали, каким образом будет изменяться точность аппроксимации поля в центральном элементе «виртуальной» антенной решетки (0;0;0,75) мкм. В базовом варианте поперечный размер кристалла равен $w = 0,25$ мкм, изменяем данное значение в большую и в меньшую сторону, рис. 13, 14

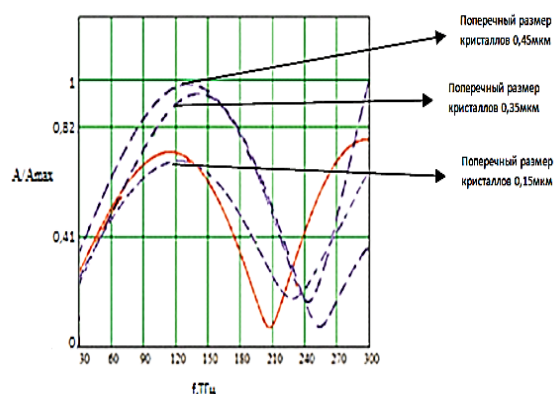


Рис. 13. Семейство частотных зависимостей нормированных амплитуд поля в анализируемой точке с координатами (0;0;0,75) мкм для различных значений ширины кристаллов решетки (сплошная линия – истинное значение)

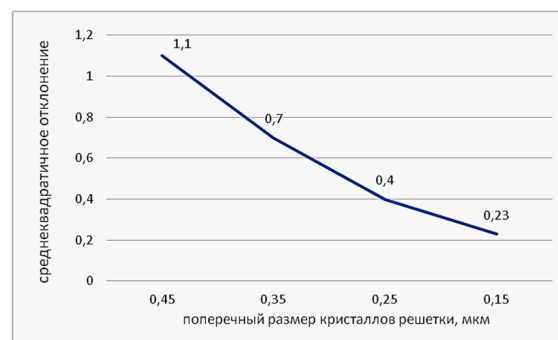


Рис. 14. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различных значениях ширины кристаллов оптической антенной решетки

Монотонное уменьшение погрешности аппроксимации при уменьшении поперечных размеров кристаллов достаточно очевидно, т.к. при этом уменьшается интенсивность рассеяния падающих электромагнитных волн, и пространственное распределение поля становится более равномерным. Также более равномерным становится и частотная зависимость поля в фиксированной точке.

Исследование точности аппроксимации поля, создаваемого малым электрическим диполем, расположенным над оптической антенной решеткой

В данном подразделе источником падающих волн является не плоская волна, а малый электрический диполь, поднятый над центром антенной решетки на высоту H относительно граней элементов решетки и ориентированный вдоль оси. Как и в предыдущих пунктах, исследовалась антенная решетка с размерами 3×3 элементов.

При изменении высоты расположения горизонтального электрического диполя от 0,4 мкм до 1,5 мкм точность аппроксимации поля увеличивается, а при дальнейшем увеличении высоты до 10 мкм – напротив, падает, рис. 15.

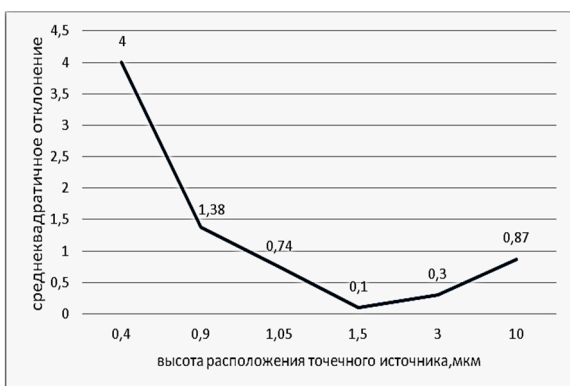


Рис. 15. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различных значениях высоты расположения точечного источника

Подобный характер изменения погрешности (рис. 15) можно объяснить следующим образом. При малой высоте расположения диполя над решеткой ее элементы расположены в зоне ближнего поля излучателя. В результате напряженность поля в центральном элементе решетки и в элементах, расположенных по ее периметру,

будет сильно отличаться по амплитуде и по фазе из-за разницы расстояний от излучателя до верхних граней элементов решетки.

При увеличении высоты диполя волна, падающая на решетку, становится сферической, а амплитуды поля на периферийных элементах решетки остаются существенно меньшими, чем в центральном элементе решетки вплоть до значения высоты диполя $H = 1.5$ мкм; поэтому краевые эффекты, искажающие поле в элементах, расположенных по периметру решетки, сказываются в меньшей степени, в результате чего точность аппроксимации поля монотонно растет.

При увеличении высоты диполя от 1,5 мкм до 10 мкм выравниваются амплитуды поля на всех элементах решетки; распределение фаз также стремится к равномерному, как в случае плоской падающей волны, поэтому в данном интервале изменения высоты диполя над решеткой точность аппроксимации поля ухудшается (что наиболее заметно для частотной зависимости амплитуды поля).

Исследование «виртуальной» антенной решетки, сформированной на плоскости расположения элементов приемной оптической системы

В данном подразделе вспомогательные источники поля располагаются на одной плоскости с элементами «реальной» антенной решетки. «Виртуальная» антенная решетка также формируется на плоскости верхних граней элементов приемной оптической системы.

Рассмотрим, как влияет радиус расположения вспомогательных источников поля на диаграмму направленности «виртуальной» антенной решетки, сформированной на основе измерения пространственной структуры поля с помощью приемной оптической системы, состоящей из 5×5 элементов; размеры «виртуальной» антенной решетки были выбраны вдвое большими, чем у «реальной» антенной решетки, а число формируемых пространственных отчетов – в 4 раза большими; угол места падающей на структуру плоской вертикально-поляризованной волны в данном эксперименте составлял 30° , частота – 135 ТГц ($\lambda_0 \approx 2.2$ мкм), рис. 16.

Параметр μ (рис. 16) - безразмерная величина, равная отношению размеров контуров расположения элементов «реальной» антенной решетки и контура расположения вспомогательных источников.

Из рис. 16 видно, что благодаря формированию «виртуальной» антенной решетки с большим числом элементов и больших размеров, чем у «реальной» антенной решетки, возможно повышение разрешающей способности оптических систем по угловым координатам (что проявляется в сужении главного лепестка и уменьшении уровня бокового излучения).

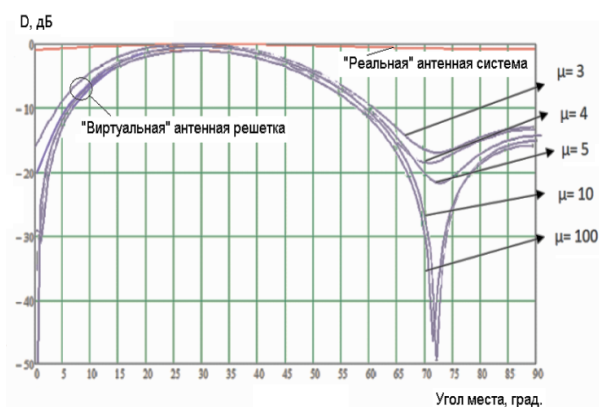


Рис. 16. Диаграммы направленности «реальной» антенной решетки из 5×5 элементов и «виртуальной» антенной решетки из 10×10 элементов вдвое больших размеров, сформированной на плоскости расположения элементов приемной антенной системы

Также из рис. 18 следует, что при увеличении размеров контура, на котором располагаются вспомогательные источники поля, происходит сужение главного лепестка диаграммы направленности «виртуальной» антенной решетки и уменьшение уровня боковых лепестков. При этом не наблюдается большой разницы между размерами контуров в 10 и в 100 раз большими, чем размеры приемной антенной системы. Поэтому можно рекомендовать аппроксимировать пространственную структуру поля в окрестности расположения приемной оптической системы с помощью суперпозиции плоских волн с определенными комплексными амплитудами.

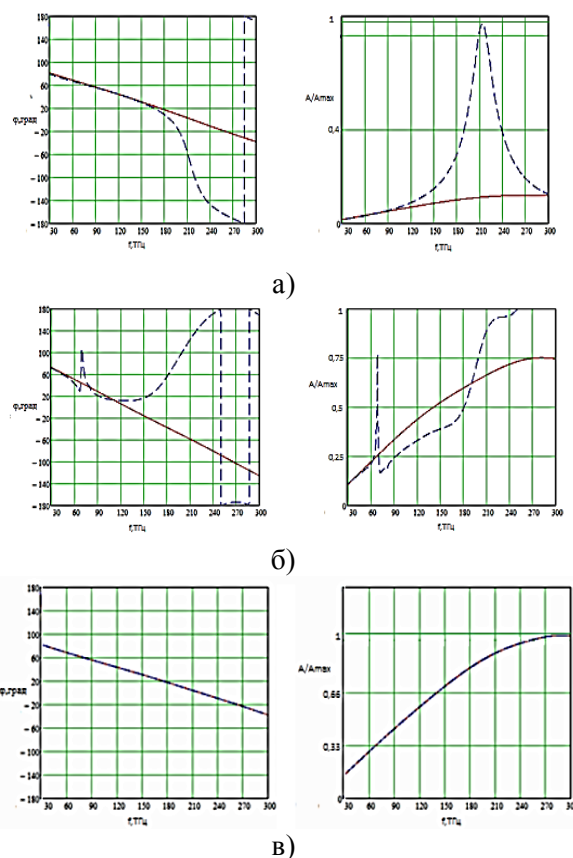


Рис. 17. Зависимость точности аппроксимации поля на плоскости расположения элементов приемной оптической системы от числа ее элементов:

- а) решетка из 3×3 элементов;
- б) решетка из 5×5 элементов;
- в) решетка из 7×7 элементов

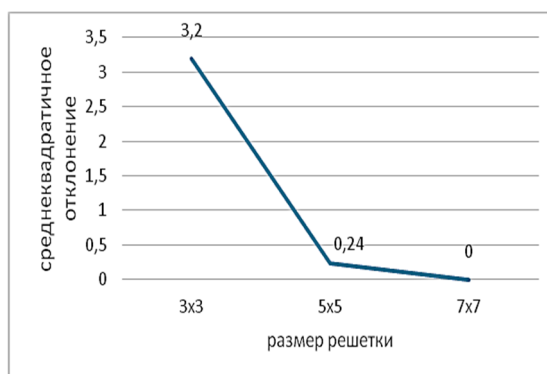


Рис. 18. Среднеквадратическое отклонение аппроксимированных значений нормированной амплитуды поля от его истинного значения при различных размерах «реальной» антенной решетки

В заключение рассмотрим, как изменяется точность аппроксимации поля на плоскости расположения элементов приемной оптической системы от числа ее элементов (параметры падающей волны – такие же, как в предыдущем пункте; поле наблюдается в точке

с координатами $0;0;0.75$ мкм, расположенной над центром «реальной» антенной решетки на удалении 0.5 мкм от грани ее центрального элемента), рис.17, 28.

При увеличении размеров антенной решетки от 3×3 элементов до 7×7 элементов точность аппроксимации поля быстро увеличивается. При числе элементов «реальной» решетки равном 7×7 среднеквадратическое отклонение аппроксимации поля становится пренебрежимо малым.

Заключение

Таким образом, в настоящей работе на основании полученных данных электродинамического моделирования, проводимого посредством численного решения системы уравнений Максвелла с заданными граничными условиями, можно сделать вывод о возможности использования методов и подходов формирования ВАР, развитых для радиочастотного диапазона, в оптическом диапазоне волн, с учетом особенностей дисперсионных свойств материалов.

Исследования показали возможность аппроксимации оптического поля, измеряемого оптической антенной решеткой, в точках пространства, лежащих над плоскостью расположения элементов оптической решетки,

с целью преобразования голографического изображения, полученного в одном слое, в объемную голограмму (аналог голограммы Денисюка).

Показана возможность повышения разрешающей способности по угловым координатам оптических систем, в которых формируются дополнительные «виртуальные» каналы приема сигналов, проведено исследование точности аппроксимации поля на плоскости, в которой расположены элементы оптической антенной решетки, а также – над плоскостью оптической антенной решетки.

Литература

1. Weiland T.A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields // Electronics and Communication. 1977. V. 31. P. 116-120.
2. Методика синтеза радиопеленгаторной антенной решетки, основанная на аппроксимации поля вблизи корпуса мобильного носителя линейной комбинацией полей вспомогательных точечных источников/ А.В. Ашихмин, С.В. Корочин, Ю.Г. Пастернак, Ю.А. Рембовский // Системы управления и информационные технологии. 2008. № 3.3(33). С. 324-330.
3. Исследование эффективности метода «виртуальной» антенной решетки при изменении геометрии корпуса носителя мобильного радиопеленгатора / А.В. Ашихмин, В.В. Негрбов, Ю.Г. Пастернак, И.В. Попов, Ю.А. Рембовский // Антенны. 2010. № 1(152). С. 49-54.
4. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. 453 с.

Поступила 29.12.2017; принята к публикации 31.01.2018

Информация об авторах

Проскурин Дмитрий Константинович – ВГТУ, канд. физ.-мат. наук, доцент, проректор по инновационной и проектной деятельности, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: pdk@vgasu.vrn.ru

Пастернак Юрий Геннадьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: pasternakyg@mail.ru

Сафонов Кирилл Сергеевич – ВГТУ, инженер-специалист, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: safonov-kirik@mail.ru

Сафонов Фёдор Сергеевич – ВГТУ, инженер-специалист, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: safonov_fedia93@mail.ru

INVESTIGATION OF THE APPROXIMATION METHOD OF ELECTROMAGNETIC FIELD IN THE LOCATION OF AN OPTICAL ANTENNA ARRAY BASED ON THE USE OF AUXILIARY SOURCES OF FIELD

D.K. Proskurin, Yu.G. Pasternak, K.S. Safonov, F.S. Safonov

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: In this paper, we consider a model of an optical antenna array operating in the mode of receiving electromagnetic waves in the frequency range 30-300 THz (the wavelength varies from 10 μm to 1 μm). In the course of numerical experiments (to solve the system of Maxwell equations in the integral formulation we used Weiland's method [1]), the accuracy of the approximation of the spatial structure of the optical field at the locations of the elements of the "virtual" antenna array was studied using the method of auxiliary field sources. Also, a study was made of the possibility of using a virtual antenna array formed on the plane of the arrangement of the elements of a real array to enhance the resolution of a multichannel optical system. At the upper frequency of the analyzed range of 300 THz, the wavelength is 1 μm . The array period was chosen to be equal to half the minimum wavelength of 0.5 μm , so that the spatial distribution of the field in the space between the elements of the antenna array could be approximated, in accordance with the requirement of the Kotel'nikov-Shannon theorem

Key words: optical antenna array, virtual antenna array, real antenna array, approximation of the optical field, auxiliary sources of field

References

1. Weiland T.A. "Discretization method for the solution of Maxwell's equations for six-component fields", *Electronics and Communication*, 1977, vol. 31, pp. 116-120.
2. Ashikhmin A.V., Korochin S.V., Pasternak Yu.G., Rembovsky Yu.A. "The technique for synthesizing a radio direction finding antenna array based on the approximation of the field near the mobile carrier body by a linear combination of auxiliary point source fields", *Control Systems and Information Technologies (Sistemy upravleniya i informatsionnye tekhnologii)*, 2008, no. 3.3(33), pp. 324-330
3. Ashikhmin A.V., Negrobov V.V., Pasternak Yu.G., Popov I.V., Rembovsky Yu.A. "Investigation of the effectiveness of the "virtual" antenna array method with a change in the geometry of the carrier body of the mobile radio direction finder", *Antennas (Antenny)*, 2010, no. 1(152), pp. 49-54
4. Nikol'skiy V.V., Nikol'skaya T.I. "Electrodynamics and wave propagation" ("Elektrodinamika i rasprostranenie radiovoln"), Moscow, Nauka, 1989, 453 p

Submitted 29.12.2017; revised 31.01.2018

Information about the authors

Dmitriy K. Proskurin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Vice-Rector for Innovative and Project Activities, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: pdk@vgsu.vrn.ru
Yuriy G. Pasternak, Dr. Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: pasternakyg@mail.ru
Kirill S. Safonov, Engineer, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: safonov-kirik@mail.ru
Fedor S. Safonov, Engineer, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: safonov_fedia93@mail.ru

СОВМЕСТНОЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ И ПРОСТРАНСТВЕННАЯ КОММУТАЦИЯ ПОТОКА ДАННЫХ В БЕСПРОВОДНЫХ КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ© 2018 Б.В. Матвеев¹, Д.В. Асотов¹, В.И. Маслов², Л.Ш. Голоскокова²¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²Государственный научно-исследовательский испытательный институт проблем технической защиты информации Федеральной службы по техническому и экспортному контролю, г. Воронеж, Россия

Аннотация: на основе результатов анализа особенностей функционирования беспроводных каналов передачи данных (БКПД) разработаны предложения по совершенствованию приёма информации, передаваемой по БКПД региональных сетей. Показана возможность использования БКПД стандарта IEEE 802.16 (WiMAX) для связи с конкретным получателем на основе использования технологии ММО («множественный вход – множественный выход») в сочетании с пространственной коммутацией потока передаваемых данных. В режиме ММО поток данных в БКПД на передающей стороне разделяется путем демультимплексирования на N независимых каналов в виде последовательностей битов. Подобное разделение потока данных позволяет перед излучением в эфир осуществить пространственную коммутацию каналов, в ходе которой каждая из N последовательностей битов разбивается на временные интервалы определенной длины Δt и одновременно осуществляется перенос части последовательности битов из определенного временного интервала одного канала в тот же временной интервал другого канала. На приемной стороне сначала осуществляется обратная операция пространственной коммутации N каналов для каждого временного интервала Δt , а затем мультиплексирование потока данных от N независимых пространственных каналов. Приемник, которому информация не предназначена, осуществляя ее прием по каналу основного излучения беспроводной сети, после пространственной коммутации получает сигнал в виде битовой последовательности, состоящей из фрагментированных пакетов длительностью Δt , чередование которых осуществляется по случайному закону. Содержание подобной битовой последовательности значительно затрудняет восстановление смыслового содержания передающихся сообщений

Ключевые слова: беспроводные сети, WiMAX, ММО, пространственное мультиплексирование

Введение

Анализ особенностей функционирования региональных беспроводных сетей передачи данных, использующих антенные ММО-системы, показал следующее. В режиме ММО («множественный вход – множественный выход») поток данных в БКПД на передающей стороне разделяется путем демультимплексирования на N независимых каналов. Подобное разделение потока данных позволяет перед излучением в эфир осуществить пространственную коммутацию каналов, в ходе которой каждая из N последовательностей битов разбивается на временные интервалы определенной длины Δt , и одновременно осуществляется перенос части последовательности битов из определенного временного интервала одного канала в тот же временной интервал другого канала. Далее сформированные последовательности битов пересылаются на приемную сторону одновременно, используя структурную параллельность массива антенн ММО-системы. На приемной стороне сначала осуществляется обратная операция пространственной коммутации N каналов для каждого временного интервала Δt , а затем

мультиплексирование потока данных от N независимых пространственных каналов. При этом ММО-система обеспечивает формирование множества пространственных лучей (каналов) на прием и на передачу внутри одной спектральной полосы пропускания канала [1, 2].

Целью настоящей статьи является исследование перспективных способов и средств, обеспечивающих передачу информации конкретному получателю в БКПД.

Постановка задачи

В настоящее время в перспективных системах передачи данных, в частности, в системе 4G, а именно в LTE, предусматривается использование ММО-системы в конфигурации до 8x8. Разрабатываются новые варианты конфигурации антенн, вплоть до 64x64 ММО [3]. Передача информации по беспроводным каналам с использованием ММО-системы состоит в следующем. Передатчик в ММО-системе посылает N независимых сигналов (U_1, U_2, \dots, U_N), используя N антенн. На приемной стороне каждая из M антенн получает сигналы (R_1, R_2, \dots ,

R_M), которые являются суперпозицией сигналов от всех передающих антенн, где $N = M$. Сигналы R_1, R_2, \dots, R_M , принимаемые соответственно 1, 2, ..., M антеннами, можно представить в виде следующей системы [4]:

$$\begin{cases} R_1 = h_{11}U_1 + h_{21}U_2 + \dots + h_{N1}U_N; \\ R_2 = h_{12}U_1 + h_{22}U_2 + \dots + h_{N2}U_N; \\ \dots \\ R_M = h_{1M}U_1 + h_{2M}U_2 + \dots + h_{NM}U_N; \end{cases} \quad (1)$$

Для того, чтобы на приемной стороне декодер мог правильно восстановить все сигналы, он должен прежде всего определить коэффициенты передачи канала (h_{NM}), характеризующие каждый из $N \times M$ каналов передачи. Для определения коэффициентов передачи канала в технологии ММО используется преамбула пакета. Определив коэффициенты матрицы переноса (1), можно восстановить переданный сигнал при помощи эквивалентных преобразований матрицы переноса. Исходя из системы $N \times M$ линейных уравнений (1), получим единственное решение для определения переданного сигнала [5]

$$U_i = D^{-1} \cdot D_i, \quad (i = 1, 2, \dots, N), \quad (2)$$

где D – определитель матрицы (1) порядка N ; D_i – определитель, получаемый из D заменой i -го столбца на столбец R . На основе системного анализа особенностей функционирования региональных беспроводных сетей с использованием ММО-систем разработан способ, основанный на пространственной коммутации потока передаваемых данных по БКПД региональных сетей. Данный способ может быть реализован в региональных беспроводных сетях передачи данных стандарта типа IEEE 802.16e, использующих в своем составе рассмотренные выше ММО-системы, и обеспечивать передачу данных как для многих пользователей, так и для единственного пользователя. Суть этих технических решений состоит в пространственной коммутации каналов многоканального приемо-передатчика ММО-системы и синхронизации времени коммутации на передающей и принимающей сторонах ММО-системы в масштабе реального времени.

Структура и функционирование системы

На рис. 1 представлена структурная схема одного из возможных вариантов многоканального приемо-передатчика беспроводного кана-

ла передачи данных, реализующего предлагаемый способ. В его состав входят: 1 – N -канальный демультиплексор; 2 – первый $(N + 1)$ -канальный коммутатор; 3 – первый формирователь сигналов управления; 4 – $(N + 1)$ передающих каналов, каждый из которых состоит из последовательно соединенных кодера, модулятора и передающего излучателя; 5 – $(N + 1)$ -канальный пространственный декодер; 6 – $(N + 1)$ приемных каналов, каждый из которых состоит из приемного излучателя, демодулятора и декодера; 7 – второй $(N + 1)$ -канальный коммутатор; 8 – второй формирователь сигналов управления; 9 – N -канальный мультиплексор.

Информативный электрический сигнал поступает на вход демультиплексора ММО-системы, в котором осуществляется его разбиение на N независимых последовательностей битов (потоков) с целью их передачи по пространственным каналам ММО-системы $N \geq 3$. Например, для ММО-системы в конфигурации 44 и скорости поступления входных данных 160 Мбит/с демультиплексор (делитель) будет создавать 4 потока по 40 Мбит/с каждый.

Указанные последовательности битов поступают на соответствующие входы $(N + 1)$ -канального первого коммутатора (см. рис. 1), в котором осуществляется их разбиение на временные интервалы определенной длины Δt и перенос части сигнала из определенного временного интервала одного канала в тот же временной интервал другого канала. Во втором коммутаторе осуществляется обратная операция пространственной коммутации каналов для каждого временного интервала Δt , в результате которой на выходе второго коммутатора получают исходные электрические сигналы. Очевидно, что подобная пространственная коммутация независимых потоков возможна и в демультиплексоре (мультиплексоре) при разбиении (объединении) потока данных с использованием специального программного обеспечения. Излученные многоканальным приемо-передатчиком $(N + 1)$ потоков создают сигналы в каждом из $(N + 1)$ приемных излучателей. При этом многоканальный приемо-передатчик с независимой обработкой рассеянных декоррелированных сигналов в беспроводной сети обеспечивает передачу информации по $(N + 1)$ пространственным каналам. Сигнал в каждой приемной антенне – это смесь $(N + 1)$ излученных сигналов, умноженных на комплексные передаточные функции от соответствующих

передающих излучателей к рассматриваемой приемной антенне.

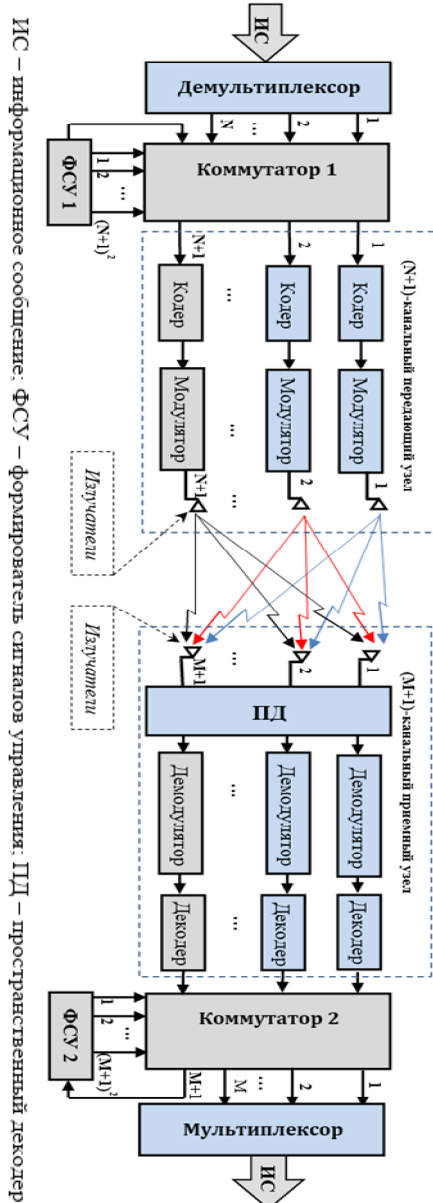


Рис. 1. Структурная схема многоканального приемно-передатчика с пространственной коммутацией потока передаваемых данных

Далее в приемнике решается задача разделения и оценки излученных сигналов. Для этого нужно решить систему из $(N + 1)$ уравнений с $(N + 1)$ неизвестными. Причем все каналы работают в одной и той же полосе частот и разделяются только за счет пространственного разнесения излучающих и приемных антенн. Информация, позволяющая различать потоки N независимых последовательностей битов, кодируется в специальном заголовке в излучаемой последовательности битов. На приемной стороне в пространственном декодере (ПД) декодируются заголовки каждой из частей вход-

ного набора данных, а затем каждый независимых поток битов направляется в соответствующие приемные каналы.

Управление прямой и обратной операциями пространственной коммутации каналов для каждого временного интервала Δt на передающей и приемной стороне осуществляется соответственно первым и вторым формирователем сигналов управления (ФСУ 1 и ФСУ 2).

ФСУ 1 работает следующим образом: производится генерация сигналов управления случайным образом через временные интервалы Δt , а также производится наложение на сгенерированные сигналы сигналов ключа, преобразование полученного сигнала в параллельный код и передача его на N управляющих входов первого коммутатора. Одновременно синхронизирующий сигнал с дополнительного выхода ФСУ 1 передается на дополнительный $(N + 1)$ вход первого коммутатора для передачи его на приемную часть устройства и последующего формирования сигналов управления вторым коммутатором. В ФСУ 2 синхронизирующий сигнал с дополнительного $(N + 1)$ выхода второго коммутатора попадает на его вход в виде последовательного кода, на который накладываются сигналы ключа. Полученный сигнал преобразуется в параллельный код и подается на N^2 управляющих входов второго коммутатора. Во втором коммутаторе осуществляется обратная операция пространственной коммутации каналов для каждого временного интервала Δt . В результате на выходе второго коммутатора получают исходные электрические сигналы.

Первый и второй коммутаторы могут быть изготовлены, например, на основе диодной матрицы и логических элементов "ИЛИ", а первый и второй ФСУ – на основе цифровых изделий электронной техники, выпускаемых отечественной промышленностью. При этом дополнительно введенные в состав многоканального приемно-передатчика передающий и приемный каналы изготавливаются по известной технологии так же, как и передающие и приемные каналы существующего многоканального приемно-передатчика, изготовленного с использованием технологии ММО.

Приемник, которому информация не предназначается, осуществляя ее прием по каналу основного излучения, после пространственной коммутации получает сигнал в виде битовой последовательности, состоящей из фрагментированных пакетов длительностью Δt , чередование которых осуществляется по случайному

закону. Содержание подобной битовой последовательности значительно затрудняет восстановление смыслового содержания передающихся данных, поскольку отсутствуют сведения об алгоритме коммутации, о номере канала передачи синхронизирующих управляющих сигналов, о времени смены алгоритма коммутации, а также о соответствии номеров каналов передающей стороны номерам каналов на приемной стороне в многоканальном приеме-передатчике. По этим причинам весьма сложно провести правильную коммутацию информационных сигналов, структуризацию, исправление ошибок в кодовом слове (сообщении), которые возникают при пространственной коммутации потока передаваемых данных, в условиях ограниченной мощности сигналов, отраженных от препятствий (зданий, сооружений).

Оценка эффективности

Эффективность применения предложенного способа в беспроводных сетях можно оценить, сравнив её с сетью, в которой отсутствует пространственная коммутация потока передаваемых данных. В качестве критерия эффективности передаваемой информации используем вероятность ошибки в кодовом слове сообщения, содержащем m бит. Ниже приведены результаты оценки вероятности ошибки в слове сообщения при наличии пространственной коммутации потока передаваемых данных ($P_{НК}$) и при её отсутствии ($P_{ОК}$). Расчет вероятности ошибки в слове сообщения при отсутствии пространственной коммутации без избыточного кодирования проводился по известной из теории цифровой обработки сигналов [6] формуле

$$P_{ОК} = 1 - (1 - P_B)^m, \quad (3)$$

где P_B – вероятность ошибки на бит; m – число бит в кодовом слове. Вероятность ошибки в слове сообщения при наличии пространственной коммутации потока передаваемых данных без избыточного кодирования при исправлении в слове n бит определяется выражением

$$P_{ОК} = 1 - [(1 - P_B)^{m-n} (1 - P_{БК})^n], \quad (4)$$

где $P_{БК}$ – вероятность ошибки на бит, исправленный при пространственной коммутации, n – число исправленных бит в кодовом слове сообщения при наличии пространственной

коммутации $n < m$. Зависимости рассчитанных по формулам (3) и (4) вероятностей ошибок в слове сообщения от битовой ошибки изображены на рис. 2. Расчет проводился для ММО-системы с конфигурацией 4x4 для типовых исходных данных: $P_B = 10^{-6} \dots 0,5$; $m = 32$ и 256; $P_{БК} = 0,5$; $\Delta t =$ длительность 1 байта, $n = 0,75m$

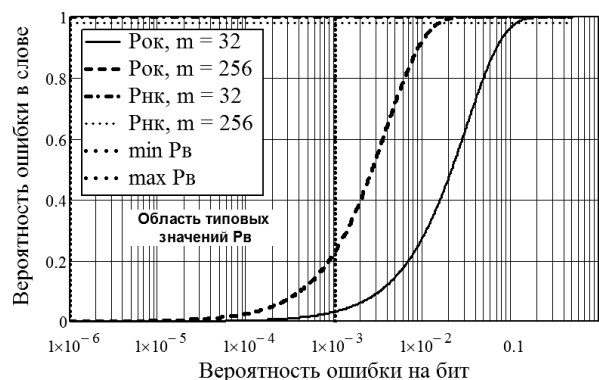


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки в сообщении от битовой ошибки

Заключение

Из рассмотрения зависимостей на рис. 2 следует, что вероятности ошибки в слове сообщения, например, из 32 бит и вероятностях ошибки на бит исходный $P_B = 10^{-3}$ и исправленный $P_{БК} = 0,5$ при наличии пространственной коммутации и при её отсутствии равны соответственно $P_{НК} = 0,999$ и $P_{ОК} = 0,03$. Приемник, которому информация не предназначается, осуществляя прием информации после пространственной коммутации четырех пространственных потоков с использованием первого коммутатора (см. рис. 1), получает сообщение с вероятностью ошибки в слове $P_{НК} = 0,999$. При такой вероятности ошибки в слове сообщения сигнал в приемнике отождествляется с одним словом, а на самом деле было передано другое слово. При наличии большого количества ошибок в слове принятое слово в приемнике будет интерпретироваться как правильное слово для идентификации некоторого другого пользователя беспроводной сети или другой полностью отличающейся операции или функции. Таким образом, внедрение предлагаемого способа в региональных беспроводных сетях на основе использования технологии ММО в сочетании с пространственной коммутацией потоков передаваемых данных обеспечит совершенствование систем передачи информации в беспровод-

ных сетях в направлении повышения их защищенности.

Литература

1. Асотов Д.В., Маслов В.И., Голоскокова Л.Ш. Повышение надёжности передачи данных в беспроводных сетях с использованием децентрализованного режима функционирования // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2015. Т. 11. № 3. С. 126-129.

2. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л. Широкополосные беспроводные сети передачи данных. М.: Техносфера, 2005. 214 с.

3. Multiple Input Multiple Output. 2013. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.celnet.ru>.

4. Коляденко Ю.Ю., Коляденко А.В. Математическая модель радиоканала ММО-систем // Проблемы телекоммуникаций. Харьковский национальный университет радиоэлектроники. 2012. № 2 (7)

5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981.- 435 с.

6. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000. 234 с.

Поступила 13.12.2018; принята к публикации 23.01.2018

Информация об авторах

Матвеев Борис Васильевич – канд. техн. наук, доцент, зав. кафедрой радиотехники, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. 8-960-138-45-61, e-mail: matveevzvavkaf@mail.ru

Асотов Дмитрий Валериевич – аспирант, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), тел. (473)-243-76-65, e-mail: asotov.vgtu@mail.ru

Маслов Владимир Иванович – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, Государственный научно-исследовательский испытательный институт проблем технической защиты информации Федеральной службы по техническому и экспортному контролю (394020, Россия, г. Воронеж, ул. 9 Января, д. 280а), тел. 8-903-851-70-14.

Голоскокова Людмила Шамильевна – канд. техн. наук, старший научный сотрудник, Государственный научно-исследовательский испытательный институт проблем технической защиты информации Федеральной службы по техническому и экспортному контролю (394020, Россия, г. Воронеж, ул. 9 Января, д. 280а), тел. 8-952-553-75-57.

JOINT MULTIPLEXING AND THE DATA STREAM SPACE SWITCHING IN INFORMATION TRANSFER WIRELESS LINKS

B.V. Matveev¹, D.V. Asotov¹, V.I. Maslov², L.Sh. Goloskokova²

¹**Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia**

²**State Scientific Research Testing Technical Institute of Information Protection Problems of Federal Service for Technical and Export Control, Voronezh, Russia**

Abstract: the article developed proposals to improve the reception of information transmitted in data transmission wireless channels (DTWC) of regional networks, based on the analysis of results of DTWC functioning features. The possibility of using DTWC of IEEE 802.16 (WiMAX) standard for accessing a particular receiver using MIMO technology ("multiple input multiple output") in combination with spatial switching of the transmitted data stream is shown. In MIMO mode, the data stream in DTWC at the transmission side is divided by demultiplexing into N independent channels in the form of bit sequences. This division of the data stream allows to carry out spatial channel switching before the emission into the air, during which each of the N bit sequences is divided into time intervals of a certain length Δt , and at the same time, a part of the bit sequence is transferred from a certain time slot of one channel to the same time slot of another channel. On the receiving side, the reverse operation of spatial switching of N channels is first performed for each time interval Δt , and then the data stream is multiplexed from N independent spatial channels. The receiver, to which information is not intended, by receiving it on the main wireless channel, after spatial switching receives a signal in the form of a bit sequence consisting of fragmented packets of length Δt , the alternation of which is carried out randomly. The content of such a bit sequence greatly complicates the restoration of the semantic content of the transmitted messages

Key words: wireless links, WiMAX, MIMO, space multiplexing

References

1. Asotov D.V., Maslov V.I., Goloskokova L.Sh. "Increasing the reliability of data transmission in wireless networks using a decentralized mode of operation", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2015, vol. 11, no. 3, pp. 126-129.

2. Vishnevskiy V. M., Lyakhov A. I., Portnoy S. L. "Broadband wireless data transmission network", Moscow, Tekhnosfera, 2005, 214 p.
3. Multiple Input Multiple Output, 2013, available at: <http://www.celnet.ru>.
4. Kolyadenko Yu.Yu., Kolyadenko V. A. "Mathematical model of MIMO radio systems", *Electronic scientific specialized edition journal "Telecommunications Problems" (Elektronnoye nauchnoye spetsializirovannoye izdaniye – zhurnal «Problemy telekommunikatsiy»)*, Khar'kov National University of Radioelectronics, no. 2 (7), 2012.
5. Bronstein, I. N., Semendyaev K. A. "Handbook of mathematics for engineers and students of technical universities" ("Spravochnik po matematike dlya inzhenerov i uchashchikhsya VTUZov"), Moscow, Nauka, 1981, 435 p.
6. Feer K. "Wireless digital communication. Modulation techniques and spread spectrum" ("Besprovodnaya tsifrovaya svyaz"), Moscow, Radio i svyaz', 2000, 234 p.

Submitted 13.12.2018; revised 23.01.2018

Information about the authors

Boris V. Matveev, Cand. Sc. (Technical), Associate Professor, head of department, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: matveevzavkaf@mail.ru, tel. 8-960-138-45-61

Dmitriy V. Asotov, Graduate Student, Voronezh State Technical University (14 Moskovskiy prospekt, Voronezh 394026, Russia), e-mail: asotov.vgtu@mail.ru, tel. 8(473)-243-76-65

Vladimir I. Maslov, Cand. Sc. (Technical), Senior Researcher, State Scientific Research Testing Technical Institute of Information Protection Problems of Federal Service for Technical and Export Control (280a 9th-January street, Voronezh 394020, Russia), tel. 8-903-851-70-14.

Lyudmila Sh. Goloskokova - Cand. Sc. (Technical), Senior Researcher, State Scientific Research Testing Technical Institute of Information Protection Problems of Federal Service for Technical and Export Control (280a 9th-January street, Voronezh 394020, Russia), tel. 8-952-553-75-57.

Машиностроение и машиноведение

УДК 53.072:621.791.4

ДИФфуЗИОННО-СВАРНЫЕ ТИТАНОВЫЕ ТОНКОСТЕННЫЕ СЛОИСТЫЕ КОНСТРУКЦИИ© 2018 В.В. Пешков¹, А.Б. Булков¹, В.И. Максименков¹, А.Б. Коломенский²¹Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия²ПАО «Воронежское акционерное самолетостроительное общество», г. Воронеж, Россия

Аннотация: одним из путей снижения массы летательных аппаратов является применение в их конструкции крупногабаритных тонкостенных оболочковых конструкций из титановых сплавов. При создании таких конструкций большое внимание необходимо уделить способам соединения их элементов между собой. Основным требованием, предъявляемым к процессу соединения заготовок, является обеспечение высокой прочности и надежности без потери устойчивости соединяемых заготовок. В статье проведен анализ традиционных технологий изготовления типичных представителей этого класса конструкций. В частности, пайка твердыми припоями применяется для изготовления сопел жидкостных реактивных двигателей и рабочих колес турбонасосных агрегатов, контактная сварка – для соединения элементов звукопоглощающих конструкций авиационной техники и несущих элементов мотогондол, механические способы крепления используют в выпускных окнах ускорителей электронов с выводом пучка ускоренных частиц в атмосферу или в газ повышенного давления. Определены недостатки указанных технологий и возможные дефекты конструкций, связанные с типом соединения, сварочными материалами или параметрами технологических процессов. Предложены варианты изготовления рассматриваемых узлов с помощью диффузионной сварки. Обоснование возможности использования диффузионной сварки при получении неразъемных соединений выполнено по результатам механических испытаний и фрактографических исследований поверхностей разрушения узлов и конструкций

Ключевые слова: диффузионная сварка, титановые сплавы, тонкостенные конструкции

Введение

Тонкостенные слоистые конструкции (ТСК) - это в большинстве случаев крупногабаритные конструкции с развитой поверхностью контактирования несущих слоев с наполнителем, представляющим собой сочетание повторяющихся однотипных соединений простейшей формы с малым сечением элементов. Такие конструкции могут иметь одно- и двухсторонние несущие слои, быть двухслойными и многослойными, плоскими и иметь одинарную или двойную кривизну [1, 2 и др.].

Использование ТСК в изделиях аэрокосмической техники позволяет решать проблемы снижения массы летательных аппаратов и повышения их эксплуатационных характеристик, а также изготовления эффективных систем звукопоглощения, охлаждения (обогрева) и т.д.

Исключительно важная роль в создании ТСК принадлежит способу соединения между собой элементов этих конструкций – наполнителя с несущими слоями. Основным требованием, предъявляемым к процессу соединения, является обеспечение высокой прочности и надежности соединения тонкостенных элементов без потери их устойчивости.

Перспективным процессом для получения ТСК является диффузионная сварка [3-6 и др.]. Однако следует отметить, что, несмотря на определенный интерес к этому процессу, его применение в производстве титановых конструкций пока ограничено.

Целью работы является демонстрация возможностей и преимуществ диффузионной сварки в решении проблемы создания титановых тонкостенных слоистых конструкций аэрокосмической техники.

Типичными представителями этого класса конструкций являются звукопоглощающие кожухи авиационных двигателей, сопла жидкостных реактивных двигателей (ЖРД), несущие элементы мотогондолы, крылья ракет, выпускные окна ускорителей электронов, рабочие колеса (турбины и крыльчатки) турбонасосных агрегатов (ТНА), полые лопатки вентиляторов турбореактивных двигателей и др.

Звукопоглощающие конструкции (ЗПК)

Схема конуса стекателя двигателя с однослойным наполнителем приведена на рис. 1. Такая конструкция состоит из перфорированной обшивки (1), сплошной обшивки (3) и рас-

положенного между ними сотового заполнителя (2).

Заготовки сотового заполнителя получают в штампах, при этом высота ленты заполнителя выбирается в диапазоне 10–25 мм.

Соединение перфорированной и сплошной обшивок с сотовым заполнителем в настоящее время осуществляется контактной роликовой сваркой через отбортовку заполнителя по периметру ячейки [7].

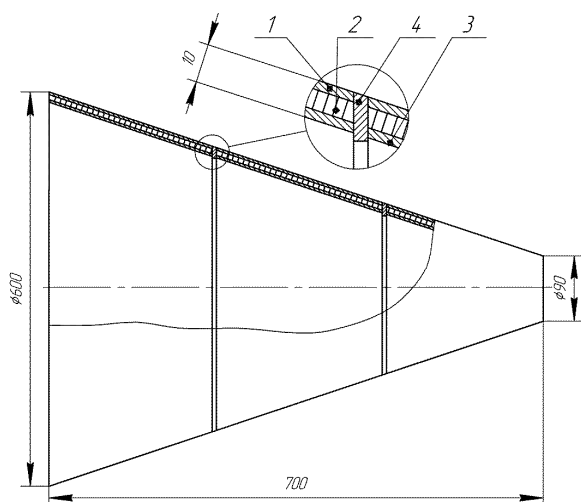


Рис. 1. Схема конструкции конуса стекателя двигателя с однослойным заполнителем:
1 – перфорированная обшивка, 2 – заполнитель, 3 – сплошная обшивка, 4 – кольцо

Полученным таким образом плоским панелям придают требуемую форму, например, методом гибки с растяжением [8]. Формообразование изгибом с растяжением осуществляется на гибочно–растяжных прессах с программным управлением. Возможности пластического формования таких трехслойных панелей во многом зависят от прочности соединения обшивок с заполнителем. В процессе формообразования из трехслойных панелей могут появляться такие браковочные признаки, как местное выпучивание внутреннего несущего слоя, смятие или недопустимый сдвиг заполнителя, что может приводить к отслоению несущих слоев и заполнителя.

С ужесточением международных норм по шуму конструкции с однослойным заполнителем оказались недостаточно эффективными. Кроме того, эти ЗПК являются дискретными, т.е. поглощают только определенный спектр частот звуковых шумов.

Поэтому в ряде случаев применяются сотовые панели ЗПК с двухслойным заполнителем (рис. 2, а), которые состоят из трех перфо-

рированных обшивок (1), сплошной обшивки (2), двухслойного сотового заполнителя (3) и прокладок (4), разделяющих панели.

Общая высота конструкции с двухслойным заполнителем не превышает 40 мм. Большое преимущество данного типа ЗПК заключается в том, что они являются широкополосными, т.е. способны поглощать шум в широком спектре частот.

Основным недостатком таких ЗПК является то, что они содержат три перфорированные обшивки и прокладки, что увеличивает массу конструкции. Решение задачи по снижению массы может быть достигнуто путем уменьшения количества перфорированных обшивок и ликвидации прокладок (рис. 2, б).

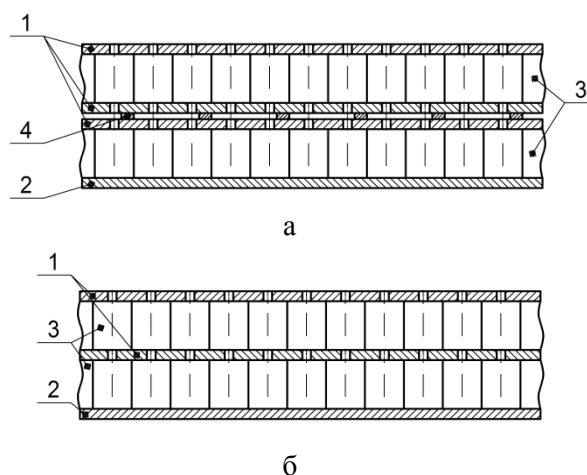


Рис. 2. Варианты панелей ЗПК с двухслойным заполнителем: 1 – перфорированные обшивки, 2 – сплошная обшивка, 3 – заполнитель, 4 – прокладки

Панель такой конструкции состоит из двух перфорированных обшивок (1), сплошной обшивки (2) и двух слоев сотового заполнителя (3).

Однако получить готовую конструкцию по существующей технологии контактной роликовой сваркой не представляется возможным. Существенным недостатком применяемой технологии получения ЗПК является низкая прочность сварного соединения заполнителя с обшивками, которая не превышает 80 МПа при испытании на отрыв, что отрицательно сказывается на технологичности, надежности и долговечности ЗПК.

Диффузионно–сварные плоские титановые трехслойные конструкции с сотовым заполнителем из фольги ($\delta=0,08$ мм) впервые были использованы в отечественном самолетостроении в конструкции мотогондолы.

В настоящее время разработана технология диффузионной сварки плоских сотовых пакетов с габаритными размерами до 2000×1000 мм и высотой 10-80 мм. Обшивки выполняются из листов сплава ВТ6ч толщиной 0,5-2,0 мм, сотовый наполнитель - из фольги сплава ВТ6чПС толщиной 0,08 мм, ячейка наполнителя шестигранная со стороной $a = 4$ мм.

Сотовые пакеты высотой 15 мм используются для получения противопожарных перегородок. На изделии были установлены сотовые противопожарные перегородки общей площадью 30 м^2 . Применение сотовых пакетов позволило снизить массу конструкции на 30 %, уменьшить трудоемкость механической обработки и сборочных работ на 40 % и повысить коэффициент использования металла (КИМ) при изготовлении конструкции до 0,7 [3].

На рис. 3 и 4 показаны оснастка для диффузионной сварки сотовой цилиндрической обечайки и образец диффузионно-сварной сотовой цилиндрической оболочки, полученной диффузионной сваркой [3].

Испытания этих конструкций показали, что прочность диффузионно-сварного соединения обшивки с наполнителем на отрыв достигало 600–700 МПа, что в разы превышает прочность соединений, полученных контактной сваркой. О характере разрушения этих соединений после испытания на отрыв можно судить по данным, приведенным на рис. 5.

Опытный образец пятислойной ЗПК (рис. 2, б), полученный диффузионной сваркой, приведен на рис. 6.

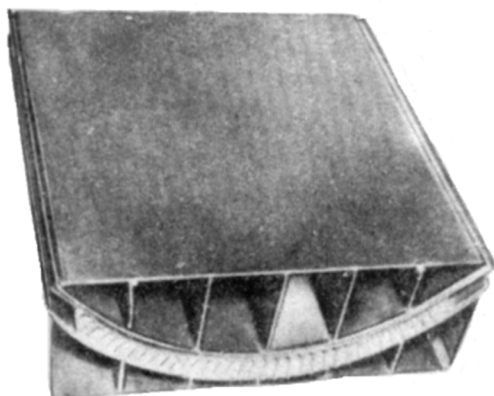


Рис. 3. Оснастка для диффузионной сварки сотовой цилиндрической обечайки из сплава ВТ6 с радиусом кривизны 200 мм

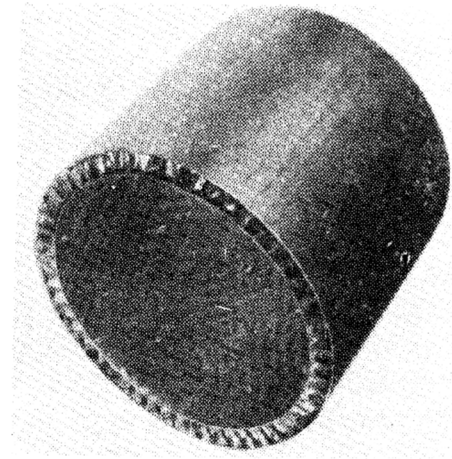
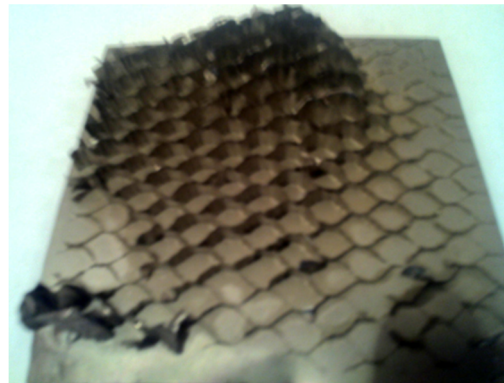


Рис. 4. Образец диффузионно-сварной сотовой цилиндрической оболочки $\varnothing 160$ мм, $l=200$ мм, полученной вакуум-компрессионным методом: обшивка - сплав ВТ6ч, $\delta=0,8$ мм; соты - сплав ВТ6ч ПС, $\delta=0,08$ мм



а



б

Рис. 5. Характер разрушения трехслойной конструкции, полученной диффузионной (а) и контактной (б) сваркой после испытания на отрыв

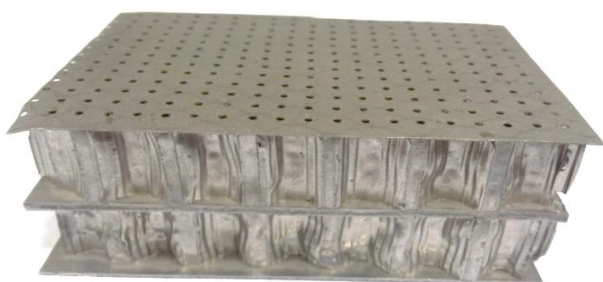


Рис. 6. Пятислойная звукопоглощающая конструкция (ЗПК), полученная диффузионной сваркой

Следует отметить, что себестоимость конструкции с сотовым наполнителем во многом определяется стоимостью фольги для изготовления наполнителя. Стоимость фольги толщиной 0,08 мм в десятки раз превышает стоимость серийно выпускаемых листовых титановых сплавов толщиной 0,3 мм. Поэтому в ряде случаев для снижения себестоимости конструкции при изготовлении сотового наполнителя можно использовать серийно выпускаемый листовый прокат толщиной 0,3 мм, при этом для сохранения массы конструкции сторона шестигранной ячейки увеличивается до 15 мм [6].

Двухслойные оболочковые конструкции

Сопло ЖРД представляет собой двухслойную оболочковую конструкцию (рис. 7), состоящую из внутренней оболочки с оребренной стенкой (2) и гладкой наружной оболочки (1). Коаксиально собранные оболочки в контакте образуют тракты охлаждения.

При изготовлении двухслойных оболочковых конструкций (рис. 7) для соединения оболочек между собой применяется, например, капиллярная диффузионная пайка. Данная технология основана на образовании припоя в результате контактно-реактивного плавления паяемого металла и тонких (несколько десятков микрометров) прослоек депрессантов, нанесенных на соединяемые поверхности [7].

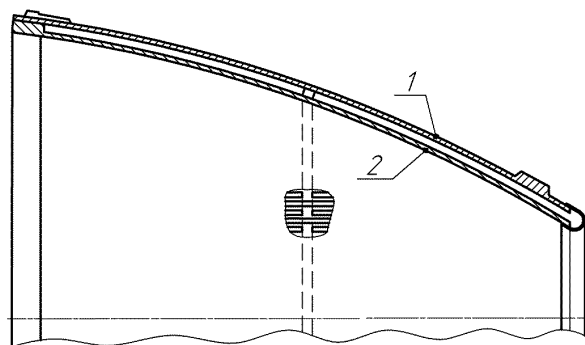


Рис. 7. Схема сопла ЖРД:

1 – гладкая наружная оболочка; 2 – оребренная внутренняя оболочка

В титановых сплавах с содержанием β -фазы наблюдается повышенная растворимость меди (используемой в качестве депрессанта) и примесей (кислорода, азота). Поэтому для удаления оксидов с поверхности титана и его сплавов при пайке и для ускорения процесса диффузии меди в паяемый сплав пайку рекомендуется производить при температуре выше температуры превращения $\alpha \rightarrow \beta$. Однако для сплавов титана с β -фазой характерна повышенная склонность к росту зерна, что в присутствии в них кислорода приводит к их охрупчиванию. Поэтому пайку сплава ОТ4 следует осуществлять при 1000 °С [9].

В результате испытаний паяных изделий обнаружен ряд недостатков, основными из которых являются следующие:

- в зоне соединения образуется хрупкая фаза с повышенной микротвердостью и наличием непропаев;
- при контрольно-выборочных испытаниях разрушение узла происходит при давлении не ниже 30 МПа по поверхностям контакта, соединенным пайкой, образующаяся зона разрушения имеет площадь до 10^4 мм² и более;
- при многократном нагружении узла разрушающее давление снижалось до 8...21 МПа. Основной причиной снижения прочности соединения являлось зарождение и накопление микротрещин в местах образования интерметаллидных прослоек;
- после пайки возможны осаждения и запаи каналов межоболочковой полости, что приводит к нарушению теплового режима при работе узла и выводу его из строя.

Для обоснования возможности получения неразъемных соединений элементов титановых конструкций с использованием диффузионной сварки вместо пайки через медь проведены сравнительные испытания соединений на удар-

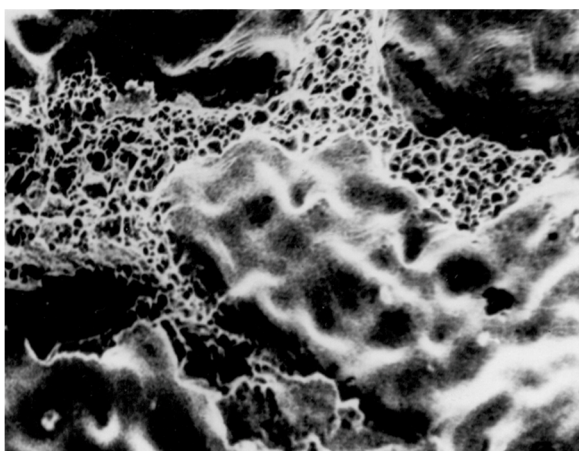
ную вязкость и предел прочности при +20 и -196 °С из титанового сплава ОТ4.

Соединения цилиндрических образцов диаметром 16 и высотой 30 мм получали пайкой и диффузионной сваркой в вакууме $8 \cdot 10^{-2}$ Па при температурах 950 и 1050 °С в течение 30 мин. Медное покрытие толщиной от 8 до 10 мкм наносили на одну из соединяемых поверхностей гальваническим способом. Для того чтобы при пайке создать условия, сопоставимые с диффузионной сваркой, в ряде экспериментов к образцам прикладывали одинаковое сжимающее давление величиной 2 МПа (обычно при пайке используют более низкие давления, приблизительно до 0,5 МПа).

Результаты механических испытаний (усредненные как минимум по 5 образцам на каждый режим) и топографии поверхностей разрушения приведены в таблице и на рис. 8.

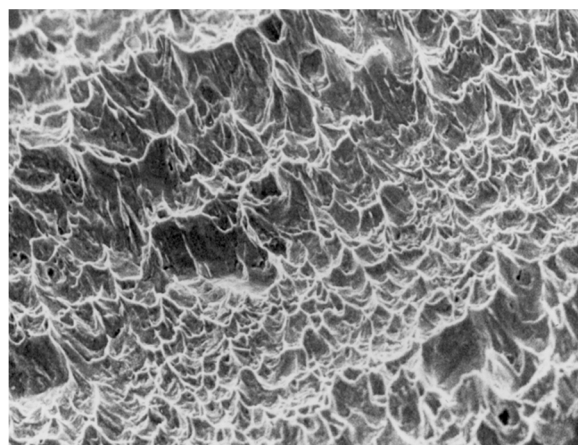
Механические характеристики соединений при пайке и диффузионной сварке

Способ соединения, сплав	Температура пайки (сварки), °С	Удельное давление, МПа	KCV, МДж/м ²		σ_b , МПа	
			20 °С	-196°С	20°С	-196 °С
Пайка, ОТ4	950	0,5	0	0	312	425
	950	2,0	0,075	0,07	647	698
	1050	0,5	0	0	387	465
	1050	2,0	0	0	436	505
Диффузионная сварка, ОТ4	950	2,0	0,93	0,8	741	820
	1050	2,0	0,23	0,2	732	798



а ×1500

Рис. 8. Топография разрушения после испытания на ударную вязкость соединения сплава ОТ4, полученного при $T=950$ °С; $p=2$ МПа; $\tau=30$ мин:
а - пайка через медь, б - диффузионная сварка



б ×1000

Рис. 8. Топография разрушения после испытания на ударную вязкость соединения сплава ОТ4, полученного при $T=950$ °С; $p=2$ МПа; $\tau=30$ мин:
а - пайка через медь, б - диффузионная сварка (продолжение)

Проведенные испытания показали, что качество соединений, полученных диффузионной сваркой, выше качества паяных соединений.

Выпускные окна ускорителей

Выпускное окно, используемое в ускорителях электронов с выводом пучка ускоренных частиц в атмосферу или в газ повышенного давления, состоит из тонкой титановой фольги, вакуумно плотно закрепленной между опорными решетками (рис. 9) [10].

В [11] описана конструкция аксиального выпускного окна (рис. 10), предназначенного для вывода широкоапертурных, интенсивных, радиально сходящихся пучков ускоренных электронов в атмосферу или газ повышенного давления для накачки газовых лазеров. Основной конструкции является объединяющая опорная структура в виде цилиндрического каркаса, в котором вырезаны прямоугольные отверстия. Отверстия закрыты решеткой, набранной из пакетов прямоугольных пластин с овальными отверстиями, между которыми закрепляют фольгу прямоугольной формы с размерами большими, чем отверстие.

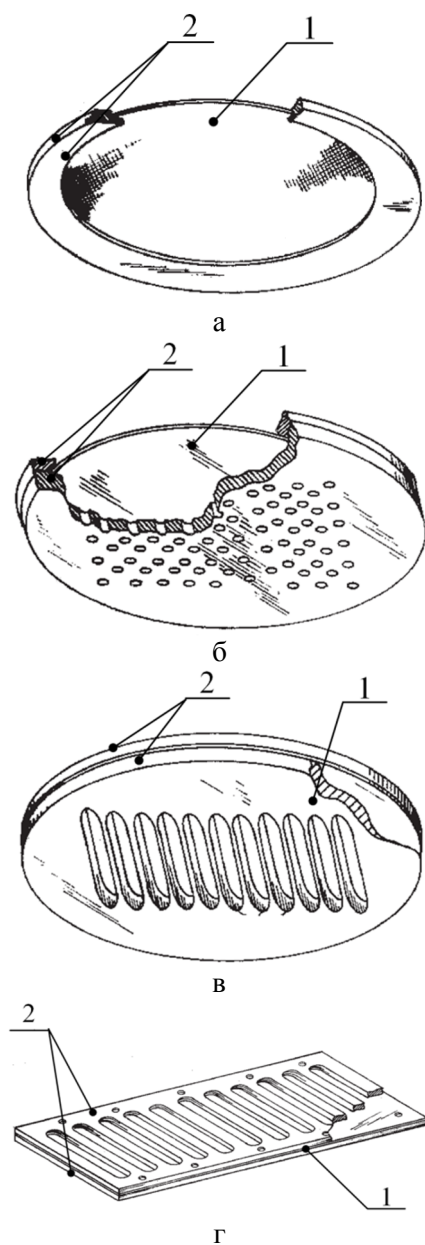


Рис. 9. Конструкции окон для выпуска электронов:
1 – фольга; 2 – опорные решетки в форме: а – фланцы; б – фланец и круглая с решетка с отверстиями; в – фланец и круглая решетка с прорезями; г – прямоугольная рамка и прямоугольная рамка с прорезями

Традиционно, в приведенных конструкциях планарных и аксиальных выпускных окон фольгу закрепляют между опорными решетками механическим путем через резиновые уплотнители болтами, винтами, зажимами и т.д. или пайкой. Недостатками такого способа крепления является невысокая надежность соединения фольги с опорной решеткой, повышенное тепловое сопротивление, обусловленное наличием резинового уплотнителя.

Для повышения надежности фиксации фольги в опорных решетках и снижения потерь энергии пучка за счет изменения способа уплотнения разработана принципиально новая конструкция и технология изготовления выпускного окна ускорителя электронов.

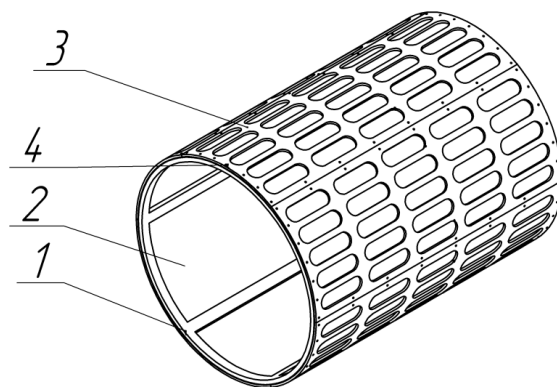


Рис. 10. Аксиальное окно для выпуска пучка электронов:
1 – цилиндрический каркас с прямоугольными отверстиями; 2 – фольга; 3 – опорная решетка с отверстиями; 4 – крепежные болты

Наиболее перспективным видится способ соединения фольги с опорными решетками диффузионной сваркой, которая позволяет соединять детали выпускного окна, обеспечивая ряд требуемых комплексных свойств, которые нельзя получить механическим креплением или пайкой.

Для решения задачи увеличения выходной мощности излучения, повышения надежности, увеличения ресурса и упрощения конструкций планарного выпускного окна ускорителя электронов и выпускного окна ускорителя электронов с радиально сходящимся пучком предложено техническое решение [12]. Выпускное окно ускорителя электронов выполнено в виде титановой слоистой конструкции со сверхтонкими элементами в виде титановой фольги, расположенной между идентичными по форме опорными решетками из листового титанового материала и зафиксированной диффузионной сваркой.

Выпускное окно ускорителя электронов с радиально сходящимся пучком состоит из секций (рис. 11), соединенных, например, сварными швами в цилиндр.

Выполнение опорных решеток, идентичных по форме, и соединение их с фольгой диффузионной сваркой позволяет повысить геометрическую прозрачность выпускного окна, обеспечивая при этом вакуумно плотное соединение.

Выполнение решеток из сплавов титана обеспечивает конструкции высокую прочность и надежность при одновременном снижении массы по сравнению с конструкцией, описанной в работе [11].

Одинаковые теплофизические свойства материала решеток и фольги (удельная теплоемкость, удельная теплопроводность и коэффициент линейного расширения) обеспечивают равномерный нагрев фольги проходящим электронным пучком и хороший теплоотвод, что существенно снижает вероятность образования локального перегрева и потери устойчивости в процессе эксплуатации выпускного окна.

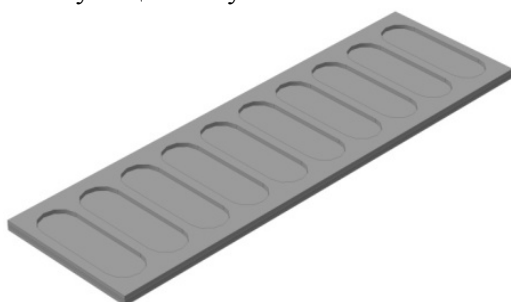


Рис. 11. Секция трехслойного выпускного окна ускорителя электронов

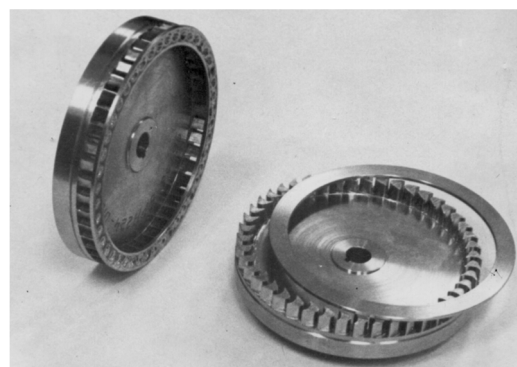
Крыльчатки являются одним из основных элементов агрегатов подачи топлива в современных ЖРД. В зависимости от назначения форма, размеры, конструктивное исполнение этих элементов могут быть самыми разнообразными, но основной принцип их конструкции остается без изменений – лопатки, замкнутые с двух сторон, образуют систему каналов. Такие конструкции изготавливают, как правило, из двух элементов различной формы и толщины, на одном из которых механическим способом (фрезерованием) изготавливают лопатки, а второй является покрывным диском (рис. 12).

В соответствии с условиями эксплуатации крыльчатки изготавливают из титановых сплавов или высокопрочных легированных сталей.

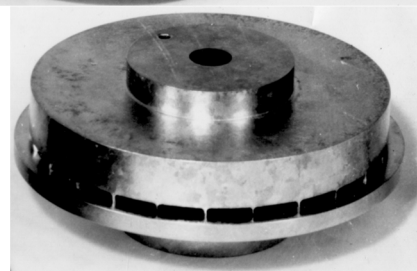
Технология соединения элементов крыльчатки должна обеспечивать точность размеров, в частности, сохранение геометрических параметров лопаток и каналов между ними, а также высокую прочность соединения торцов лопаток с внутренней поверхностью покрывного диска, что обеспечивает высокую надежность при эксплуатации.

Если для соединения элементов стальных крыльчаток перспективным процессом является пайка, то изделия из титановых сплавов, полученные с помощью диффузионной сварки,

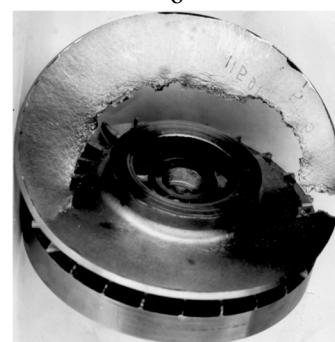
успешно прошли все технологические испытания (рис. 12).



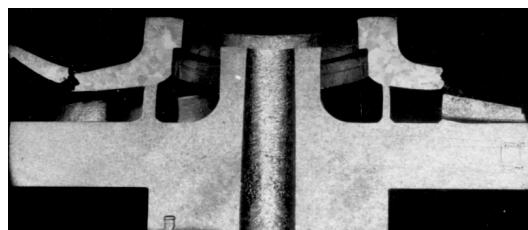
а



б



в



г

Рис. 12. Общий вид турбины из сплава ВТ14 (а), крыльчатки из сплава ВТ5-1 (б), полученных диффузионной сваркой и характер разрушения при механических испытаниях крыльчатки (в, г)

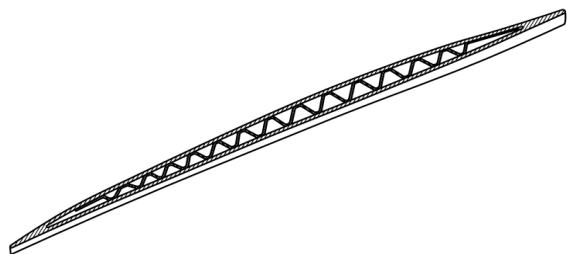
Полые лопатки вентиляторов

Вентиляторы являются одним из основных элементов конструкции турбореактивных двухконтурных двигателей. Чтобы повысить тягу двигателей, конструкторы стремятся увеличить расход воздуха через вентилятор, увеличивая его диаметр. Удлинение лопаток, соответствующее увеличению диаметра вентилятора, ведет к увеличению массы конструкции и, следовательно, нагрузок на опорные узлы двигателя от центробежных сил. Одним из путей снижения массы двигателя является применение в его конструкции пустотелых титановых лопаток.

Фирма Rolls–Royce разработала технологию, позволяющую изготавливать полые лопатки из титанового сплава Ti–6Al–4V, которые представляют собой трехслойную тонкостенную конструкцию, состоящую из двух обшивок и внутреннего гофрированного листового заполнителя (рис. 13). Процесс изготовления полый лопатки осуществляется при температуре 900–950 °С и состоит из двух этапов. На первом этапе осуществляется диффузионная сварка обшивок с заполнителем, а на втором – формообразование в условиях сверхпластичности.



а



б

Рис. 13. Вентилятор (а) и сечение полый лопатки вентилятора (б)

Приведенные примеры позволяют считать перспективными для создания изделий аэрокосмической техники титановые тонкостенные слоистые композиционные материалы и конструкции из них. При этом процессом, позволяющим получать эти материалы и конструкции, является диффузионная сварка.

Литература

1. Хертель Г. Тонкостенные конструкции. М.: Машиностроение, 1965. 527 с.
2. Берсудский В.Е., Крысин В.Н., Лесных С.И. Технология изготовления сотовых авиационных конструкций. М.: Машиностроение, 1975. 296 с.
3. Технология производства титановых самолетных конструкций / А.Г. Братухин, Б.А. Колачев, В.В. Садков и др. М.: Машиностроение, 1995. 448 с.
4. Сварка в самолетостроении / Г.А. Кривов, В.Р. Рябов, А.Я. Ищенко и др.; под ред. Б.Е. Патона. Киев: МИИВЦ, 1998. 695 с.
5. Технологические основы сварки и пайки в авиационном строительстве / В.А. Фролов, В.В. Пешков, В.А. Саликов и др. М.: Интермет Инжиниринг, 2004. 576 с.
6. Пешков В.В., Булков А.Б. Диффузионная сварка титановых тонкостенных слоистых конструкций. М.: Изд-во «РИТМ», 2016. 242 с.
7. Технология и оборудование контактной сварки: учебник для машиностроительных вузов / Б.Д. Орлов, А.А. Чакалев, Ю.В. Дмитриев и др. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1986. 352 с.
8. Максименков В.И., Одинг С.С., Молод М.В. Металлические звукопоглощающие конструкции для кожухов двигателей самолетов // Сборник докладов 7-ой международной научно-технической конференции по гидроавиации Гидросалон-2008. М.: ЦАГИ им. М.Е. Жуковского, 2008. Ч. 1. С. 364-371.
9. Лашко С.В., Лашко Н.Ф. Пайка металлов. М.: Машиностроение, 1988. 376 с.
10. Абрамян Е.А. Промышленные ускорители электронов. М.: Энергоатомиздат, 1986. 246 с.
11. Пат. 2354086 РФ, МПК H05H5/00. Выпускное окно ускорителя электронов / Коваль Н.Н.; Щанин П.М.; Лопатин И.В.; заявители и патентообладатели Институт сверхточной электроники СО РАН, ООО «ЭНЕС», г. Томск.
12. Пат. 2012149483 РФ, МПК B23K20/22. Выпускное окно ускорителя электронов (варианты) / Сафонов С.В., Балбеков Д.Н., Петренко В.Р., Пешков А.В., Батаронов И.Л., Стрыгин А.И. // заявл. 24.07.2012; опубл. 22.01.2013.

Поступила 04.12.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Пешков Владимир Владимирович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: otsp@vorstu.ru

Булков Алексей Борисович – канд. техн. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: bulkov_ab@mail.ru

Максименков Владимир Иванович - д-р техн. наук, профессор, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: maksimenkov.v.i@mail.ru

Коломенский Александр Борисович – ПАО ВАСО, главный металлург, д-р техн. наук, ПАО «Воронежское акционерное самолетостроительное общество» (394029, Россия, г. Воронеж, ул. Циолковского, 27), e-mail: metallurg@air.vrn.ru

DIFFUSION-WELDED TITANIUM THIN-WALLED LAYERED CONSTRUCTIONS

V.V. Peshkov¹, A.B. Bulkov¹, V.I. Maksimenkov¹, A.B. Kolomenskij²

¹Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

²Voronezh Aircraft Production Association, Voronezh, Russia

Abstract: one of the ways to reduce the weight of aircraft is to use large-sized thin-walled shell structures made of titanium alloys in design of the aircraft. An extremely important part of production of such constructions is binding of their elements with each other. The main requirement for the process of joining bars is to provide high strength and reliability without losing the stability of the bars to be connected with each other. The article analyzes the traditional manufacturing techniques for the patterns of this type of constructions. In particular, brazing with solder is used for the production of nozzles for liquid jet engines and impellers of turbo-pump aggregates, contact welding for connecting elements of sound-absorbing structures of aviation equipment and motor-vehicle components, mechanical fastening methods are used in the exit windows of electron accelerators with the output of a beam of accelerated particles into the atmosphere or into a gas of increased pressure. Drawbacks of these technologies and possible design defects associated with the type of binding, welding materials or process parameters are reviewed in the article. Possibilities for manufacturing of the above units by means of diffusion welding are proposed by the authors. To substantiate the possibility of using diffusion welding in the preparation of permanent joints, the results of mechanical tests and fractographic article provides the studies of the surfaces of damaged assemblies and structures

Key words: diffusion welding, titanium alloys, thin-walled structures

References

1. Hertel G. "Thin-walled constructions", Moscow, Mashinostroenie, 1965, 527 p.
2. Bersudsky V.E., Krysin V.N., Lesnyh S.I. "Technology of cellular aircraft constructions", Moscow, Mashinostroenie, 1975, 296 p.
3. Bratukhin A.G., Kolachev B.A., Sadkov V.V. "Technology of production of titanium aircraft structures", Moscow, Mashinostroenie, 1995, 448 p.
4. Krivov G.A., Ryabov V.R., Ishchenko A.Ya. "Welding in aircraft construction", Kiev, 1998, 695 p.
5. Frolov V.A., Peshkov V.V., Salikov V.A. "Technological bases of welding and soldering in aircraft building", Moscow, Intermet Engineering, 2004, 576 p.
6. Peshkov V.V., Bulkov A.B. "Diffusion welding of titanium thin-walled layered structures", RHYTHM (RITM), Moscow, 2016, 242 p.
7. Orlov B.D. "Technology and equipment for contact welding. Textbook for machine-building universities", Moscow, Mashinostroenie, 1986, 352 p.
8. Maksimenkov V.I., Oding S.S., Molod M.V. "Metal sound-absorbing structures for aircraft engine casings", *Proc. of the 7th International Scientific and Technical Conference on Hydroaviation Hydrosalon-2008 (Sbornik докладов 7-oy mezhdunarodnoy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii po gidroaviatsii Gidrosalon-2008)*, Moscow, 2008, part 1, pp. 364-371
9. Lashko S.V., Lashko N.F. "Soldering of metals", Moscow, Mashinostroenie, 1988, 376 p.
10. Abramyan E.A. "Industrial electron accelerators", Moscow, Energoatomizdat, 1986, 246 p.
11. Koval N.N., Shchanin P.M., Lopatin I.V. "Electron accelerator window", License No. 2354086 RU, 2010; Applicants and License Holders Institute of High Current Electronics SB RAS, ENES LLC, Tomsk
12. Safonov S.V., Balbekov D.N., Petrenko V.R., Peshkov A.V., Bataronov I.L., Strygin A.I. "Electron accelerator window (options)", License No. 2012149483 RU, 2013.

Submitted 04.12.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Vladimir V. Peshkov, Dr.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14, Moskovsky Prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: otsp@vorstu.ru

Alexei B. Bulkov, Cand.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14, Moskovsky Prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: bulkov_ab@mail.ru

Vladimir I. Maksimenkov, Dr.Sc. (Technical), Professor, Voronezh State Technical University, (14, Moskovsky Prospekt, Voronezh, 394026, Russia), e-mail: maksimenkov.v.i@mail.ru

Alexander B. Kolomenskij, Chief metallurgist, Voronezh Aircraft Production Association, (27, Ziolkovskogo, Voronezh, 394029, Russia), e-mail: metallurg@air.vrn.ru

3) динамика процесса резания рассматривается на таком промежутке времени, при котором составляющие P_Y и P_Z силы резания P не меняют своей угловой ориентации;

4) сила резания P определяется на основе формулы И. А. Тиме с добавлением скорости резания;

5) принимается, что процесс резания является потенциально возмущенным.

При составлении математической модели динамики процесса точения, учитывающей взаимное влияние друг на друга упругой системы станка и процесса резания [7, 8], важным является раскрытие динамической характеристики процесса. Согласно вышеприведенной гипотезе 4, сила резания P будет определяться формулой (1):

$$P(t) = \xi \rho S \tau V, \quad (1)$$

где ξ – коэффициент приведения размерностей; ρ – коэффициент, учитывающий физико-механические характеристики обрабатываемого материала и геометрические характеристики режущей части инструмента, $\frac{\text{кг}\cdot\text{с}}{\text{мм}^3}$; S – подача режущего инструмента за один оборот заготовки, $\frac{\text{мм}}{\text{об}}$; τ – глубина резания, мм; V – скорость резания, $\frac{\text{м}}{\text{мин}}$.

Глубина резания $\tau(t)$ и скорость резания $V(t)$ могут изменяться с течением времени t . Изменения глубины резания $\tau(t)$ и скорости резания $V(t)$ обусловлены упругими смещениями резца в радиальном Y и тангенциальном Z направлениях (см. рис. 1). Тогда глубина резания $\tau(t)$ будет определяться выражением (2), а скорость резания $V(t)$ – выражением (3):

$$\tau(t) = t_0 - y(t), \quad (2)$$

где t_0 – заданная глубина резания, мм; $y(t)$ – вариация перемещения резца, обусловленная упругими свойствами подсистемы инструмента в радиальном направлении, мм.

$$V(t) = V_0 - v_z(t), \quad (3)$$

где V_0 – заданная скорость резания, $\frac{\text{м}}{\text{мин}}$; $v_z(t)$ – вариация скорости резания, обусловленная

упругими свойствами подсистемы инструмента в тангенциальном направлении, $\frac{\text{м}}{\text{мин}}$.

Подставляя выражения (2) и (3) в формулу (1), а также учитывая допущение 2, получим выражения радиальной P_Y и тангенциальной P_Z составляющих силы резания P , соответственно:

$$P_Y(t) = \rho_Y (t_0 - y(t)) (V_0 - v_z(t)), \quad (4)$$

где $\rho_Y = \xi \kappa_Y \rho S$, $\frac{\text{кг}\cdot\text{с}}{\text{мм}^2}$; κ_Y – коэффициент пропорциональности для радиальной составляющей силы резания P .

$$P_Z(t) = \rho_Z (t_0 - y(t)) (V_0 - v_z(t)), \quad (5)$$

где $\rho_Z = \xi \kappa_Z \rho S$, $\frac{\text{кг}\cdot\text{с}}{\text{мм}^2}$; κ_Z – коэффициент пропорциональности для тангенциальной составляющей силы резания P .

Учитывая выражения (4) и (5), на основании уравнения Лагранжа II-го рода получим систему (6) обыкновенных нелинейных неоднородных дифференциальных уравнений, которая будет представлять математическую модель динамики процесса точения:

$$\begin{cases} m_1 \frac{d^2 Y(t)}{dt^2} + h_1 \frac{dY(t)}{dt} + c_1 Y(t) = \\ = \rho_Y (t_0 - y(t)) (V_0 - v_z(t)) \\ m_2 \frac{d^2 Z(t)}{dt^2} + h_2 \frac{dZ(t)}{dt} + c_2 Z(t) = \\ = \rho_Z (t_0 - y(t)) (V_0 - v_z(t)) \end{cases} \quad (6)$$

Для анализа динамических свойств системы точения систему уравнений (6) целесообразно записать в нормальной форме Коши в вариациях относительно стационарной траектории движения динамической системы. Тогда получим математическую модель динамики процесса точения, представленную выражением (7).

При внимательном рассмотрении правых частей системы уравнений (7) можно заметить нелинейную функцию $v_z(t) \cdot y(t)$, которая выражает координатно-скоростную связь в динамической характеристике процесса точения и приводит к возникновению автоколебаний при определенных условиях.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dy(t)}{dt} = v_y(t) \\ \frac{dv_y(t)}{dt} = \frac{1}{m_1} [-\rho_Y t_0 v_z(t) + \\ + \rho_Y v_z(t) \cdot y(t) + \\ + h_1 v_y(t) + \\ + (c_1 - \rho_Y V_0) y(t)] \\ \frac{dz(t)}{dt} = v_z(t) \\ \frac{dv_z(t)}{dt} = \frac{1}{m_2} [(h_2 - \rho_Z t_0) v_z(t) - \\ - \rho_Z V_0 y(t) + \\ + \rho_Z v_z(t) \cdot y(t) + \\ + c_2 z(t)] \end{array} \right. \quad (7)$$

Компьютерное моделирование динамики нелинейного процесса точения

Покажем два примера возможных траекторий движения подсистемы инструмента при различных значениях режимов обработки – заданной глубины резания t_0 и заданной скорости резания V_0 .

Для компьютерного моделирования динамики процесса точения, описываемой системой дифференциальных уравнений (7), были приняты значения параметров, приведенные ниже в таблице.

Параметры системы точения

Параметр	Значение параметра
$m_1, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}^2}{\text{мм}}$	0,08
$m_2, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}^2}{\text{мм}}$	0,1
$h_1, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}}{\text{мм}}$	2,5
$h_2, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}}{\text{мм}}$	1,5
$c_1, \frac{\text{кг}}{\text{мм}}$	300
$c_2, \frac{\text{кг}}{\text{мм}}$	800
$\rho_Y, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}}{\text{мм}^2}$	250
$\rho_Z, \frac{\text{кг} \cdot \text{с}}{\text{мм}^2}$	600

На рис. 2 показан результат компьютерного моделирования для значений режимов резания $t_0 = 1$ мм, $V_0 = 25$ м/мин. Как можно видеть, траектория движения режущего инструмента представляет собой затухающие колебания.

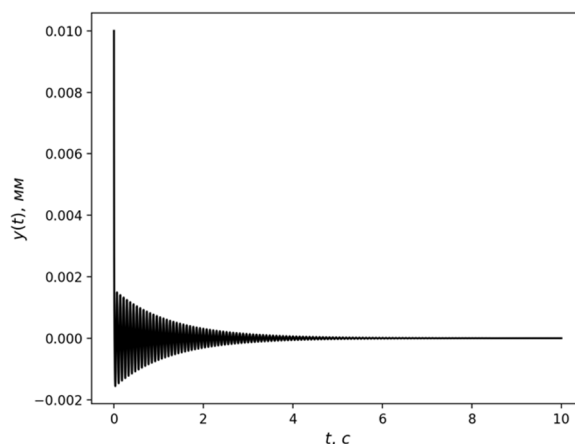


Рис. 2. Затухающие колебания подсистемы инструмента при $t_0 = 1$ мм, $V_0 = 25$ м/мин

С другой стороны, на рис. 3 показан результат компьютерного моделирования для значений режимов резания $t_0 = 0,75$ мм, $V_0 = 60$ м/мин. В данном случае мы наблюдаем автоколебания подсистемы инструмента.

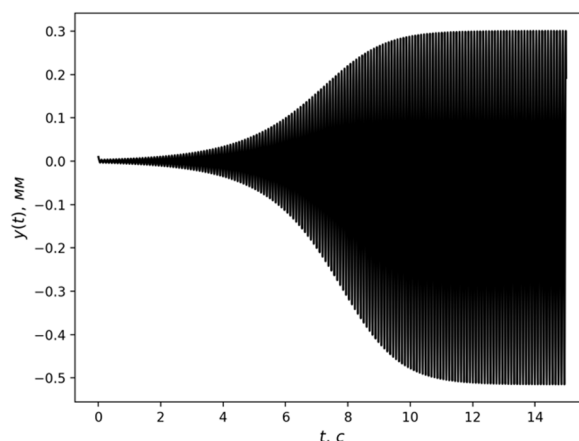


Рис. 3. Автоколебания подсистемы инструмента при $t_0 = 0,75$ мм, $V_0 = 60$ м/мин

Эти два примера компьютерного моделирования показывают, что имеются такие значения заданных режимов резания, которые могут формировать в системе точения затухающие или устойчивые колебательные движения. Таким образом, возникает задача определения областей движений подсистемы инструмента на плоскости заданных режимов резания ($t_0 - V_0$).

Задавшись множествами значений t_0 и V_0 , была получена сетка точек на плоскости ($t_0 - V_0$). Анализ траекторий движения системы в каждой точке плоскости ($t_0 - V_0$) позволил построить области затухающих и автоколебательных траекторий движения подсистемы инструмента, которые показаны на рис. 4.

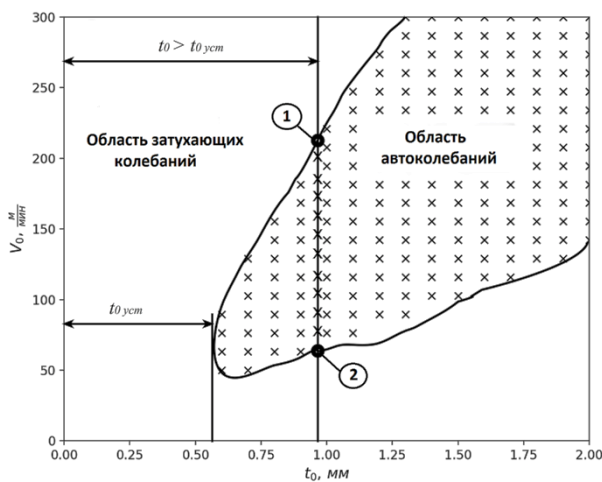


Рис. 4. Области типов движений подсистемы инструмента на плоскости заданных режимов резания ($t_0 - V_0$)

Анализ динамических свойств системы точения

Из расположения областей траекторий движения подсистемы инструмента можно сделать несколько важных выводов. Система будет сохранять затухающие колебательные движения, являющиеся ее реакцией на внешние возмущения, при любом значении скорости резания V_0 , если глубина резания t_0 не будет превышать некоторого предельного значения $t_{0\text{уст}}$. Значения глубины резания $t_0 < t_{0\text{уст}}$ характерны, как правило, для чистового точения, применяемого для обеспечения требуемых показателей геометрической точности и шероховатости поверхностного слоя обрабатываемых заготовок. При черновой обработке, которая используется для максимального приближения заготовки к геометрической форме будущей детали, наиболее характерно максимально возможное снятие припуска за один проход инструмента, что, как правило, выражается в задании, по возможности, наибольшей глубины резания t_0 . Как можно заметить, при выборе значения глубины резания $t_0 > t_{0\text{уст}}$ существует некоторое множество значений скорости резания V_0 , при которых подсистема инструмента будет совершать автоколебательные движения. Особенно интересными представляются случаи, когда система находится вблизи границы, разделяющей два вида ее движений. Так, например, при выборе значений глубины резания t_0 и скорости резания V_0 , соответствующих точкам 1 или 2 (см. рис. 4), система точения может переходить от одного вида движения к

другому при малых изменениях значений t_0 и V_0 . Вариации значений заданной глубины резания t_0 и скорости резания V_0 могут быть вызваны многими факторами, например, изменением припуска на обработку, упругими деформациями механических элементов металлорежущего станка, нестационарностью угловой скорости вращения электродвигателя привода главного движения и другими факторами.

Выводы

На основании принятых гипотез и допущений о процессе резания была получена нелинейная математическая модель динамики подсистемы инструмента технологической системы точения. Данная модель показала существование координатно-скоростной связи, которая носит существенный характер для формирования в процессе точения автоколебательных движений резца. На основании компьютерного моделирования были построены области различных видов движения системы на плоскости заданных режимов резания ($t_0 - V_0$) для выбранных характеристик. Полученные области затухающих и устойчивых колебаний позволяют спрогнозировать динамику процесса точения в зависимости от выбора пары значений режимов резания – глубины t_0 и скорости V_0 . Если в систему автоматического управления металлорежущего станка ввести подсистему диагностирования развития автоколебательных движений, то можно сформировать коррекцию значений заданных режимов резания и тем самым избежать возникновения в системе точения автоколебаний, которые, как известно, негативно влияют на качество обработки. С другой стороны, в случае, если автоколебания используются как механизм для стружколома, то на плоскости ($t_0 - V_0$) можно заведомо выбрать соответствующие значения глубины и скорости резания. В последнем случае автоматическая система управления токарного станка, наоборот, должна будет поддерживать режим автоколебаний процесса резания на основе априорной информации о динамике точения.

Литература

1. Zakovorotnyi V.L., Bykador V.S. Cutting-system dynamics // Russian Engineering Research. 2016. Vol. 36. № 7. P. 591 - 598.
2. Zakovorotnyi V.L., Lukyanov A.D., Bykador V.S. Dynamic self-organization in cutting process evolution // 6th International Conference on Mechanics and Materials in Design, M2D. 2015. P. 119-134.

3. Brzhozovsky B.M., Brovkova M.B. Model of oscillations of a perturbation in molding system of machine for machining, IT and communication technologies in science, industrial and education. 2014. P. 150-153.

4. Быкадор В.С., Костенко Г.Ю., Бабенко Т.С. Возникновение автоколебаний в простейшей системе резания металлов // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2016. Т. 12. № 2. С. 119-123.

5. Litak G. Chaotic vibrations in a regenerative cutting process // Chaos, Solitons and Fractals. 2002. Vol. 13. P. 1531-1535.

6. Stépán G. Modelling nonlinear regenerative effects in metal cutting // Philosophical Transactions of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2001. Vol. 359. P. 739 – 757.

7. Кудинов В.А. Динамика станков. М.: Машиностроение, 1967. 359 с.

8. Заковоротный В.Л., Флек М.Б. Динамика процесса резания. Синергетический подход. Ростов-на-Дону: Терра, 2006. 880 с.

Поступила 25.12.2017; принята к публикации 22.01.2018

Информация об авторах

Быкадор Виталий Сергеевич – канд. техн. наук, доцент кафедры «Автоматизация производственных процессов», Донской государственной технической университет (344000, Россия, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), e-mail: vitaly.bykador@icloud.com

Шаламов Евгений Сергеевич – магистрант кафедры «Автоматизация производственных процессов», Донской государственной технической университет (344000, Россия, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), e-mail: shalamov326@gmail.com

Тетенко Ольга Владимировна – магистрант кафедры «Автоматизация производственных процессов», Донской государственной технической университет (344000, Россия, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1), e-mail: olga.tetenko@yandex.ru

INFLUENCE OF TURNING PROCESS PARAMETERS ON SELF-OSCILLATIONS OCCURRENCE

V.S. Bykador, E.S. Shalamov, O.S. Tetenko

Don State Technical University, Rostov-on-Don, Russia

Abstract: the article provides a research of self-oscillations development in the turning system depending on the values of the parameters controlling cutting, namely, cutting speed and depth. It demonstrates that certain combinations of cutting speed and depth in a process of turning system can cause self-oscillations. It is established that at a certain cutting depth exceeding some limit value the cutting speed variations can have a significant influence on the development of sustainable vibrations in the processing system. The latter fact has a particular significance if such system is located on the border dividing decaying and self-oscillations. The research was conducted with the as a simulation experiment based on a computer-aided simulation of the mathematical model for turning dynamics. Its dynamic characteristic considered the coordinates and speed connection of cutting. Such connection occurs as a result of various motions of the process system elements due to a final nature of the stiffness properties of a cutting tool subsystem and cutting forces affecting the tool. The conducted computer simulation resulted in the determination of the areas of decaying. It also proved the existence of certain self-oscillations' characteristics for the subsystem of the turning system tool. Such areas are formed in the plane of cutting modes – cutting depth and speed, which in its turn allows for choosing the values of cutting depth and speed depending on the motion type to be provided in the turning system

Key words: self-oscillation, dynamics, turning

References

1. Zakovorotnyi V.L., Bykador V.S. "Cutting-system dynamics", *Russian Engineering Research*, 2016, vol. 36, № 7, p. 591 - 598.
2. Zakovorotnyi V.L., Lukyanov A.D., Bykador V.S. "Dynamic self-organization in cutting process evolution, *6th International Conference on Mechanics and Materials in Design, M2D 2015*, 2015. p. 119-134.
3. Brzhozovsky B.M., Brovkova M.B., "Model of oscillations of a perturbation in molding system of machine for machining, IT and communication technologies in science, industrial and education", 2014, p. 150-153.

4. Bykador V.S., Kostenko G.J., Babenko T.S. "An occurrence of a self-oscillation in simple cutting system", *The Bulletin of Voronezh State Technical University (Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta)*, 2016, vol. 12, no. 2, pp. 119-123.
5. Litak G. "Chaotic vibrations in a regenerative cutting process", *Chaos, Solitons and Fractals*, 2002, vol. 13, pp. 1531-1535.
6. Stépán G. "Modelling nonlinear regenerative effects in metal cutting", *Philosophical Transactions of the Royal Society of London A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 2001, vol. 359, pp. 739 – 757.
7. Kudinov V.A. "Machine Dynamics" ("Dinamika stankov"), Moscow, Mashinostroyeniye, 1967, 359 p.
8. Zakovorotnyi V.L., Flek M.B. "Cutting Process Dynamics. Synergetic approach" ("Dinamika processa rezaniy. Sinergeticheskiy podhod"), Rostov-on-Don, Terra, 2006, 880 p.

Submitted 25.12.2017; revised 22.01.2018

Information about authors

Vitaly S. Bykador, Cand.Sc. (Technical), Assistant Professor, Dept. "Automation of production processes" Don State Technical University (1, Gagarina, 344000, Rostov-on-Don, Russia), e-mail: vitaly.bykador@icloud.com

Yevgeni S. Shalamov, MA, Dept. "Automation of production processes" Don State Technical University (1, Gagarina, 344000, Rostov-on-Don, Russia), e-mail: shalamovv326@gmail.com

Olga V. Tetenko, MA, Dept. "Automation of production processes" Don State Technical University (1, Gagarina, 344000, Rostov-on-Don, Russia), e-mail: olga.tetenko@yandex.ru

Физика

Памяти В.Е. Милошенко

УДК 538.945

НИЗКОЧАСТОТНОЕ ВНУТРЕННЕЕ ТРЕНИЕ В СВЕРХПРОВОДНИКАХ

И.М. Шушлебин, О.В. Калядин, А.В. Сергеев

Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия

Аннотация: в обзоре рассмотрены основные работы, образующие методическую базу исследований сверхпроводников, проводившихся на протяжении почти полувековой истории Криогенной лаборатории ВГТУ (ВПИ) при непосредственном участии её руководителя Владимира Евдокимовича Милошенко. При изложении материала авторы старались максимально сохранить уникальный научный стиль, присущий работам В.Е. Милошенко. Первыми рассмотрены исследования влияния сверхпроводящего состояния на затухание изгибных колебаний пластин из сверхпроводника. Здесь в области сверхпроводящего перехода был обнаружен пик внутреннего трения, изучено воздействие на его величину внешнего магнитного поля, частоты колебаний, состояния кристаллической структуры сверхпроводника. Отдельное внимание уделено исследованиям аномального затухания колебаний сверхпроводников второго рода во внешнем магнитном поле. В области смешанного состояния обнаружены пики изменения внутреннего трения и частоты колебаний вблизи второго критического поля. Данный электродинамический вклад во внутреннее трение обладает определённым своеобразием. В экспериментальных ситуациях с системами, включающими сверхпроводящие и нормальные компоненты, например, возможна диссипация упругой энергии несверхпроводящего тела, на котором закреплён сверхпроводник, обусловленная процессами внутри сверхпроводника

Ключевые слова: сверхпроводник, жидкий гелий, внутреннее трение, колебания, магнитное поле, диссипация энергии

Введение

В 60-е годы прошлого века Владимир Евдокимович Милошенко, аспирант Валентина Семёновича Постникова приступил к исследованию внутреннего трения Q^{-1} сверхпроводников, в частности II рода (СП2) в виде пластин, цилиндров и нитей, совершавших колебания в магнитном поле звукового диапазона частот, где внешнее трение пренебрежимо мало [1]. В течение короткого промежутка времени были сконструированы экспериментальные стенды и получен ряд принципиальных результатов, послуживших основой данной работе.

Температурные зависимости внутреннего трения

В области гелиевых температур было обнаружено аномальное по характеру затухание низкочастотного звука – узкий пик на кривой температурной зависимости внутреннего трения Q^{-1} в области фазового N–S перехода (рис.1). Ширина этого пика для чистых сверхпроводников составляет порядка 0,1 К [2, 3], для деформированных сверхпроводников она больше. Этот пик четко «привязан» к сверхпроводящему переходу и под действием магнитно-

го поля сдвигается в область более низких температур. Установлено, что если напряженность магнитного поля превышает критическое значение, пик не проявляется.

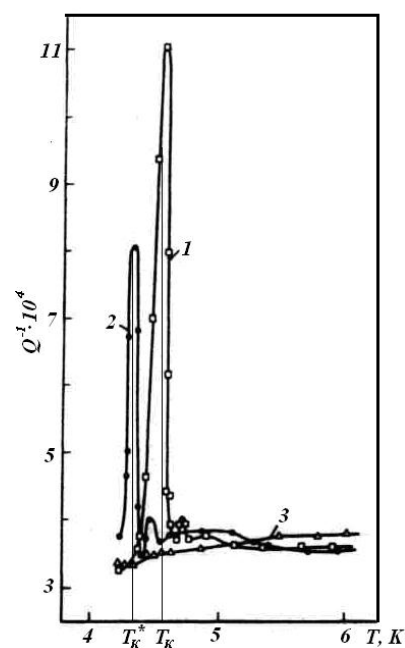


Рис. 1. Температурная зависимость внутреннего трения тантала при $H_e = 0$ (1); $0 < H_e < H_k$ (2); $H_e > H_k$ (3), после отжига ($T = 1500$ °С, $p = 10^{-5}$ торр в течение 0,5 часа)

Изменение реальной кристаллической структуры, как было отмечено, оказывает влияние на ширину пика и его высоту. При гелиевых температурах основной вклад в поглощение низкочастотного звука вносит термоактивированное движение дислокаций. В области сверхпроводящего перехода электронный вклад может аномально увеличиваться из-за флуктуаций параметра порядка, интенсивность которых заметно возрастает.

Особенности изменения внутреннего трения обнаружили и значительно ниже критической температуры. В исследовании ниобия в сверхпроводящем состоянии, т.е. при $T < T_c$, было обнаружено дополнительное поглощение низкочастотного звука [4,5] – рис.2.

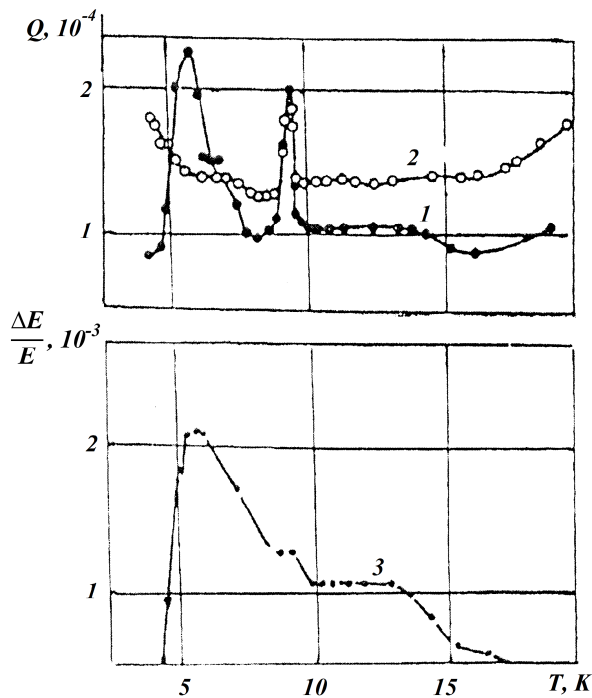


Рис. 2. Влияние чистоты ниобия на температурную зависимость внутреннего трения и относительное изменение модуля Юнга: чистота 99,991 % (1); 99,8 % (2, 3)

Изменение упругой энергии сопровождается изменениями модуля Юнга (частоты колебаний). При этом пик на кривой $Q^{-1}(T)$ располагается в области температур 4,4–5,2 К в зависимости от частоты и связан с состоянием кристаллической решетки: числа примесей и плотности дислокаций, которая растет с ростом деформации сверхпроводника. Различимы пики декремента затухания $\Delta(T) = \pi Q^{-1}(T)$ при температуре $\sim 9,2$ К и $\sim 2,5$ К в зависимости от плотности дислокаций. Такие низкотемпера-

турные аномалии внутреннего трения и упругого модуля были связаны с флуктуационным отрывом дислокаций от центров закрепления [6]. Но удовлетворительное согласие с экспериментом было достигнуто позднее - работы [7,8]. Их авторы учли, что в полную энергию взаимодействия дислокаций с этими центрами вносит вклад (кроме упругого) и электростатическое взаимодействие, которое изменяется при сверхпроводящем переходе из-за ослабления экранирующей способности электронного газа.

Внутреннее трение в магнитном поле

В области смешанного состояния сверхпроводников второго рода, т.е. ниже второго критического поля при постоянной температуре (ниже критической) и частоте, наблюдаются пики затухания и изменения частоты колебаний – магнитомеханический эффект (см. рис. 3 и 4). Экспериментальные данные по такому эффекту представлены в [8]. При этом в целом ряде экспериментов речь идет о поведении подвижной системы, включающей сверхпроводящий образец. В механике затухание – это проявление трения. Диссипация энергии вызвана процессами в самом сверхпроводнике. Обратим внимание, что трение всегда имеет электродинамическую природу. В то же время магнитомеханический эффект проявляется в различных ситуациях, например [10]. Здесь изучались изгибные колебания закреплённых с двух концов пластин в продольном магнитном поле. Аномальное затухание колебаний и сдвиг частоты колебаний пластины в смешанном состоянии образца авторы работы связали с магнитоупругостью.

В окрестности второго критического поля модуль перенормировки комплексной частоты имеет вид [10]

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{H_c^2 K}{8\pi\rho d\omega_0^2} \left(\frac{i\omega_0\tau}{1+i\omega_0\tau} \right), \quad (1)$$

где H – внешнее поле, d – полутолщина пластины, ρ – плотность материала, τ – время релаксации, K – волновой вектор.

Из этого соотношения были получены выражения для внутреннего трения и относительного изменения частоты

$$Q^{-1} = \frac{H_c^2 K}{4\pi\rho d\omega_0^2} \left(\frac{\omega_0\tau}{1+(\omega_0\tau)^2} \right), \quad (2)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{H_e^2 K}{8\pi\rho d\omega_0^2} \left(\frac{\omega_0\tau}{1 + (\omega_0\tau)^2} \right). \quad (3)$$

При $\omega\tau = 1$ имеем максимум изменения величины. Данный подход обладает определённым потенциалом, но развитие представлений пошло по иному пути.

Действительно, изгибные колебания пластин, крутильные колебания сверхпроводящих нитей представляют собой классические методики исследования чисто внутреннего трения [1]. С другой же стороны, обратные крутильные колебания сверхпроводящего цилиндра (или пластины) на нити, колебания СП2, закрепленного на свободном конце несущей немагнитной консоли, обладают некоторым своеобразием. Потери энергии имеют место в сверхпроводнике, а расходуется запас упругой энергии подвеса.

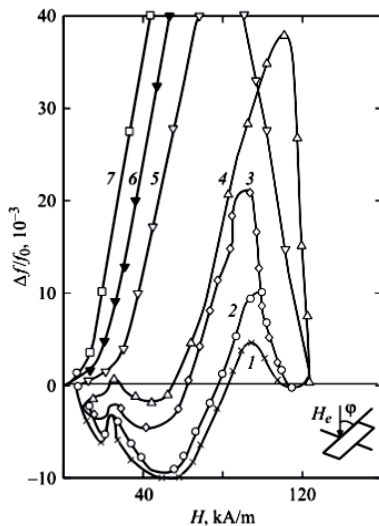


Рис. 3. Зависимость относительной частоты от угла вектора магнитного поля для ванадия при $\varphi=90^\circ(1)$, $75^\circ(2)$, $60^\circ(3)$, $45^\circ(4)$, $30^\circ(5)$, $15^\circ(6)$, $0^\circ(7)$ [8]

Ситуация с интерпретацией результатов усугублялась отсутствием сколь-либо ясных представлений о причинах наблюдаемого поведения сверхпроводников в различных ситуациях. Магнитомеханический эффект традиционно относят к числу аномальных. Таким образом, проблема содержала в себе два аспекта: механический и электродинамический. Последнее оказалось связано с развивавшейся в то время физикой смешанного состояния сверхпроводников. Развитие шло в рамках электродинамического подхода [11,12]. В основе подхода лежат представления о воздействии на колеблющийся в постоянном магнитном поле

сверхпроводник переменных полей малой амплитуды. В собственной системе координат колеблющегося сверхпроводника направленное нормально к его большей плоскости постоянное магнитное поле имеет следующие компоненты:

$$B_{\parallel} = B_e \sin \varphi(t); \quad B_{\perp} = B_e \cos \varphi(t) \quad (4)$$

где B_{\parallel} и B_{\perp} - параллельная и перпендикулярная компоненты действующего поля, $\varphi(t)=\varphi_0 \sin \omega t$, φ_0 - амплитуда колебаний. В случае малых колебаний $\varphi_0 \ll 1$ и тогда

$$B_{\parallel} \approx B_e \varphi(t); \quad B_{\perp} \approx B_e \quad (5)$$

Таким образом, в собственной системе координат сверхпроводник подвержен действию постоянного поля и перпендикулярной к нему переменной составляющей малой амплитуды $b_0 = B_e \varphi_0$.

Вещество в переменном магнитном поле характеризуется тензором магнитной поляризуемости $\hat{\alpha}_{ij}$ [13]. Если $m_i(\omega)$ и $h_i(\omega)$ - Фурье-компоненты наводимого магнитного момента и действующего переменного поля, то $m_i = \hat{\alpha}_{ij} \cdot h_j \cdot V$, где V - объем пластины; действительная часть $\hat{\alpha}_{ij}$ - характеризует проникновение переменного поля; мнимая часть - диссипацию энергии.

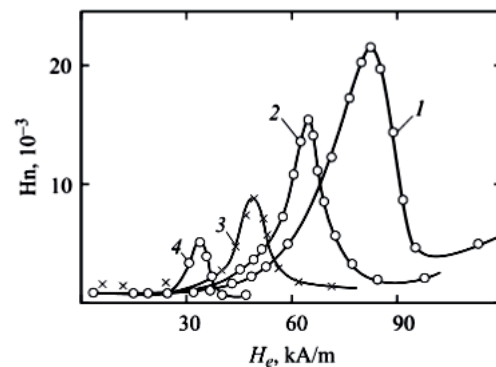


Рис. 4. Влияние температуры на полевую зависимость затухания монокристалла Pb+3at.%In при $T=4,5$ K (1), 5 K (2), 5,5 K (3), 6 K (4). $f=481$ Hz [8]

Величина тензора магнитной поляризуемости зависит от того, в каком состоянии - мейсснеровском, смешанном или нормальном - находится сверхпроводник. В рассматриваемом случае тензор сводится к одной величине

а. Была найдена связь α с затуханием (декрементом) и изменением частоты колебаний [11]:

$$\delta = \frac{\pi H_e^2 V}{I \omega_0^2} \alpha'' \quad (6)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{H_e^2 V}{2I \omega_0^2} \left(-\alpha' + \frac{M_0(H_e)}{H_e} \right), \quad (7)$$

где M_0 - статическая намагниченность, I - момент инерции пластины.

Действительная и мнимая части магнитной поляризуемости были выражены через динамическую проводимость σ сверхпроводника II рода. Проводимость зависит от величины внешнего магнитного поля, ее изменение с ростом поля определяет поведение колеблющегося сверхпроводника. Физическая картина при этом подобна подходу авторов работы [13]. Изменение проводимости обуславливает соответствующее изменение глубины скин-слоя. Переменное поле при этом распространяется по объему сверхпроводника. Максимум диссипации имеет место, когда глубина скин-слоя достигает полутолщины образца. Такая электродинамическая картина дает общее описание эффекта. Оснований для каких-либо сомнений в ее справедливости до настоящего времени нет.

Особо отметим, что представления о скин-слое сверхпроводника эффективны уже на частотах ~ 10 Гц [14]. Модель пригодна для всех изученных экспериментально случаев колебаний сверхпроводника в магнитном поле. Проблема же заключается в трудностях применения модели к анализу конкретных экспериментов. Отметим, что отсутствуют как теоретические модели для расчета динамической проводимости, так и надежные способы ее измерения.

Но для сверхпроводников имеются определённые ограничения в применимости концепции скин-слоя. Пиппард обнаружил, что в результате сверхпроводящего перехода распространение переменного поля ограничивается такой фундаментальной величиной, как глубина проникновения. Исследование воздействия переменных полей указало на необходимость [15] вводить ещё одну характеристику – глубину проникновения Кемпбелла. Ситуационно, именно она должна играть роль глубины скин-слоя. Следовательно, вопрос в реакции

вихрей Абрикосова на действие переменного поля.

Возможный подход к описанию такой реакции построен на статистической основе [16]. Были введены вероятности срыва и закрепления вихря на центрах пиннинга, имеющие физический смысл относительных концентраций свободных и закрепленных вихрей $n_f = N_f/N$ и $n_p = N_p/N$. Этот подход не позволил, однако, существенно продвинуться в вопросе о динамической проводимости, но открыл определенную возможность в отношении механизма магнитомеханического эффекта.

Отметим в этой связи, что сам факт очень больших потерь на переменном токе в сверхпроводниках 2-го рода (превосходящих потери в нормальном состоянии) хорошо известен. В 1982 году Клем предложил механизм диссипации энергии за счет «обрезания вихревых нитей» [17]. Поворот некоторой части вихревого массива относительно другой по Клему приводит к пересечению вихревых нитей с «аннигиляцией» поперечных компонент магнитной индукции. Сверхпроводник представляет собой изолированную систему, об излучении на столь малых частотах - квазистатическое приближение - говорить нет смысла. Согласно закону сохранения энергии, энергия выделяется в самом сверхпроводнике зарядами. В работе [17] было рассмотрено столкновение лишь одинаковых вихревых массивов.

В работе [16] рассмотрены массивы свободных и закрепленных вихрей, их пересечение происходит с выделением тепла в нормальных ядрах вихрей. В дальнейшем будем использовать относительные концентрации свободных и закрепленных вихрей $n_f = N_f/N$ и $n_p = N_p/N$, где N – общее число вихрей. Отметим, что эти величины имеют смысл эмпирических вероятностей депиннинга вихрей при воздействии на сверхпроводящий объект или же, напротив, сохранения вихрем состояния покоя относительно сверхпроводника. Проанализируем ситуацию, выбрав для определенности срыв вихрей. Исходно потери отсутствуют – все вихри закреплены. Появление свободных приводит к возникновению потерь и их росту в дальнейшем. Максимум наступает при равных концентрациях, после чего имеем уменьшение потерь. Сдвиг частоты здесь рассматривается как следствие того, что закрепленные вихри по сути захваченный магнитный поток в сдвигающемся сверхпроводнике.

Действительно, рассмотрим сверхпроводящую пластину, совершающую колебания с частотой ω_0 в перпендикулярном к ее большей плоскости магнитном поле $H_{c1} \ll H_e < H_{c2}$. Тогда вихри практически прямолинейны, расстояние между ними $a_0 \sim (\Phi_0/B)^{1/2} \sim \xi$, где B – индукция; Φ_0 – квант магнитного потока; ξ – длина когерентности, принимаемая за радиус сердцевинны вихря. Представим индукцию B как $\vec{B} = \vec{B}_f + \vec{B}_p$ [4], где $|\vec{B}_f| = n_f |\vec{B}_0|$; $|\vec{B}_p| = n_p |\vec{B}_0|$; $|\vec{B}_0|$ – величина индукции в неподвижной пластине.

При повороте пластины на угол φ закрепленные вихри следуют за пластиной, тогда как свободные развернутся относительно пластины на некоторый угол Ψ , стремясь занять прежнее положение, что приведет к изменению плотности энергии магнитного поля ($\mu \approx 1$):

$$\Delta W = \Delta \left(\frac{\vec{B} \cdot \vec{H}}{8\pi} \right) = - \frac{H_e^2 \cdot \psi^2(t)}{2\pi(\omega_0)^2} n_f(1-n_f). \quad (8)$$

Уравнение движения пластины имеет вид

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{\varphi}} - \frac{\partial L}{\partial \varphi} = f_{mp} = -\eta \dot{\varphi}, \quad (9)$$

где L – функция Лагранжа, $\eta = H_e^2 V n_f (1-n_f) / \pi^2 \omega_0^2$, $L = K - U - U_H$, здесь $K = (1/2) I \dot{\varphi}^2$ – кинетическая энергия пластины; I – момент инерции; $U = l/2 G \varphi^2$ – упругая энергия; G – упругий модуль нити подвеса; $U_H = -\vec{m} \vec{H}_e$ – энергия взаимодействия сверхпроводника с магнитным полем; \vec{m} – магнитный момент. Диамагнитным отталкиванием, пропорциональным $(1-\mu)$, пренебрегаем. Допустим, свободные вихри непосредственно не взаимодействуют с кристаллической решеткой. Тогда

$$U_H = -|\vec{m}_p| \cdot |\vec{H}_e| \cos \varphi \approx -|\vec{m}_p| \cdot |\vec{H}_e| \cdot \left(1 - \frac{\varphi^2}{2} \right). \quad (10)$$

При повороте пластины на угол φ можно интерпретировать закрепленный поток как захваченный:

$$|\vec{m}_p| = n_p |\vec{B}_0| V / 4\pi. \quad (11)$$

Тогда

$$\ddot{\varphi}(t) + \eta \cdot \dot{\varphi}(t) + \tilde{\omega}^2 \cdot \varphi(t) = 0, \quad (12)$$

где $\tilde{\omega}^2 = \omega_0^2 + m_p \cdot H_e / I$; $\omega_0^2 = G / I$. Отыскивая решение в виде $\varphi(t) = \varphi_0 e^{i\omega t}$, учитывая, что $\omega \approx \omega_0$ и $\omega_0 \gg \Gamma = \frac{\omega_0}{2\pi} \delta$ (коэффициент затухания), приходим к характеристическому уравнению

$$\omega - \omega_0 = \frac{m_p \cdot H_e}{2I \cdot \omega_0} - i \frac{H_e^2 \cdot V \cdot n_f (1-n_f)}{2\pi^2 \cdot I \cdot \omega_0}. \quad (13)$$

Получаем формулы для логарифмического декремента затухания δ и относительного изменения частоты $\Delta f/f_0$:

$$\delta = \frac{\pi \cdot H_e^2 \cdot V}{I \cdot \omega_0^2} \gamma; \quad (14)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{H_e^2 \cdot V}{2I\omega_0^2} \left[\beta + \frac{m_0(H_e)}{H_e \cdot V} \right]; \quad (15)$$

$$\gamma = \frac{n_f \cdot n_p}{\pi^2}; \quad (16)$$

$$n_p = 1 - n_f; \quad (17)$$

$$\beta = \frac{n_p}{4\pi} - \frac{m_0(H_e)}{H_e V} n_f. \quad (18)$$

Формулы позволяют сравнить величины β и γ с действительной и мнимой частями тензора магнитной поляризуемости из работы [11]. Численное совпадение позволяет говорить о согласии теории и эксперимента. Изменение β дает в точке максимума $\beta \approx \pi/8$. Учитывая, что $\beta \approx n_p / 4\pi$, видим, что и $n_p \approx 0.5$, что

свидетельствует о внутренней согласованности модели. Вид формул (12-16) делает очевидным способность объяснять все ранее понятое в рамках электродинамики [12] экспериментальные факты, особенно зависимость эффекта от частоты и амплитуды колебаний. Сам максимум в области смешанного состояния, что согласуется с экспериментом. По смыслу механизма пик частоты обязан предшествовать пику затухания, поскольку рост частоты – следствие пиннинга вихрей, а затухание происходит при их откреплении.

Необходимо признать, что непосредственный расчет $n_f = N_f/N$ и $n_p = N_p/N$ столь же затруднителен, что и динамической проводимости, эти общие вопросы физики смешанного состояния СП2 остаются актуальной проблемой.

В механике причиной затухания колебаний является трение. В модели [16] в уравнении колебаний присутствует как упругая, так и неупругая силы. Вторая представляет трение. По условиям экспериментов внешнее трение исключено. Рассмотрим одну из типичных экспериментальных ситуаций, когда на кварцевой нити закреплена сверхпроводящая пластина, подвергнутая воздействию магнитного поля. Потери энергии происходят в сверхпроводнике. Расходуется упругая энергия кварцевой нити. В целом происходит превращение упругой энергии в тепловую, что однозначно соответствует общему определению внутреннего трения [1]. Имеем вклад во внутреннее трение механической колебательной системы, электромагнитная природа которого предельно ясна.

С другой же стороны, понятна необходимость различать такой вклад от прочих. В рассмотренной выше ситуации очевидно, что речь не идет о внутреннем трении кварца, эффект присущ системе в целом. Если же колебания в магнитном поле результат деформаций самого сверхпроводника (например, изгибные колебания закрепленной одним концом сверхпроводящей пластинки), то, говоря о внутреннем трении, необходимо отделить вклад структуры в Q^{-1} , фиксируя условия эксперимента (температуру, частоту колебаний). Возможное обозначение операции – внутреннее трение сверхпроводника при данной температуре $T=T_0$ есть $Q^{-1}(T) = Q^{-1}_0$, тогда интересующий полевой вклад $\Delta Q^{-1}(H) = Q^{-1}(H) - Q^{-1}_0$ определяется изменением поля при прочих фиксированных условиях.

Заключение

8 января 2018 года доктору физико-математических наук, профессору кафедры физики твердого тела (ФТТ), основателю и руководителю криогенного центра Воронежского государственного технического университета (ВГТУ), Академику Академии Холода Милошенко Владимиру Евдокимовичу исполнилось бы 80 лет. Авторы понимают, что для полного представления его вклада в науку о сверхпроводимости требуется книжный формат изложения. Работы, выполненные В.Е. Милошенко, его сотрудниками и учениками, стали общим местом современной физики сверхпроводников. Мы приведем ссылки на авторефераты их диссертационных работ с целью облегчить ориентирование. Вопросы теории внутреннего трения сверхпроводников рассмотрены в [18]. Магнитомеханический эффект, исследования динамики магнитного потока, в том числе в высокотемпературных сверхпроводниках, в [19-22]. Внутреннее трение высокотемпературных сверхпроводников в [23]. Сверхпроводники в сложных внешних условиях в [24-27].

Литература

1. Постников В.С. Внутреннее трение в металлах. М.: Металлургия, 1974. 352 с.
2. Постников В.С., Золотухин И.В., Милошенко В.Е. Влияние сверхпроводящего перехода на внутреннее трение тантала // Письма в ЖЭТФ. 1971. Т. 13. С. 10-13.
3. Постников В.С., Золотухин И.В., Милошенко В.Е. Внутреннее трение и относительный модуль упругости ниобия в нормальном и сверхпроводящем состоянии // ФТТ. 1972. Т. 14. С. 940-942.
4. Постников В.С., Милошенко В.Е., Золотухин И.В. Влияние дефектов на внутреннее трение сверхпроводников при N-S переходе // ФТТ. 1972. Т. 14. С. 3447-3448.
5. Милошенко В.Е. Упругорелаксационные свойства сверхпроводящего ниобия // ФТТ. 1987. Т. 29. Вып. 8. С. 2545-2547.
6. Нацк В.Д. О низкочастотном внутреннем трении // ФТТ. 1974. Т. 16. №2. С. 526-531.
7. Милошенко В.Е., Рошупкин А.М., Шунин Г.Е. Влияние изменения электростатического взаимодействия дефектов на разупрочнение металлов при сверхпроводящем переходе // ФТТ. 1977. Т. 19. Вып. 3. С. 840-844.
8. Рошупкин А.М., Милошенко В.Е., Калинин Ю.Е. Влияние электронов на движение дислокаций в металлах // Письма в ЖЭТФ. 1979. Т. 29. № 8. С. 479-482.
9. Милошенко В.Е., Калядин О.В., Измаилов В.Ю. Влияние магнитного поля на свободнотемпературные сверхпроводники в звуковом диапазоне частот // Журнал технической физики. 2009. Т. 79. № 4. С. 97 – 103.
10. Изгибные колебания тонких пластин в продольном магнитном поле / И.В. Золотухин, В.Е. Милошенко, А.М. Рошупкин, И.А. Сафонов, Г.Е. Шунин // Физика низких температур. 1980. №6. С. 230-235.

11. Крутильные колебания сверхпроводниковых пластин в магнитном поле / В.Е. Милошенко, В.В. Ломакин, Ю.Н. Савельев, А.М. Рошупкин, Г.Е. Шунин // Физика низких температур. 1980. Т. 6. Вып. 6. С. 813-814. Деп в ВИНТИ №2443-80. 26 с.
12. Милошенко В.Е., Пантелеев И.Н., Шунин Г.Е. Исследование сверхпроводников, находящихся в переменных магнитных полях малой амплитуды // Техническая электродинамика. 1982. № 4. С. 17 – 22.
13. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982. 624 с.
14. Maxwell E., Strongin M. Filamentary structure in superconductors // Phys. Rev. Lett. 1963. Vol. 10. No 6. P. 212 – 215.
15. Кемпбелл А., Иветс Дж. Критические токи в сверхпроводниках. М.: Мир, 1975. 332 с.
16. Шушлебин И.М., Милошенко В.Е. Механизм низкочастотных магнитомеханических эффектов в сверхпроводниках второго рода // Техническая электродинамика. 1988. № 6. С. 18 – 21.
17. Clem J.R. Flux-line-cutting losses in type II superconductors // Phys. Rev. B. 1982. Vol. 26. No 5. P. 2463 – 2473.
18. Шунин Г.Е. Механизмы внутреннего трения металлов в области сверхпроводящего перехода: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ Г.Е. Шунин. Воронеж, 1975. 12 с.
19. Пантелеев И.Н. Исследование динамических характеристик сверхпроводников в магнитном поле методами изгибных и крутильных колебаний: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ И.Н. Пантелеев. Воронеж, 1984. 16 с.
20. Шушлебин И.М. Динамика магнитного потока вблизи первого критического поля: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ И.М. Шушлебин. Воронеж, 1992. 16 с.
21. Калядин О.В. Динамика начальной стадии проникновения магнитного потока в высокотемпературные сверхпроводники: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ О.В. Калядин. Воронеж, 2008. 16с.
22. Авдеев М.Н. Влияние макроструктуры высокотемпературного сверхпроводника Y-Ba-Cu-O на проникновение вихрей Абрикосова: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ М.Н. Авдеев. Воронеж, 2011. 16 с.
23. Дорофеев П.Г. Низкочастотное внутреннее трение сверхпроводящих металлооксидов YBaCuO: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук/ П.Г. Дорофеев. Воронеж, 2002. 16 с.
24. Голев И.М. Диссипативные процессы в сверхпроводниках второго рода при магнитомеханическом эффекте: автореф. дис. ... д-ра физ.-мат. наук/ И.М. Голев. Воронеж, 2002. 31 с.
25. Андреева Н.А. Магнитомеханический эффект в высокотемпературных сверхпроводниках в неоднородном локальном магнитном поле: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук / Н.А. Андреева. Воронеж, 2001. 16 с.
26. Воронов А.А. Особенности в поведении высокотемпературных сверхпроводников в переменных магнитных полях малой амплитуды: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук / А.А. Воронов. Воронеж, 2000. 16 с.
27. Сергеев А.В. Диссипация энергии низкочастотного переменного магнитного поля в многофазных высокотемпературных сверхпроводниках системы Bi-Sr-Ca-Cu-O: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук / А.В. Сергеев. Воронеж, 2017. 16 с.

Поступила 20.12.2017; принята к публикации 09.02.2018

Информация об авторах

Шушлебин Игорь Михайлович – канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: shushlebin@mail.ru
Калядин Олег Витальевич - канд. физ.-мат. наук, доцент, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: kaljadin@gmail.com
Сергеев Александр Викторович – канд. физ.-мат. наук, инженер, Воронежский государственный технический университет (394026, Россия, г. Воронеж, Московский проспект, 14), e-mail: sergeev-av@bk.ru

LOW-FREQUENCY INTERNAL FRICTION IN SUPERCONDUCTORS

I.M. Shushlebin, O.V. Kalyadin, A.V. Sergeev

Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia

Abstract: the review considers the main works that form the methodological basis for superconductors research that have been conducted for almost half a century of the history of the cryogenic laboratory of Voronezh State Technical University (Voronezh Polytechnical Institute) with the direct participation of its head Vladimir Evdokimovich Miloshenko. In presenting the material, the authors tried to preserve as much as possible the unique scientific style inherent in the works of V.E. Miloshenko. The review includes the results obtained by the method of internal friction in the sound frequency range. The studies of the influence of the superconducting state on the damping of bending vibrations of superconductor plates are considered first. Here, in the region of the superconducting transition, a peak of internal friction was observed, the effect of an external magnetic field on its magnitude, the frequency of the vibrations, and the state of the crystal structure of the superconductor were studied. Special attention is paid to studies of anomalous attenuation of oscillations of second class superconductors in an

external magnetic field. In the mixed-state region, peaks of the variation of internal friction and the oscillation frequency near the second critical field were observed. This electrodynamic contribution to internal friction has a certain peculiarity. In experimental situations with systems including superconducting and normal components, the elastic energy of a nonsuperconducting body, on which a superconductor is fixed, can dissipate, which is caused by processes inside the superconductor

Key words: superconductor, liquid helium, internal friction, oscillations, magnetic field, energy dissipation

References

1. Postnikov V.S. "Internal friction in metals" ("Vnutrennee trenie v metallakh"), Moscow, Metallurgiya, 1974, 352 p.
2. Postnikov V.S., Zolotukhin I.V., Miloshenko V.E. "Influence of the superconducting transition on the internal friction of tantalum", *Letters to JETP (Pis'ma v ZhETF)*, 1971, vol. 13, pp. 10-13.
3. Postnikov V.S., Zolotukhin I.V., Miloshenko V.E. "Internal friction and the relative modulus of elasticity of niobium in the normal and superconducting states", *Phys. of Solid Body (FTT)*, 1972, vol. 14, pp. 940-942.
4. Postnikov V.S., Zolotukhin I.V., Miloshenko V.E. "Influence of defects on the internal friction of superconductors in the N-S transition", *Phys. of Solid Body (FTT)*, 1972, vol. 14, pp. 3447-3448
5. Miloshenko V.E. "Elastic-relaxation properties of superconducting niobium", *Phys. of Solid Body (FTT)*, 1987, vol. 29, no. 8, pp. 2545-2547.
6. Natsik V.D. "On low-frequency internal friction", *Phys. of Solid Body (FTT)*, 1974, vol. 16, no. 2, pp. 526-531.
7. Miloshenko V.E., Roshchupkin A.M., Shunin G.E. "The effect of a change in the electrostatic interaction of defects on the softening of metals during the superconducting transition", *Phys. of Solid Body (FTT)*, 1977, vol. 19, no. 3, pp. 840-844.
8. Roshchupkin A.M., Miloshenko V.E., Kalinin Yu.E. "Effect of electrons on the dislocation motion in metals", *Letters to JETP (Pis'ma v ZhETF)*, 1979, vol. 29, no. 8, pp. 479-482.
9. Miloshenko V.E., Kalyadin O.V., Izmalov V.Yu. "Influence of a magnetic field on free-moving superconductors in the sound frequency range", *Journal of Technical Physics (Zhurnal tekhnicheskoy fiziki)*, 2009, vol. 79, no. 4, pp. 97-103.
10. Zolotukhin I.V., Miloshenko V.E., Roshchupkin A.M., Safonov I.A., Shunin G.E. "Flexural vibrations of thin plates in a longitudinal magnetic field", *Physics of low temperatures (Fizika nizkikh temperatur)*, 1980, no. 6, pp. 230-235.
11. Miloshenko V.E., Lomakin V.V., Savel'ev Yu.N., Roshchupkin A.M., Shunin G.E. "Torsional vibrations of superconducting plates in a magnetic field", *Physics of low temperatures (Fizika nizkikh temperatur)*, 1980, vol. 6, no. 6, pp. 813-814. Dep. v VINITI no. 2443-80, 26 p.
12. Miloshenko V.E., Pantelev I.N., Shunin G.E. "Investigation of superconductors in variable magnetic fields of small amplitude", *Technical electroynamics (Tekhnicheskaya elektrodinamika)*, 1982, no. 4, pp. 17-22.
13. Landau L.D., Lifshitz E.M. "Electrodynamics of continuous media" ("Elektrodinamika sploshnykh sred"), Moscow, Nauka, 1982, 624 p.
14. Maxwell E., Strongin M. "Filamentary structure in superconductors", *Phys. Rev. Lett.*, 1963, vol. 10, no. 6, pp. 212-215.
15. Campbell A., Ivets J. "Critical currents in superconductors" ("Kriticheskie toki v sverkhprovodnikakh"), Moscow, Mir, 1975, 332 p.
16. Shushlebin I.M., Miloshenko V.E. "Mechanism of low-frequency magnetomechanical effects in superconductors of the second class", *Technical electroynamics (Tekhnicheskaya elektrodinamika)*, 1988, no. 6, pp. 18-21.
17. Clem J.R. "Flux-line-cutting losses in type II superconductors", *Phys. Rev. B.*, 1982, vol. 26, no. 5, pp. 2463-2473.
18. Shunin G.E. "Mechanisms of internal friction of metals in the region of superconducting transition: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Mekhanizmy vnutrennego treniya metallov v oblasti sverkhprovodyashchego perekhoda: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VPI, 1975, 12 p.
19. Pantelev I.N. "Investigation of the dynamic characteristics of superconductors in a magnetic field using bending and torsional vibration methods: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Issledovaniye dinamicheskikh kharakteristik sverkhprovodnikov v magnitnom pole metodami izgibnykh i krutil'nykh kolebaniy: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VPI, 1984, 16 p.
20. Shushlebin I.M. "Dynamics of magnetic flux near the first critical field: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Dinamika magnitnogo potoka vblizm pervogo kriticheskogo polya: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VPI, 1992, 16 p.
21. Kalyadin O.V. "Dynamics of the initial stage of the penetration of magnetic flux into high-temperature superconductors: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Dinamika nachal'noy stadii proniknoveniya magnitnogo potoka v vysokotemperaturnyye sverkhprovodniki: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2008, 16 p.
22. Avdeev M.N. "Influence of macrostructure of high-temperature superconductor Y-Ba-Cu-O on the penetration of Abrikosov vortices: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Vliyaniye makrostruktury vysokotemperaturnogo sverkhprovodnika Y-Ba-Cu-O na proniknoveniye vikhrey Abrikosova: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2011, 16 p.
23. Dorofeev P.G. "Low-frequency internal friction of superconducting metal oxides YBaCuO: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Nizkochastotnoye vnutrenneye treniye sverkhprovodyashchikh metalloksidov YbaCuO: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2002, 16 p.
24. Golev I.M. "Dissipative processes in superconductors of the second kind under the magnetomechanical effect: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Dissipativnyye protsessy v sverkhprovodnikakh vtorogo roda pri magnetomekhanicheskom effekte: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2002, 31 p.
25. Andreeva N.A. "Magnetomechanical effect in high-temperature superconductors in an inhomogeneous local magnetic field: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Magnitomekhanicheskiy effekt v vysokotemperaturnykh sverkhprovodnikakh v neodnorodnom lokal'nom magnitnom pole: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2001, 16 p.

26. Voronov A.A. "Features in the behavior of high-temperature superconductors and variable magnetic fields of small amplitude: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Osobnosti v povedenii vysokotemperaturnykh sverkhprovodnikov a peremennykh magnitnykh polyakh maloy amplitudy: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2000, 16 p.

27. Sergeev A.V. "Dissipation of the energy of a low-frequency alternating magnetic field in multiphase high-temperature superconductors of the Bi-Sr-Ca-Cu-O system: the author's abstract of dis. of Cand. Sci. in Physics and Mathematics" ("Dissipatsiya energii nizkочastotnogo peremennogo magnitnogo polya v mnogofaznykh vysokotemperaturnykh sverkhprovodnikakh sistemy Bi-Sr-Ca-Cu-O: avtoref. dis. kand. fiz.-mat. nauk"), Voronezh, VSTU, 2017, 16 p.

Submitted 20.12.2017; revised 09.02.2018

Information about the authors

Igor' M. Shushlebin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky Prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: shushlebin@mail.ru

Oleg V. Kalyadin, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), Associate Professor, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky Prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: kaljadin@gmail.com

Aleksandr V. Sergeev, Cand. Sc. (Physics and Mathematics), engineer, Voronezh State Technical University (14 Moskovsky Prospect, Voronezh 394026, Russia), e-mail: sergeev-av@bk.ru

**МИЛОШЕНКО
ВЛАДИМИР ЕВДОКИМОВИЧ**

(1938-2017)

8 января 2018 года доктору физико-математических наук, профессору кафедры физики твердого тела (ФТТ), основателю и руководителю криогенного центра Воронежского государственного технического университета (ВГТУ), академику Академии Холода Милошенко Владимиру Евдокимовичу исполнилось бы 80 лет.



В.Е. Милошенко являлся выпускником двух Воронежских вузов: Воронежского педагогического института, который он окончил в 1961 году, и Воронежского технологического института (1964 г.). В 1968 году Владимир Евдокимович поступил в аспирантуру профессора Постникова В.С. в Воронежский политехнический институт, и вся последующая творческая деятельность была связана с этим вузом и криогенным центром.

Региональный исследовательский криогенный центр, единственный в Центрально-Черноземном регионе, включающий собственные производственные станции газов, действует в Воронежском государственном техническом университете с 1965 г., и основная заслуга в этом принадлежала именно профессору В.Е. Милошенко. Криогенному центру приказом Министра ВиССО РСФСР в 1985 году был присвоен статус Региональной научно-исследовательской криогенной

лаборатории. Для работы в нем был подготовлен соответствующий персонал, и исследователи приобрели навыки работы с низкотемпературной измерительной техникой. В начале 70-х годов сформировались научные направления исследований, появились приоритетные работы и защищены первые диссертационные работы в области физики сверхпроводников, самым первым из которых был В.Е. Милошенко, который в 1971 году защитил кандидатскую диссертацию, а в 1990 г. - докторскую. В последующие годы под его руководством происходило расширение как фундаментальных исследований, так и прикладных в интересах предприятий и организации, в том числе министерства обороны. Им установлено научное сотрудничество как с учеными СССР и России, так и с научными коллективами других стран: на стажировку в криогенный центр приезжали исследователи из Польши и Германии.

Под руководством профессора В.Е. Милошенко были созданы уникальные стенды для проведения различных физических исследований в области температур жидкого азота и гелия, изготовлены установки для испытаний сверхпроводящих бесконтактных опор, разработаны физические модели различных явлений, осуществлены испытания самих устройств. Проведенные исследования сверхпроводников позволили обнаружить целый ряд новых явлений, среди которых затухание звука вблизи сверхпроводящего перехода, аномальный магнитомеханический эффект в сверхпроводниках второго рода, барьер приповерхностного слоя, поверхностный барьер в высокотемпературных сверхпроводниках.

Профессор В.Е. Милошенко за годы своей профессиональной деятельности воспитал плеяду талантливых физиков. Исследователями криогенного центра защищено 3 докторских и 15 кандидатских диссертаций. Педагогический талант профессора В.Е. Милошенко ярко проявился и при создании специальности «Техника и физика низких температур», организации обучения инженеров холодильной и криогенной техники.

В.Е. Милошенко был талантливым исследователем, он пользовался заслуженным авторитетом в коллективе, был чуток и добр к людям, скромный и принципиальный в решении больших и малых проблем. Таким он и остался в памяти тех, кто его знал.