23th International Conference

DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS

DSPA-2021

23-я Международная Конференция

DSPA-2021

Доклады

СЕРИЯ:
ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ
И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ (выпуск: XXIII)

Российское
научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи
имени А.С. Попова

ISBN 978-5-905278-45-7

Moscow - 2021

Москва - 2021 г.

23-я Международная конференция

"ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ" ("ЦОС-2021").

Россия, Москва

Даты проведения: 24-26 марта 2021 года.

23h International Conference

"DIGITAL SIGNAL PROCESSING AND ITS APPLICATIONS" ("DSPA-2021").

Russia Moscow

Dates: March 24-26, 2021.

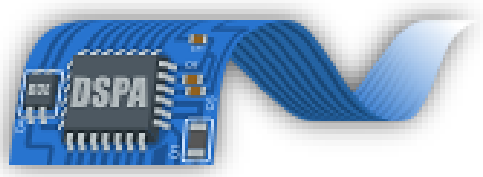
Д О К Л А Д Ы

PROCEEDINGS

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

AUTEX Ltd.

МОСКВА 2021 г.



23-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2021», Москва, Россия, доклады.

Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение

Выпуск: XXIII

Рецензенты:

проф. Бартенев В.Г., проф. Брюханов Ю.А., проф. Витязев В.В., член-корр РАН. Дворкович А.В., д.т.н. Джиган В.И., член-корр. РАН Зубарев Ю.Б., д.т.н. Приоров А.Л., проф. Прохоров Ю.Н., проф. Санников В.г., проф. Сперанский В.С., проф. Цимбал В.А.

ISBN 978-5-905278-45-7
УДК 621.391:004(082)
ББК 32.511
Ц75

ISBN 978-5-905278-45-7
9 785905 278457

© Авторы докладов
© РНТОРЭС имени А.С. Попова

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
- Компания AUTEX Ltd.

ПРИ УЧАСТИИ:

- Федеральное агентство по промышленности РФ.
- Министерство высшего образования и науки РФ.
- Институт проблем информатики РАН.
- ОАО «РТИ».
- ОАО «ГСКБ «АЛМАЗ-АНТЕЙ».
- ЗАО «Инструментальные системы».
- НТЦ «МОДУЛЬ».
- ОАО «Концерн радиостроения «Вега».
- ОАО «Концерн «СОЗВЕЗДИЕ».
- ГУП НПЦ «Элвис».
- Владимирский государственный университет.
- Московский физико-технический институт (университет).
- Московский авиационный институт (университет).
- Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана.
- Московский институт электронной техники.
- Московский энергетический институт (университет).
- Московский технический университет связи и информатики.
- Российский технологический университет.
- Рязанский государственный радоитехнический университет.
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций имени проф. М. А. Бонч-Бруевича.
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина).
- Ульяновский государственный технический университет.
- Ярославский государственный университет.

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного организационного комитета: член-корр. РАН **Зубарев Юрий Борисович**

Сопредседатели: проф. **Витязев В.В., Кирпичников А.П.**

Заместитель Председателя Международного Оргкомитета:

член-корр.РАН **Дворкович Александр Викторович**

Члены Международного оргкомитета:

проф. **Бартенев В.Г.**, проф. **Брюханов Ю.А.**, проф. **Васильев К.К.**, доц. **Витязев С.В.**, проф. **Джиган В.И.**, **Зубарев Р.В.**, д.т.н. **Приоров А.Л.**, проф. **Прохоров Ю.Н.**, доц. **Самсонов Г.А.**, проф.**Санников В.Г.**, доц. **Сергиенко А.Б.**, проф. **Солонина А.И.**, проф. **Сперанский В.С.**, доц. **Стешенко В.Б.**, проф. **Фаворская М.Н.**, проф. **Чиров Д.С.**

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ КОНФЕРЕНЦИИ:

Председатель Международного программного комитета конференции:

академик РАН **Гуляев Юрий Васильевич**

Заместитель Председателя Международного Программного комитета:

академик РАН **Васильев Станислав Николаевич**

Члены Международного программного комитета:

проф. **Аджемов А.С.** (Россия), член-корр. РАН **Борисов В.И.** (Россия), д.т.н. **Борисов Ю.И.** (Россия), проф. **Лукин В.В.** (Украина), проф. **Митра М.** (США), проф. **Петровский А.А.** (Белоруссия), проф. **Сарамаки Т.** (Финляндия), академик РАН **Каляев И.А.** (Россия).

Рабочие языки конференции - *русский* и *английский*. Доклады, включенные в Программу конференции, будут опубликованы на этих же языках в **сборнике «Доклады»** к началу ее работы.

Регистрация "Сборника докладов" РНТОРЭС им. А.С. Попова в eLIBRARY.ru (Российская научная электронная библиотека) с индексом цитирования **РИНЦ** (Российский индекс научного цитирования).

СОДЕРЖАНИЕ:

contens:

СЕКЦИЯ № 1. ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ

Signal and system theory. …… 5

СЕКЦИЯ № 2. ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Theory and methods of DSP. …… 10

СЕКЦИЯ № 3. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Telecommunication system signal processing. …… 24

СЕКЦИЯ № 4. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Signal processing in radio engineering systems. …… 37

СЕКЦИЯ № 5. ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА ИЗОБРАЖЕНИЙ

Image processing and transmission. …… 101

СЕКЦИЯ № 6. ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В БИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Signal processing in biotechnical systems. …… 121

СЕКЦИЯ № 7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЦОС

Design and technical implementation of DSP systems. …… 150

СЕКЦИЯ № 8. СИСТЕМЫ «ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ», ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ И РОБОТОТЕХНИКА

Systems of "technical vision", artificial intelligence and robotics. …… 179

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

Author index. …… 259

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 1.
ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ.

Signal and system theory.

ПЕРЕПРОЕКТИРОВАНИЕ НЕПРЕРЫВНОГО ЗСУР-РЕГУЛЯТОРА В ЦИФРОВОЙ РЕГУЛЯТОР ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ В ВИДЕ ДВУХ СВЯЗАННЫХ СФЕРИЧЕСКИХ РЕЗЕРВУАРОВ

доц. Бобиков А.И., асп. Буркина О.Н.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В данной работе рассмотрена задача перепроектирования непрерывного регулятора в цифровой регулятор для нелинейного объекта второго порядка в виде двух связанных сферических резервуаров с использованием методики согласования управление/функция Ляпунова. Основная идея метода согласования нелинейной цифровой системы заключается в нахождении цифрового регулятора состояния, обеспечивающего такое же качество управления, как и для непрерывной системы с обратной связью по состоянию. Синтез регулятора основан на теории ЗСУР. Наряду с эмуляцией Эйлера были исследованы первое (m=1) и второе (m=2) приближения закона управления двумя связанными сферическими резервуарами. Полученные результаты свидетельствуют о том, что при увеличении порядка приближения цифровая реализация системы становится более близкой к непрерывной.

В последние десятилетия в качестве общих методов проектирования появилась стратегия зависящего от состояния уравнения Риккати (ЗСУР), которая предоставляет систематические и эффективные средства проектирования непрерывных нелинейных систем и имеет много возможностей, которыми не обладают другие нелинейные методы проектирования [3]. Из-за больших достоинств в настоящее время актуальной задачей является синтез нелинейного цифрового управления.

Для дискретизации непрерывных систем применение находит эмуляция Эйлера [5], которая дает положительные результаты лишь при малых периодах дискретизации T. Однако в этом случае с увеличением T исчезают многие свойства непрерывного ЗСУР-регулятора. В [2] рассмотрено решение этой проблемы, связанное с использованием методики согласования управления/функции Ляпунова, так как она восстанавливает утерянные свойства непрерывного регулятора, позволяет увеличить период дискретизации T, и в результате дискретная реализация становится более близкой к непрерывной реализации.

Идея метода согласования управления/функции Ляпунова заключается в следующем.

Пусть непрерывный нелинейный объект управления описывается уравнением

$$\dot{x} = f_c(x) + b_c(x)u_c. \tag{1}$$

В результате расширенной параметризации [5] получаем $f_c(x) = A_c(x)x_c$. Предположим, что $u_c(t) = u_k = const,\ k = 0,1,2,\dots, t\epsilon[kT,(k+1)T]$ на каждом временном интервале с периодом дискретизации T, тогда дискретную эквивалентную модель системы, описанную (1), можно представить в виде нелинейного разностного уравнения

$$x_{k+1} = e^{T(A_c x_c + u_c b_c)}x_k, \tag{2}$$

где $e^{T(A_c x_c + u_c b_c)} = 1 + \sum_{i\geq 1}\frac{T^i L^i (A_c x_c + u_k b_c)}{i!}$ представляет собой экспоненциальный оператор Ли L, связанный с правой частью уравнения (1) в моменты дискретизации $x(t = kT) = x_k$ для $k \geq 1$ при $x_0 = x(t = 0)$.

Уравнение (3) описывает разность функции Ляпунова

$$V(x_c)|_{t=(k+1)T} - V(x_c)|_{t=kT} = \int_{kT}^{(k+1)T} \dot{V}\left(x_c(\tau)\right)d\tau. \tag{3}$$

Левая часть (3) представляет эволюцию дискретной системы и может быть вычислена как

$$V\left(e^{T(A_c x_c + u_k b_c)}x|_{x_k}\right) - V(x_k). \tag{3а}$$

Для получения цифрового управления с обратной связью необходимо решить уравнение (3) до m приближений в T. Оно принимает следующий вид [2]:

$$u_k = u_d^T = u_{d0} + \sum_{i\geq 1}^{m}\frac{T^i}{(1+i)!}u_{di}, \tag{4}$$

где

$$u_{d0} = u_c|_{t=kT}, \tag{4а}$$

$$u_{d1} = \dot{u}_c|_{t=kT}, \tag{4б}$$

$$u_{d2} = \ddot{u}_c|_{t=kT} + \frac{u_{d1}}{2}\cdot\frac{L_f L_b V - L_b L_f V}{L_b V}\Big|_{t=kT}. \tag{4в}$$

Здесь $u_c(t)$ – непрерывное управление, $L_bV = \frac{\partial V}{\partial x} \cdot b$, $L_fL_bV = \frac{\partial L_bV}{\partial x} \cdot f = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{\partial V}{\partial x} \cdot b\right]f$, $L_bL_fV = \frac{\partial L_fV}{\partial x} \cdot b = \frac{\partial}{\partial x}\left[\frac{\partial V}{\partial x} \cdot f\right]b$.

Удается осуществить применение данной концепции также для решения проблем, связанных с построением цифрового закона управления, путем реализации методов обратного шага (backstepping) и пассивного контроллера [5].

Рассмотрим применение этой методики для реализации цифрового ЗСУР-управления двумя связанными сферическими резервуарами с жидкостью, которые представлены на рисунке 1.

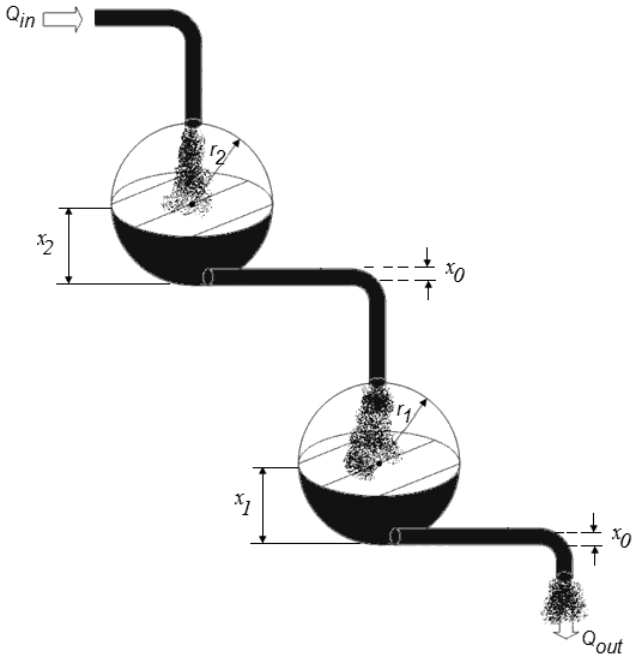


Рисунок 1. Схематическая модель двух связанных сферических резервуаров

Управление $u(t)$ представляет собой регулирование притока жидкости Q_{in} и осуществляется через верхнюю трубу. Выходом системы является уровень жидкости x_1 нижнего резервуара.

На рисунке 1 x_1, x_2 – уровни жидкости в первом и втором резервуарах соответственно (м), x_0 - площадь поперечного сечения выпускных труб (м^2), r_1, r_2 – радиусы первого и второго резервуара соответственно (м), u – приток жидкости (м^3/с), g – ускорение свободного падения. Нелинейная динамика объекта управления главным образом обусловлена сферической формой резервуаров. Слив жидкости $Q_{out}(t)$ идет через нижнюю трубу под действием силы тяжести. $Q_{in}(t)$ и $Q_{out}(t)$ – расходы жидкости.

Рассмотрим нелинейную систему второго порядка, описываемую уравнениями

$$\begin{cases} \dot{x_1} = f_1(x), \\ \dot{x_2} = f_2(x) + b_2(x)u. \end{cases} \quad (5)$$

Нелинейная модель процесса управления уровнем жидкости в двух связанных сферических резервуарах, другими словами, уравнение объекта управления имеет вид:

$$\begin{cases} \dot{x_1} = \frac{\pi x_0^2}{4}\frac{(\sqrt{x_2 - x_0} - \sqrt{x_1 - x_0})}{\pi(2rx_1 - x_1^2)}, \\ \dot{x_2} = \frac{u - \frac{\pi x_0^2}{4}\sqrt{x_2 - x_0}}{\pi(2rx_2 - x_2^2)}. \end{cases} \quad (6)$$

Пусть $K = \frac{\pi x_0^2}{4}$. Введем обозначение $f_1(x) = K\frac{\sqrt{x_2 - x_0} - \sqrt{x_1 - x_0}}{\pi(2rx_1 - x_1^2)}$, $f_2(x) = \frac{-K\sqrt{x_2 - x_0}}{\pi(2rx_2 - x_2^2)}$, $b_2(x) = \frac{1}{\pi(2rx_2 - x_2^2)}$.

При этом важным условием, которое должно выполняться, является то, что $f_1(0) = 0,\ f_2(0) = 0$.

Получим ЗСУР закон управления для нелинейной системы второго порядка для системы в виде двух связанных сферических резервуаров.

Проведем расширенную линеаризацию рассматриваемого нелинейного объекта управления:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & f_1/x_2 \\ 0 & f_2/x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

ЗСУР параметризация рассматриваемого объекта [7] $a_{12} = K\frac{\sqrt{x_2 - x_0} - \sqrt{x_1 - x_0}}{\pi x_2(2rx_1 - x_1^2)}$, $a_{22} = \frac{-K\sqrt{x_2 - x_0}}{\pi x_2(2rx_2 - x_2^2)}$, $b_2 = \frac{1}{\pi(2rx_2 - x_2^2)}$.

Рассмотрим задачу регулирования. Система должна работать так, чтобы привести управляемую величину $y=x_1$, следовательно, состояния x_1 и x_2 из заданного начального состояния в желаемое состояние. Также перейдем к рассмотрению этой задачи в отклонениях, то есть введем обозначения

$$X_1 = x_1 - \bar{x},\ X_2 = x_2 - \bar{x}, U = u - \bar{u}, \tag{8}$$

где $\bar{x}$ и $\bar{u}$ – установившееся значение уровня жидкости в резервуарах и управления соответственно, X_1, X_2 и U – отклонения уровня воды в резервуарах 1 и 2 и управления от своих установившихся значений $\bar{x}$ и $\bar{u}$ соответственно.

Представим уравнение (6) в отклонениях

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = F_1(X), \\ \dot{X}_2 = F_2(X) + b_2(X)U. \end{cases} \tag{9}$$

Следовательно, при ведении отклонений в качестве элементов a_{12}, a_{22} и b_2 выберем

$$a_{12} = K\frac{\sqrt{(X_2+\bar{x})-x_0}-\sqrt{(X_1+\bar{x})-x_0}}{\pi X_2(2r(X_1+\bar{x})-(X_1+\bar{x})^2)},\ a_{22} = \frac{-K\sqrt{(X_2+\bar{x})-x_0}}{\pi X_2(2r(X_2+\bar{x})-(X_2+\bar{x})^2)},\ b_2 = \frac{1}{\pi(2r(X_2+\bar{x})-(X_2+\bar{x})^2)}.$$

При этом для реальной модели управления параметры принимают значения $r=r_1=r_2$=2м, K=1, g = 9.81м/с^2, $\bar{x}$ = 1, $\bar{u}$ = 0.04.

Учитывая обозначения $F_1 = a_{12}X_2$, $F_2 = a_{22}X_2$, q_2=1 непрерывное ЗСУР управление для двух связанных сферических резервуаров имеет вид:

$$U_c(X) = \frac{1}{g}\left(-\frac{F_1}{KX_2}X_1 - F_2 - sign(X_2)\sqrt{F_2^2 + F_1^2\cdot\left(\frac{q_2+2K}{K^2}\right)}\right). \tag{10}$$

Рассмотрим предлагаемую методику синтеза цифрового регулятора.

Используя формулы (4а), (4б) получаем выражения:

$$U_{d0} = U_c|_{t=kT=}\frac{1}{g}\left(-\frac{F_1}{KX_2}X_1 - F_2 - sign(X_2)\sqrt{F_2^2 + F_1^2\cdot\left(\frac{q_2+2K}{K^2}\right)}\right), \tag{11}$$

$$U_{d1} = \dot{U}_c\big|_{t=kT}. \tag{12}$$

При использовании функции Ляпунова, равной $V = (x_1^2 + x_2^2)/2$, и при использовании векторов

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \end{bmatrix},\ b(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2(x) \end{bmatrix},$$

получаем следующие результаты для производных Ли, входящих в выражение (4в):

$$\frac{L_fL_bV - L_bL_fV}{L_bV} = \frac{-x_0^2(x_2^2 - x_1x_2 - 2rx_2 + 2rx_1)}{8x_2\left(\sqrt{x_2-x_0}(2r-x_2)^2(2r-x_1)\right)}.$$

Тогда, используя выражение (4в), получаем:

$$U_{d2} = \ddot{U}_c\big|_{t=kT} + \frac{U_{d1}}{2}\cdot\frac{L_fL_bV - L_bL_fV}{L_bV} = \ddot{U}_c\big|_{t=kT} + \frac{U_{d1}}{2}\cdot\frac{-x_0^2(x_2^2 - x_1x_2 - 2rx_2 + 2rx_1)}{8x_2\left(\sqrt{x_2-x_0}(2r-x_2)^2(2r-x_1)\right)}. \tag{13}$$

Для приближений m=1, m=2 цифровое управление сферическим резервуаром при периоде дискретизации T в соответствии с формулой (4) соответственно принимает вид:

$$U_k|_{m=1} = U_{d0} + \frac{T}{2}U_{d1},$$

$$U_k|_{m=2} = U_{d0} + \frac{T}{2}U_{d1} + \frac{T^2}{6}U_{d2} = U_{d0} + \frac{T}{2}U_{d1} + \frac{T^2}{6}\left[\ddot{U}_c + \frac{U_{d1}}{2}\cdot\frac{L_fL_bV - L_bL_fV}{L_bV}\right],$$

где переменные U_{d0}, U_{d1}, U_{d2} принимают значения, описываемые выражениями (11)–(13).

На рисунке 2 представлены графики зависимости $X_1(t)$ при различных периодах дискретизации T, полученные при эмуляционном моделировании цифрового закона управления двумя связанными сферическими резервуарами в системе *MATLAB/Simulink* при начальных условиях $\bar{x} = 1$, $\bar{u} = 0.04$.

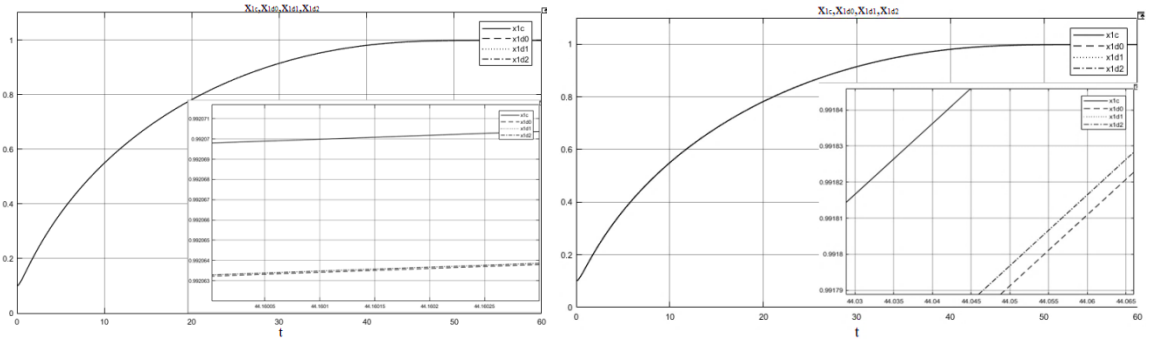


Рисунок 2. Зависимость $X_1(t)$ при периоде дискретизации T=0.01с (слева) и T=0.1с (справа)

Анализируя результаты, представленные на рисунке 2, можно сделать вывод о том, что для системы двух связанных сферических резервуаров с помощью методики согласования управления/функция Ляпунова

можно построить цифровую систему, практически эквивалентную непрерывной X_{1c} в каждый момент времени. Необходимо отметить, что при одной и той же точности применяемый метод дает возможность увеличивать период дискретизации T.

Дополнительно для анализа качества используемого метода воспользуемся такими критериями качества как интегральная квадратичная ошибка вида

$$J = \int_0^\infty \varepsilon^2(t)dt$$

и интегральная абсолютная ошибка вида

$$L = \int_0^\infty |\varepsilon(t)|dt,$$

где $\varepsilon(t)$ есть разность между выходом непрерывной системы и выходом цифровой системы, т.е. $\varepsilon(t)=X_{1c}(t)-X_{1di}(t)$, где i=0,1,2.

Таблица 1

Вычисление интегральной квадратичной ошибки

	Период дискретизации T		
Порядок приближения т	T=0.01 с	T=0.1 с	T=0.4 с
m=0	$J=5.221\cdot10^{-8}$	$J=5.342\cdot10^{-6}$	$J=9.583\cdot10^{-5}$
m=1	$J=5.114\cdot10^{-8}$	$J=4.003\cdot10^{-6}$	$J=2.64\cdot10^{-6}$
m=2	$J=5.114\cdot10^{-8}$	$J=3.99\cdot10^{-6}$	$J=2.433\cdot10^{-6}$

Таблица 2

Вычисление интегральной абсолютной ошибки

	Период дискретизации T		
Порядок приближения т	T=0.01 с	T=0.1 с	T=0.4 с
m=0	L=0.001131	L=0.01141	L=0.04784
m=1	L=0.001119	L=0.009902	L=0.01051
m=2	L=0.001119	L=0.00989	L=0.01008

В таблицах 1 и 2 представлены результаты, свидетельствующие о том, что при увеличении порядка приближения до m=2 цифровая реализация системы двух связанных сферических резервуаров становится более близкой к непрерывной реализации, чем при m=0 и при m=1. Это подтверждает правильность выводов, сделанных при анализе рисунка 2.

Для повышения точности перепроектирования при заданном периоде дискретизации T и фиксированном порядке регулятора предлагается введение постоянных коэффициентов $h_k=(1-q_kT)T_k$ в слагаемые, представляющие цифровой закон управления (4) [6]:

$$u_k = u_d^T = u_{d0} + \sum_{i\geq1}^{m} \frac{h_k}{(1+i)!} u_{d1}. \quad (15)$$

Для этого необходимо провести настройку введенных коэффициентов h_k с целью получения выходного сигнала $u_{di}(t)|_{t=kT}$ цифровой системы, близкого к выходному сигналу $u_c(t)$ непрерывной системы. С этой целью рассматривается две методики: оптимизация коэффициентов с помощью пакета *Simulink Response Optimization* и с помощью пакета *Optimization Toolbox* системы *MATLAB.*

Литература

1. Бобиков А.И. Субоптимальные нелинейные системы управления. Метод расширенной линеаризации. Рязань, 2015.
2. Бобиков А.И., Галкина Е.А. Цифровой ЗСУР-регулятор для нелинейного объекта управления: Материалы Международной научно-практической конференции. Сочи, 2016.
3. Monaco S, Normand-Cyrot D. Issues on nonlinear digital systems. Eur J Control 2001.

4. Mracek C. P., Cloutier J. R. Control designs for the nonlinear benchmark problem via the state-dependent Riccati equation method, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 1998.

5. Tanasa V. Development of theoretical and computational tools for the design of control strategies for nonlinear sampled-data systems. PhD Thesis. Universit´e Paris Sud Paris XI; Universit´e Politehnica de Bucarest, Paris.

6. Бобиков А.И., Буркина О.Н. Цифровой ЗСУР-регулятор уровня жидкости для объектов нефтехимической промышленности // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 66.

7. Cimen T. “State-Dependent Riccati Equation (SDRE) Control: A Survey”, Proceedings of 17th IFAC World Congress, Seoul, Korea, 2008.

REDESIGN OF THE CONTINUOUS SDRE-REGULATOR TO THE DIGITAL REGULATOR FOR A NONLINEAR CONTROL OBJECT IN THE FORM OF TWO COUPLED SPHERICAL TANKS

Assoc. Prof. Bobikov A.I., PG stud. Burkina O.N.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

In this paper, we consider the problem of redesigning a continuous regulator into a digital regulator for a second-order nonlinear plant in the form of two coupled spherical tanks using the Lyapunov control / function matching technique. The main idea of this method a nonlinear digital system is to find a digital state-space regulator that provides the same control quality as continuous system. The synthesis of the regulator is based on the theory of SDRE. Along with emulation, the first (m = 1) and second (m = 2) approximations of the control law for two coupled spherical tanks were investigated. The obtained results indicate that with an increase of the approximation order, the digital implementation of the system becomes similar to continuous case.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 2.
ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.

Theory and methods of DSP.

МЕТОД ОЦЕНКИ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ ЭЭГ

доц. Туровский Я.А.[1,2], доц. Борзунов С.В.[2],
студ. Алексеев В.Ю.[2], студ. Карпова М.А.[2]

[1]Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова Российской академии наук
[2]Воронежский государственный университет

Работа посвящена проблеме распознавания паттернов электроэнцефалограмм (ЭЭГ) с помощью анализа экстремумов предварительно преобразованного сигнала. Предложен метод оценки параметров частотной модуляции ЭЭГ на основе Фурье-фильтрации исходного сигнала в узких частотных диапазонах, с последующим расчетом периодов “пик-пик” как для максимумов, так и для минимумов восстановленного сигнала. Полученные последовательности обрабатывались с использованием преобразования Фурье. В качестве объектов исследования были использованы ЭЭГ здоровых добровольцев полученные в ходе фотостимуляции. В целом диапазон ЭЭГ в 7-9 Гц продемонстрировал для затылочных отведений более выраженный феномен частотной модуляции, в отличие от диапазона 13-15 Гц.

Анализ медико-биологических сигналов, с целью последующей расшифровки их работы, соответствующих биологических систем, продолжает оставаться одной из ключевых фундаментальных и прикладных задач. Очевидно, что биологические системы представляют собой сложно организованный набор осцилляторов, функционирующих на различной частоте и связанных друг с другом в общем случае нелинейными зависимостями. Одним из примеров сигналов, порождаемых подобными системами, является электроэнцефалограмма (ЭЭГ). Огромный массив методов анализа, разработанных для её изучения к настоящему времени можно, с известной долей условности, разделить на две части: методы, анализирующие амплитудно-частотные характеристики сигналов, и методы, анализирующее взаимосвязь сигналов ЭЭГ. В первом случае достаточно распространённым подходом в оценке взаимодействии различных контуров управления и регуляции является анализ амплитуд ритмов ЭЭГ [1, 2] и оценка амплитудной модуляции [3]. Однако, можно предположить, что наряду с амплитудной, информацию несёт и частотная модуляция ЭЭГ, подходы к анализу которой встречаются существенно реже. Таким образом, актуальным представляется разработка методов оценки частотной модуляции ЭЭГ, обеспечивающих физиологически-значимую интерпретацию результатов цифровой обработки сигнала. Одним из таких методов является, например, метод расчета цепочек локальных максимумов квадратов коэффициентов вейвлет-преобразования [4]. Данный подход основан на анализе значимых по амплитуде компонентов ЭЭГ в частотно-временной области. В тоже время следует, учитывая непрерывность ЭЭГ-спектра, рассмотреть возможность выделения низкоамплитудных компонентов ЭЭГ и оценку их частотной модуляции.

Целью работы является разработка метода оценки параметров частотной модуляции ЭЭГ на примере проб с фотостимуляцией.

Для оценки частотной модуляции предлагается анализ кривой “пик-пик” для ЭЭГ, подвергнутой действию фильтра. В качестве частотных диапазонов фильтрации с помощью прямого и обратного преобразования Фурье [5] предлагаются стандартные интервалы 7-9, 9-11 и 13-15 Гц. Основой предложенного подхода является известная из методологии анализа вариабельности сердечного ритма методика расчета во временном пространстве отрезков “пик-пик” для отфильтрованного в заданном частотном диапазоне сигнала

Обозначим сигнал биомедицинской природы, поступивший для анализа за время T, через $f(t)$. В результате применения операции фильтрации в заданных частотных интервалах будет получен сигнал $\tilde{f}(t)$, упорядоченные множества максимальных и минимальных значений которого на временном интервале $[0,T]$ представляют собой

$$m = \left(\tilde{f}_{1,\min}, \tilde{f}_{2,\min}, \ldots, \tilde{f}_{P,\min}\right),$$
$$M = \left(\tilde{f}_{1,\max}, \tilde{f}_{2,\max}, \ldots, \tilde{f}_{Q,\max}\right),$$

где P и Q – количество достигаемых на $[0,T]$ минимумов и максимумов отфильтрованного сигнала $\tilde{f}(t)$ соответственно.

Вариабельность последовательностей “пик-пик” вычислим по стандартным формулам

$$V_{\min}(n) = \tilde{f}_{n+1,\min} - \tilde{f}_{n,\min} = m_{n+1} - m_n,$$

$$V_{\max}(k) = \tilde{f}_{k+1,\max} - \tilde{f}_{k,\max} = M_{k+1} - M_k,$$

где $n = 1,2,\ldots,P$, $k = 1,2,\ldots,Q$. На рисунке 1 приведен пример кривой периодов “пик-пик”.

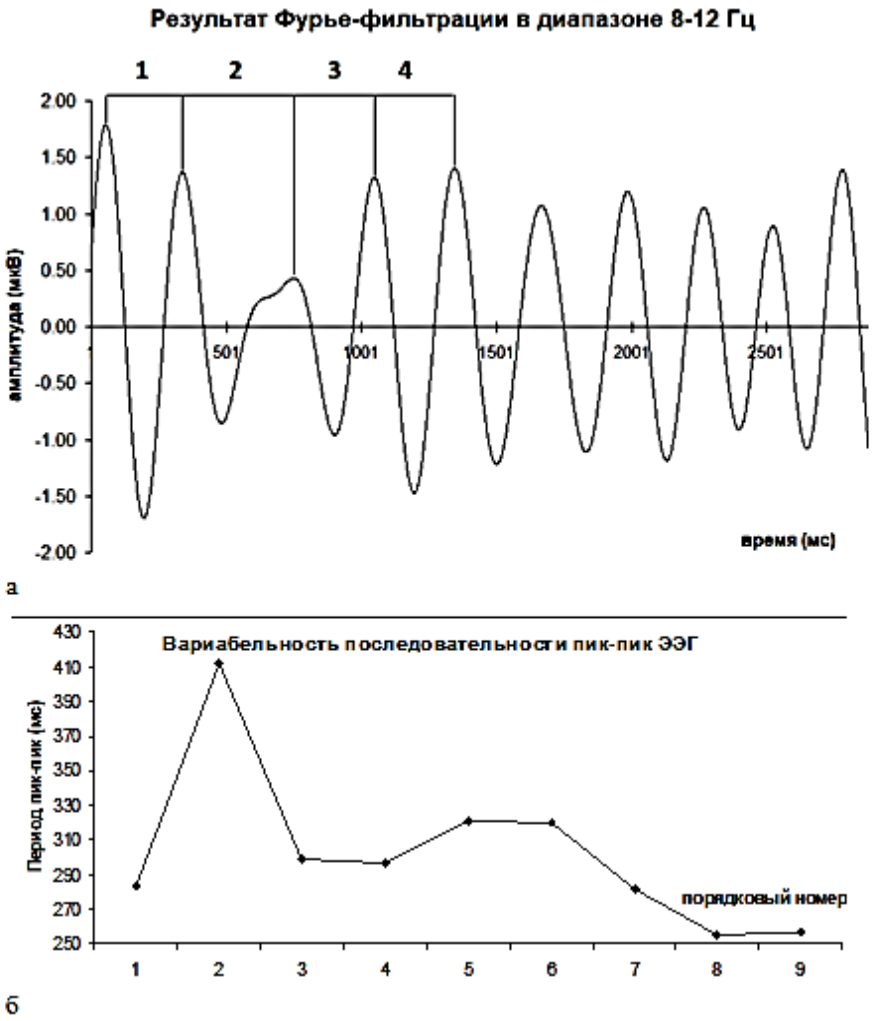


Рисунок 1. а) Пример результатов Фурье-фильтрации ЭЭГ (отведение O1, частота дискретизации 1 КГц) при фотостимуляции. Цифрами 1…4 обозначены интервалы “пик-пик” для локальных максимумов; б) периоды “пик-пик” для кривой на панели а).

Методологически данный подход схож с ранними попытками анализа ЭЭГ: вёлся подсчёт частотных пиков на единицу времени записи. Однако, в этом случае учитываются все частоты ЭЭГ, что, очевидно, существенно искажает картину, поскольку пики, соответствующие высокочастотным колебаниям, будут превалировать, по встречаемости, над пиками низкочастотных колебаний. Для избежания этого необходимо фильтровать сигналы в достаточно узких частотных диапазонах, и, соответственно учитывать эту особенность при содержательной интерпретации.

Очевидно, что параметры фильтра могут оказать влияние на характер локальных экстремумов (рисунки 2 и 3).

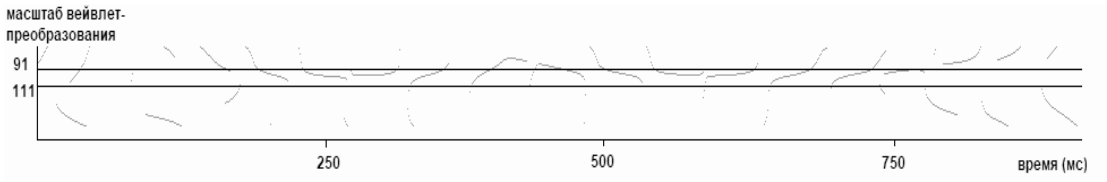


Рисунок 2. Цепочки локальных максимумов и выделенный частотный диапазон для обратного преобразования Фурье. Частота фотостимуляции 14 Гц, отведение О1.

Рисунок 3. Кривая “пик-пик” (максимумы) для сигнала ЭЭГ (О1, фотостимуляция 14 Гц) отфильтрованного с использованием преобразования Фурье в частотном диапазоне 10-11 Гц.

Так, например, из рисунка 2 следует, что только на относительно небольших отрезках времени в исследуемом частотном диапазоне (ограничен параллельными линиями от масштаба вейвлет-преобразования 91 до масштаба 111) присутствуют выраженные частотны компоненты сигнала – цепочки локальных максимумов локальных спектров. В остальных случаях полученный в этом частотном диапазоне сигнал представляет собой выделенный в отдельной частотно-временной области фрагмент исследуемого сигнала. Отметим, что в общем случае последовательности пик-пик для локальных максимумов и локальных минимумов не являются тождественными.

На рисунке 3, представляющем собой результат оценки последовательности пип-пик для результата Фурье-фильтрации в диапазоне 9-11 Гц обращает на себя внимание наличие «выбросов», отражающих как увеличение периода пик-пик, так и его уменьшение. Для понимания механизма образования данных феноменов достаточно взглянуть на рисунок 1. Из него следует, что второй период пик-пик оказался существенно длиннее предыдущего последующего, что вызвано сдвигом фазы исследуемого сигнала. Т.о. выявленные пики можно рассматривать, как изменение фазы модуляции ЭЭГ в заданном частотном диапазоне.

Следует отметить, что изложенный подход является дополнением подхода, основанного на анализе ЦЛМ. Последний базируется на выделении наиболее выраженных частотных компонент сигнала, тем временем как расчет периодов сигнала в узких частотных диапазонах позволяет, с учётом необходимой фильтрации, анализирует относительно незначительные по амплитуде колебания, качественное обнаружение которых на фоне высокоамплитудных компонентов не всегда возможно.

Получив последовательности “пик-пик”, очевидно, можно использовать парадигмы анализа вариабельности сердечного ритма. Иными словами в данном случае можно использовать как статистические подходы, так и спектральные, основанные на преобразовании Фурье [6] или вейвлет-преобразовании [7].

Заключение

В работе представлен метод оценки частотной модуляции ЭЭГ на основе Фурье-фильтрации исходного сигнала в узких частотных диапазонах, с последующим расчетом периодов пик-пик экстремумов восстановленного сигнала. В отличие от многих широко применяемых в отечественных и зарубежных исследованиях методов цифровой обработки сигналов, такая оценка параметров частотной модуляции биомедицинских сигналов обеспечивает физиологически-значимую интерпретацию полученных результатов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, проект №19-29-01156-мк.

Литература

1. Думенко В.Н., Козлов М.К., Черемушкин Е.А. Влияние команд Go/NoGo на уровни индуцированных ответов на лицевые стимулы // Журн. высш. нервн. деят. им. И.П. Павлова, 2014. – Т. 64, № 4. – С. 19-28.
2. Новикова С.И., Малаховская Е.В., Пушина Н.П., Цетлин М.М., Филатов А.И., Посикера И.Н., Строганова Т.А. Взаимосвязь спектральной амплитуды тета- и альфа-диапазонов ЭЭГ с оценками когнитивных способностей в дошкольном возрасте // Физиология человека, 2009. – Т. 35, № 4. – С. 19-28.
3. Трембач А.Б., Гутман С.Р., Корепанов А.Л., Пирожков О.В. Биофизика, 1990. – Т. 35, № 5.
4. Туровский Я.А., Кургалин С.Д., Семенов А.Г. Динамика цепочек локальных максимумов спектров электроэнцефалограмм человека // Биофизика, 2014. – Т. 59, вып. 1. – С. 185-190.
5. Титов К.В. Инженерный вестник. № 6. (2017)
6. Таротин И.В., Иваницкий Г.А. Ритмы ЭЭГ, связанные с движением и пространственным мышлением: гомологичны ли они? // Журнал высшей нервной деятельности им. И.П. Павлова, 2014. – Т. 64. № 6. – С. 615-627.
7. Туровский Я.А., Кургалин С.Д., Семёнов А.Г. Анализ энцефалограмм на основе исследования цепочек локальных максимумов скейлограмм // Цифровая обработка сигналов, 2013. – № 2. – С. 20-23.

METHOD FOR THE ESTIMATION OF EEG FREQUENCY MODULATION

Turovsky Y.A.[1], Borzunov S.V.[2],
Alekseev V.Yu.[2], Karpova M.A.[2]

[1]V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences
117997, Russian Federation, Moscow, Profsoyuznaya str., 65
[2]Voronezh State University, 394018, Russian Federation, Voronezh, Universitetskaya Square, 1

The work is devoted to the problem of recognizing patterns of electroencephalograms (EEG) by analyzing the extrema of a pre-transformed signal. A method for estimating the parameters of the EEG frequency modulation based on Fourier filtering of the original signal in narrow frequency ranges, with subsequent calculation of the peak-to-peak periods for both the maxima and minima of the reconstructed signal, is proposed. The resulting sequences were processed using the Fourier transform. EEG of healthy volunteers obtained during photostimulation were used as objects of the study. In general, the EEG range of 7-9 Hz demonstrated a more pronounced phenomenon of frequency modulation for the occipital leads, in contrast to the 13-15 Hz range.

The study was supported by the RFBR, project No. 19-29-01156-мк

ВЛИЯНИЕ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА СИГАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

проф. Брюханов Ю. А., инж. Лукашевич Ю. А.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова

Исследовано влияние квантования на вероятность ошибочного приема сигналов с амплитудной манипуляцией при произвольном числе разрядов, для разных способов кодирования и аппроксимации чисел. Полагали, что для представления чисел используется дробная арифметика в прямом или дополнительном кодах с усечением или округлением, при разных значениях числа разрядов. Используется нелинейная модель квантования. Квантованный сигнал демодулируется, рассчитывается вероятность ошибки. Установлены зависимости вероятности ошибки и энергетических потерь от числа разрядов, способов представления чисел и объема алфавита.

В настоящее время в радиоприемных устройствах аналоговая обработка сигналов заменяется цифровой, а ранее выполняемые аппаратными методами функции физического уровня (фильтрация, модуляция/демодуляция, преобразование спектра, усиление сигналов и т. д.) постепенно уступают место программно-управляемым (Software Controlled Radio - SCR) и далее – программно-конфигурируемым (Software Defined Radio - SDR), адаптивным (Adaptive Radio - AR) и когнитивным (Cognitive Radio - CR) методам [1]. В связи с этим особую важность приобретают исследования, посвященные влиянию аналого-цифрового преобразования (АЦП) на помехоустойчивость приема радиосигналов.

Нелинейные искажения гармонических сигналов, обусловленные АЦП, исследованы в [2]. Влияние квантования на блокирование полезного сигнала и интермодуляцию в радиоприемных устройствах исследовано в [3]. Нелинейные искажения сигналов с амплитудной модуляцией при квантовании рассмотрены в [4].

Цель данной работы – исследование влияния АЦП на ошибки приема сигналов с амплитудной манипуляцией. Использована нелинейная модель квантования.

Аналого-цифровое преобразование сигнала включает в себя дискретизацию по времени и квантование по уровню. Последняя операция нелинейная и является причиной искажений принимаемых сигналов.

Известны две математические модели процесса квантования. Наиболее широкое распространение получила линейная статистическая модель, согласно которой характеристика квантователя считается линейной, а процесс квантования представляется как наложение на входной сигнал квантователя шума квантования, имеющего среднее значение и дисперсию, определяемые шагом квантования, а также способами кодирования и аппроксимации чисел [5]. При этом вклад ошибки квантования измеряется в виде отношения мощности сигнала к дисперсии шума квантования (отношения сигнал/шум). На практике линейная статистическая модель применима, если число уровней квантования и связанное с ним число разрядов R в представлении чисел достаточно велики.

От этих недостатков свободна используемая в настоящей работе более сложная нелинейная модель квантования. Она позволяет рассчитывать и процессы при произвольном числе уровней квантования, и возникающие при этом нелинейные искажения. Эта модель использована, в частности, в работах [2-4] для расчета нелинейных искажений гармонических сигналов.

Дискретизированный по времени сигнал с амплитудной модуляцией на входе квантователя выражаем функцией

$$x(n) = A(n)\cos\omega_0 n\,, \qquad (1)$$

где $A(n)$ – прямоугольная огибающая, $\omega_0 = 2\pi / T_0$ - приведенная частота несущего колебания, $T_0 = T_{\text{Н}} / T_{\text{Д}}$ – приведенный период несущего колебания, $T_{\text{Н}}$ – период несущего колебания, $T_{\text{Д}}$ - период дискретизации сигнала $x(n)$. На выходе квантовантеля имеем сигнал $y(n) = f(x(n))$, где $f(\varphi)$ – характеристика квантователя.

Для выделения модулирующего сигнала на выходе квантователя используем синхронный квадратурный амплитудный детектор, структурная схема которого изображена на рис. 1 [9]. Здесь квантованные опорные

напряжения равны: $u_{c(}n) = f(B\cos\omega_0 n)$ и $u_{s(}n) = f(B\sin\omega_0 n)$, где в отсутствие квантования имеем $B = 1$, а при использовании прямого и дополнительного кодов с усечением имеем $B = 1 - q$, в случае округления $B = 1 - \frac{3}{2}q$.. Выход демодулятора обозначен функцией $Y(n)$, где $Y(n) = y_1(n) + y_2(n)$, причем $y_1(n) = f(A(n)\cos\omega_0 n)\, f(B\cos\omega_0 n)$, $y_2(n) = f(A(n)\sin\omega_0 n)\, f(B\sin\omega_0 n)$. Здесь в отсутствие квантования, т. е. при $f(\varphi) = \varphi$, имеем $Y(n) = A(n)$.

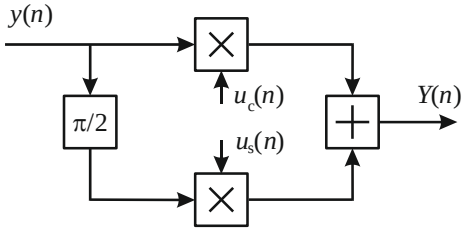


Рисунок 1. Структурная схема синхронного квадратурного амплитудного детектора

Используемые в цифровых системах радиосвязи сигналы с импульсной амплитудной модуляцией (амплитудной манипуляцией) выражаются функцией (1) , где в общем случае [7] $A(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} d_l (U - l\tau_и)$, d_l - случайные величины, принимающие значения из множества $\{a_i,\ i \in [1, M]\}$, определяемые как $a_i = (2i - 1 - M)\frac{d}{2}$, $M = 2^m$ – объем алфавита, m – число битов в символе, d – расстояние между сигнальными символами, $U(n)$ – импульс прямоугольной формы (символ) с приведенной длительностью $\tau_и$ и единичной энергией.

Известно, что вероятность ошибки приема символа при когерентной демодуляции сигналов с амплитудной манипуляцией определяется выражением [7]

$$P_E = \frac{M-1}{M}\operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\log_2 M}{M^2 - 1}\cdot\frac{E_b}{N_0}}\right), \qquad (2)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x),\ \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \exp(-t^2)dt$ – функция ошибок, E_b – средняя энергия бита ансамбля, N_0 – спектральная плотность аддитивного белого гауссовского шума.

Для оценки влияния квантования на вероятность ошибки приема введем в (2) перед дробью E_b/N_0 коэффициент $k = \bar{E}_{sk} / \bar{E}_s$, характеризующий изменение энергии квантованного сигнала на выходе демодулятора, где $\bar{E}_{sk} = \frac{2}{M}\sum_{i=1}^{M/2} E_{ski}$ – средняя энергия квантованного символа, $E_{ski} = \sum_{n=0}^{T_1-1} Y_i^2(n)$ – энергия i го квантованного символа, $\bar{E}_s = \frac{2}{M}\sum_{i=1}^{M/2} A_i^2$ – средняя энергия неквантованного символа. Амплитуда неквантованного сигнала A_i при каждом значении i нормируется на апертуру характеристики квантователя и при использовании прямого или дополнительного кодов с усечением выражается функцией

$$A_i = \frac{M + 1 - 2i}{M - 1}(1 - q). \qquad (3)$$

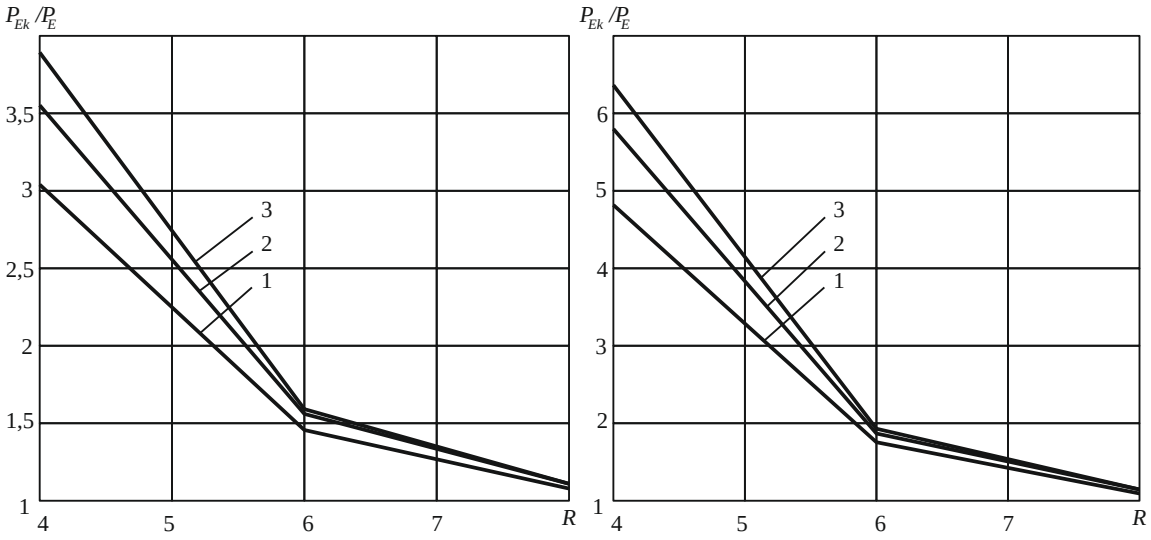
Выполнены расчеты вероятности ошибок приема при $\omega_0 = 0{,}4\pi$, $\tau_и = 10$, $d = 2$, $M \in \{2; 4; 8\}$, неквантованного P_E и квантованного P_{Ek} с числом разрядов $R \in \{4; 6; 8\}$ сигналов. Результаты расчетов отношения вероятностей ошибок приема квантованного и неквантованного сигналов представлены в таблице, здесь же указаны соответствующие выбранным вероятностям ошибок приема без квантования отношения E_b/N_0, дБ, а

на рис. 2 приведены графики зависимости отношения P_{Ek} / P_E от числа разрядов R для трех значений $P_E \in \{10^{-3}; 10^{-4}; 10^{-5}\}$ и вышеуказанных величин объема алфавита M.

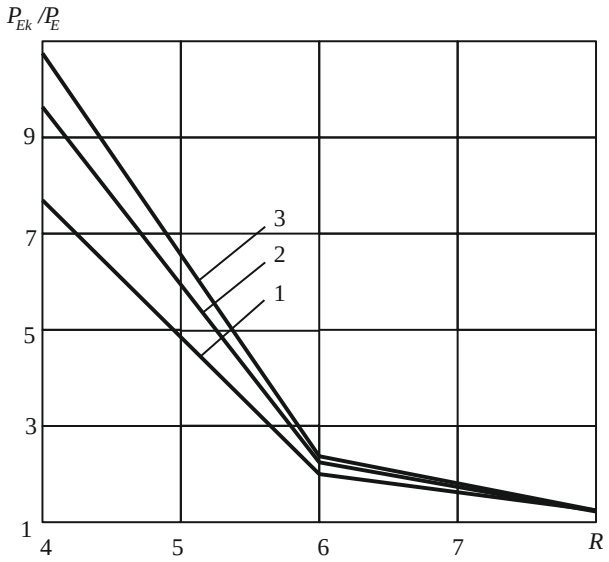
Таблица 1

Расчетные значения отношений вероятностей P_k/P

M	E_b/N_0, дБ	P без квантования	Число разрядов R		
			4	6	8
			Отношение вероятностей P_k/P		
2	6.80	10^{-3}	3.04	1.48	1.09
	8.40	10^{-4}	4.80	1.74	1.13
	9.60	10^{-5}	7.63	2.04	1.18
4	11.11	10^{-3}	3.55	1.56	1.11
	12.61	10^{-4}	5.77	1.86	1.16
	13.75	10^{-5}	9.46	2.21	1.20
8	15.70	10^{-3}	3.86	1.59	1.11
	17.18	10^{-4}	6.42	1.89	1.15
	18.30	10^{-5}	10.74	2.26	1.20



а) *б*)



в)

Рисунок 2. Влияние квантования с усечением в прямом коде на вероятность ошибочного приема сигналов с амплитудной манипуляцией при вероятности ошибки приема неквантованного сигнала $P_E = 10^{-3}$ (*а*), $P_E = 10^{-4}$ (*б*), $P_E = 10^{-5}$ (*в*)
(кривые 1 – $M = 2$, кривые 2– $M = 4$, кривые 3– $M = 8$)

Расчеты показывают, что при аналого-цифровом преобразовании на вероятность ошибочного приема сигналов влияют не только число разрядов, но и объем алфавита, например, при R=4, вероятности ошибки без квантования P=10^{-5} с увеличением M от 2 до 8 средняя вероятность ошибки увеличивается в 1,41 раза, а энергетические потери при квантовании увеличиваются от 1,32 до 1,59 дБ. Это обусловлено тем, что при M =8 в процессе квантования части символов алфавита с амплитудами согласно выражению (3) число уровней квантования уменьшается, а вместе с ним и эффективное число разрядов становится меньше 4, при этом энергия символа (а вместе с ней и средняя энергия квантованного символа) уменьшаются, а относительные ошибки квантования увеличиваются.

Результаты работы могут использоваться при проектировании систем передачи сообщений с цифровой обработкой сигналов.

Литература

1. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. М.: Горячая линия-Телеком. 2013.
2. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Нелинейные искажения гармонических сигналов при квантовании // Радиотехника. 2009, № 10. С. 57.
3. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Влияние аналого-цифрового преобразования на нелинейные явления в радиоприемных устройствах // Радиотехника. 2017, № 2. С. 31.
4. Брюханов Ю.А., Лукашевич Ю.А. Нелинейные искажения сигналов с амплитудной модуляцией при квантовании // Цифровая обработка сигналов. 2018, № 4. С. 13.
5. Брюханов Ю.А. Цифровые цепи и сигналы. М.: Горячая линия-Телеком. 2017.
6. Радиоприемные устройства / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин и др.; Под ред. Н. Н. Фомина. М.: Горячая линия - Телеком, 2007.

7. Журавлев В. И., Трусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. М.: Инсвязьиздат, 2009.

INFLUENCE OF ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION ON NOISE IMMUNITY OF RECEIVING SIGNALS WITH AMPLITUDE SHIFT KEYING

Prof. Dr. Sc. Bryukhanov Yu.A., Lukashevich Yu.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The effect of quantization errors on the noise immunity of receiving signals with amplitude pulse modulation for an arbitrary number of bits is investigated for different methods of encoding and approximating numbers. A nonlinear quantization model is used, which makes it possible to calculate processes with an arbitrary number of quantization levels. A synchronous quadrature amplitude demodulator is used to isolate the modulating signal. The probabilities of errors in receiving a quantized signal and energy losses are calculated for different methods of approximating numbers represented in the direct and complementary codes. Dependences of the ratio of the error probability in the presence and absence of signal quantization, as well as energy losses on the number of digits and the size of the alphabet are given. It is shown that the probability of erroneous signal reception is influenced not only by the number of digits, but also by the size of the alphabet. This is due to the fact that in the process of quantizing part of the alphabet symbols, the number of signal quantization levels decreases.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ, КОНЦЕПЦИЯ, МЕТОДОЛОГИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОСТУПЕНЧАТОГО ДИСКРЕТНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

преп. Бурова А.Ю.

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

В докладе рассмотрены вопросы, связанные с исследованием проблемы минимизации аппаратных затрат на программно-аппаратную реализацию вычислительных алгоритмов частотной селекции цифровых сигналов на программируемых логических интегральных схемах. Целью проведённого исследования является дефиниция теоретических основ концепции и методологии многоступенчатого дискретного преобразования Фурье комплексных сигналов, цифровые алгоритмы которого не требуют выполнения алгоритмических операций умножения. При проведении исследования использованы методы программно-аппаратного моделирования вычислительных алгоритмов цифровой обработки сигналов. Конкретизированы принципы многоступенчатого дискретного преобразования Фурье комплексных сигналов только операциями сложения их временных отсчётов. Представлены методы и алгоритмы многоступенчатого дискретного преобразования Фурье цифровых сигналов и возможные области его применения. Приведены основные формулы, обеспечивающее такое дискретное преобразование Фурье без выполнения арифметических операций умножения за счёт выполнения большего числа арифметических операций сложения.

Ключевые слова: дискретное преобразование Фурье, метод конечных разностей, многоскоростная цифровая фильтрация, частотная селекция сигналов, цифровая обработка сигналов.

Введение

Частотная селекция цифровых сигналов до сих пор остаётся базовым инструментарием их спектрального анализа [1-4]. Различные методы цифровой фильтрации и дискретного преобразования Фурье (ДПФ) составляют основу этого инструментария [1,5,7]. Вычислительные алгоритмы этих методов успешно реализуются на цифровых сигнальных процессорах и программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) [8-11].

При программно-аппаратной реализации таких алгоритмов на ПЛИС использование методов многоступенчатого ДПФ комплексного сигнала на основе цифровой разностной фильтрации, предложенных и разработанных автором доклада, позволяет снижать аппаратные затраты на частотную селекцию цифровых сигналов автоматического контроля вибраций работающего двигателя беспилотного автомобиля [12]. Цифровые алгоритмы этих методов обеспечивают дедуктивную обработку цифрового сигнала только сложениями его временных отсчётов [13-16]. Те же алгоритмы многоступенчатого ДПФ можно применять для уменьшения аппаратных затрат на цифровую обработку сигналов (ЦОС) автоматического контроля и компенсации разнотяговости турбореактивных двухконтурных двигателей силовой установки двухдвигательного самолёта в полёте [14, 16-18].

Цель и методы

Целью проведённого исследования является дефиниция теоретических основ концепции и методологии многоступенчатого ДПФ комплексных сигналов, цифровые алгоритмы которого не требуют выполнения алгоритмических операций умножения.

При проведении исследовании использованы методы программно-аппаратного моделирования вычислительных алгоритмов ЦОС [1, 5-6, 19].

Теоретические основы

Теоретическими основами идеи многоступенчатого ДПФ, предложенной и реализованной автором доклада, можно и должно считать следующие известные методы:

– метод многоскоростной фильтрации применительно к спектральному анализу цифрового сигнала [1-4];

– метод конечных разностей применительно к цифровой фильтрации дискретного сигнала [6-7, 13-14, 20]

– метод Coordinate Rotation Digital Computer (CORDIC) применительно к ДПФ комплексного сигнала [5, 13-14, 16].

Концепция

Концепция многоступенчатого ДПФ состоит в постепенном («*пошаговом*») L-ступенчатом расчёте статистик (оценок) $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$, мгновенного спектра $\{\mathbf{X}(m_l\cdot\Omega_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, комплексного сигнала $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, на l-ых ступенях такого преобразования , $l=1,2,3\ldots L$, только методами *CORDIC* и цифровой разностной фильтрации без выполнения арифметических операций умножения. Адаптация к изменению во времени частотного разрешения $\Omega_l\le\Omega_L$ мгновенных спектров $\{\mathbf{X}(m_l\cdot\Omega_l)\}$, $\mathbf{X}(m_l\cdot\Omega_l)=\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$, $M_l\le N$, $l=1,2,3\ldots L$, обеспечивается переходом от вычисления мгновенных спектров $\{\mathbf{X}(m_l\cdot\Omega_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, с разрешением по частоте $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$ на l-ой ступени к вычислению мгновенных спектров $\{\mathbf{X}(m_{l+1}\cdot\Omega_{l+1})\}$, $m_{l+1}=0,1,2\ldots M_{l+1}-1$, с разрешением по частоте $\Omega_{l+1}=\omega_D/(2\cdot M_{l+1})$, на $(l+1)$-ой ступени, при $l<L$. Таким образом реализуются следующие принципы минимизации вычислительной сложности алгоритмов ЦОС за счёт использования только алгоритмических операций наименьшей вычислительной сложности:

- принципов разделения частотного спектра $\{\mathbf{X}(m_l\cdot\Omega_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $l=1,2,3\ldots L$, N-точечного фрагмента временной выборки $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, на M_l узкополосных спектральных компонентов $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$, при $M_l\le N$, $l=1,2,3\ldots L$, и их частотного сдвига без выполнения арифметических операций умножения;
- принципов низкочастотной цифровой разностной фильтрации l-ых спектральных компонентов $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$, $l=1,2,3\ldots L$, комплексного сигнала $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, при $N=M_l$ только алгоритмическими операциями сложения и сдвига.

Предлагаемая концепция многоступенчатого ДПФ обеспечивает L-ступенчатое преобразование временной дискретизации комплексного сигнала $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, по формуле (1) в его частотно-временную дискретизацию $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $l=1,2,3\ldots L$, по формуле (2) для расчёта m_L-ых отсчётов мгновенного спектра $\{\mathbf{X}(m_L\cdot\Omega_L)\}=\{x_L(m_L\cdot\Omega_L,n_L\cdot T_L)\}$, $m_L=0,1,2...M_L-1$, $\Omega_L=\omega_D/(2\cdot M_L)$, $n_L=0,1,2\ldots N/M_L-1$, $T_L=2\cdot\pi\cdot M_L/\omega_D$, комплексного сигнала $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$ на фоне аддитивной некоррелированной помехи $\{\mathbf{x}_\xi(n\cdot T)\}$ типа «*белый шум*» при $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, $m_L=0,1,2\ldots N-1$, $\Omega_L=\omega_D/(2\cdot N)$, $n_L=0$, $T_L=2\cdot\pi\cdot N/\omega_D=T\cdot N$ и $N=M_L$:

$$\mathbf{x}(n\cdot T)=\left\{\sum_{m=0}^{M-1}\mathbf{x}_m(0)+\mathbf{x}_\xi(0),\ \sum_{m=0}^{M-1}\mathbf{x}_m(T)+\mathbf{x}_\xi(T)\ldots\sum_{m=0}^{M-1}\mathbf{x}_m(N\cdot T-T)+\mathbf{x}_\xi(N\cdot T-T)\right\}. \quad (1)$$

$$\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,\ n_l\cdot T_l)\}=\begin{matrix}\tilde{\mathbf{x}}_0(0)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(0)/M_l, & \tilde{\mathbf{x}}_0(T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(T_l)/M_l\ldots\tilde{\mathbf{x}}_0(n_l\cdot T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(n_l\cdot T_l)/M_l,\\ \tilde{\mathbf{x}}_1(0)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(0)/M_l, & \tilde{\mathbf{x}}_1(T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(T_l)/M_l\ldots\tilde{\mathbf{x}}_1(n_l\cdot T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(n_l\cdot T_l)/M_l,\\ \tilde{\mathbf{x}}_2(0)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(0)/M_l, & \tilde{\mathbf{x}}_2(T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(T_l)/M_l\ldots\tilde{\mathbf{x}}_2(n_l\cdot T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(n_l\cdot T_l)/M_l,\\ \ldots & \ldots\quad\ldots\quad\ldots\\ \tilde{\mathbf{x}}_l(0)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(0)/M_l, & \tilde{\mathbf{x}}_l(T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(T_l)/M_l\ldots\tilde{\mathbf{x}}_l(n_l\cdot T_l)+\tilde{\mathbf{x}}_\xi(n_l\cdot T_l)/M_l.\end{matrix} \quad (2)$$

Такая концепция предусматривает выполнение следующих вычислительных процедур ЦОС:

- *частотный сдвиг* комплексного сигнала $\{\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, в область нижних частот на 1-ой ступени такого ДПФ с основанием $B_{ДПФ}=3$, $l=1$, и статистик (оценок) $\{\mathbf{x}_{l-1}(m_{l-1}\cdot\Omega_{l-1},n_{l-1}\cdot T_{l-1})\}$, $m_{l-1}=0,1,2\ldots M_{l-1}-1$, $n_{l-1}=0,1,2\ldots N/M_{l-1}-1$, $T_{l-1}=2\cdot\pi\cdot M_{l-1}/\omega_D$, мгновенного спектра $\{\mathbf{X}(m_{l-1}\cdot\Omega_{l-1})\}$, $m_{l-1}=0,1,2\ldots M_{l-1}-1$, $\Omega_{l-1}=\omega_D/(2\cdot M_{l-1})$, $M_{l-1}=B_{ДПФ}{}^{l-1}$, этого сигнала в область нижних частот на l-ых ступенях при $l=2,3,4\ldots L$;
- *низкочастотная цифровая разностная фильтрация* частотно-временных выборок $\{exp[-i\cdot m_1\cdot\Omega_1\cdot n\cdot T]\cdot\mathbf{x}(n\cdot T)\}$, $m_1=0,1,2\ldots B_{ДПФ}-1$, $\Omega_1=\omega_D/(2\cdot B_{ДПФ})$, $n=0,1,2\ldots N-1$, $T=2\cdot\pi/\omega_D$, на первой ступени этого ДПФ с основанием $B_{ДПФ}=3$ и частотно-временных выборок $\{exp[-i\cdot m_l\cdot\Omega_l\cdot n_{l-1}\cdot T_{l-1}]\cdot\mathbf{x}_{l-1}(Int[m_l/B_{ДПФ}]\cdot\Omega_{l-1},n_{l-1}\cdot T_{l-1})\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $M_l=B_{ДПФ}{}^l$, $\Omega_{l-1}=B_{ДПФ}\cdot\Omega_l$, $n_{l-1}=0,1,2\ldots N/M_{l-1}-1$, $T_{l-1}=2\cdot\pi\cdot M_{l-1}/\omega_D$, $M_{l-1}=B_{ДПФ}\cdot M_l$, на l-ых ступенях при $l=2,3,4\ldots L$;
- *децимация* n_{l-1}-ых временных отсчетов m_l-ых частотно-временных выборок $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_{l-1}\cdot T_{l-1})\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $M_l=B_{ДПФ}{}^l$, $n_{l-1}=0,1,2\ldots N/M_{l-1}-1$, $T_{l-1}=2\cdot\pi\cdot M_{l-1}/\omega_D$, $M_{l-1}=B_{ДПФ}\cdot M_l$, $l=1,2,3\ldots L-1$, после цифровой разностной фильтрации для получения M_l частотно-временных выборок $\{\mathbf{x}_l(m_l\cdot\Omega_l,n_l\cdot T_l)\}$, $m_l=0,1,2\ldots M_l-1$, $\Omega_l=\omega_D/(2\cdot M_l)$, $n_l=0,1,2\ldots N/M_l-1$, $T_l=2\cdot\pi\cdot M_l/\omega_D$,

$M_l=B_{ДПФ}^l$, на выходе l-ых ступеней при l=1,2,3…L.

Методология

Основу методологии многоступенчатого ДПФ составляют следующие рекуррентные методы:

- ДПФ комплексного сигнала многополосной цифровой фильтрацией его временных отсчётов [16];
- многополосная цифровая фильтрация комплексного сигнала одним цифровым разностным фильтром низких частот [7];
- цифровая разностная фильтрация с тривиальными целочисленными разностными коэффициентами высоких порядков разности [6];
- синтез цифрового разностного фильтра с целочисленными разностными коэффициентами различных порядков разности [21];
- анэррорика многоступенчатого ДПФ комплексного сигнала одним цифровым разностным фильтром [15].

Области применения

Применять методы многоступенчатого ДПФ можно и должно для снижения аппаратных затрат при программно-аппаратной реализации цифровых алгоритмов ДПФ на цифровых сигнальных процессорах или ПЛИС, в которых равенство скоростей выполнения арифметических операций умножения и сложения достигается в основном аппаратными средствами [8-11]. Возможны следующие области применения многоступенчатого ДПФ:

- ЦОС элементарными устройствами микроэлектроники и наноэлектроники [16];
- частотная селекция сигналов цифровыми системами радиотехники и гидроакустики [13];
- спектральный анализ цифровых сигналов бортовыми средствами пассажирских авиалайнеров и беспилотных автомобилей [12].

Заключение

Изложенные принципы и предложенные методы многоступенчатого ДПФ комплексного сигнала на основе его цифровой разностной фильтрации с целочисленными разностными коэффициентами различных порядков разности обеспечивают спектральный анализ этого сигнала только сложениями его временных отсчётов.

Разработку концепции и методологии такого ДПФ комплексного сигнала автором доклада можно и должно считать дальнейшим развитием идеи многоскоростной фильтрации цифрового сигнала предложенной и разработанной профессором В.В. Витязевым [1-4], и идеи цифровой разностной фильтрации с малоразрядными разностными коэффициентами, предложенной и разработанной доцентом В.С. Кузькиным [6-7, 13-14, 20].

Практическое применение цифровых алгоритмов многоступенчатого ДПФ без выполнения алгоритмических операций умножения позволит снижать аппаратные затраты на ЦОС при ПЛИС-реализации методов автоматического контроля вибраций турбореактивных и турбовинтовых двигателей силовых установок среднемагистральных и дальнемагистральных самолётов в полёте.

Литература

1. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.
2. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние (Часть 1) // Цифровая обработка сигналов. – 2008. – №1. – С.12-21.
3. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние (Часть 2) // Цифровая обработка сигналов. – 2008. – №3. – С.2-9.
4. Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 336 с.
5. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.

6. Шинаков Ю.С., Буров Ю.Я., Бурова А.Ю. Теория, методы и алгоритмы разностной цифровой фильтрации // 3-я Международная конференция: «Цифровая обработка сигналов и её применение», 29 ноября – 1 декабря 2000 г., Москва, Россия: Доклады: Том 1. – М.: МЦНТИ, 2000. – С.96-99.
7. Burova A.Yu., Usatenko T.O. Digital Algorithms for the Discrete Frequency Selection of Signals that Do Not Use Algorithmic Multiplication Operations. TEM Journal. 2020. Vol. 9, Issue 2, pp. 501-506, DOI: 10.18421/TEM92-11
8. Витязев В.В., Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов TMS320C67x компании Texas Instruments. – Рязань: РГРТУ, 2007. – 112 с.
9. Стешенко В.Б. PLD фирмы «ALTERA». Элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. – М.: ДМК Пресс, 2016. –576 с.
10. Burova A.Yu., Ryapukhin A.V., Muntyan A.R. Reduced hardware costs with software and hardware implementation of digital methods multistage discrete Fourier transform on programmable logic devices. Amazonia Investiga. 2020. Vol. 9. №27. pp. 227-233.
11. Сперанский В.С., Косичкина Т.П. Сигнальные микропроцессоры и их применение в системах коммуникаций и электроники. – М.: Горячая Линия - Телеком, 2021. – 400 с.
12. Burova A.Yu., Kabakov V.V. Automatic control of working car engine vibrations using multi-stage discrete Fourier transformation. Journal of Physics: Conference Series, 2020, 1679(2), 022025.
13. Буров Ю.Я., Бурова А.Ю. Дедуктивная обработка цифровых сигналов на основе метода конечных разностей и методов разностной цифровой фильтрации и многоступенчатого дискретного преобразования фурье, не требующего выполнения арифметических операций умножения // Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова: 65 Научная сессия, посвященная Дню радио: доклады. – М.: РНТОРЭС, 2010. – С.425-428.
14. Burova A.Yu. Digital signal processing without performing arithmetic multiplication operations. Amazonia Investiga, 2020. Vol. 9. №25. pp. 200-205.
15. Burova A.Yu., Kabakov V.V. «Unerroric» of multistage discrete Fourier transform of digital signal without arithmetic operations of multiplication. Amazonia Investiga. 2020. Vol. 9. №25. pp. 429-437.
16. Burova A.Yu. Reducing the Error of Digital Algorithms for Deductive Signal Processing Based on Their Multi-Stage Discrete Fourier Transform by the Difference Digital Filters. 2020 22th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications, DSPA 2020, 2020, 9213275.
17. Burova A.Yu. Minimisation of asymmetry of thrust of the dual-flow turbojet engines of the airliner in accordance with the results of the system analysis of the thrust parameters. Asia Life Sciences. 2019. 21(2), pp. 629-643.
18. Novichkov V.M., Burova A.Yu. Algorithm of Two Turbojets Thrust Asymmetry Minimization for Digital Control System of Twin-Engine Jet Airliner // 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Date Added to IEEE Xplore: 19 December 2019, DOI: 10.1109/FarEastCon.2019.8934285.
19. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука, 1989. – 496 с.
20. Кузькин В.С. Разностная цифровая фильтрация // Радиотехника. – 1983. – № 1. – С.52-54.
21. Буров Ю.Я., Бурова А.Ю. Синтез рекуррентных разностных цифровых фильтров // Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи имени А.С.Попова: LV Научная сессия, посвященная Дню радио: Тезисы докладов. – М.: РНТОРЭС, 2000. – С.261.

THEORETICAL FOUNDATIONS, CONCEPT, METHODOLOGY AND APPLICATION OF MULTI-STAGE DISCRETE FOURIER TRANSFORM OF DIGITAL SIGNALS

Senior Lecturer Burova A.Yu.

Moscow Aviation Institute (National Research University)

The report deals with issues related to the study of the problem of minimizing hardware costs for software and hardware implementation of computational algorithms for frequency selection of digital signals on programmable logic integrated circuits. The purpose of the research is to define the theoretical foundations of the concept and

methodology of the multi-stage discrete Fourier transform of complex signals, the digital algorithms of which do not require performing algorithmic multiplication operations. The methods of software and hardware modeling of computational algorithms for digital signal processing were used in the study. The principles of the multi-stage discrete Fourier transform of complex signals are specified only by the operations of adding their time samples. Methods and algorithms of multi-stage discrete Fourier transform of digital signals and possible areas of its application are presented. The basic formulas that provide such a discrete Fourier transform without performing arithmetic multiplication operations by performing a larger number of arithmetic addition operations are given.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 3.
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.

Signal processing in radio engineering systems.

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

студ. Жукова Н.И., к.т.н. Дубов М.А

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Предложенный алгоритм обнаружения основан на оценке однородности нормированного спектра мощности, осуществляемой с помощью модифицированного коэффициента вариации. В отличие от применяемого в статистике коэффициента вариации, который рассчитывается для всей выборки, модифицированный коэффициент вариации вычисляется для каждого элемента данной выборки (спектрального отсчета). Разработанный алгоритм позволяет в условиях априорной неопределенности обнаруживать одновременно несколько сигналов, присутствующих в полосе обзора. Работа включает описание алгоритма и выбор порога обнаружения. Также в работе проводится сравнение предложенного алгоритма с модифицированным энергетическим детектором.

Введение. В настоящее время основным препятствием для внедрения новых технологий беспроводной связи становится нехватка свободного частотного ресурса. Механизм динамического управления спектром, заключающийся в предоставлении возможности вторичным пользователям использовать диапазоны частот, закрепленные за первичными пользователями, когда эти диапазоны не используются, позволил бы разрешить данную проблему. Так возникла идея когнитивного радио. От используемых алгоритмов обнаружения незанятых частот зависит работа когнитивной радиосистемы. При высокой вероятности пропуска цели возможна коллизия с первичным пользователем, в результате которой произойдет искажение передаваемой информации как у первичного, так и у вторичного пользователей. Однако высокая вероятность ложной тревоги, при которой свободные участки спектра определяются как занятые, также нежелательна [1, 2].

Цель работы – разработка алгоритма, позволяющего в условиях априорной неопределенности обнаруживать одновременно несколько сигналов, находящихся в полосе обзора.

Описание разработанного алгоритма. Структурная схема алгоритма представлена на рисунке 1.

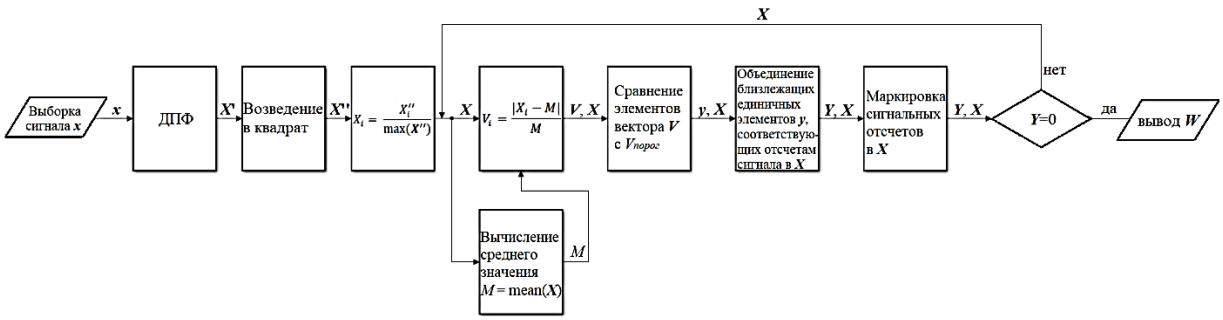


Рисунок 1 – Структурная схема разработанного алгоритма обнаружения

На основе принятой выборки сигнала $\boldsymbol{x} = (x_1,\ldots, x_n)$, где n – размер выборки, рассчитывается спектр мощности $\boldsymbol{X''} = (X''_1,\ldots, X''_n)$, после чего нормируется на максимальное значение:

$$X_i = \frac{X_i''}{\max(\boldsymbol{X''})}, i = 1 \ldots n.$$

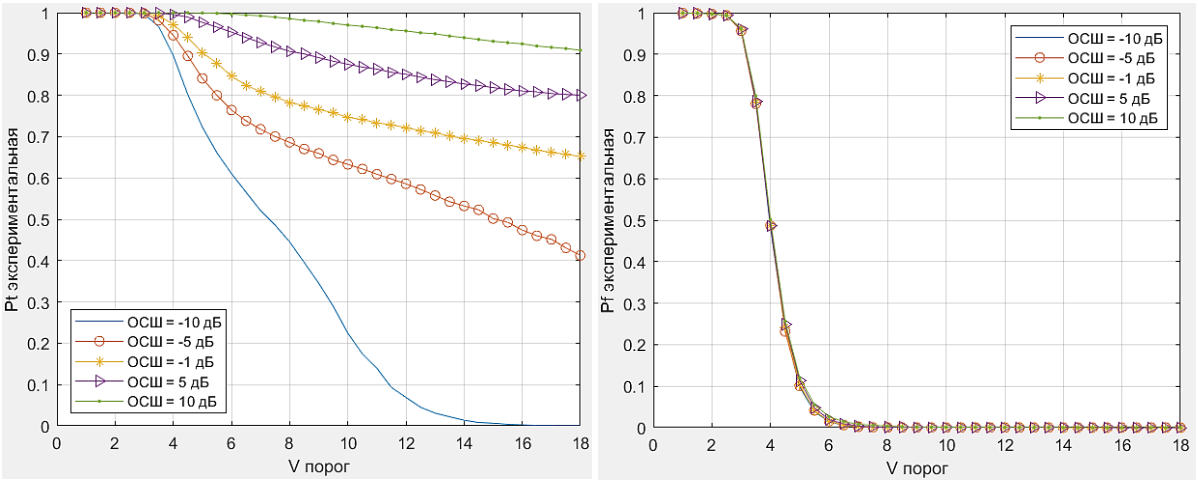
Для нормированного спектра мощности $\boldsymbol{X}$ вычисляются среднее значение M и модифицированный коэффициент вариации $\boldsymbol{V}$:

$$V_i = \frac{|X_i - M|}{M}, i = 1 \ldots n.$$

В результате сравнения элементов вектора $\boldsymbol{V}$ с заданным пороговым значением $V_{порог}$ формируется $\boldsymbol{y} = (y_1,\ldots, y_k)$, где $k \le n$, – вектор, состоящий из нулей, которым соответствуют отсчеты шума в нормированном спектре мощности $\boldsymbol{X}$, и единиц, соответствующих отсчетам сигнала. Близлежащие единичные элементы $\boldsymbol{y}$ объединяются, образуя вектор $\boldsymbol{Y} = (Y_1,\ldots, Y_k)$. Сигнальные отсчеты нормированного спектра мощности $\boldsymbol{X}$, определяемые единичными элементами $\boldsymbol{Y}$, маркируются с целью исключения из последующих расчетов. Условием выхода из цикла является равенство нулю каждого элемента вектора $\boldsymbol{Y}$. На выходе алгоритма формируется массив $\boldsymbol{W} = (W_1,\ldots, W_j)$, где $j \le n$, который содержит информацию о занятых пользователями частотах. За счет включения в алгоритм итераций происходит увеличение вероятности обнаружения.

Выбор порога обнаружения. Моделирование производится при количестве точек преобразования Фурье, равном 8192. Используется модель канала с аддитивным белым гауссовским шумом. Отношение сигнал/шум (ОСШ) определяется как отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе обзора. Экспериментальная вероятность ложной тревоги рассчитывается как отношение количества спектральных составляющих, ошибочно отнесенных к сигнальным, к общему количеству шумовых составляющих. Экспериментальная вероятность обнаружения рассчитывается как отношение количества спектральных составляющих, попавших в полосу сигнала, к общему количеству сигнальных составляющих. Ширина спектра определяется по полосе, в которой содержится 99,9% мощности сигнала. Объединяются 200 близлежащих сигнальных отсчетов.

Из рисунка 2,а следует, что с увеличением порогового значения $V_{порог}$ происходит снижение вероятности обнаружения сигнала при всех ОСШ. Экспериментально установлено, что кривые, отражающие зависимость вероятности ложной тревоги от величины $V_{порог}$, практически точно совпадают при разных значениях ОСШ (рисунок 2,б), что позволяет задать необходимую вероятность ложной тревоги путем подбора соответствующего порогового значения.



а) б)

Рисунок 2 – Зависимости вероятностей правильного обнаружения P_t (а) и ложной тревоги P_f (б) от порогового значения V

В качестве порога обнаружения также может быть использовано максимальное значение модифицированного коэффициента вариации V_{max}, определенное для нормированного спектра мощности шума. Распределение, приведенное на рисунке 3, позволяет установить моду: $V_{max} \approx 8$. Целесообразно использовать для порога обнаружения значения V_{max} , расположенные правее моды.

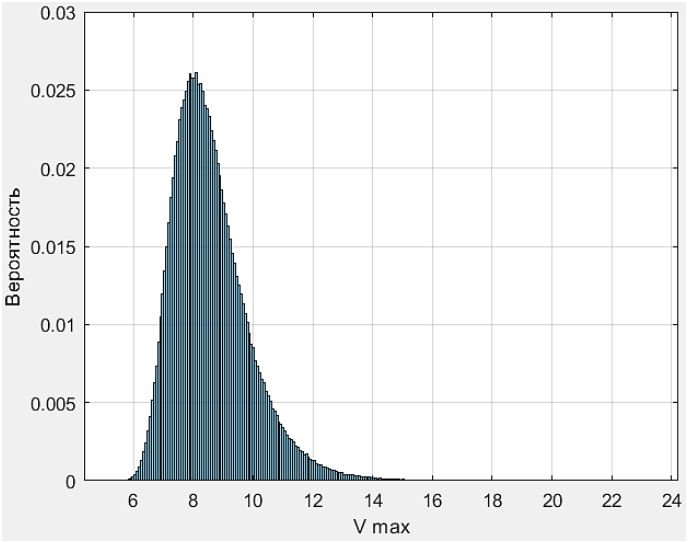


Рисунок 3 – Распределение максимальных значений модифицированного коэффициента вариации V_{max}, определенных для нормированного спектра мощности шума, построенное на основе 10^6 выборок шума

Сравнение разработанного алгоритма с модифицированным энергетическим детектором. Для сравнения с разработанным алгоритмом выбран модифицированный энергетический детектор (МЭД), структурная схема которого представлена на рисунке 4.

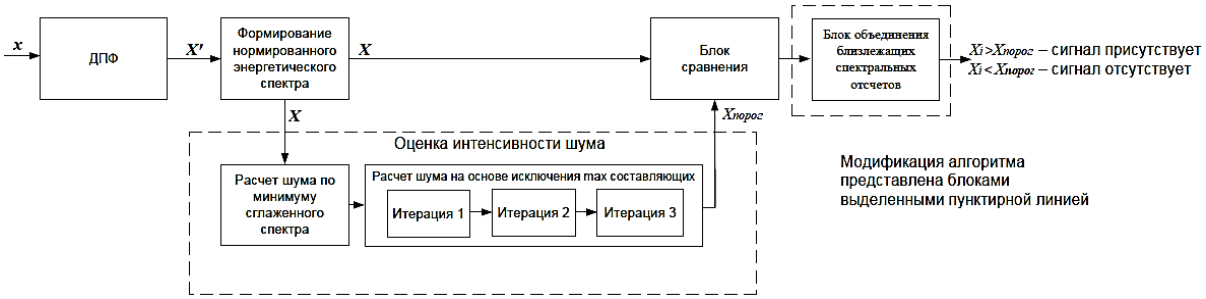


Рисунок 4 – Структурная схема МЭД

По нормированному энергетическому спектру $\boldsymbol{X}$ в блоке оценки интенсивности шума рассчитывается порог обнаружения $X_{порог}$:

$$X_{порог}\left(\sigma_\zeta^2\right)=\frac{\sigma_\zeta^2}{n}\left(1-\frac{1}{9R}+x_\varepsilon\sqrt{1/9R}\right)^3,$$

где $\sigma^2\zeta$ – интенсивность шума, n – число отсчетов выборки, R – число рассматриваемых выборок, x_ε – процентная точка гауссового распределения (значение аргумента функции распределения, которой соответствует фиксированная вероятность). Интенсивность шума, необходимая для вычисления порога обнаружения, априори неизвестна, поэтому прибегают к различным методикам оценки. В МЭД объединены две методики оценки интенсивности шума: методика вычисления интенсивности шума по минимуму сглаженного спектра и методика, основанная на исключении максимальных составляющих. После двух-трех итераций полученная оценка интенсивности шума приближается к истинному значению. Далее происходит сравнение отсчетов нормированного энергетического спектра с порогом обнаружения, и принимается решение о наличии первичного пользователя. С целью увеличения вероятности обнаружения внедрен блок объединения близлежащих спектральных отсчетов [3].

Значения параметров, используемые при моделировании, определение ширины спектра и методика расчета вероятностей указаны в разделе «Выбор порога обнаружения». Для вычисления порогового значения в МЭД используется 20 минимальных отсчетов сглаженного нормированного энергетического спектра. Результаты моделирования занесены в таблицу 1.

Из таблицы следует, что с уменьшением ОСШ разница между вероятностями обнаружения алгоритмов увеличивается, причем вероятность обнаружения разработанного алгоритма оказывается выше при всех ОСШ.

Таблица 1

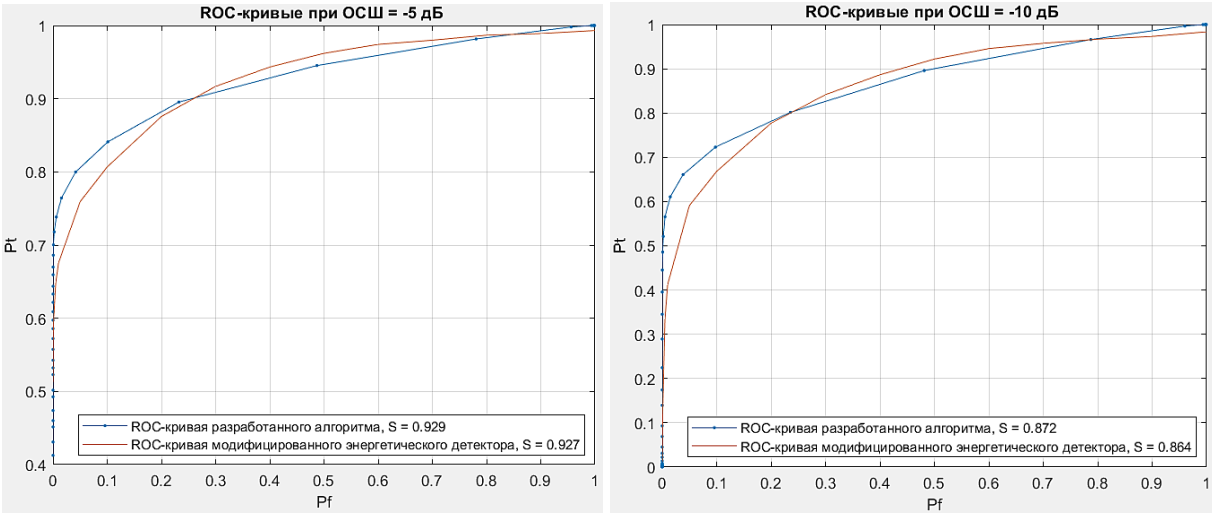
Сравнение разработанного алгоритма с МЭД

		Разработанный алгоритм				МЭД			
Вероятность ложной тревоги	ОСШ, дБ	-10	-5	-1	1	-10	-5	-1	1
~10^{-3}	Вероятность обнаружения	0,494	0,704	0,797	0,837	0,125	0,593	0,728	0,774
10^{-2}	Вероятность обнаружения	0,593	0,758	0,838	0,879	0,412	0,675	0,780	0,819
10^{-1}	Вероятность обнаружения	0,727	0,840	0,904	0,933	0,671	0,810	0,883	0,914

Для оценки качества работы алгоритмов используются ROC-кривые, которые представляют собой зависимость вероятности обнаружения от вероятности ложной тревоги. Вычисляется площадь *S*, ограниченная ROC-кривой и осью вероятности ложной тревоги: чем ближе полученное значение к единице, тем качество выше.

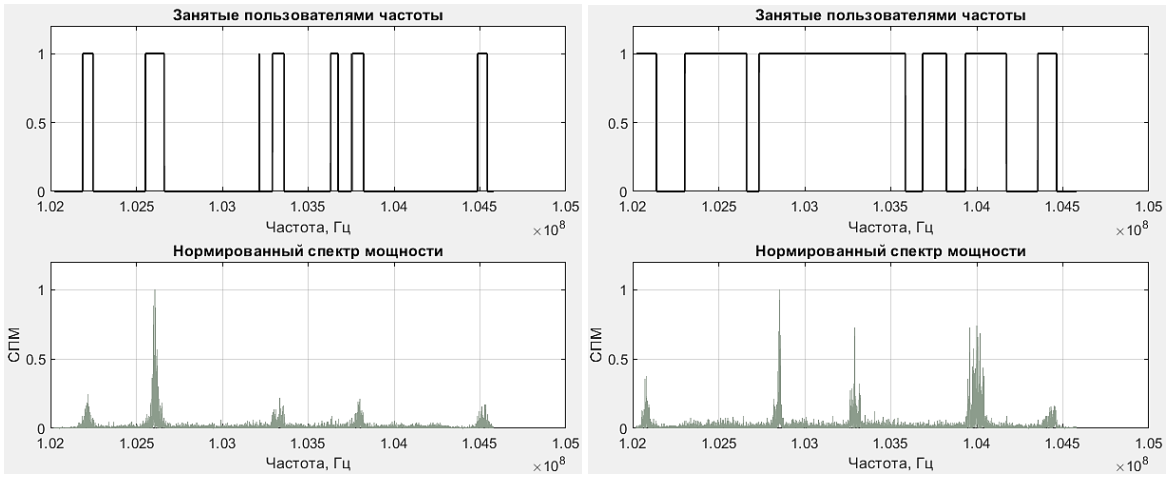
ROC-кривые сравниваемых алгоритмов изображены на рисунке 5. Для разработанного алгоритма *S* = 0,929 (ОСШ = -5 дБ) и *S* = 0,872 (ОСШ = -10 дБ). Для МЭД *S* = 0,927 (ОСШ = -5 дБ) и *S* = 0,864 (ОСШ = -10 дБ). Из рисунка 5 видно, что при низких значениях вероятности ложной тревоги ROC-кривая разработанного алгоритма оказывается выше ROC-кривой МЭД. Таким образом, в диапазоне значений вероятности ложной тревоги, которые могут быть реализованы на практике, вероятность обнаружения разработанного алгоритма превышает вероятность обнаружения МЭД.

На рисунке 6 приведено обнаружение сигналов из эфира, когда в полосе обзора присутствует несколько сигналов. Можно видеть, что разработанный алгоритм позволяет более точно, чем МЭД, определять занятые пользователями частоты.



а) б)

Рисунок 5 – ROC-кривые разработанного алгоритма и МЭД при ОСШ = -5 дБ (а) и ОСШ = -10 дБ (б)



а) б)

Рисунок 6 – Обнаружение сигналов из эфира с помощью разработанного алгоритма (а) и с помощью МЭД (б) при вероятности ложной тревоги ~10^{-3}

Заключение. Работа включает описание разработанного алгоритма, выбор порога обнаружения и результаты сравнения с МЭД. Установлено, что предложенный алгоритм обеспечивает большую по сравнению с МЭД вероятность обнаружения, в особенности при низких ОСШ. Для оценки качества работы алгоритмов построены ROC-кривые и вычислена площадь *S*, ограниченная ROC-кривой и осью вероятности ложной тревоги. Для разработанного алгоритма $S = 0{,}929$ (ОСШ = -5 дБ) и $S = 0{,}872$ (ОСШ = -10 дБ). Для МЭД $S = 0{,}927$ (ОСШ = -5 дБ) и $S = 0{,}864$ (ОСШ = -10 дБ). При низких значениях вероятности ложной тревоги, которые могут быть реализованы на практике, вероятность обнаружения разработанного алгоритма превышает вероятность обнаружения МЭД. При наличии в полосе обзора нескольких сигналов разработанный алгоритм позволяет более точно, чем МЭД, определять занятые пользователями частоты.

Литература

1. Гурлев И.В. Проблемы развития сетей связи и управления поколения 5G в России //Вестник евразийской науки. 2019. №5. Т.11. С. 1-9.
2. Бахтин А.А. Исследование методов создания интеллектуальных систем связи, адаптирующихся к сложной радиочастотной обстановке, на основе технологии когнитивного радио / И. В. Муравьев // Журнал T-Comm. Телекоммуникации и транспорт. 2012. № 9. С. 104-106.
3. Воробьев А.А. Модификация алгоритма обнаружения узкополосных сигналов в спектральной области на основе энергетического детектора // Материалы 22-ой международной конференции DSPA-2020. Россия, Москва, 2020. С. 205-210.

ALGORITHM FOR DETECTING SIGNALS IN THE SPECTRAL AREA

Zhukova N.I., Dubov M.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Annotation. The proposed algorithm for detecting is based on estimation of the uniformity of normalized power spectrum carried out by using a modified coefficient of variation. Unlike the coefficient of variation used in statistics, which is calculated for the entire sample, the modified coefficient of variation is calculated for every element of this sample (spectral reading). Designed algorithm makes possible to detect several signals in the swath under conditions of a priori uncertainty. The work includes a description of the algorithm and the choice of the detection threshold. The proposed algorithm is also compared with a modified energy detector.

РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ МСКО-ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ MIMO SC-FDE БЕСПРОВОДНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

инж. Кузнецов Л.С., инж. Шнейдман Д.Д.

ООО «Радио Гигабит»

В работе предложена архитектура эквалайзера, работающего по критерию минимума среднеквадратического функционала ошибки (МСКО), для multiple-input multiple-output (MIMO) беспроводных систем связи, использующих технологию передачи данных с одной несущей частотой и эквализацией данных в частотной области (single carrier with frequency domain equalization, SC-FDE). В качестве целевой платформы выбраны программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Рассмотрены структурные компоненты эквалайзера и детали их реализации. Приведённая архитектура разработана с учётом последующей реализации на ПЛИС и позволяет достичь достаточную точность и скорость вычислений при умеренном использовании аппаратных ресурсов ПЛИС.

К современным беспроводным системам связи предъявляется широкий набор требований, в том числе требования по обеспечению всё большей скорости передачи данных и одновременному обслуживанию большого числа пользовательских станций. Подобные требования приводят к повсеместному применению технологии Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), которая заключается в использовании сразу нескольких антенных элементов на приёмных и передающих устройствах. В таком случае для обработки сигнала в реальном времени на приёмнике требуется применять вычислительно сложные матричные операции.

Для реализации таких матричных вычислений с высокой степенью параллелизма хорошо подходят программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Использование ПЛИС позволяет в значительной степени сократить время разработки по сравнению с проектированием интегральных схем специального назначения (Application-Specific Integrated Circuit, ASIC), при этом сохраняя достаточно большую степень гибкости относительно реализуемых аппаратных архитектур. Однако при реализации вычислений на ПЛИС возникает ряд противоречивых требований: вся реализуемая архитектура должна умещаться на кристалле, должны обеспечиваться достаточные точность вычислений и скорость обработки сигнала. Поэтому требуется грамотно выбирать разрядности операндов на каждом этапе вычислений, а также количество параллельных вычислительных блоков, для того чтобы оптимально использовать доступные ресурсы ПЛИС.

В данной работе предложена архитектура МСКО-эквалайзера, построенного по критерию минимума среднеквадратичного функционала ошибки, для системы связи, использующей модуляцию сигнала с одной несущей частотой и эквализацией сигнала в частотной области (Single Carrier with Frequency Domain Equalization, SC-FDE). На рисунке 1 изображена одна из возможных схем обработки сигнала в подобной системе. Весь передаваемый широкополосный сигнал во временной области составлен из так называемых SC-FDE-символов, которые выступают единицей обработки данных на уровне эквалайзера. Каждый такой символ переводится в частотную область с помощью быстрого преобразования Фурье. Далее часть специальным образом сформированных символов используется для вычисления оценки канала в частотной области и дальнейшего вычисления весов эквализации по этой оценке. Остальные символы, содержащие непосредственно передаваемые данные, буферизуются на время вычисления весов эквализации и далее поступают на эквалайзер, который представляет из себя матрично-векторный умножитель. Далее эквализованные символы с помощью обратного быстрого преобразования Фурье переводятся обратно во временную область для последующей обработки.

В MIMO системах связи на приёмном и передающем устройствах используется несколько антенн. Соответственно, оценка канала в частотной области и веса эквализации представляют из себя набор из K матриц, где K – количество отсчётов в SC-FDE-символе. А математическая операция эквализации состоит в перемножении матриц весов эквализации с соответствующими им векторами частотных отсчётов принятого SC-FDE-символа.

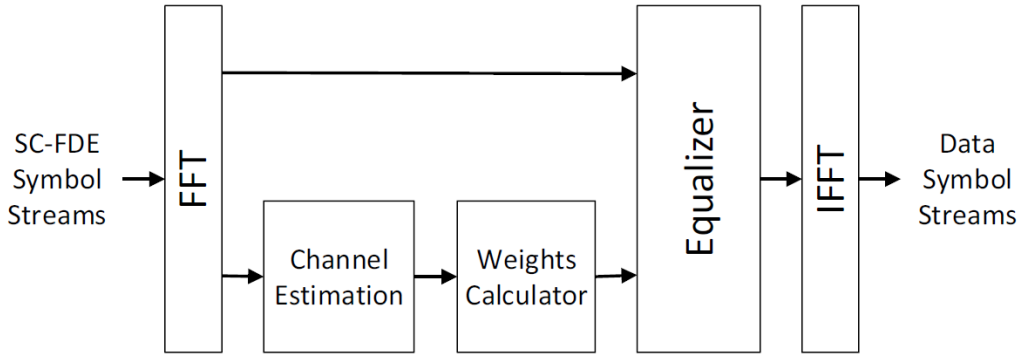


Рисунок 1. Схема обработки сигнала в SC-FDE приёмнике

Архитектура блока МСКО-эквалайзера разработана на примере приёмника базовой станции с восемью приёмными антеннами, одновременно обрабатывающей сигнал, принятый от трёх абонентских станций с двумя передающими антеннами на каждой из станций. Таким образом рассматривается 6x8 MIMO система.

Задача такого эквалайзера состоит в том, чтобы из вектора $S_{8\times1}$ принятых отсчётов размера 8x1 с помощью матрицы весов эквализации $W_{6\times8}$ размера 6x8 восстановить вектор $\hat{S}_{6\times1}$ переданных отсчётов размером 6x1.

Матрица весов для МСКО-эквалайзера может быть вычислена из матрицы $H_{8\times6}$ оценки канала в частотной области и обращённой корреляционной матрицы шума $C_{8\times8}$ следующим образом [1]:

$$W_{6\times8} = A_{6\times6}^{-1} \cdot B_{6\times8}$$
$$A_{6\times6} = B_{6\times8} \cdot H + I_{6\times6}$$
$$B_{6\times8} = H^{H} \cdot C^{-1}$$

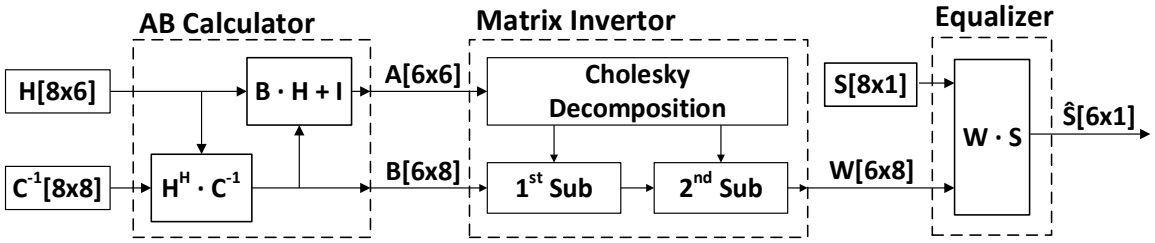


Рисунок 2. Структура МСКО-эквалайзера

Блок-схема разработанной архитектуры приведена на рисунке 2. Обработка разбита на три этапа: вычисление вспомогательных матриц A и B (блок AB Calculator), вычисление матрицы W по вспомогательным матрицам (блок Matrix Invertor), эквализация сигнала (блок Equalizer). Для каждого из этапов была выбрана архитектура, которая позволяет достичь баланса между занимаемыми аппаратными ресурсами ПЛИС, точностью вычислений и скоростью вычислений.

Вычисление вспомогательных матриц разбито на две последовательные стадии. На первой стадии вычисляется матрица B, а на второй – матрица A. В целях экономии ресурсов выражения для вычисления матриц A и B можно представить в виде:

$$B = \mathrm{conj}(H^{T}) \cdot C^{-1}$$
$$A = (H^{T} \cdot B^{T})^{T} + I$$

Подобный вид позволяет организовать последовательные вычисления обеих матриц на одном матрично-векторном умножителе и сократить количество логики, мультиплексирующей вход умножителя. Кроме того, подобная схема позволяет использовать сразу несколько параллельно работающих матрично-векторных умножителей, сокращая время вычислений. Матрицы B и A вычисляются по столбцам и по строкам соответственно, а результат умножения агрегируется в специальных буферах. На входе матрично-векторного умножителя подключен специальный мультиплексирующий блок, который в зависимости от стадии вычислений выбирает нужные столбцы и строки матриц C^{-1} и B соответственно.

Блок вычисления матрицы весов эквализации производит обращение матрицы A и умножение результата на матрицу B. Заметим, что эту последовательность операций можно свести к решению матричного уравнения $A \cdot W = B$. Так как алгоритмы обращения матриц и решения матричных уравнений требуют большого числа математических операций умножения, деления и взятия корня, то определяющим фактором

при выборе конкретного алгоритма является количество этих операций и зависимость этого количества от размеров матриц. Таким образом, основной целью было как можно сильнее уменьшить использование ресурсов ПЛИС.

Так как в рассматриваемой задаче матрица A является эрмитовой положительно определённой, то для аппаратной реализации обращения был выбран метод Холецкого, который позволяет значительно сократить число арифметических операций по сравнению с методами на основе QR-разложения [2, 3]. Метод расчёта состоит в том, что матрица A представляется в виде

$$A = L \cdot L^H,$$

где L – нижнетреугольная матрица с положительной диагональю, а искомая матрица W находится из уравнения

$$L \cdot L^H \cdot W = B$$

последовательным решением с помощью подстановок двух уравнений:

$$L \cdot \Psi = B$$
$$L^H \cdot W = \Psi.$$

Блок, производящий непосредственную эквализацию сигнала, представляет из себя матрично-векторный умножитель, аналогичный умножителю, используемому в блоке вычисления вспомогательных матриц.

Таким образом в данной работе предложена архитектура МСКО-эквалайзера для приёмника MIMO SC-FDE системы связи, реализация которого на ПЛИС позволяет достичь компромисса между скоростью и точностью вычислений, при этом расходуя допустимый объём аппаратных ресурсов. Кроме того, предлагаемое решение допускает гибкую настройку степени параллелизма за счёт увеличения количества параллельно работающих векторно-матричных умножителей, что, в том числе, позволяет гибко масштабировать архитектуру при изменении числа передающих и принимающих антенн.

Литература

1. Reinhardt S., Buzid T., Huemer M. Receiver structures for MIMO-SC/FDE Systems. - 2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, Melbourne, Vic., 2006, pp. 1401-1405

2. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления. – М.: Мир, 1999, 548 с.

3. Ортега Дж. Введение в параллельные и векторные методы решения линейных систем. – М.: Мир, 1991, 367 с.

DESIGN OF MMSE-EQUALIZER ARCHITECTURE FOR MIMO SC-FDE WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Kuznetsov L.S., Shneidman D.D.

Radio Gigabit, LLC

This report presents the minimum mean squared error equalizer architecture applied to multiple-input multiple-output (MIMO) single carrier with frequency domain equalization (SC-FDE) wireless communication systems. Field-programmable gate arrays (FPGA) are selected as target platform for system implementation. The proposed architecture allows achieving sufficient computation latency and precision along with keeping FPGA resources usage moderate.

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ ФИЛЬТРАМИ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

асп. Петров С.В., проф. Пахотин В.А., доц. Власова К.В.,
доц. Молостова С.В., студ. Бессонова Н,В.

Балтийский федеральный университет им. И. Канта

Представлено решение проблемы защитных интервалов, снижающих эффективность систем связи с ограниченной частотной полосой каналов. Оно основано на использовании фильтров максимального правдоподобия для выделения отдельных радиоимпульсов из группового сигнала. Основой фильтров максимального правдоподобия является метод максимального правдоподобия в приложении к системам связи . При известных частотах фильтров выходными функциями фильтров максимального правдоподобия являются решения уравнений правдоподобия. Приведены основы теории и результаты модельных исследований потенциальных возможностей фильтров максимального правдоподобия.

Введение. В современных каналах связи с ограниченной полосой частот существует проблема, ограничивающая эффективность передачи информации. Она связана с процессом фильтрации группового сигнала, содержащего совокупность радиоимпульсов со случайными амплитудами и фазами. При использовании прямоугольного радиоимпульса длительностью Т основной лепесток спектральной линии в частотной области будет иметь ограниченное значение $\Delta f = 1/T$, а боковые лепестки будут иметь большую протяженность по частоте. При ограничении полосы частот канала длительность радиоимпульса увеличивается на величину переходного процесса и возникает межсимвольная интерференция. Для уменьшения боковых лепестков в системах связи часто используют весовую обработку в виде оконных функций / 2, 6 /. Такие оконные функции , как окно Чебышева, окно Хемминга, окно Кайзера и др. понижают уровень боковых лепестков спектральной линии на 40-50 дБ. Однако при этом ширина основного лепестка спектральной линии радиоимпульса практически удваивается. В настоящее время с целью минимизации потерь в системах связи используют фильтры с косинусоидальным сглаживанием амплитудно частотной характеристики (АЧХ) /2,6 /. Это оконные функции Тьюки. Импульсная характеристика фильтра с косинусоидальным сглаживанием затухает достаточно быстро, а уровень боковых лепестков спектральной линии уменьшается до -33.3 дБ без заметного расширения полосы пропускания. Этим достигается минимизация искажений при фильтрации радиоимпульса. Однако полного решения проблемы повышения эффективности систем связи с ограниченной частотной полосой в настоящее время не существует . Предельная скорость передачи информации в соответствии с теоремой Шеннона остается недоступной.

В настоящее время существенное развитие получила теория оптимального приема / 1 / . В работах БФУ им.И.Канта разработана новая технология, позволяющая получать решение статистических задач радиотехники в области неортогональности сигналов, когда не выполняется критерий разрешения Рэлея / 4,5 / . Это позволяет с новых позиций исследовать потенциальные возможности фильтрации радиоимпульсов, а следовательно и систем связи.

Основной целью настоящей работы является оценка потенциальных возможностей фильтрации сигналов в системах связи фильтрами максимального правдоподобия.

Основы теории.

Рассмотрим теоретические основы создания частотных фильтров максимального правдоподобия. Пусть принятая реализация содержит $N1$ радиоимпульсов и аддитивный гауссов шум

$$\hat{y}(t) = \sum_{n=1}^{N1} \hat{U}_n e^{i\omega_n t} + \hat{U}_{\text{ш}}(t), \qquad (1)$$

где $\hat{U}_n$ – комплексная амплитуда -радиоимпульса;

ω_n – круговая частота -радиоимпульса;

$\hat{U}_{\text{ш}}(t)$ – шумовая составляющая, квадратурные составляющие которой имеют нормальное распределение с дисперсией σ^2, средним значением, равным нулю, и интервалом корреляции $\tau_{\text{к}}$.

Запишем функционал правдоподобия для (1)

$$\Delta\left(\hat{U}_1 \cdots \hat{U}_{N1}\right) = \int_0^T \left|\hat{y}(t) - \sum_{n=1}^{N1} \hat{U}_n e^{i\omega_n t}\right|^2 dt, \qquad (2)$$

Штрихами отмечены оцениваемые параметры.

Дифференцируя (2) по $\hat{U}_n$ и приравнивая дифференциалы нулю, можно получить систему уравнений правдоподобия. Запишем ее в матричном виде

$$\vec{\beta} = \hat{A}\vec{\hat{U}}. \qquad (3)$$

где $\hat{\beta}_n = \int_0^T \hat{y}(t) e^{-i\omega_n t}\, dt$ - n-компонента вектора $\vec{\beta}$;

$\hat{A}$ – корреляционная матрица, состоящая из элементов

$$\alpha_{n,k} = \int_0^T e^{-i(\omega_n - \omega_k)t} dt;$$

$\widehat{U}_n$ - n-компонента вектора амплитуд $\vec{\hat{U}}$.

В связи с известностью частот ω_n в системах связи, элементы матрицы $\hat{A}$ известны. Решая (3), можно получить амплитуды радиоимпульсов

$$\vec{\hat{U}} = \hat{A}^{-1}\vec{\beta}. \quad (4)$$

Если ввести вектор $\vec{\hat{x}}$ с компонентами $\hat{x}_n = \exp(-i\omega_n t)$, то на основании (4) можно записать выражение для вектора импульсных характеристик фильтров

$$\vec{\hat{h}} = \left(\hat{h}_1 \cdots \hat{h}_{N1}\right)^T = \hat{A}^{-1}\vec{\hat{x}}. \quad (5)$$

Более того, используя преобразование Фурье, можно получить частотные характеристики фильтров

$$\vec{\hat{G}}(\omega) = \hat{A}^{-1}\vec{\hat{z}}, \quad (6)$$

где $\hat{z}_n = \int_0^T \exp(i(\omega - \omega_n)t) dt$ - - n-компонента вектора $\vec{\hat{z}}$.

Таким образом, выражения (4), (5), (6) полностью описывают частотные фильтры максимального правдоподобия.

Для лучшего понимания структуры фильтров рассмотрим случай с двумя радиоимпульсами ($N1 = 2$). Уравнения правдоподобия в этом случае позволяют получить следующие решения уравнений правдоподобия.

$$\widehat{U}_1 = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T \hat{y}(t)e^{-i\omega_1 t}dt - \hat{R}\frac{1}{T}\int_0^T \hat{y}(t)e^{-i\omega_2 t}dt}{1-|\hat{R}|^2},$$

$$\widehat{U}_2 = \frac{\frac{1}{T}\int_0^T \hat{y}(t)e^{-i\omega_2 t}dt - \hat{R}^*\frac{1}{T}\int_0^T \hat{y}(t)e^{-i\omega_1 t}dt}{1-|\hat{R}|^2}. \quad (7)$$

При ортогональности радиоимпульсов ($|\hat{R}| = 0$) выражения (8) эквивалентны двум согласованным фильтрам Фурье. Выражения (7) определяют комплексные амплитуды на интервале от нуля до T.

Результаты модельных исследований

При моделировании процесса фильтрации принято следующее. Амплитуды радиоимпульсов равны $U_1 = 1$, $U_2 = 0.5$. Частота первого радиоимпульса равна $f_1 = 2$ кГц.Частота второго радиоимпульса линейно меняется от значения $f_2 = 2.35$ кГц до значения $f_2 = 1.85$ кГц. При таких изменениях частота f_2 захватывается область Рэлеевского разрешения $|f_2 - f_1| > 0.1$ кГц и область неортогональности радиоимпульсов по частоте $|f_2 - f_1| < 0.1$ кГц. Разность фаз принята случайной , распределенной равномерно на интервале 0÷180 градусов. В этом случае при расчетах наиболее полно проявляют себя систематические интерференционные погрешности при оценке амплитуд сигналов. Шумовая составляющая характеризуется отношением сигнал/шум = 20 дБ . На рисунке 1 показано следующее. На первом рисунке (сверху, слева) показана входная реализация , содержащая два радиоимпульса и аддитивный нормальный шум. В связи с разностью частот отмечаются биения с соответствующей разностной частотой. На втором рисунке (вверху, справа) показаны спектры первого и второго радиоимпульсов. Они характеризуются полушириной главного лепестка $\Delta f = \frac{1}{T} = 0.1$ кГц ($T = 10$ мс) и наличием боковых лепестков. На рисунке внизу слева показан результат оценок амплитуды при фильтрации фильтрами максимального правдоподобия.

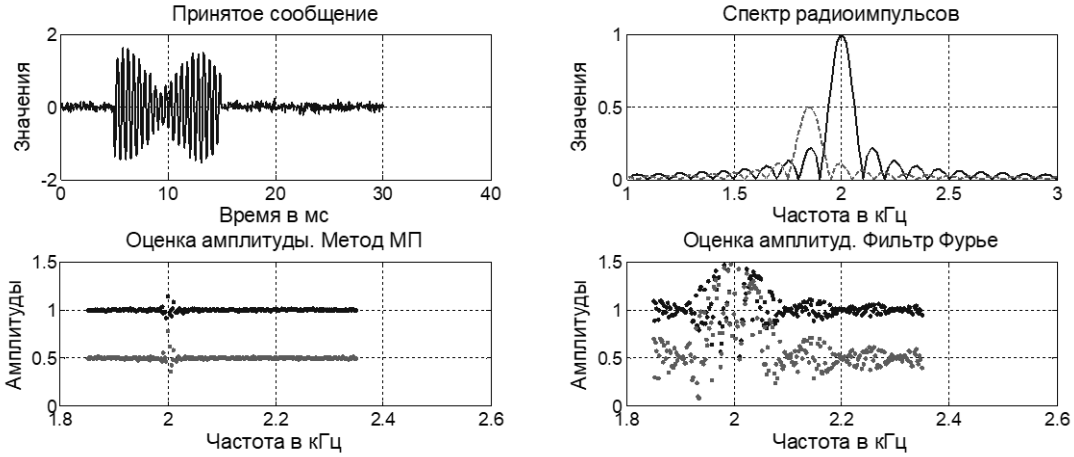


Рисунок 1. Сравнение оценок амплитуды при фильтрации фильтром Фурье и фильтром максимального правдоподобия. Разность фаз случайна. Отношение сигнал/шум =20дБ.

Как видно из рисунка оценки вполне удовлетворительные как в области Рэлеевского разрешения, так и в области неортогональности радиоимпульсов по частоте. Отмечается увеличение дисперсии оценок амплитуд лишь вблизи частоты первого радиоимпульса $f_1 = 2$ кГц На рисунке внизу справа показаны оценки амплитуд радиоимпульсов, полученных с помощью фильтрации согласованными фильтрами Фурье. Отмечается увеличение погрешности оценок за счет боковых лепестков сопутствующего сигнала в области Рэлеевского разрешения. В области неортогональности радиоимпульсов при $|f_2 - f_1| < 0.1$ кГц отмечается резкое увеличение погрешностей за счет влияния основного лепестка сопутствующего сигнала. В этой области фильтры Фурье не работают. Они не в состоянии отфильтровать два радиоимпульса с разными частотами в области неортогональности этих радиоимпульсов.

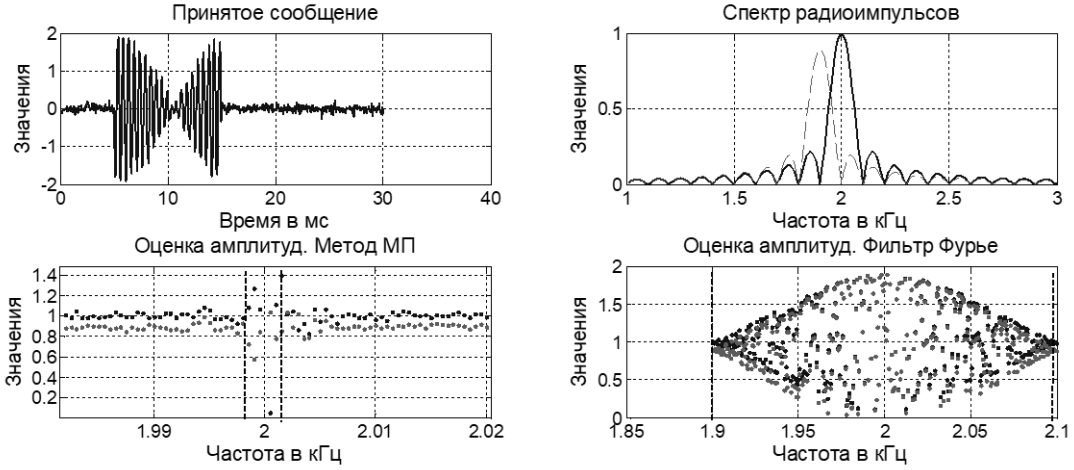


Рисунок 2. Оценка разрешающей способности фильтров максимального правдоподобия и фильтров Фурье.

Рассмотрим вопрос о разрешении радиоимпульсов по частоте при фильтрации фильтрами максимального правдоподобия и фильтрами Фурье. Классическое Релеевское разрешение связано с длительностью радиоимпульса (10 мс) . Областью Рэлеевского разрешения является частотная область за пределами основного лепестка спектральной линии радиоимпульса.

В пределах основного лепестка сигналы по частоте фильтрами Фурье (а также другими фильтрами) не разделяются . Эта частотная область показана на рисунке 2 внизу , справа (1.9÷2.1 кГц). Она выделена пунктирными линиями. На рисунке внизу слева показана аналогичная область при фильтрации радиоимпульсов фильтрами максимального правдоподобия (1.98÷2.02 кГц). Погрешность амплитуд в этой области более 15%. Сопоставляя эти области можно утверждать, что разрешение фильтров максимального правдоподобия больше разрешения фильтров Фурье в ≈50 раз.

В системах связи для исключения влияния боковых лепестков спектральной линии сопутствующего радиоимпульса часто используют весовую обработку. Использование окон не увеличивает длительность сигнала. Однако ширина спектральной линии при этом увеличивается. Это требует введения соответствующих частотных защитных интервалов, и эффективность линий связи понижается. Уровень боковых лепестков при использований оконных функций существенно уменьшается. Рассмотрим вопрос фильтрации двух радиоимпульсов с предварительной обработкой окном Чебышева. На рисунке 3 внизу справа показаны оценки амплитуд преобразованных радиоимпульсов, полученных на выходе фильтров Фурье. Отмечается отсутствие боковых лепестков спектральных линий и увеличение области неортогональности сигналов по частоте . Отношение сигнал/шум равно 20 дБ.

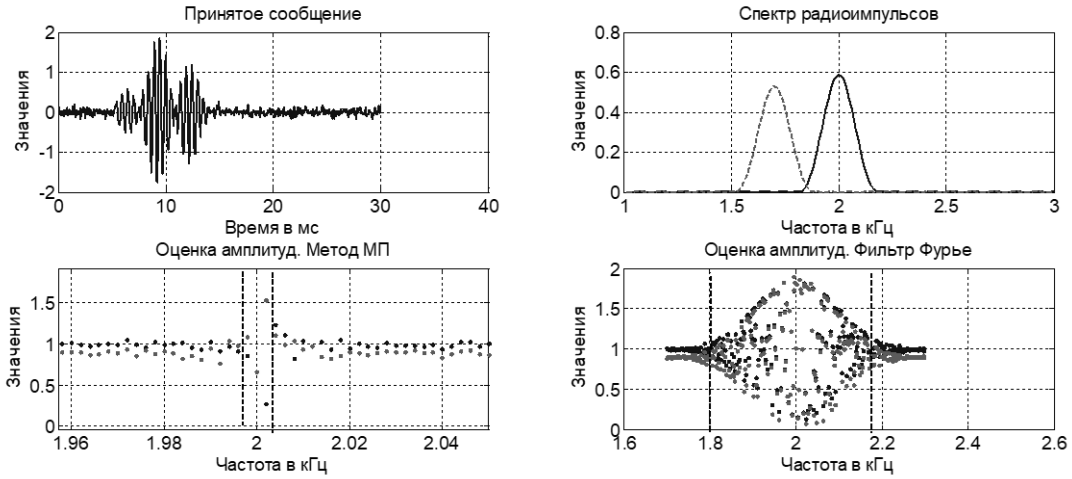


Рисунок 3. Оценка разрешения фильтров максимального правдоподобия и фильтров Фурье при использовании оконных функций.

Рисунок 3 позволяет сравнить разрешение фильтров максимального правдоподобия и фильтров Фурье при обработке сигналов с ограниченным спектром. При фильтрации фильтрами максимального правдоподобия (рисунок слева, внизу) пунктиром определены частотные области, в которых погрешности оценок амплитуд превышают 15 %. Эта полоска частот равна ≈8 Гц. При фильтрации фильтрами Фурье эквивалентная полоска равна ≈ 380 Гц. Предельное разрешение фильтров максимального правдоподобия в случае сигналов с ограниченным спектром, больше предельного разрешения фильтров Фурье в 47 раз.

Таким образом, потенциальные возможности фильтров максимального правдоподобия при фильтрации сигналов с ограниченным спектром, существенно превосходят потенциальные возможности фильтров Фурье. Они удовлетворительно работают в области неортогональности сигналов с ограниченным спектром. Они представляют собой новый вид фильтров. При их применении в системах связи решается проблема защитных интервалов.

Основные результаты.

1. Представлены потенциальные возможности фильтров максимального правдоподобия при их использовании в системах связи с ограниченной частотной полосой.
2. Показано, что фильтры максимального правдоподобия успешно решают задачу фильтрации радиоимпульсов в области их неортогональности , полностью исключая межсимвольную интерференцию в системах связи с ограниченной частотной полосой.
3. Предельное разрешение двух радиоимпульсов превышает Рэлеевское разрешение более, чем в 20 раз.

Литература.

1. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

2. С,Б. Макаров, И.А, Цикин. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания .-М.:Радио и связь,1988.-304 .
3. В.А. Пахотин, В.М. Анискевич . Частотное уплотнение каналов связи на основе неортогональных сигналов. Цифровая обработка сигналов и ее применение: сборник докладов 16-й Международной конференции и выставки. – Москва, 2014. – Вып. XVI – С. 296-300.
4. В.А. Пахотин, В.И. Строков, А.Н. Алещенко. Неортогональные сигналы в системах связи с частотным разделением каналов. «Радиолокация. Навигация. Связь»: сборник докладов 20-й международной научно-технической конференции. - Воронеж, НПФ «Саквоее», 2014. - с. 354.
5. В.П. Дворкович, А.В. Дворкович . Оконные функции для гармонического анализа. М.: Техносфера , 2014.-112с.

POTENTIAL FOR FILTERING SIGNALS WITH MAXIMUM LIKELIHOOD FILTERS

Asp. Petrov S.V., prof. Pakhotin V.A., doc. Vlasova K.V., doc. Molostova S.V.,
stud. Bessonov N, V..
Baltian Federal University named after I. Canta

The solution of the problem of protective intervals reducing efficiency of communication systems with limited frequency band of channels is presented. It is based on the use of maximum likelihood filters to extract individual radio pulses from a group signal. The basis of maximum likelihood filters is the maximum likelihood method in the application to communication systems. At known filter frequencies, the output functions of maximum likelihood filters are solutions to likelihood equations. Fundamentals of theory and results of model studies of potential possibilities of maximum likelihood filters are presented.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 4.
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ.

Signal processing in radio engineering systems.

О ВЛИЯНИИ КОРРЕЛЯЦИИ МЕЖДУ ВЫБОРКАМИ НАБЛЮДЕНИЙ НА КЛАССИФИКАЦИЮ ОБЪЕКТОВ ПО МЕЖЧАСТОТНОМУ КОРРЕЛЯЦИОННОМУ ПРИЗНАКУ

д.т.н., проф. Бартенев В.Г., асп. Коняев П.А.

Московский технологический университет (МИРЭА)

Рассматривается задача классификации объектов в РЛС по их продольному размеру на основе межчастотного корреляционного признака. Классификатор оптимальный для этой задачи строится на основе оценки максимального правдоподобия модуля межчастотного коэффициента корреляции, сравниваемого с порогом. Расчет порогов для вероятностей правильной классификации объектов с большим продольным размером, для которых межчастотный коэффициент корреляции равен нулю рассмотрен как для независимых, так и коррелированных выборок наблюдений
Ключевые слова: радиолокационные классификаторы сигналов, коррелированные сигналы, оценка межчастотного коэффициента корреляции максимального правдоподобия.

В работе [1] показано, что для классификации отраженных сигналов обнаруженных объектов по их продольному размеру можно использовать характер флюктуаций отраженных сигналов на разных несущих частотах. В частности, в основе этого сигнального признака классификации лежит взаимосвязь значения нормированного межчастотного коэффициента корреляции с линейными размерами объекта. Чем больше размер объекта, тем меньше межчастотный коэффициент корреляции.

Для того чтобы сформировать межчастотный коэффициент корреляции, используют наиболее эффективный алгоритм в виде оценки модуля максимального правдоподобия (ОМП) межчастотного коэффициента корреляции, которая выполняется в соответствии со следующей формулой [2]

$$\hat{R}(\Delta F) = \left| \left(\sum_{j=1}^{N} Z1_j * Z2_j^*\right) / \left(\sum_{j=1}^{N} Z1_j * Z1_j^*\right) * \left(\sum_{j=1}^{N} Z2_j * Z2_j^*\right) \right| = \frac{\sqrt{\left(\sum_{j=1}^{N} x1_j * x2_j + y1_j * y2_j\right)^2 + \left(\sum_{j=1}^{N} x2_j * y1_j - x1_j * y2_j\right)^2}}{\sqrt{\left(\sum_{j=1}^{N} x1_j * x1_j + y1_j * y1_j\right) * \left(\sum_{j=1}^{N} x2_j * x2_j + y2_j * y2_j\right)}} \quad (1)$$

Где $\hat{R}$ - оценка модуля межчастотного коэффициента корреляции, N - число накоплений по независимым выборкам (например, обзорам РЛС). $Z1_j = x1_j + iy1_j, Z2_j = x2_j + iy2_j$ комплексные выборки классифицируемых эхо сигналов на входе в двух частотных каналах. Квадратурные компоненты классифицируемых флюктуирующих сигналов имеют нормальное распределение, при этом без уменьшения общности подхода, так как данный алгоритм не чувствителен изменению мощности сигналов мешающих отражений, дисперсия их равнялась 1 и среднее 0.

Решение о том, что классифицируемый объект протяженный принимается, если

$$\hat{R}(\Delta F) \le R_{ПОР} \quad (2)$$

Проиллюстрируем работу предлагаемого способа на конкретном примере, прибегнув как к аналитическому расчету, так и моделированию с помощью системы MATLAB [3].
Осуществим классификацию протяженного объекта, используя две выборки наблюдений с межчастотным коэффициентом корреляции равным 0. Корреляционный порог в расчетах будем менять от 0,1 до 0,9. Независимое число накоплений возьмем N=8 и 16.
Для нахождения вероятности правильной классификации протяженного объекта по непревышению оценкой $\hat{R}$ порога нужно воспользоваться распределением Уишарта. В работе [3] получено распределение $\hat{R}$

$$W(\hat{R}) = 2(N-1)(1-\hat{R}^2)^{N-2}\hat{R}(1-R^2)^N \sum_{k=0}^{N-1} \frac{(\hat{R}R)^{2k}\Gamma(N+k)}{(1-\hat{R}^2 R^2)^{N+k}\Gamma(N-k)\Gamma^2(k+1)} \qquad (3)$$

Где Г(.) –гамма функция.

Для протяженных объектов с $R = 0$ распределение (3) можно представить в более простом виде

$$W(\hat{R}) = 2(\hat{R})(1-\hat{R}^2)^{N-2}(N-1) \qquad (4)$$

Используя (4), можно получить формулу для вероятности правильной классификации протяженных объектов P, как вероятность не превышения $\hat{R}$ порога $R_{пор}$

$$P(R_{пор}) = 1-(1-R_{пор}^2)^{N-1} \qquad (5)$$

Для верификации данной формулы было проведено моделирование с помощью системы MATLAB [4] классификатора ОМП с расчетом P для разных значений порога $R_{пор}$ и N =8 и 16 (см. Рис.1 и 2, соответственно).
. Результаты моделирования хорошо совпадают с аналитическими расчетами.

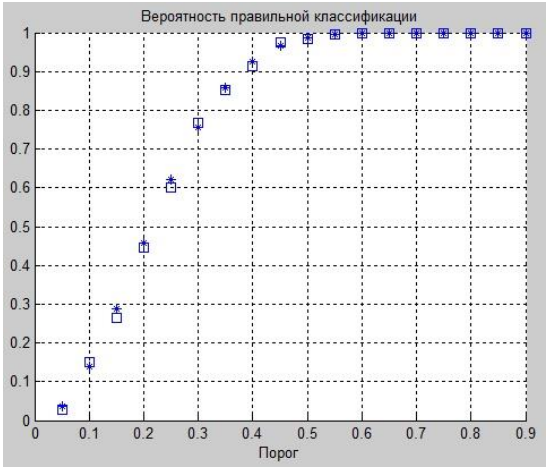


Рис.1 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для N = 8 в классификаторе ОМП (звездочки -аналитика, квадраты – моделирование)

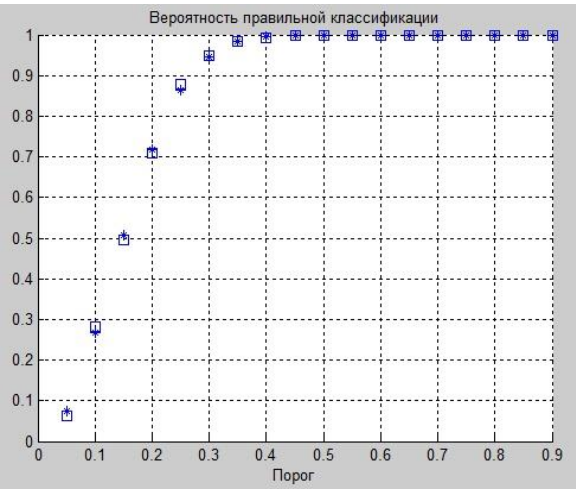


Рис.2 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для $N = 16$ в классификаторе ОМП (звездочки -аналитика, квадраты – моделирование)

Все выше приведенные исследования выполнены для независимых выборок наблюдений и получены, например, принимая отраженные сигналы от обзора к обзору РЛС. Однако представляет интерес и другой случай, когда для формирования модуля межчастотного коэффициента корреляции обрабатываются сигналы в виде коррелированной пачки импульсов на каждой частоте в одном обзоре.

К сожалению, аналитически рассчитать вероятность правильной классификации протяженного объекта в этом случае не представляется возможным и результаты были получены моделированием в MATLAB. Для этого использовалась модель отраженных сигналов на каждой частоте в виде коррелированной пачки импульсов с нормально распределенными квадратурными составляющими и имеющими корреляционную функцию гауссовой формы. Межпериодный коэффициент корреляции задавался 0,7 и 0,9, для числа импульсов в пачке 16 и 32. Результаты моделирования представлены на рис. 3-6.

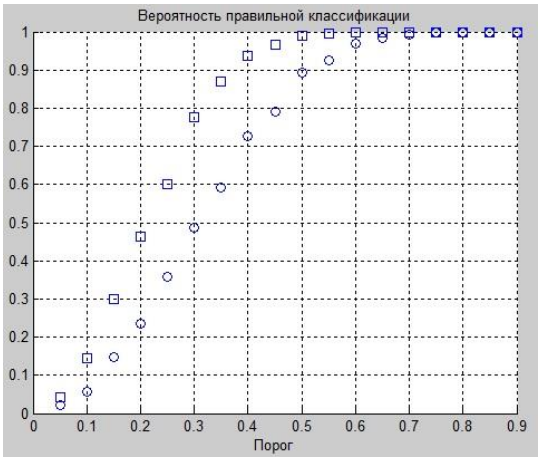


Рис.3 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для $N = 16$ в классификаторе ОМП для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0 (квадраты) и 0,7 (кружки)

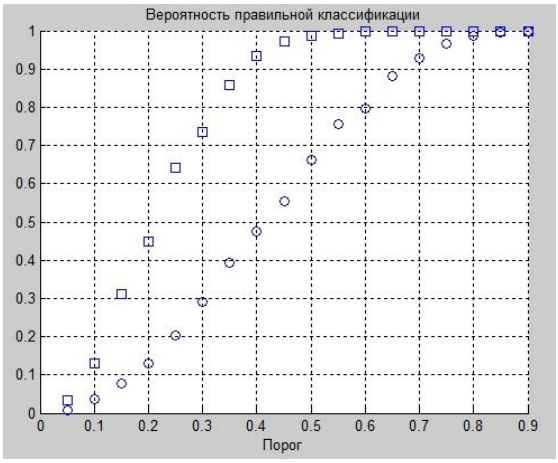


Рис. 4 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для N = 16 в классификаторе ОМП для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0 (квадраты) и 0,9 (кружки)

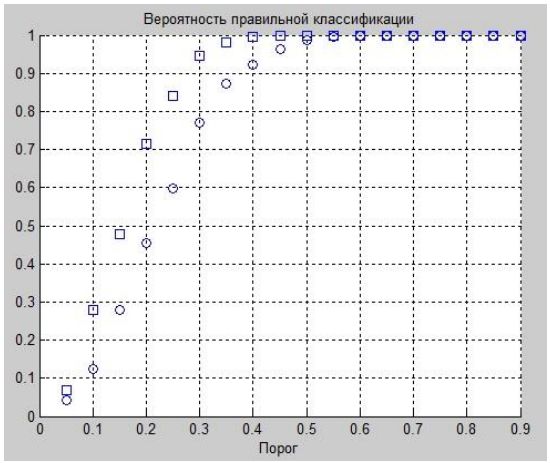


Рис.5 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для N = 32 в классификаторе ОМП для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0 (квадраты) и 0,7 (кружки)

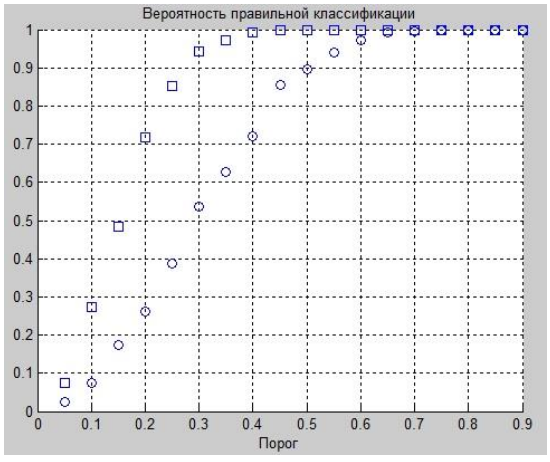


Рис.6 Зависимость вероятности правильной классификации протяженных объектов от порога $R_{пор}$ для N = 32 в классификаторе ОМП для коррелированных выборок наблюдений с межпериодным коэффициентом корреляции 0 (квадраты) и 0,9 (кружки)

Таким образом, проведенное исследование полностью подтверждает положительный эффект от применения предложенного способа для классификации протяженных объектов, используя межчастотный корреляционный признак. Например, для независимых выборок наблюдения при N=16 для порога равного 0,5 обеспечивается вероятность правильной классификации 0,99. Коррелированность выборок наблюдения заметно снижает эффективность классификации. Так при тех же 16 выборках наблюдений, но коррелированных с межпериодным коэффициентом корреляции 0,7 вероятность правильной классификации для порога 0,5 равна 0,9, а для межпериодного коэффициента корреляции 0,9 около 0,7. Повысить эффективность классификации для коррелированных выборок можно или их декорреляцией, или увеличением их числа. Так для 32 коррелированных выборок с межпериодным коэффициентом корреляции 0,9 вероятность правильной классификации для порога 0,5 равна 0,9.

Литература:

1. Bartenev V. Radar objects classification using inter frequency correlation coefficient. Report on the International conference RADAR 2016. China, Oct 2016
2. Бартенев В.Г. Патент «Способ классификации и бланкирования дискретных помех»

   № 2710894, Опубликован: 14.01.2020, Бюл. № 2
3. Бартенев В.Г. О распределении оценки модуля коэффициента корреляции// Современная электроника, 2020. №8,
4. Потемкин В.Г. “Справочник по MATLAB” Анализ и обработка данных. http://matlab.exponenta.ru/ml/book2/chapter8/

THE INFLUENCE OF CORRELATION BETWEEN OBSERVATIONS ON THE CLASSIFICATION OF OBJECTS BY INTERFREQUENCY CORRELATION COEFFICIENT

Bartenev V.G., Dr.Sc.(Eng.), MTU(MIREA),
Konaev P.A., graduate student,MTU(MIREA)

The problem of classification of objects in the radar due their raidial dimension, based on the measuring inter frequency correlation coefficient. The optimum for this problem classification device is based on the maximum likelihood estimate of the module inter-frequency correlation coefficient which compared with a threshold. The calculation of the thresholds for the probabilities of correct classification of objects with a large longitudinal dimension, for which inter-frequency correlation coefficient is zero and that their signals attributed to the clutter, made analytically, and the probability of correct classification of targets with correlated signals calculated in MATLAB simulation system.

Keywords: classifiers radar signals, correlated signals, maximum likelihood estimate of inter-frequency coefficient of correlation, probability of correct classification.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МОДУЛИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ШИРОКОПОЛОСНЫЕ ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ

проф., д.т.н. Артюшенко В.М.[1], доц., д.т.н. Воловач В.И.[2]

[1]Технологический университет
[2]Поволжский государственный университет сервиса

Произведен анализ влияния мультипликативных (модулирующих) помех на широкополосные шумоподобные импульсные сигналы. Определены характеристики аддитивной помехи, создаваемой мешающими сигналами. Показано, что мультипликативные помехи влияют на выделение полезного сигнала в основном за счет изменения характеристик этого сигнала. Влияние названных помех на аддитивную помеху, создаваемую мешающими сигналами, относительно невелико. Приведены графические зависимости для определения вероятности обнаружения полезного сигнала. Отмечается, что в случаях, когда уровень полезного сигнала достаточно велик по отношению к уровню аддитивных помех, мультипликативные помехи могут являться основным источником ошибок в воспроизведении полезной информации.

В последнее время в связи с широким применением сложных сигналов и когерентной обработки значительно повысился интерес к вопросам приема сигналов при одновременном воздействии мультипликативных и аддитивных помех, а также к оценке влияния мультипликативных (модулирующих) помех на характеристики различных систем радио- и гидролокации, связи различных информационно-измерительных систем [1-5 и др.].

Мультипликативные помехи (МП), представляющие собой фазовые и амплитудные искажения и возникающие в процессе передачи (распространения) и приема сигналов, могут оказать весьма значительное влияние на характеристики вышеуказанных систем. Оно особенно велико в тех случаях, когда в таких системах используются сигналы со сложной фазовой структурой или применяется когерентная обработка сигналов большой длительности.

Обратим внимание на один из важных частных случаев воздействия МП на обрабатываемые сигналы. В современных радиотехнических системах и системах связи, использующих широкополосные шумоподобные импульсные сигналы, в одной и той же полосе частот одновременно передается целый ряд сигналов, ширина спектра которых равна этой полосе частот. Из всей совокупности сигналов и шумов требуемый сигнал выделяется либо согласованными фильтрами, либо с помощью корреляционного детектирования. Как правило, передаваемая информация заключена либо в параметрах выходного напряжения согласованного фильтра, либо параметром, несущим информацию, является временное положение основного пика напряжения на выходе фильтра (укороченного импульса) или сам факт его наличия [6].

Вследствие воздействия МП уменьшается уровень полезного сигнала – основного пика напряжения на выходе согласованного фильтра и увеличивается уровень побочных выбросов («остатков»). В результате уменьшается вероятность выделения необходимого сигнала из смеси сигналов и шума, то есть возрастает вероятность потери части информации и увеличивается вероятность того, что ложные выбросы, создаваемые остатками, другими сигналами и шумами, будут приняты за полезный сигнал, то есть будет внесена ложная информация.

Оценка уменьшения вероятности выделения полезного сигнала, вызванная мультипликативной помехой. Особенностью рассматриваемого случая является то, что аддитивные помехи в такой системе связи возникают как за счет шумов, так и за счет одновременного наличия в той же полосе частот других сигналов этой системы связи, которые при выделении полезного сигнала являются мешающими сигналами.

Определим характеристики помехи, создаваемой мешающими сигналами. Введем следующие обозначения: $s_1(t)$ – сигнал, подлежащий выделению согласованный с фильтром; $u_1(t)$ – напряжение, создаваемое им на выходе фильтра, $s_p(t)$ – один из остальных сигналов данной системы связи; $u_p(t)$ – напряжение, создаваемое им на выходе того же фильтра. Так как все сигналы, используемые в данной системе связи, являются квазиортогональными, то в отсутствие МП будет справедливо соотношение: $u_1(0) >> u_p(0)$.

При наличии МП напряжение, создаваемое сигналом $s_p(t)$ на выходе фильтра, согласованного с сигналом $s_1(t)$, можно записать как:

$$u_{\text{м}.p}(\tau) = \operatorname{Re}\left\{\dot{U}_{\text{м}.p}(\tau)\exp\left\{j\left(\omega_1\tau + \varphi_p\right)\right\}\right\},$$

где $\dot{U}_{\text{м}.p}(\tau) = \frac{C}{2}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{M}_p(t)\dot{U}_p(t)U_1^*(t-\tau)\exp\left\{j\left(\Omega_{p.1}t\right)\right\}$ – комплексная огибающая сигнала $s_p(t)$ при наличии МП; $\tau = t - t_0$ – время, отсчитываемое от момента окончания сигнала на входе фильтра t; t_0 – время

задержки сигнала в фильтре; C – постоянный коэффициент, зависящий от коэффициента усиления фильтра; $\dot{M}_p(t)$ – функция помеховой модуляции; $\dot{U}_p(t)$ – комплексная огибающая сигнала $s_p(t)$; $\Omega_{p.1}=\omega_p-\omega_1$ – расстройка частоты ω_p сигнала $s_p(t)$ относительно частоты ω_1 сигнала $s_1(t)$; φ_p – начальная фаза сигнала $s_p(t)$.

При периодических МП помеховая составляющая сигнала может быть найдена, исходя из выражения [3]:

$$s(t,\Omega)=\sum\nolimits_i \alpha_i^T s\left(t,\beta_i^T,\Omega+i\frac{2\pi}{T}\right),\quad i\neq 0, \tag{1}$$

где $\alpha_i^T=\left|c_i^T\right|$; $\beta_i^T=\arg c_i^T$; $s(t,\beta,\Omega)$ – сигнал, отличающийся от $s(t)$ сдвигом начальной фазы на угол β и частоты на Ω; T – математический знак трансформации матриц.

При флуктуационных МП дисперсиях помеховой составляющей $\sigma_s^2(t,\Omega)$ при $\Omega=\Omega_{p.1}$ может быть определена, исходя из выражения

$$\sigma_s^2(t,\Omega)=\frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty}G_V(\omega)\left|\dot{U}(t,\Omega+\omega)\right|^2 d\omega+\frac{1}{4\pi}\mathrm{Re}\left\{\exp\left\{j2\omega_0 t\theta_1^{\varphi 0}(2)\right\}\times\right.$$
$$\left.\times\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}_D(\omega)\dot{U}(t,\Omega+\omega)\dot{U}(t,\Omega-\omega)d\omega\right\}, \tag{2}$$

где $G_V(\omega)$ – энергетический спектр флуктуаций функции помеховой модуляции $\dot{M}_p(t)$; $\dot{U}(t,\Omega)$ – комплексная огибающая сигнала на выходе фильтра при отсутствии МП; $\theta_1^{\varphi 0}(x)$ – одномерная характеристическая функция случайной фазы φ_0; $\dot{G}_D(\omega)$ – преобразование Фурье от функции $\dot{G}_V(\omega)$; ω_0 – несущая частота сигнала.

Сравним выражения (1) и (2) с выражениями, определяющими помеховую составляющую сигнала $u_{\text{м}.p}(\tau)$, с учетом квазиортогональности сигналов.

При периодических МП, выражение для комплексной огибающей на выходе согласованного фильтра, с учетом квазиортогональности сигналов, может быть записано как [2]:

$$\dot{U}_{\text{м}}(\tau,\Omega)=\sum\nolimits_{s=\infty}^{\infty}\dot{c}_s\exp\{-js\theta\}\dot{U}(t,\Omega+\mathrm{s}\Omega_{\text{м}})=CE\sum\nolimits_{s=\infty}^{\infty}\alpha_s\exp\{j\beta_s\}\dot{\rho}(\tau,\Omega+s\Omega_{\text{м}}), \tag{3}$$

где $\alpha_s=\left|\dot{c}_s\right|$; $\beta_s=\arg\dot{c}_s-s\theta$; $\dot{\rho}(\tau,\Omega)$ – нормированная автокорреляционная функция сигнала $s(t)$, E – энергия полезного сигнала.

Заметим, что в (3) слагаемое, соответствующее $s = 0$, является неискаженной частью сигнала на выходе фильтра, а остальные слагаемые представляют собой помеховую составляющую этого сигнала.

При наличии флуктуационных МП с учетом квазиортогональности сигналов дисперсия помеховой составляющей сигнала на выходе согласованного фильтра может быть определена из выражения [2]:

$$\sigma_s^2(t,\Omega)=\frac{C^2E^2}{4\pi}\int G_V(\omega)\left|\dot{\rho}(\tau,\Omega+\omega)\right|^2 d\omega+\frac{C^2E^2}{4\pi}\mathrm{Re}\left\{\exp\left\{j2\omega_0 t\theta_1^{\varphi 0}(2)\right\}\times\right.$$
$$\left.\times\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}_D(\omega)\dot{\rho}(\tau,\Omega+\omega)\dot{\rho}(\tau,\Omega-\omega)d\omega\right\}. \tag{4}$$

Сравнение формул (15) и (16) с формулами (17) и (18) показывает, что при одинаковом уровне сигналов на входе фильтра помеховая составляющая полезного сигнала на выходе фильтра много больше помеховой составляющей мешающего сигнала: $s_1(\tau)>>s_p(\tau)$. Очевидно, что такое же соотношение будет справедливо и для неискаженной части сигнала на выходе фильтра. Следовательно, МП влияют на выделение полезного сигнала в основном за счет изменения характеристик последнего. Влияние их на аддитивную помеху, создаваемую мешающими сигналами, относительно невелико.

Моменты появления отдельных мешающих сигналов являются случайными, независимыми и равномерно распределенными на интервале повторения сигналов $T_{\text{п}}$. Будем считать, что количество сигналов, накладывающихся друг на друга на интервале, равном длительности сигнала T, достаточно велико. Тогда закон распределения напряжения, создаваемого на выходе фильтра всеми N мешающими сигналами, близок к нормальному. Среднее значение этого напряжения равно нулю, а его дисперсия в любой момент времени равна средней за период повторения сигналов $T_{\text{п}}$ суммарной мощности мешающих сигналов на выходе фильтра $P_{N.\text{ср}}$.

Учитывая, что напряжения, создаваемые на выходе фильтра шумами и мешающими сигналами, независимы, дисперсия аддитивных помех на выходе фильтра равняется сумме $P_{N.\text{ср}}$ и дисперсии шумов.

При таких аддитивных помехах оптимальной операцией для выделения полезного сигнала является выбор наибольшего. Однако часто используют способ выделения по превышению определенного порога z_0, что позволяет значительно упростить аппаратуру при относительно небольшом снижении ее помехоустойчивости [2]. В этом случае, учитывая соотношение между напряжением на выходе фильтра и величиной результирующего выходного сигнала при наличии МП $z_н$, для оценки влияния МП можно использовать соотношения [2]:

– для определения вероятности $D_м$ выделения полезного сигнала в k-ом канале

$$D_{\text{м}} = D_{\text{м}.k} = \int_{z0}^{\infty} p_k\left(z_{\text{м}}\right) dz_{\text{м}} = 1 - \Phi\left(\frac{z_0 - \alpha_0\sqrt{E}}{\sigma_k^2}\right),$$

где σ_k^2 в общем случае определяется формулой

$$\sigma_k^2 = E\delta_{n.1}^2 + E\,\text{Re}\left\{\delta_{n.2}^2 \exp\left\{j2\omega_n\tau_{n.k}\right\}\right\} + \left(\frac{N_0}{2} + P_{N.\text{ср}}\right);$$

$$\delta_{n.1}^2 = \frac{1}{4\pi}\int_{-\infty}^{\infty} G_V\left(\omega\right)\left|\dot{\rho}\left(\tau_{n.k}, \Omega_{n.k} + \omega\right)\right|^2 d\omega;$$

$$\delta_{n.2}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_D\left(\omega\right)\dot{\rho}\left(\tau_{n.k}, \Omega_{n.k} + \omega\right)\dot{\rho}\left(\tau_{n.k}, \Omega_{n.k} - \omega\right) d\omega,$$

при $n = k$, $\tau_{n.k} = 0$, $\Omega_{n.k} = 0$. Здесь n, k – номера каналов; $\delta_{n.1}^2$, $\delta_{n.2}^2$ – функции полностью определяемые, соответственно, формой сигнала и функцией помеховой модуляцией $\dot{M}\left(t\right)$; N_0 – спектральная плотность аддитивных шумов; α_0 – величина, определяющая уровень неискаженной части сигнала;

– для определения вероятности $F_М(\tau)$ выделения в качестве полезного сигнала ложного выброса, сдвинутого по отношению к полезному сигналу на время τ:

$$D_{\text{м}} = D_{\text{м}.m} = \int_{z0}^{\infty} p_m\left(z_m\right) dz_m = 1 - \Phi\left(\frac{z_0}{\sigma_m^2}\right),$$

где σ_m^2 определяется формулой (6) при $n = m$ и $\Omega_{m.k} = 0$, $\tau_{m.k} = \tau$.

Заметим, что порог z_0 определяется допустимой вероятностью F превышения полезного сигнала ложным выбросам в отсутствии МП.

Значения D_M можно определить по кривым, представленным на рисунке 1, где под D следует понимать вероятность выделения полезного сигнала в отсутствие помех, $F_k = F$.

Зависимость $F_М(\tau)$ от параметров МП $\delta_{\text{м}} = \left|\tau\right|/T$, для случая, когда $\delta_{m.1}^2 >> \delta_{m.2}^2$, а $\delta_{m.1}^2 = \dfrac{\sigma_s^2}{E}$ определяется выражениями [2]:

$$\sigma_s^2\left(t, \Omega\right) \cong \begin{cases} \dfrac{C^2E^2}{2T} G_V\left(-\Omega\right)\left(1 - \delta_{\text{м}}\right), & \left|\tau\right| \le T; \\ 0, & \left|\tau\right| > T, \end{cases}$$

$\delta_{k.1}^2 \cong \dfrac{G_V\left(0\right)}{2T}$ – уровень помеховой составляющей в истинном канале;

при Ω = 0, $C = 1/\sqrt{E}$ показана на рисунке 2.

Как видно из представленных зависимостей, в тех случаях, когда уровень полезного сигнала достаточно велик по отношению к уровню аддитивных помех, МП могут являться основным источником ошибок в воспроизведении полезной информации.

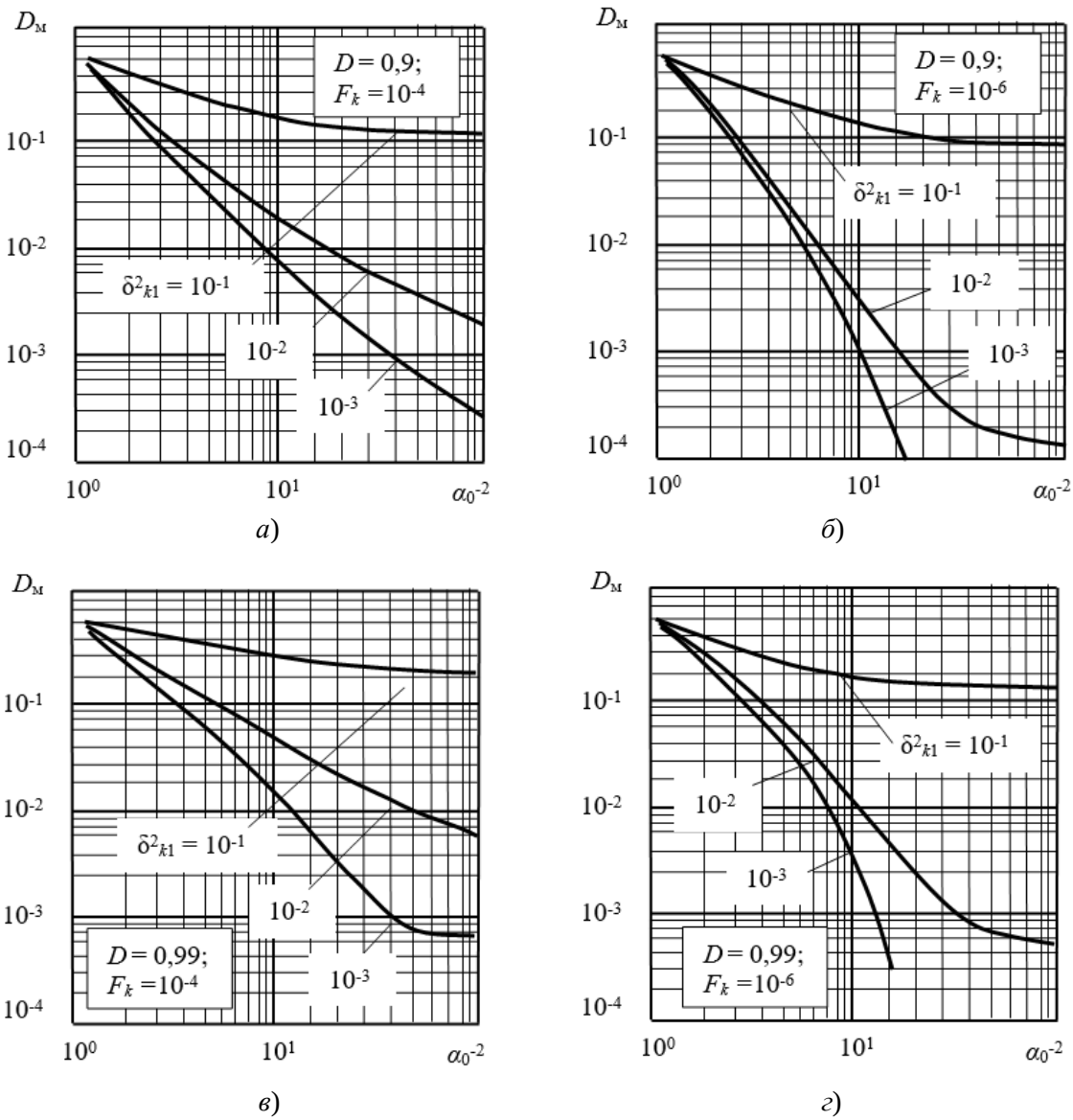


Рисунок 1. Зависимости вероятности обнаружения сигнала от параметров флуктуационных МП при: *а* – $D = 0{,}9$, $F_k = 10^{-4}$; *б* – $D = 0{,}9$, $F_k = 10^{-6}$; *в* – $D = 0{,}99$, $F_k = 10^{-4}$; *б* – $D = 0{,}99$, $F_k = 10^{-6}$

Выводы. Осуществлен анализ влияния мультипликативных помех на системы связи с широкополосными шумоподобными сигналами. Показано, что если мощность аддитивных помех, воздействующих на полезный сигнал, мала относительно полезного сигнала, то на воспроизведение полезной информации большое влияние будут оказывать мультипликативные помехи, так как именно они являться источниками ошибок при приеме широкополосных шумоподобных сигналов.

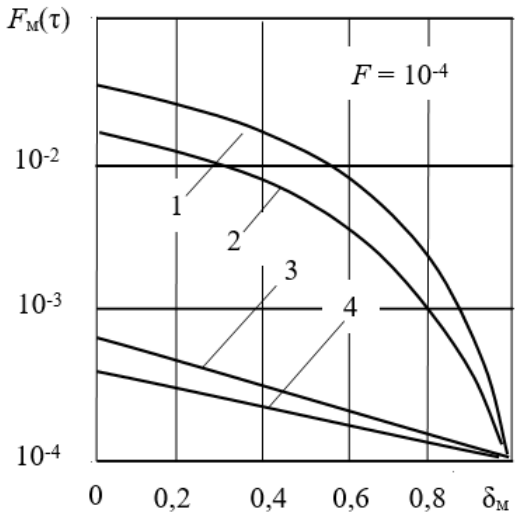


Рисунок 2. Зависимость $F_M(\tau)$ от параметров МП δ_M, где: 1 – D = 0,99, $\delta_{k.1} = 10^{-1}$; 2 – D = 0,9, $\delta_{k.1} = 10^{-1}$; 3 – D = 0,99, $\delta_{k.1} = 10^{-2}$; 4 – D = 0,9, $\delta_{k.1} = 10^{-2}$

Литература

1. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Под ред. Г.П. Тартаковского. Т.1 и 2. М.: Сов. радио. 1963 и 1964.
2. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием сигналов. М.: Сов. радио, 1972.
3. Куликов Е.И. Вопросы оценок параметров сигналов при наличии помех. М.: Сов. радио, 1969.
4. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983.
5. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Определение плотности распределения вероятности смеси сигнала и аддитивного шума под влиянием мультипликативных помех // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018, Том 8, № 1. С. 55-60.
6. Размахина М.К. Широкополосные системы связи // Зарубежная радиоэлектроника. 1968, № 8. С. 36-39.

ANALYSIS OF THE EFFECT OF MODULATING NOISE ON BROADBAND NOISE-LIKE SIGNALS

prof. Artyushenko V.M.[1], as. prof. Volovach V.I.[2]

[1]Technological University
[2] Volga Region State University of Service

The influence of multiplicative (modulating) noise on broadband noise-like pulse signals is analyzed. The characteristics of additive noise created by interfering signals are determined. It is shown that multiplicative noise affects the selection of a useful signal mainly due to changes in the characteristics of this signal. The effect of these noises on the additive noise produced by interfering signals is relatively small. Graphical dependencies are given to determine the probability of detecting a useful signal. It is noted that in cases where the level of the useful signal is sufficiently high in relation to the level of additive noise, multiplicative noise can be the main source of errors in the reproduction of useful information.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ И АДДИТИВНЫХ ПОМЕХ С НИЗКИМ УРОВНЕМ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

проф., д.т.н. Артюшенко В.М.[1], доц., д.т.н. Воловач В.И.[2]

[1]Технологический университет
[2]Поволжский государственный университет сервиса

Произведен анализ влияния флуктуационных стационарных мультипликативных (модулирующих) и аддитивных помех с низким уровнем на точность измерения неэнергетических параметров сигнала. Уточнены понятия низкого и высокого уровня помех при совместном действии мультипликативных и аддитивных помех. Отмечается, что использование представления сигнала, искаженного мультипликативной помехой, в виде двух аддитивных составляющих позволяет в первом приближении свести эффект действия мультипликативной помехи на процесс измерения параметров к появлению дополнительных аддитивных флуктуаций. Приведены упрощенные выражения для определения ошибки измерения параметра и дисперсии оценки параметра с учетом действия мультипликативных и аддитивных помех. Отмечается, что дисперсия ошибок, обусловленная наличием мультипликативных помех, существенно зависит от спектральных характеристик функции помеховой модуляции. Наибольшие ошибки измерения параметра, обусловленные мультипликативными помехами низкого уровня, имеют место в случае, когда ширина энергетического спектра флуктуаций функции помеховой модуляции соизмерима с шириной огибающей выходного сигнала по частотной оси.

Проведем анализ влияния флуктуационных стационарных мультипликативных (модулирующих) помех (МП) при одновременном воздействии аддитивных помех (АП) на точность измерения неэнергетических (информационных) параметров сигналов при их низком уровне, когда оценочное значение параметров с вероятностью, близкой к единице, лежит вблизи его истинного значения. При анализе предполагаем, что приемное устройство рассчитано на прием неискаженного МП сигнала на фоне АП [1], а факт наличия сигнала, параметры которого измеряются, достоверно известен.

Низкий и высокий уровни помех. Термин «низкий» уровень для АП определяется величиной отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности АП

$$\rho^2 = 2E/N_0,$$

где E – энергия информационного сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности АП.

Если величина $\rho^2 >> 1$, то принято считать, что уровень АП низкий, в противном случае – высокий.

Заметим, что при совместном действии МП и АП указанные термины нуждаются в уточнении. При низком уровне АП и МП ошибки измерения невелики и помехи приводят лишь к искажению формы выходного сигнала приемного устройства, смещая его максимум. При наличии МП малые искажения формы выходного сигнала могут иметь место в двух случаях:

– при медленных МП, когда интервал корреляции функции помеховой модуляции (ФПМ) соизмерим с длительностью принимаемого сигнала;

– при произвольном интервале корреляции ФПМ, если мощность неискаженной части сигнала много больше мощности флуктуаций, обусловленных МП, мощности помеховой составляющей на выходе линейной части приемного устройства в точке $l = l_0$, где l_0 – истинное значение параметра принимаемого информационного сигнала.

С учетом [2] последнее условие можно записать как:

$$\alpha_0^2 E^2 C^2 / \sigma_s^2(l_0) >> 1,$$

где α_0 – относительный уровень неискаженной части сигнала на выходе фильтра; $\sigma_s^2(l_0)$ – дисперсия помеховой составляющей сигнала на выходе фильтра; C^2 – постоянный коэффициент, пропорциональный коэффициенту усиления приемного устройства.

Заметим, что в дальнейшем для простоты анализа с соблюдением получаемых результатов примем $C = 1$.

Сформулированное условие малости МП является достаточно наглядным, близким по смыслу к условию малости АП, и оно будет использоваться в дальнейшем при анализе влияния
МП на ошибки единичных измерений информационного параметра (неследящий измеритель).

Условие малости АП в присутствии МП естественно записать в виде $\alpha_0^2 \rho^2 >> 1$.

Таким образом, здесь учитывается уменьшение уровня неискаженной части сигнала за счет действия МП.

В качестве характеристик точности измерения параметров при низком уровне помех примем математическое ожидание, смещение, ошибки измерения $\overline{\Delta l}$ и дисперсию ошибки σ_l^2. Влияние МП на

точность измерения параметра будем оценивать отношением дисперсии ошибок измерения при наличии МП σ_l^2 к дисперсии ошибок измерения в их отсутствие $\sigma_{l.0}^2$.

При высоком уровне помех существенно изменяется характер возможных ошибок. За счет помеховой составляющей сигнала, искаженного МП, и за счет влияния АП могут появляться большие «выбросы» выходного сигнала приемного устройства при значениях измеряемого параметра l, существенно отличающихся от истинного значения. В этом случае первой и основной задачей измерения является задача различения выброса, соответствующего истинному значению параметра, от ложных выбросов.

Точность измерения информационного параметра сигнала при низком уровне аддитивных и мультипликативных помех. Рассмотрим приемное устройство, оптимальное при оценке одного неизвестного неэнергетического информационного параметра l_0 полезного сигнала $s(t, l_0)$ со случайной начальной фазой φ_0, распределенной равномерно на интервале $(0, 2\pi)$, на фоне нормального белого шума $n(t)$ с комплексной огибающей $\dot{N}(t)$.

Согласно [3] такое приемное устройство по принятой реализации

$$y_{\text{вх}}(t) = s(t, l_0) + n(t),$$

образует функцию (l), равную логарифму функции правдоподобия

$$(l) = \ln I_0\left[Z(l)\right],$$

где $I_0(x)$ – функция Бесселя нулевого порядка мнимого аргумента; $Z(l)$ – огибающая сигнала на выходе линейной части оптимального измерителя по параметру l, которая записывается так:

$$Z(l) = \frac{1}{2}\left|\int_0^{T_{\text{Н}}} \dot{N}(t)\dot{U}_0(t,l)\exp\left\{-j\Phi(t,l)\right\}dt + \exp\left\{j\varphi_0\right\}\times\right.$$
$$\left.\times\int_0^{T_{\text{Н}}} U(t,l_0)\dot{U}_0(t,l)\exp\left\{j\left[\Phi(t,l_0)-\Phi(t,l)\right]\right\}dt\right|, \quad (1)$$

где $T_{\text{Н}}$ – интервал наблюдения; $U(t, l_0)$ – информационный сигнал; $U_0(t, l)$ – опорный сигнал; $\Phi(t, l_0)$ – закон фазовой модуляции информационного сигнала; $\Phi(t, l)$ – закон фазовой модуляции опорного сигнала.

В настоящей статье методика и результаты работы [3] обобщаются на случай, когда измерение параметра происходит при одновременном воздействии на сигнал АП и МП.

Представим сигнал, искаженный МП, в виде двух аддитивных составляющих:

$$u_{\text{м}}(t) = \text{Re}\left\{\dot{M}(t)\dot{U}(t)\exp\left\{j(\omega_{\text{с}}t+\varphi_0)\right\}\right\} =$$
$$= \text{Re}\left\{\alpha_0\sqrt{E}\dot{U}_0(t)\exp\left\{j(\beta_0+\varphi_0+\omega_{\text{с}}t)\right\}\right\} + \text{Re}\left\{\dot{V}(t)\sqrt{E}\dot{U}_0(t)\exp\left\{j(\omega_{\text{с}}t+\varphi_0)\right\}\right\},$$

где амплитуда принимаемого сигнала относительно опорного в отсутствии МП принята численно равной $\sqrt{E}$. Здесь $\dot{M}(t)$ – ФПМ; $\alpha_0 = \left|\bar{\dot{M}}(t)\right|$; $\beta_0 = \arg\bar{\dot{M}}$; $\bar{\dot{M}}$ – математическое ожидание ФПМ; $\dot{V}(t)$ – комплексная огибающая помеховой составляющей сигнала, искаженного МП; $\omega_{\text{с}}$ – несущая частота сигнала.

С учетом этого представления для огибающей суммы сигнала, искаженного МП, и нормального белого шума на выходе линейной части приемного устройства вместо (1) имеем:

$$Z(l) = \left|\exp\left\{j(\varphi_0+\beta_0)\right\}\dot{W}_1(l-l_0) + \exp\left\{j\varphi_0\right\}\dot{W}_2(l-l_0) + \dot{n}_1(l)\right|, \quad (2)$$

где

$$\dot{W}_1(l-l_0) = \frac{\alpha_0}{2}\int_0^{T_{\text{Н}}} \dot{U}(t,l_0)U_0^*(t,l)\,dt; \quad (3)$$

$$\dot{W}_2(l-l_0) = \frac{1}{2}\int_0^{T_{\text{Н}}} \dot{V}(t)\dot{U}(t,l_0)U_0^*(t,l)\,dt; \quad (4)$$

$$\dot{n}_1(l) = \frac{1}{2}\int_0^{T_{\text{Н}}} \dot{N}(t)U_0^*(t,l)\,dt. \quad (5)$$

В выражениях (2)–(5) $\dot{W}_1(l-l_0)$ определяет комплексную огибающую преобразованной линейной частью приемника неискаженной части сигнала; $\dot{W}_2(l-l_0)$ – комплексную огибающую помеховой составляющей сигнала на выходе линейной части, появившейся за счет наличия МП; $\dot{n}_1(l)$ – комплексную огибающую преобразованного аддитивного шума; $\dot{V}(t)$ – флуктуации ФПМ.

Для рассматриваемого случая низкого уровня АП и МП отношение мощности неискаженной части сигнала на выходе линейной части приемника $\dot{W}_1(l-l_0)$ в точке $l = l_0$ к мощности суммы аддитивных флуктуаций $n_1(l)$ и флуктуаций сигнала, возникающих за счет наличия МП $\dot{W}_2(l-l_0)$, в этой же точке много больше единицы. При этом огибающую сигнала (2) после ряда преобразований можно представить в виде

$$Z(l) \approx \alpha_0 W(l-l_0) + \frac{\mathrm{Re}\left\{\exp\{j\beta_0\} W_2^*(l-l_0)\dot{W}_1(l-l_0)\right\}}{\alpha_0 W(l-l_0)} + \\ + \frac{\mathrm{Re}\left\{\exp\{j(\varphi_0+\beta_0)\} n_1^*(l)\dot{W}_1(l-l_0)\right\}}{\alpha_0 W(l-l_0)} = \alpha_0 W(l-l_0) + n_м(l-l_0) + n_a(l). \quad (6)$$

Выражение (6) тем точнее описывает огибающую $Z(l)$, чем меньше функция, средний квадрат которой равен отношению суммы мощностей аддитивных помех и флуктуаций, обусловленных МП, помеховой составляющей сигнала, к мощности неискаженной части сигнала на выходе согласованного фильтра.

Первые два слагаемых в (6) определяют искаженную МП огибающую выходного сигнала, третье – флуктуации огибающей, обусловленные АП.

Как видно из выражения (6), использование представления сигнала, искаженного МП, в виде двух аддитивных составляющих позволяет в первом приближении свести эффект действия МП на процесс измерения параметров к появлению дополнительных аддитивных флуктуаций.

При низком уровне помех для решения уравнения правдоподобия можно воспользоваться широко известным методом, основанным на разложении сигнальных членов в выражении для огибающей (6) в ряд Тейлора по степеням разности $l - l_0$. В силу малости ошибок измерения в разложениях функции $W(l-l_0)$, $n_м(l-l_0)$ можно ограничиться тремя первыми членами.

Подставляя разложения функций $W(l-l_0)$, $n_м(l-l_0)$ в ряд Тейлора и учитывая, что $\frac{d}{dl}W(l-l_0)\Big|_{l=l_0} = 0$, получим следующее выражение для ошибки измерения параметра при наличии АП и МП:

$$\Delta l = l^* - l_0 = -\frac{\frac{d}{dl}\left[n_м(l-l_0) + n_a(l)\right]_{l=l_0}}{\frac{d^2}{dl^2}\left[\alpha_0 W(l-l_0) + n_м(l-l_0)\right]_{l=l_0}}. \quad (7)$$

Как следовало ожидать, в отсутствие МП полученное выражение совпадает с первым приближением для ошибки измерения, найденном в [3] с использованием так называемого метода малого параметра.

При низком уровне МП второе слагаемое в знаменателе (7) в среднеквадратическом смысле много меньше первого, поэтому в дальнейшем им пренебрегают по сравнению с $\alpha_0 W(l-l_0)$.

Таким образом, при низком уровне МП и АП оценка одного параметра полезного сигнала оказывается несмещенной, а ее дисперсия представляет сумму двух слагаемых, первое из которых $\sigma_{l.a}^2$ с точностью до постоянного множителя α_0^2 повторяет выражение для дисперсии оценки параметра на фоне АП, а второе, $\sigma_{l.м}^2$ учитывает влияние МП.

С учетом результатов работы [2] выражение для $\sigma_{l.a}^2$ может быть записано в виде

$$\sigma_{l.a}^2 = \frac{\sigma_{l_0}^2}{\alpha_0^2} = -\left[q^2\alpha_0^2 \frac{d^2}{dl^2}\left|\dot{\rho}(l-l_0)\right|_{l=l_0}\right]^{-1},$$

где $q^2 = 2E/N_0$; $\sigma_{l_0}^2$ – дисперсия ошибки измерения параметра в отсутствие МП.

В тех случаях, когда плотность вероятностей фазовых искажений сигнала – симметричная функция, а амплитудные искажения либо функционально связаны с фазовыми и также имеют симметричную плотность вероятностей, либо независимы от фазовых искажений, аргумент постоянной составляющей ФПМ β_0 равен нулю.

В [4] авторами получены выражения дисперсии оценки параметра с учетом действия МП и АП. Названные выражение оказались достаточно сложны, но проведенный анализ показал, что в ряде случаев они могут быть значительно упрощены и использованы для следующих случаев.

1. Пусть $\beta(0)=\beta(0,\Omega)=0$, что имеет место, например, при измерении частоты немодулированного радиоимпульса. С учетом принятого условия ошибка измерения параметра при наличии АП и МП определяется выражением:

$$\Delta l = l^* - l_0 = -\frac{\frac{d}{dl}\left[n_{\text{м}}(l-l_0)+n_a(l)\right]_{l=l_0}}{\frac{d^2}{dl^2}\left[\alpha_0 W(l-l_0)+n_{\text{м}}(l-l_0)\right]_{l=l_0}}. \qquad (8)$$

2. Пусть $W(l,\Omega)=p(l)r(\Omega)$, $\frac{d}{dl}p(l)\Big|_{l=l_0}=0$. Представление $W(l, \Omega)$ в форме $W(l,\Omega)=p(l)r(\Omega)$ имеет место, например, при измерении времени прихода радиоимпульсов с постоянной частотой заполнения, а также фазокодовоманипулированных сигналов и сигналов с шумовой модуляцией на фоне белого шума [5, 6 и др.]. Для рассматриваемого случая

$$\sigma^2_{l.\text{м}} = \frac{1}{4\pi}\left[\alpha_0 W''(0)\right]^{-2}\int_{-\infty}^{\infty}\left\{G_V(\Omega)W^2(0,\Omega)\left[\beta'(0)-\beta'(0,\Omega)\right]^2 - \right.$$
$$\left. -G_D(\Omega)W^2(0,\Omega)\left[\beta'(0)-\beta'(0,\Omega)\right]^2\cos 2\left[\beta(0)-\beta(0,\Omega)\right]\right\}d\Omega. \qquad (9)$$

3. Пусть $\beta(l,\Omega)=\mu l\Omega$, то есть аргумент $\beta(l, \Omega)$ пропорционален (μ – коэффициент пропорциональности) измеряемому параметру l и частоте Ω, тогда $\beta(0)=\beta(0,\Omega)=0$ и

$$\sigma^2_{l.\text{м}} = \frac{1}{4\pi}\left[\alpha_0 W''(0)\right]^{-2}\int_{-\infty}^{\infty}G_V(\Omega)\left\{\left[W'(0,\Omega)\right]^2+W^2(0,\Omega)\left[\beta'(0,\Omega)\right]^2\right\}d\Omega +$$
$$+\frac{1}{4\pi}\left[\alpha_0 W''(0)\right]^{-2}\int_{-\infty}^{\infty}G_D(\Omega)\times\left\{\left[W'(0,\Omega)\right]^2-W^2(0,\Omega)\left[\beta'(0,\Omega)\right]^2\right\}d\Omega. \qquad (10)$$

Выражения (9) и (10) показывают, что дисперсия ошибок, обусловленная наличием МП, существенно зависит от спектральных характеристик ФПМ.

Как видно из (8), наибольшие ошибки измерения параметра, обусловленные МП низкого уровня, имеют место когда ширина энергетического спектра флуктуаций ФПМ соизмерима с шириной огибающей выходного сигнала по частотной оси (с шириной функции $\left|\dot{\rho}(0,\Omega)\right|$).

Таким образом, наиболее опасными являются сравнительно медленные МП. Аналогичный вывод можно сделать также для примеров 2 и 3 (формулы (9), (10)) при условии, что функции $W^2(0,\Omega)$ и $\left[W'(0,\Omega)\right]^2$ убывают с ростом частоты гораздо быстрее, чем $\left[\beta'(0,\Omega)\right]^2$.

Выводы. Уточнены понятия низкого и высокого уровня помех при совместном действии мультипликативных и аддитивных помех. Использование представления сигнала, искаженного мультипликативной помехой, в виде двух аддитивных составляющих позволяет в первом приближении свести эффект действия мультипликативной помехи на процесс измерения параметров к появлению дополнительных аддитивных флуктуаций. Показано, что при низком уровне мультипликативных и аддитивных помех оценка одного параметра полезного сигнала оказывается несмещенной, а ее дисперсия представляет сумму двух слагаемых, первое из которых с точностью до постоянного множителя повторяет выражение для дисперсии оценки параметра на фоне аддитивных помех, а второе, учитывает влияние мультипликативных помех. Наибольшие ошибки измерения параметра, обусловленные мультипликативными помехами низкого уровня, имеют место в случае, когда ширина энергетического спектра флуктуаций функции помеховой модуляции соизмерима с шириной огибающей выходного сигнала по частотной оси; то есть наиболее опасными являются сравнительно медленные мультипликативные помехи.

Литература

1. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Определение плотности распределения вероятности смеси сигнала и аддитивного шума под влиянием мультипликативных помех // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018, Том 8, № 1. С. 55-60.

2. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием сигналов. М.: Сов. радио, 1972.

3. Куликов Е.И. Вопросы оценок параметров сигналов при наличии помех. М.: Сов. радио, 1969.

4. Артюшенко В.М., Воловач В.И. Точность измерения информационного параметра сигнала в авиационных и ракетно-космических радиосистемах при наличии аддитивных и мультипликативных помех с низким уровнем // Информационно-технологический вестник, 2020, № 1(23). С. 3-12.

5. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Под ред. Г.П. Тартаковского. Т. 1 и 2. М.: Сов. радио. 1963 и 1964.

6. Фалькович С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех. М.: Сов. радио, 1961.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF MULTIPLICATIVE AND ADDITIVE NOISE WITH A LOW LEVEL ON THE ACCURACY OF MEASURING THE INFORMATION PARAMETERS OF THE SIGNAL

prof. Artyushenko V.M.[1], as. prof. Volovach V.I.[2]

[1]Technological University
[2] Volga Region State University of Service

The influence of fluctuating stationary multiplicative (modulating) and additive noise with a low level on the measurement accuracy of non-energy parameters of the signal is analyzed. The concepts of low and high level of noise under the combined action of multiplicative and additive noise are clarified. It is noted that using the signal distorted by the multiplicative noise in the form of two additive components allows a first approximation to reduce the effect of multiplicative noise on the process measurement parameters to the appearance of an additional additive fluctuations. Simplified expressions are given for determining the error of parameter measurement and the variance of parameter estimation, taking into account the effect of multiplicative and additive noise. It is noted that the error variance due to the presence of multiplicative noise significantly depends on the spectral characteristics of the interference modulation function. The largest parameter measurement errors caused by multiplicative noise of low.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НАЗЕМНЫХ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ, РАБОТАЮЩИХ ЧЕРЕЗ ГЕОСТАЦИОНАРНЫЕ СПУТНИКИ-РЕТРАНСЛЯТОРЫ

инж. Галл Р.Д.

ООО Научно-производственное предприятие «Новые Технологии Телекоммуникаций»

Сегодня все чаще фиксируются случаи постановки преднамеренных и непреднамеренных помех пользователям систем связи, работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы, а также нелегального использования ресурса таких спутников. Таким образом, актуальной представляется задача разработки методов оценки местоположения источников подобного помехового излучения, а также повышения точности искомых оценок. В статье представлен разработанный метод совместного использования станции активного подсвета и опорных источников сигналов, позволяющий повысить точность определения местоположения наземных источников радиоизлучения, работающих через спутники-ретрансляторы, расположенные на геостационарной орбите, за счет предварительной оценки координат используемых спутников-ретрансляторов и разрешения неоднозначности относительно истинных корреляционных пиков опорных источников сигналов. Произведено имитационное моделирование, позволившее произвести оценку точности оценки координат наземных источников радиоизлучения при использовании разработанного метода.

В настоящее время на геостационарной орбите (ГСО) располагается большое число спутников, осуществляющих ретрансляцию сигналов наземных источников радиоизлучения (ИРИ) спутниковых систем связи (ССС). При этом часто фиксируются случаи нелегального использования ресурса таких спутников-ретрансляторов (СР), а также непреднамеренного и преднамеренного создания помех пользователям ССС. Для обеспечения возможности оперативного реагирования на подобные нелегальные действия службам радиоконтроля и операторам ССС необходимо иметь оборудование и методику определения местоположения (ОМП) помеховых ИРИ, при этом точность ОМП ИРИ должна быть как можно более высокой.

Известен ряд методов, позволяющих осуществлять ОМП ИРИ, работающих через СР, расположенные на ГСО. Методы, не подразумевающие установки дополнительной аппаратуры на борту СР, можно разделить на две группы: в первую входят методы, основанные на перехвате определенной информации, передаваемой в соответствии с протоколами конкретных ССС; во вторую входят методы, не требующие доступа к семантике, а значит, демодуляции и декодирования принятых сигналов. Ко второй группе относятся методы ОМП ИРИ TDOA-TDOA (англ. Time Difference of Arrival, временная разность прибытия), TDOA-FDOA (англ. Frequency Difference of Arrival, частотная разность прибытия) и FDOA-FDOA, предполагающие ОМП геолоцируемого ИРИ в точке пересечения двух линий положения, которые, в соответствии с названием метода, строятся по методу TDOA либо FDOA [1-6]. В данной работе будет рассмотрен метод TDOA-TDOA.

Метод TDOA (разностно-дальномерный) заключатся в построении линии положения, соответствующей разности времени распространения сигнала, принятого с двух геостационарных спутников-ретрансляторов. На рисунке 1 изображена схема построения линии положения по методу TDOA.

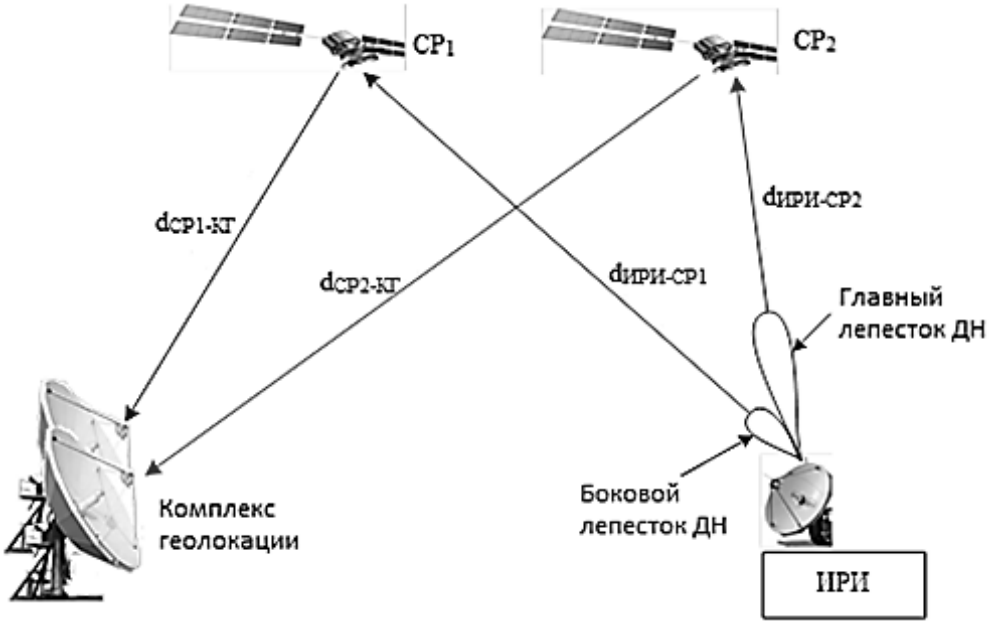


Рисунок 1. Схема построения линии положения по методу TDOA

На рисунке 1 изображен ИРИ, основным лепестком диаграммы направленности излучающий сигнал в сторону $СР_2$. При этом боковым лепестком диаграммы направленности ИРИ излучает сигнал в сторону $СР_1$. Пусть $d_{ИРИ\text{-}СР1}$ – расстояние от ИРИ до $СР_1$, $d_{ИРИ\text{-}СР2}$ – расстояние от ИРИ до $СР_2$; $d_{СР1\text{-}КГ}$ – расстояние от $СР_1$ до комплекса геолокации (КГ), где осуществляется приём ретранслированных сигналов, $d_{СР2\text{-}КГ}$ – расстояние от $СР_2$ до КГ.

Для вычисления координат ИРИ методом TDOA-TDOA требуется построение двух линий положения (каждой по методу TDOA), т.е. наличие трех СР: двух вспомогательных ($СР_1$ и $СР_3$) и основного ($СР_2$). При использовании метода TDOA-TDOA вычисление координат ИРИ сводится к поиску минимума функции невязки:

$$f_{TDOA-TDOA}(x,y,z) = \left(\begin{bmatrix} \left(d_{ИРИ\text{-}СР_2}(x,y,z) + d_{СР_2\text{-}КГ}\right) - \\ -\left(d_{ИРИ\text{-}СР_1}(x,y,z) + d_{СР_1\text{-}КГ}\right) - c \cdot \Delta\tau_{2-1} \end{bmatrix}^2 + \begin{bmatrix} \left(d_{ИРИ\text{-}СР_2}(x,y,z) + d_{СР_2\text{-}КГ}\right) - \\ -\left(d_{ИРИ\text{-}СР_3}(x,y,z) + d_{СР_3\text{-}КГ}\right) - c \cdot \Delta\tau_{2-3} \end{bmatrix}^2 \right) \rightarrow \min_{x,y,z \in \mathbb{R}},$$

где $\Delta\tau_{2\text{-}1}$ - разность времени прихода сигналов ИРИ в КГ от $СР_2$ и от $СР_1$, $\Delta\tau_{2\text{-}3}$ - разность времени прихода сигналов ИРИ в КГ от $СР_2$ и от $СР_3$. При этом следует учитывать нелинейное ограничение, соответствующее условию нахождения ИРИ на поверхности Земли:

$$\left(\frac{x}{R_e}\right)^2 + \left(\frac{y}{R_e}\right)^2 + \left(\frac{z \cdot \sqrt{1-e_z^2}}{R_e}\right)^2 - 1 = 0,$$

где R_e – экваториальный радиус Земли, e_z – эксцентриситет земного эллипсоида.

На точность ОМП ИРИ методом TDOA-TDOA влияет ряд факторов, в частности, ширина полосы сигнала, отношение сигнал/шум (ОСШ) принятых сигналов, расстояние между используемыми СР и прочие факторы, среди которых следует отметить точность оценки координат используемых СР. Цель данной работы - разработать метод совместного использования станции активного подсвета (САП) и опорных источников сигналов (ОИС), позволяющий повысить точность ОМП ИРИ, работающих через СР на ГСО, за счет предварительной оценки координат используемых СР.

Разработанный метод заключается в использовании одной САП и двух ОИС с известными координатами. Схема системы геолокации, работающей по предложенному методу, показана на рисунке 2.

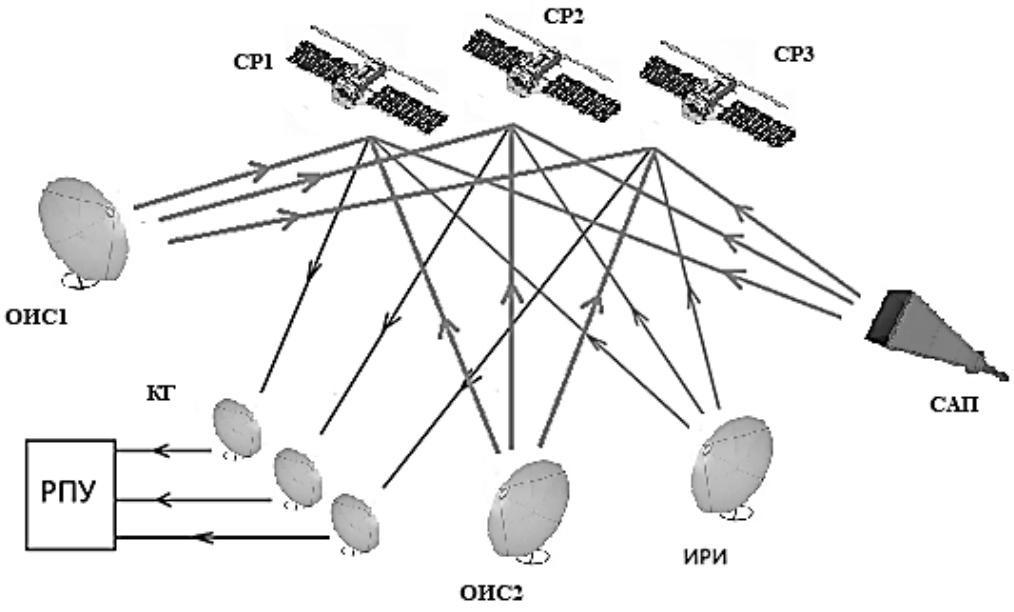


Рисунок 2. Схема системы геолокации, работающей по предложенному методу

На рисунке 2 $ОИС_1$ и $ОИС_2$ – легальные источники сигнала, работающие через тот же СР, что и искомый ИРИ (обозначим его $СР_2$). Сигналы, передаваемые по боковым лепесткам диаграммы направленности $ОИС_1$ и $ОИС_2$, как и искомого ИРИ, ретранслируются вспомогательными $СР_1$ и $СР_3$. САП представляет собой радиопередатчик с антенно-фидерной системой (АФС), обеспечивающей диаграмму направленности шириной порядка 30 градусов (например, АФС рупорного типа), что позволяет облучать одновременно как основной, так и вспомогательные СР.

Пусть $\mathbf{X_1} = [x_{\text{ОИС1}}, y_{\text{ОИС1}}, z_{\text{ОИС1}}]^{\text{т}}$ – координаты ОИС_1, $\mathbf{X_2} = [x_{\text{ОИС2}}, y_{\text{ОИС2}}, z_{\text{ОИС2}}]^{\text{т}}$ – координаты ОИС_2, $\mathbf{X_3} = [x_{\text{САП}}, y_{\text{САП}}, z_{\text{САП}}]^{\text{т}}$ – координаты САП, $\mathbf{X_{КГ}} = [x_{\text{КГ}}, y_{\text{КГ}}, z_{\text{КГ}}]^{\text{т}}$ – координаты комплекса геолокации (КГ) с многоканальным радиоприемным устройством, осуществляющим синхронную когерентную запись сигналов ИРИ, ОИС_1, ОИС_2 и САП. Перечисленные выше координаты являются известными. Обозначим $\mathbf{X_{СР1}} = [x_{\text{СР1}}, y_{\text{СР1}}, z_{\text{СР1}}]^{\text{т}}$ – координаты СР_1, $\mathbf{X_{СР2}} = [x_{\text{СР2}}, y_{\text{СР2}}, z_{\text{СР2}}]^{\text{т}}$ – координаты СР_2, координаты обоих СР в общем случае неизвестны. Введем также обозначение: $\mathbf{X_{СР2}^{исх}} = [x_{\text{СР2}}^{\text{исх}}, y_{\text{СР2}}^{\text{исх}}, z_{\text{СР2}}^{\text{исх}}]^{\text{т}}$ – исходные, неточные координаты СР_2. Будем исходить из утверждения, что существенное влияние на точность линии положения TDOA оказывает не ошибка оценки абсолютных координат основного и вспомогательного СР, а ошибка оценки положения вспомогательного СР относительно основного СР [5]. Таким образом, оценка координат СР_2 принимается равной: $\hat{X}_{\text{СР}_2} = X_{\text{СР}_2}^{\text{исх}}$, а выражение для нахождения оценки координат СР_1 будет иметь следующий вид:

$$(8X_i{}^T X_{CP_1} X_{КГ}{}^T - 4X_i{}^T X_{CP_1} X_i{}^T - 4X_{КГ}{}^T X_{CP_1} X_{КГ}{}^T - 2b_i X_{CP_1}{}^T) X_{CP_1} +$$
$$+(4d_i X_i{}^T + 4g X_{КГ}{}^T + 2b_i X_i{}^T + 2b_i X_{КГ}{}^T - 4g X_i{}^T - 4d_i X_{КГ}{}^T) X_{CP_1} -$$
$$-k_i = 0, \quad i = 1,2,3,$$

где

$$d_i = X_i{}^T X_i, \; g = X_{КГ}{}^T X_{КГ}, \; k_i = a_i + (d_i - g)^2 + b_i(d_i + g),$$
$$b_i = -2(r_i{}^2 - 2cr_i\Delta\tau_i + c^2\Delta\tau_i{}^2), \quad i = 1,2,3,$$
$$a_i = r_i{}^4 + 6c^2 r_i{}^2 \Delta\tau_i{}^2 + c^4 \Delta\tau_i{}^4 - 4cr_i{}^3 \Delta\tau_i - 4c^3 r_i \Delta\tau_i{}^3, \quad i = 1,2,3,$$
$$r_i = \sqrt{(X_{CP_2} - X_i)^T (X_{CP_2} - X_i)} + \sqrt{(X_{CP_2} - X_{КГ})^T (X_{CP_2} - X_{КГ})}, \quad i = 1,2,3,$$

c – скорость света, $\Delta\tau_1$ и $\Delta\tau_2$ – разность моментов времени прибытия сигналов ОИС_1 и ОИС_2 соответственно в КГ со СР_2 и СР_1, $\Delta\tau_3$ – разность моментов времени прибытия сигнала САП в КГ со СР_2 и СР_1. Полученное выражение представляет собой систему трех уравнений второго порядка с тремя неизвестными, решение которой есть оценка координат СР_1.

Поиск оценок $\Delta\hat{\tau}_1$ и $\Delta\hat{\tau}_2$ сигналов ОИС осуществляется в соответствии со стратегией максимального правдоподобия путем максимизации модуля ВФН принятых сигналов. На практике нередко наблюдаются ситуации, когда модуль ВФН имеет сразу несколько локальных максимумов, превышающих порог $\Lambda_{\text{нп}}$ и соответствующих различным задержкам, при этом истинным корреляционным откликом сигнала ОИС является максимум, не являющийся глобальным максимумом модуля ВФН. Таким образом, появляется неоднозначность относительно корреляционного пика, вызванного именно сигналом ОИС. Разработанный метод совместного использования сигналов ОИС и САП позволяет разрешить неоднозначность при поиске корреляционного пика сигнала ОИС. Рассмотрим подробнее метод разрешения неоднозначности.

Пусть модуль ВФН сигналов некоторого ОИС, принятых с основного СР_2 и вспомогательного СР_1, имеет два локальных максимума, превышающих порог $\Lambda_{\text{нп}}$ и соответствующих задержкам $\Delta\tau^1$ и $\Delta\tau^2$, при этом модуль ВФН сигналов этого же ОИС, принятых с основного СР_2 и вспомогательного СР_3, имеет один локальный максимум, превышающий порог $\Lambda_{\text{нп}}$ и соответствующий задержке $\Delta\tau_{\text{СР3}}$. Метод разрешения неоднозначности заключается в следующем: с помощью сигнала САП производится коррекция координат СР_1, СР_2 и СР_3, после чего осуществляется ОМП ОИС методом TDOA-TDOA, где для построения одной линии положения используется оценка задержки $\Delta\tau_{\text{СР3}}$, а для построения другой линии положения используются последовательно оценки задержек $\Delta\tau^1$ и $\Delta\tau^2$, в результате чего будут получены два варианта оценки координат ОИС. Коррекция координат СР с помощью сигнала САП производится только по наклонной дальности, при котором исходное направление на СР не изменяется. Рассмотрим декартову систему координат XY на плоскости. Начало этой системы координат соответствует истинному положению ОИС, система координат расположена в плоскости горизонта, ось X направлена на север, ось Y направлена на восток. Пусть $\mathbf{X_1} = [x_1, y_1]^{\text{T}}$ и $\mathbf{X_2} = [x_2, y_2]^{\text{T}}$ – координаты ОИС в системе XY, полученные по первому и второму пику соответственно, $\hat{\boldsymbol{X}}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}} = [\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}, \hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}]^{\text{T}}$ - оценка координат ОИС в системе XY, полученная по истинной задержке. Можно показать, что правило принятия решения, оптимальное по критерию максимума отношения правдоподобий, сводится к следующему:

если

$$\boldsymbol{X_2}^{\text{T}} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \boldsymbol{X_2} > \mathbf{X_1}^{\text{T}} \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \boldsymbol{X_1},$$

то решение принимается в пользу $\Delta\tau^1$, в противном случае решение принимается в пользу $\Delta\tau^2$, где $\boldsymbol{\Sigma}$ – ковариационная матрица:

$$\boldsymbol{\Sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}^2 & \rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}}\hat{y}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} \\ \rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}}\hat{y}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}} \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}} & \sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}^2 \end{bmatrix},$$

$\rho_{\hat{x}_{\text{ОИС}}\hat{y}_{\text{ОИС}}}$ - коэффициент корреляции случайных величин $\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$, $\sigma_{\hat{x}_{\text{ОИС}}}$ и $\sigma_{\hat{y}_{\text{ОИС}}}$ - СКО случайных величин $\hat{x}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ и $\hat{y}_{\text{ОИС}}^{\text{ист}}$ соответственно.

Исследуем точность геолокации ИРИ методом TDOA-TDOA с уточнением координат СР разработанным методом в сравнении с точностью геолокации ИРИ методом TDOA-TDOA без уточнения координат СР (по TLE). Оценку точности будем производить имитационным моделированием. Ширину полосы сигналов ИРИ и всех ОИС примем равной 2 МГц. ОСШ сигналов ИРИ и всех ОИС, принятых с основного СР, примем равным 10 дБ. ОСШ сигналов ИРИ и всех ОИС, принятых со вспомогательных СР, примем равным -50 дБ. Длительность записи сигналов примем равной 50 с. Ширину полосы сигнала САП примем равной 30 МГц, ОСШ сигнала САП примем равным -50 дБ. Интервал обнаружения сигнала САП примем равным 0,5 с. Исходные координаты СР, принятые в модели, соответствуют номинальным координатам спутников на геостационарной орбите, долгота: 10º (основной $СР_2$), 7º (вспомогательный $СР_1$) и 13º (вспомогательный $СР_3$). Амплитуда колебаний СР равна 0,02 градуса по широте и долготе и 10 км по высоте орбиты. Комплекс геолокации расположен в Санкт-Петербурге (60º с.ш., 30º в.д.). Моделируемые ИРИ располагаются в узлах сетки с шагом 10 градусов по широте и по долготе. Ошибка ОМП ИРИ в каждом узле сетки получена усреднением по результатам 1000 экспериментов.

На рисунке 3 показана зависимость ошибки ОМП ИРИ методом TDOA-TDOA от координат ИРИ без уточнения координат СР, т.е. только по TLE. По представленному результату видно, что средняя ошибка ОМП ИРИ в глобальной зоне составляет тысячи километров, что является неудовлетворительным.

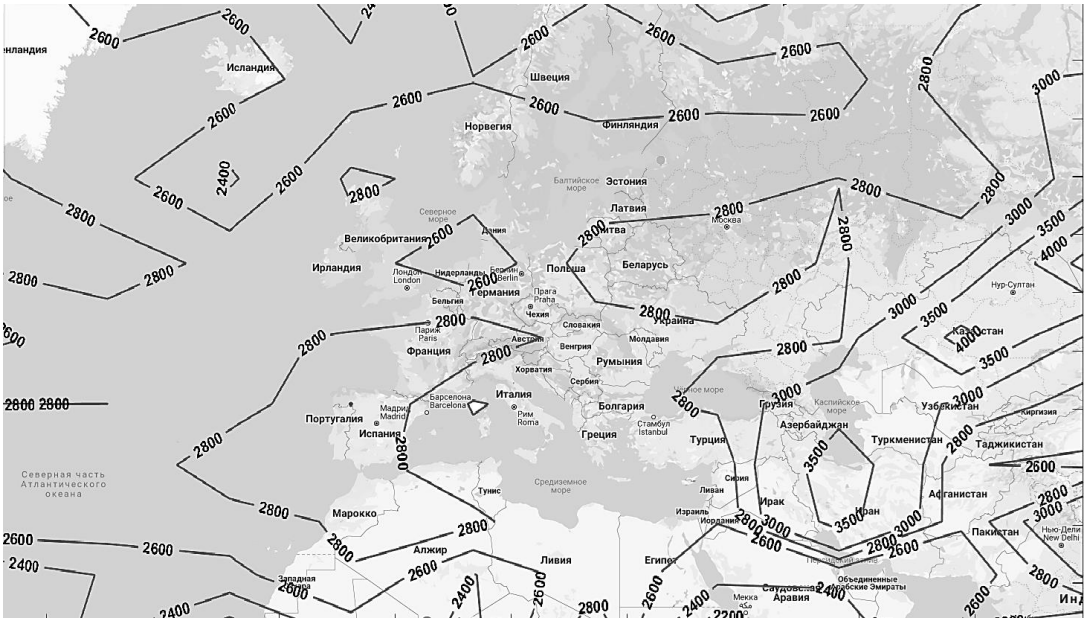


Рисунок 3. Изолинии ошибки ОМП ИРИ, км. Метод TDOA-TDOA без уточнения координат СР (по TLE)

На рисунке 4 показана зависимость ошибки ОМП ИРИ методом TDOA-TDOA от координат ИРИ в случае, когда координаты СР уточнялись разработанным методом совместного использования станций активного подсвета и опорных источников сигналов, при этом САП расположена в Санкт-Петербурге, ОИС расположены в Париже и Багдаде. По рисунку 4 видно, что разработанный метод позволяет достигать средней ошибки ОМП ИРИ порядка сотен метров – единиц километров в глобальной зоне.

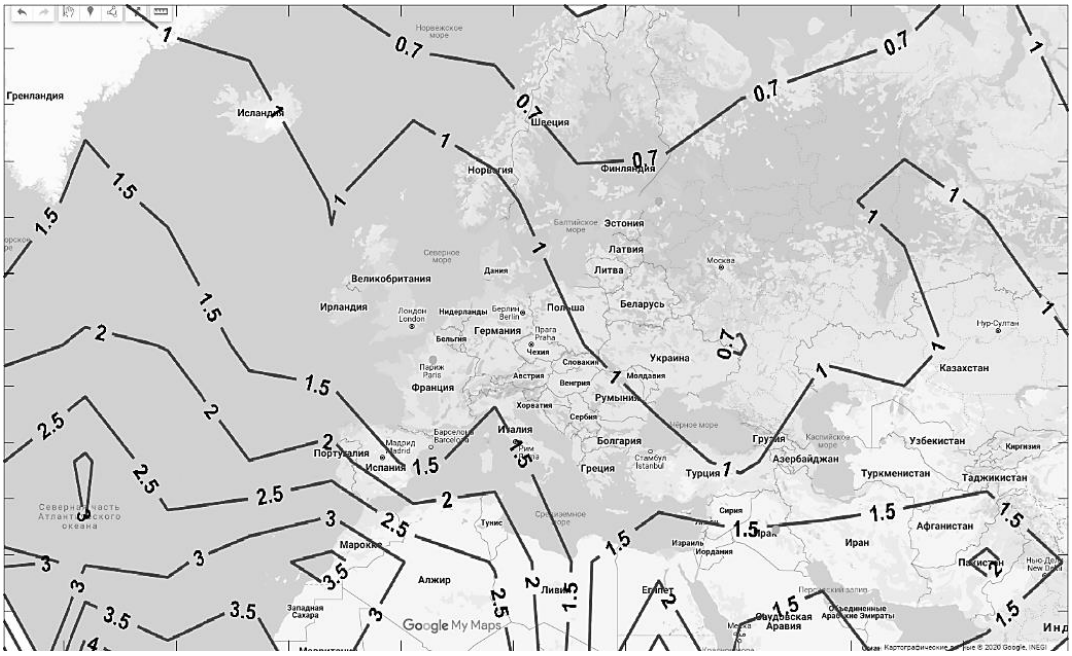


Рисунок 4. Изолинии ошибки ОМП ИРИ, км. Метод TDOA-TDOA с уточнением координат СР разработанным методом

Таким образом, разработанный метод совместного использования станции активного подсвета и опорных источников сигнала позволяет произвести оценку координат используемых СР, тем самым обеспечив точность ОМП ИРИ порядка сотен метров – единиц километров в глобальной зоне. Выбор ОИС, расположенных в интересующих регионах Земли, позволяет оперативно достичь максимальной точности ОМП ИРИ в соответствующих регионах, при этом применение сигнала САП позволяет устранить неоднозначность относительно истинного пика ОИС. Имитационное моделирование показало, что максимальная точность ОМП ИРИ достигается вблизи САП, $ОИС_1$ и $ОИС_2$, а также внутри треугольника $САП\text{-}ОИС_1\text{-}ОИС_2$.

Литература

1. Волков Р.В., Саяпин В.Н., Севидов В.В., Севидова Л.М. Алгоритм определения координат земных станций по сигналам, спутников-ретрансляторов // Теория и практика современной науки. 2016. № 10(16). С. 69-72.
2. D. Musicki and W. Koch, “Geolocation using TDOA and FDOA Measurements”,11th International Conference on Information Fusion, Cologne, Germany, June 30 2008-July, 2008.
3. Yan, H, Cao, JK, Chen, L., “Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system”, Proceedings of the 10th international conference on IEEE ICSP, Beijing, China, 24–28 October 2010, pp.107–110, doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656806.
4. Bin Y.Z., Lei W., Qun C.P., Nan L.A., “Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements”, Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS); Guilin, China. 1–8 January 2013; pp. 1–5, doi: 10.1109/ANTHOLOGY.2013.6784815.
5. T. Pattison and S. I. Chou, "Sensitivity analysis of dual-satellite geolocation," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 36, no. 1, pp. 56-71, doi: 10.1109/7.826312.
6. Liu Ying, Huang Daochao, Han Yunlei and Han Jianying, "New method about TDOA measurement for satellite interference location," 2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, Kunming, 2008, pp. 1314-1317, doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735467.

INCREASING THE ACCURACY OF POSITIONING OF GROUND RADIO EMISSION SOURCES OPERATING VIA GEOSTATIONARY RELAY SATELLITES

Gall R.D.

"New Telecommunication Technologies" RPE Co. Ltd.

Today, cases of intentional and unintentional interference with users of communication systems operating via geostationary relay satellites, as well as illegal use of the resource of such satellites, are increasingly recorded. Thus, the task of developing methods for positioning of such interference sources, as well as increasing the locating accuracy, seems to be urgent. The article presents a developed method for joint use of an illumination station and reference signal sources, which makes it possible to improve the accuracy of positioning of ground-based radio emission sources operating via relay satellites placed in a geostationary orbit, due to a preliminary relay satellites coordinates estimation and the resolution of ambiguities with respect to the true correlation peaks of reference sources signals. Simulation modeling has been carried out, which made it possible to estimate the accuracy of ground-based radio emission sources positioning using the developed method.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ГЕКТОМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С РАЙСОВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ И КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ

д.т.н., проф. Зеленевский В.В.[1], к.т.н., преп. Ржаных А.В.[1],
н.с. Егоров В.В.[2]

[1] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
[2] Межрегиональное общественное учреждение «Институт инженерной физики»

В статье представлены оценки помехоустойчивости (вероятность битовой ошибки) и надежности системы передачи данных по помехоустойчивости с райсовскими замираниями и кодовом уплотнением при воздействии гауссова шума. Установлена противоречивость требований к обеспечению помехоустойчивости и надежности канала передачи и показано, что кодовое уплотнение данных позволяет получить наименьшее значение вероятности битовой ошибки и наибольшее значение надежности системы передачи при фиксированном медианном отношении сигнал/шум.

В системе передачи данных гектометрового диапазона с кодовым уплотнением данных вероятность битовой ошибки на выходе первой решающей схемы приемника при воздействии гауссова шума будет определяться выражением [1,2]:

$$P_b = 0{,}5\left[1-\left[1-0{,}5643\int\limits_{\left(nh_{min}^2\right)^{-0{,}5}}^{\infty} e^{-t^2}dt\right]^n\right] \text{ при } P_k = f\left(h_{med}^2, h_{min}^2\right) = const,$$

где n – длина ортогональных последовательностей Уолша-Адамара, которые используются для кодового уплотнения n-разрядного блока данных; P_k – вероятность существования гектометрового радиоканала передачи данных (надежность радиоканала по помехоустойчивости) при райсовских замираниях, равная [2]

$$P_k = \int\limits_{U_{min}}^{\infty} e^{-(h_{med}^2+U)} I_0\left(2\sqrt{h_{med}^2 U}\right) dU,$$

U_{min} – напряжение, которое определяет минимально возможное битовое отношение сигнал/шум h_{min}^2, удовлетворяющее условию P_b=*const*, т.е. заданной помехоутойчивости гектометрового радиоканала передачи данных; h_{med}^2 – битовое медианное значение отношения сигнал/шум

$$h_{med}^2 = \frac{E_{med}^2 h_Д^2}{4(N_Ш - 1)kT\Delta F R_{вх}},$$

E_{med} – медианное значение напряженности электрического поля в точке приема, равное [2]

$$E_{med} = \frac{10233}{\sqrt{r}}\sqrt{P_1 D_1} e^{-8{,}94\cdot 10^{-4}\lambda^{-0{,}26}}, \ \frac{мкВ}{м},$$

r – дальность радиосвязи, км;
P_1 – излучаемая мощность радиопередатчика, кВт;
D_1 – коэффициент направленного действия передающей антенны;
λ – длина волны, км;
$h_Д$ – действующая высота приемной антенны, м;
$N_Ш$ – коэффициент шума радиоприемника;
k – постоянная Больцмана, равная k =1,38·10^{-23}, $\frac{Дж}{^\circ K}$;
T – рабочая температура приемника, $^\circ K$;
ΔF – эффективная полоса пропускания приемника;
$R_{вх}$ – входное сопротивление приемника.

В таблице 1 представлены оценки вероятностей P_{0sh}=1–P_k(1–P_b) при $h_{med}^2 = const$, n=8 для различных значений U_{min} и соответствующие им значения P_k, P_b.

Таблица 1

Оценки вероятностей P_{0sh}, P_k, P_b при $h^2_{med} = const$, n=8

$h^2_{med}=5$	U_{min}	0,1	0,4864	0,834	2,178			
	h^2_{min}	0,01	0,2366	0,6956	4,7437			
	P_{0sh}	0,5	0,1	$1{,}86\cdot10^{-2}$	0,1			
	P_k	0,999	0,993	0,983	0,899			
	P_b	0,5	0,0941	$1{,}68\cdot10^{-3}$	10^{-17}			
$h^2_{med}=10$	U_{min}	0,1	0,4797	0,70146	0,9057	1,026	1,236	2,68
	h^2_{min}	0,01	0,23	0,492	0,82	1,0527	1,528	7,1824
	P_{0sh}	0,5	0,1	10^{-2}	10^{-3}	$6{,}94\cdot10^{-4}$	10^{-3}	10^{-2}
	P_k	1,0	1,0	1,0	1,0	0,999	0,999	0,99
	P_b	0,5	0,099	$9{,}9\cdot10^{-3}$	$5{,}9\cdot10^{-4}$	$8\cdot10^{-5}$	$1{,}49\cdot10^{-6}$	10^{-20}
$h^2_{med}=15$	U_{min}	0,1	0,4786	0,698	0,867	1,0186	1,186	1,83
	h^2_{min}	0,01	0,229	0,4872	0,752	1,0375	1,4066	3,35
	P_{0sh}	0,5	0,1	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	$2{,}47\cdot10^{-5}$	10^{-4}
	P_k	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
	P_b	0,5	0,1	10^{-2}	10^{-3}	$9{,}61\cdot10^{-5}$	$4{,}09\cdot10^{-6}$	$4{,}35\cdot10^{-13}$

Анализ результатов, представленных в таблице 1, позволяет сделать важные выводы:

– в гектометровом райсовском канале передач данных с кодовым их уплотнением существует оптимальное значение $U_{min}=U_{opt}$ и соответствующее ему значение $h^2_{opt}=U^2_{opt}$, при котором вероятность P_{0sh} достигает минимума для $h^2_{med}=const$;

– требования к выбору значения U_{min} при $h^2_{med}=const$ противоречивы, с одной стороны, для увеличения вероятности P_k (надежности радиоканала) необходимо уменьшать значение U_{min} (при $U_{min}\leq0{,}1$) вероятность P_k стремится к единице (наилучшее значение), однако в этом случае вероятность битовой ошибки (помехоустойчивость радиоканала) стремится к значению 0,5 (наихудшее значение), с другой стороны, для повышения помехоустойчивости радиоканала (уменьшения вероятности P_b) необходимо увеличивать U_{min}, т.е. увеличивать h^2_{min}, однако надежность гектометрового радиоканала в этом случае уменьшается;

– с увеличением значения h^2_{med} вероятность P_{0sh} и P_b уменьшаются, а вероятность P_k увеличивается, что не противоречит физическому смыслу (для увеличения h^2_{med} необходимо увеличивать мощность радиопередатчика, что всегда способствует повышению качества радиосвязи в канале с замираниями);

– кодовое уплотнение данных позволяет реализовать прием группового сигнала в целом и в условиях воздействия гауссова шума при $h^2_{med}=const$ постепенно приближаться к теоретическому пределу К.Шеннона по помехоустойчивости (для $h^2_{med}=15$ битовая вероятность ошибки P_b=$9{,}61\cdot10^{-5}$ достигается при битовом отношении сигнал/шум $h^2_{min}=1{,}0375$ и в науке неизвестны другие методы передачи, которые позволяют получить таки результаты в заданных условиях).

Литература

1. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Зеленевский А.В, Черноусов М.С. Метод оценки помехоустойчивости цифровых систем передачи с кодовым уплотнением данных при воздействии стационарных помех. – Серпухов: Известия Института инженерной физики. – 2020. – №4. – С.31-36.
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. – М.: Связь, 1965.

EVALUATION OF THE NOISE IMMUNITYOF THE DATA TRANSMISSION SYSTEM OF THE HECTOMETER RANGE WITH RICE FADING AND CODE COMPACTION

Doct. of techn. Sc., prof. Zelenevsky V.V., cand. of techn. Sc., lecturer Rzhanykh A.V.,
research associate Egorov V.V.

In article presents estimates of noise immunity (probability of bit error) and reliability of the data transmission system for noise immunity with Rice fading and code compaction under the influence of Gaussian noise. The inconsistency of the requirements for ensuring noise immunity and reliability of the transmission channel is established and it is shown that code compaction of data allows you to get the lowest value of the probability of bit error and the highest value of the reliability of the transmission system with a fixed median signal-to-noise ratio.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЕЛЕЕВСКОГО КАНАЛА ТРОПОСФЕРНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ С КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДАННЫХ

д.т.н, проф. Зеленевский В.В.[1], д.т.н, доц. Зеленевский Ю.В.[2],
преп., Кургузов В.В.[1], н.с. Егоров В.В.[3],

[1] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
[2] Военная академия РВСН имени Петра Великого
[3] Межрегиональное общественное учреждение «Институт инженерной физики»

В статье предложена методика оценки помехоустойчивости релеевского канала тропосферной системы радиосвязи с кодовым уплотнением данных.

Известно [1], для канала радиосвязи без релеевских замираний с кодовым уплотнением данных, в котором реализуется когерентный прием сигнала с фазовой манипуляцией в целом, вероятность битовой ошибки при воздействии стационарной помехи определяется [2]:

$$P_B = 0{,}5[1-(1-P_{Bi})^n]\,, \tag{1}$$

где

$$\mathrm{P_{в}}i = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \int\limits_{\left(\frac{1}{n h_в^2}+\frac{\gamma}{n}\cdot\frac{P_п}{P_с}\right)^{-0,5}}^{\infty} e^{-t^2} dt\,, \tag{2}$$

n – длина ортогонального кода, который используется для уплотнения данных и принимает значения кратные 2 (n= 4,8,16,32, ...);

γ – параметр помехи, который для наиболее опасной гармонической узкополосной помехи равен единице (γ=1);

$\frac{P_п}{P_с}$ – отношение мощностей помехи к сигналу в точке приема;

$h_в^2$ – битовое отношение сигнал/шум;

Для вероятности битовой ошибки $P_{вз}$ в канале радиосвязи с кодовым уплотнением данных и релеевскими замираниями сигнала при воздействии гармонической узкополосной помехи [3] выражение будет иметь вид

$$\mathrm{P_{вз}} = 0{,}5\left[1-\left(1-\frac{2}{\sqrt{\pi}}\cdot\int\limits_{h_{в\,min}}^{\infty}\cdot\int\limits_{\left(\frac{1}{n h_{в\,min}^2}+\frac{\gamma}{n}\cdot\frac{P_п}{P_с}\right)^{-0,5}}^{\infty} e^{-t^2}dt\cdot\frac{h\cdot P_п}{P_с}e^{-\cdot\frac{h^2 P_п}{P_с}}\,dh\right)^n\right] \tag{3}$$

при заданной надежности канала $К_и$ радиосвязи по помехоустойчивости, равный

$$K_u = 2\cdot\int\limits_{h_{min}}^{\infty} h e^{-h^2} dh = e^{-h_{min}^2}\,. \tag{4}$$

Соответствие между $К_и$ и h_{min}^2 представлено в таблице 1.

Таблица 1

Соответствие $К_и$ и h_{min}^2

h_{min}^2	0	0,01	0,0514	0,1054	0,1629	0,2238	0,287	0,356	0,5092	0,695	0,916	2,296
h_{min}	0	0,1	0,2267	0,325	0,4036	0,473	0,536	0,597	0,7136	0,834	0,957	1,515
$К_и$	1	0,99	0,95	0,9	0,85	0,8	0,75	0,7	0,6	0,5	0,4	0,1

Выражение для вероятности $P_{вз}$ в релеевском канале при отсутствии помех будет следующим:

$$P_{вз} = 0{,}5\left[1 - \left(1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_{h_{в\,min}}^{\infty} \cdot \int_{\left(\frac{1}{n h^2_{в\,min}}\right)^{-0{,}5}}^{\infty} e^{-t^2} dt \cdot h e^{-h^2} dh\right)^n\right]. \quad (5)$$

При подстановке значений в выражения (2) и (5) получена таблица 2.

Таблица 2

Зависимости $P_в$ и $K_и$, при n=8 и 16

$h^2_{в\,min}$	$K_и$	с замираниями						без замираний			
		n=8			n=16			n=8			
		h^2_{min}	$P_{віз}$	$P_{вз}$	h^2_{min}	$P_{віз}$	$P_{вз}$	$h^2_в$	h^2_{min}	$P_{ві}$	$P_в$
0,1054	0,9	0,84	$9{,}68\cdot10^{-2}$	0,275	1,68	$3{,}3\cdot10^{-2}$	0,208	0,69	5,55	$4{,}51\cdot10^{-3}$	$1{,}81\cdot10^{-3}$
0,1629	0,85	1,296	$5{,}3\cdot10^{-2}$	0,175	2,592	$1{,}12\cdot10^{-2}$	0,0825	1	8	$3{,}17\cdot10^{-5}$	$1{,}268\cdot10^{-4}$
0,2238	0,8	1,776	$2{,}95\cdot10^{-2}$	0,106	3,552	$3{,}92\cdot10^{-3}$	$3{,}05\cdot10^{-2}$	1,4	11,2	$1{,}05\cdot10^{-6}$	$4{,}2\cdot10^{-6}$
0,356	0,7	2,848	$8{,}47\cdot10^{-3}$	0,033	5,696	$3{,}66\cdot10^{-4}$	$2{,}92\cdot10^{-3}$	2	16	$7{,}43\cdot10^{-9}$	$2{,}972\cdot10^{-8}$

Анализ результатов расчетов, представленных в таблице 2, показывает:

- установлено противоречие в требованиях по значению h^2_{min} по отношению к $P_{вз}$ и $K_и$;
- увеличение длины ортогональной последовательности n позволяет уменьшить вероятность $P_{вз}$ (повысить помехоустойчивость) при заданном $K_и$;
- при n=const (n=8) в канале тропосферной радиосвязи с замираниями вероятность $P_{вз}$ значительно выше по сравнению с каналом радиосвязи без замираний;
- использование приема сигнала в целом увеличивает сигнальное отношение h^2_{min} в n раз, что позволяет снизить $P_{вз}$.

Литература

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. – М.: «Связь», 1965.-400с.
2. Зеленевский В.В., Зеленевский А.В., Кургузов В.В., Черноусов М.С., Наконечный Б.М. Статистический анализ и методика оценки надежности радиоканалов по помехоустойчивости при наличии замираний сигнала//Серпухов: Известия Института инженерной физики. – 2020. №3. – С.13-17.
3. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Зеленевский А.В., Дурнов А.С. Статистические характеристики системы передачи с кодовым уплотнением данных при воздействии гауссова шума// Электросвязь. – 2018. - №7. С.42-45.

ESTIMATION TO NOISE-IMMUNITY RELEEVSKOGO CHANNEL OF THE TROPOSPHERIC SYSTEM RADIO COMMUNICATION WITH CODE COMPACTION DATA

Doct. of techn. Sc., prof. Zelenevsky V.V., doct. of techn. Sc., assoc. prof. Zelenevsky Y.V., lecturer Kurguzov V.V., research associate Egorov V.V.

In article is offered methods of the estimation to noise-immunity of Rayleigh channel of the tropospheric system radio communication with code compaction data.

СТЕНД ДЛЯ ИСПЫТАНИЙ АЦП И ЦАП НА БАЗЕ ОТЛАДОЧНОЙ ПЛАТЫ SPARTAN 7

студ. Ломоносова Е.Н., студ. Коваль М.С.

Поволжский государственный технологический университет

Проектирование систем автоматизированного управления предполагает оптимальный выбор АЦП и ЦАП. Выбранные в результате информационного поиска преобразователи должны соответствовать определённому ряду качеств. На первом этапе степень соответствия можно оценить при помощи компьютерного моделирования. На втором этапе необходимо проводить натурный эксперимент с реальными микросхемами и реальными сигналами. Условия близкие к реальным может сформировать (разработанный) стенд на базе отладочной платы Spartan-7. Стенд может быть полезен при настройке и регулировке САУ в производстве, а также как учебный стенд в образовательном процессе в дисциплинах, связанных с изучением АЦП и ЦАП.

В современных системах автоматизированного управления широко используются узлы, содержащие АЦП и ЦАП. При проектировании подобных систем возникает проблема выбора АЦП и ЦАП с необходимыми параметрами. Предварительная оценка работоспособности АЦП и ЦАП проводится с помощью моделирующих программ. Достоверность результатов моделирования необходимо проверять на реальных элементах с реальными сигналами. Такие испытания АЦП и ЦАП целесообразно возложить на универсальный стенд, способный имитировать реальные условия работы преобразователей. Стенд должен обеспечивать приём сигнала с АЦП, формировать цифровой код для ЦАП и осуществлять, при необходимости, совместную работу АЦП и ЦАП.

В основе стенда можно использовать отладочную плату Spartan-7 SP701 FPGA. Данный отладочный набор предназначен для решения задач, в которых информация должна обрабатываться со множества подключенных датчиков, а также промышленных сетей, машинного зрения и др. Особенностью данного отладочного комплекта является большое количество портов ввода/вывода, которые подключены к внешним Pmod и FMC соединителям. Обильное количество портов пользовательского ввода/вывода даёт широчайшее поле возможностей для разработки. На плате установлен самый крупный из семейства Spartan-7 кристалл ПЛИС XC7S100, содержащий 102к логических ячеек и 400 портов ввода/вывода.

С генератора подается ВЧ-сигнал, оцифровывается при помощи АЦП. Далее плата Spartan-7 SP701 осуществляет передачу цифрового кода на быстродействующий ЦАП. Одним из результатов работы стенда является возможность сравнить входной сигнал с сигналом, прошедшим аналого-цифровую и цифро-аналоговую обработку. Можно оценить нелинейные искажения сигнала, провести его спектральный анализ, измерить фазовый сдвиг.

Стенд, созданный на основе отладочного комплекта Spartan-7 SP701, может быть использован в учебном процессе, а так же при производстве изделий, включающих ЦАП и АЦП.

Рассмотрим современные АЦП и ЦАП с высоким разрешением. Можно использовать современные разработки аналого-цифровых преобразователей и цифро-аналоговых преобразователей с высоким разрешением(16-bit), выполненные на отдельных ИС от ведущих производителей: Analog Devices и Texas Instruments (таблицы 1 и 2).

Таблица 1

Тип ИМС	Sample Rate GSPS	Полоса пропускания входного сигнала (ГГц)	Число каналов	Тип интерфейса	Потребляемая мощность (Вт)	Цена $
AD9081	4	1.6	4	JESD204B JESD204C	8.5	-
AD6676	3.2	0.45	1	JESD204B	1.2	145.00
ADS54J69	0.5	1.2	2	JESD204B	1.35	539.93
ADC31JB68	0.5	1.3	1	JESD204B	0.915	159.72
ADS54J60	1	1.2	2	JESD204B	1.35	781.65

АЦП **AD9081** – четырёхканальный 16-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 12 GSPS. Имеет гибкую реконфигурируемую конструкцию общей платформы радиосвязи FDD и TDD. Позволяет строить одно- и многополосные радиомодули Tx / Rx с полосой пропускания канала до 1,6 ГГц / 2 ГГц (4T4R). Имеет опцию двойного использования АЦП (прием и передача DPD) для TDD4D4A (ЦАП от 4x3 GSPS до 12 GSPS и от 4 × 1,5 до 4 GSPS АЦП).

АЦП поддерживает скорость входных данных IQ передатчика до 1,5 Гбит / с, поддерживает скорость выходных данных IQ приемника до 2 Гбит, содержит встроенную ФАПЧ (от 6 ГГц до 12 ГГц) с многокристальной синхронизацией и предоставленной выходной тактовой частотой. Имеет опцию входа внешней ВЧ-тактовой частоты.

АЦП выполняет универсальные цифровые функции:

- поддержка реальных или сложных цифровых данных (8-, 12- или 16-битных);
- настраиваемое цифровое повышающее / понижающее преобразование (DDC / DUC);
- имеет возможность обхода точного и конечного DUC / DDCP;
- содержит программируемый 192-отводной фильтр FIR;
- включает приемник AGC;
- поддерживает быстрое обнаружение с малой задержкой.

Области применения:

Инфраструктура беспроводной связи.
W-C D M A, LT E, LT E-A, Massive-MIMO.
Двухточечный микроволны и диапазон E 5G
Системы широкополосной связи.
DOCSIS 3.0 CMTS.
Радар с фазированной антенной решеткой и радиоэлектронная борьба.
Электронные испытательные и измерительные системы.

АЦП **AD6676** – это одноканальный 16-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 3.2 GSPS. AD66761 представляет собой высокоинтегрированную подсистему ПЧ, которая может оцифровывать радиочастотные (РЧ) сигналы шириной до 160 МГц с центром на промежуточной частоте (ПЧ) от 70 МГц до 450 МГц. В отличие от традиционных АЦП выборки ПЧ Найквиста, AD6676 использует настраиваемый полосовой Σ-Δ АЦП с высоким коэффициентом передискретизации, чтобы исключить необходимость в полосовых фильтрах на ПАВ ПЧ и каскадах усиления, что приводит к значительному упрощению архитектуры широкополосного радиоприемника.

АЦП имеет коэффициент шума (NF) от 13 дБ, спектральная плотность шума (NSD) составляет −159 дБ. Ширина полосы сигнала - от 20 МГц до 160 МГц. Содержит встроенный цифровой аттенюатор и синтезатор тактовых импульсов.

Области применения:

Оборудование для широкополосной сотовой инфраструктуры и ретрансляторы. Двухточечное микроволновое оборудование. Контрольно-измерительные приборы. Анализаторы спектра и связи. Программно-конфигурируемая радиосвязь.

АЦП **ADS54J69** – двухканальный 16-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 0.5 GSPS. Устройство обеспечивает уровень шума –159 дБFS / Гц. Ширина полосы входного сигнала (3 дБ) 1,2 ГГц.

Устройство поддерживает последовательный интерфейс JESD204B со скоростью передачи данных до 10,0 Гбит / с. Каждый канал АЦП напрямую подключен к блоку широкополосного цифрового понижающего преобразователя (DDC). ADS54J69 обеспечивает отличный динамический диапазон без паразитных составляющих (SFDR) в широком диапазоне входных частот с очень низким энергопотреблением. Интерфейс JESD204B уменьшает количество интерфейсных линий, обеспечивая высокую плотность системной интеграции.

Области применения:

Радары и антенные решетки, широкополосная беспроводная связь, кабельные приемники CMTS, DOCSIS3.1. Оборудование для тестирования связи, микроволновые приемники, программно-определяемое радио (SDR), медицинские изображения и диагностика.

АЦП **ADC31JB68** – одноканальный маломощный 16-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 0.5 GSPS. Буферизованный аналоговый вход обеспечивает равномерный входной импеданс в широком диапазоне частот. Это устройство предназначено для выборки входных сигналов до 1,3 ГГц. ADC31JB68 обеспечивает превосходный динамический диапазон без паразитных составляющих (SFDR) в широком диапазоне входных частот с очень низким энергопотреблением. Встроенный дизеринг обеспечивает минимальный уровень шума. Поддерживает последовательный интерфейс JESD204B со скоростью передачи данных до 5 Гбит / с на каждой из двух полос, что обеспечивает высокую плотность системной интеграции.

АЦП содержит делитель тактовой частоты, имеет стабильную динамическую производительность с использованием калибровки переднего и заднего плана, поддерживает многочиповую синхронизацию.

Области применения:

Приемники дискретизации с высокой ПЧ, широкополосный беспроводной доступ, ВЧ-приемники, кабельные CMTS, приемники DOCSIS 3.1. Оборудование для тестирования связи. Дигитайзеры, программно-определяемое радио (SDR), радары и антенные решетки.

АЦП **ADS54J60** – двухканальный маломощный 16-разрядный АЦП с частотой дискретизации до 1 GSPS. Устройство обеспечивает минимальный уровень шума – 159 дБFS / Гц для приложений, стремящихся к максимальному динамическому диапазону в широкой полосе пропускания. Устройство поддерживает последовательный интерфейс JESD204B со скоростью передачи данных до 10 Гбит / с.

Области применения:

Приемники дискретизации с высокой ПЧ, широкополосный беспроводной доступ, ВЧ-приемники, кабельные CMTS, приемники DOCSIS 3.1. Оборудование для тестирования связи. Дигитайзеры, Программно-определяемое радио (SDR), радары и антенные решетки.

Таблица 2.

Тип ИМС	Разре-шение, бит	Макс. частота выборки, МГц	Число каналов	Тип интер-фейса	Частота вых. сигнала, макс., МГц	Мощность рассеяния, Вт	Цена, $
AD9125	16	1000	2	CMOS	500	1,1	35,29
AD9148	16	1000	4	LVDS	500	3	66,82
AD9717	14	125	2	CMOS	62,5	0,086	11,52
AD9786	16	500	1	CMOS	250	1,25	36,74

ЦАП **AD9125** – двухканальный 16-разрядный передающий ЦАП с частотой выборки 1 ГГц:

• переходное затухание между соседними каналами в стандарте W-CDMA с одной несущей составляет 80 дБн на промежуточной частоте 122,88 МГц

• интерполятор с коэффициентами 2×, 4×, 8× плюс комплексный модулятор позволяют сдвигать несущую частоту в любую область полосы пропускания

• предусмотрена регулировка коэффициента усиления и сдвига фазы для подавления боковых полос

• интерфейс обеспечивает синхронизацию большого числа ИМС

• тип корпуса LFCSP с отводящей тепло подложкой, размеры 10×10 мм

Ключевые особенности изделия

1. Сверхнизкий уровень шума и интермодуляционных искажений (IMD) обеспечивает высококачественный синтез широкополосных сигналов от основной полосы до высоких промежуточных частот.

2. Запатентованная технология переключения выходов ЦАП улучшает динамические характеристики.

3. Выходы тока легко конфигурируются для несимметричных и дифференциальных схем включения.

4. Гибкий цифровой интерфейс КМОП позволяет уменьшить стандартную 32-проводную шину до 16-проводной шины.

Области применения

- Инфраструктура беспроводных сетей W-CDMA, CDMA2000, TD-SCDMA, WiMAX, GSM, LTE
- Цифровой синтез сигналов на высокой или низкой IF
- Передатчики с несколькими антеннами
- Системы с кабельными модемами

ЦАП **AD9148** – четырехканальный передающий 16-разрядный ЦАП с частотой выборки 1 ГГц:

• встроенный генератор с 32-разрядным цифровым программным управлением для комплексной схемы модуляции с интерполятором с целыми коэффициентами 2×, 4×, 8×
• спектральная плотность шума -158 дБм/Гц
• интермодуляционные искажения третьего порядка -85 дБн
• переходное затухание между соседними каналами 78 дБн
• корпус типа flip-chip размерами 12×12 мм

Ключевые особенности изделия

1. Низкий уровень шума и интермодуляционных искажений (IMD) обеспечивают высококачественный синтез широкополосных сигналов от базовой полосы до высоких промежуточных частот.
2. Запатентованный метод коммутации выхода ЦАП улучшает динамические характеристики.
3. Токовые выходы легко настраиваются для несимметричных или дифференциальных схем включения.
4. Интерфейс ввода данных LVDS включает FIFO для улучшения временных показателей входа.

Области применения

- Беспроводная инфраструктура LTE, TD-SCDMA, WiMAX, WCDMA, CDMA2000, GSM
- MIMO/разнесение передачи.
- Цифровой синтез высокой или низкой IF

ЦАП **AD9717** – двухканальный 14-разрядный передающий преобразователь с частотой выборки 125 МГц и выходным током 20 и 4 мА соответственно:

• спектральная плотность шума при частоте выборки 125 МГц и частоте выходного сигнала 10 МГц составляет -157дБн/Гц
• SPI-интерфейс с возможностью считывания записанных данных
• при максимальной частоте выборки рассеиваемая мощность 220 мВт
• тип корпуса LFCSP, размеры 6×6 мм

Ключевые особенности изделия

1. Низкая мощность. ЦАП работают от одного источника питания 1,8-3,3В; общая потребляемая мощность снижается до 35 мВт при 125 MSPS (мега выборок в секунду) при напряжении питании 1,8 В. Режимы ожидания и отключения питания предусмотрены для периодов простоя с низким энергопотреблением.
2. КМОП-тактовый вход. Высокоскоростной КМОП-тактовый вход поддерживает скорость преобразования 125 MSPS.
3. Легкое взаимодействие с другими компонентами. Регулируемый выходной синфазный режим от 0 В до 1,2 В позволяет легко взаимодействовать с другими компонентами, которые принимают синфазные уровни выше 0 В.

Области применения

- Беспроводная инфраструктура. Пикосоты, базовые станции фемтосот.
- Медицинское оборудование. Возбуждение ультразвукового преобразователя.
- Портативный инструментарий. Генераторы сигналов, генераторы сигналов произвольной формы.

ЦАП **AD9786** - 16- разрядный представитель новейшего семейства высокопроизводительных продуктов TxDAC. Разработанный специально для коммуникационных систем, прибор обеспечивает превосходную 16-битную линейность, шумовые параметры и коэффициент интермодуляционных искажений. Эти рекордные параметры позволяют синтезировать сигналы, имеющие частоту от 200 до 300 МГц и выше. В результате разработчики системы могут исключить этап преобразования с повышением частоты, что приведет к снижению стоимости и количества элементов системы. Выбираемый встроенный интерполяционный фильтр 2/4/8 порядка упрощает требования к скорости потока данных и восстанавливающему выходному фильтру. Корпус типа TQFP, размеры 14×14 мм

Ключевые особенности изделия

1. 16-/14-/12- битное разрешение при производительности 500 MSPS

2. Превосходные шумовые характеристики: -169 dBm/Гц на частоте 20 МГц
3. IMD <-80 dBc на частоте 300 МГц
4. SFDR=90 dBc на частоте 10 МГц
5. DNL=+-0.5 LSB
6. Выбираемый интерполяционный фильтр 2/4/8 порядка с производительностью 160 MSPS
7. Непосредственная передача сигналов ПЧ с частотой от 200 до 300 МГц
8. Выбираемый формат данных: двоичный или двоично-дополнительный
9. LVTTL/КМОП совместимые входы
10. Универсальный интерфейс синхронизации
11. Программирование через SPI порт

Области применения

- Широкополосные базовые станции систем связи стандартов GSM/EDGE, WCDMA и CDMA2000
- Широкополосные системы обеспечения доступа
- Инструментальное оборудование
- Коммуникационное контрольно-измерительное оборудование
- Линеаризация УМ

Наиболее лучшими характеристиками представлен ЦАП AD9786, так как имеет превосходные шумовые параметры, обладает высокой линейностью и интермодуляционными искажениями.

Высокое развитие технологий производства интегральных микросхем приводит к быстрой смене их поколений. При этом ИМС становятся всё более доступными по цене и более удобными в применении. Это приводит к расширению сфер применения, увеличению выпуска и уменьшению стоимости ИМС. Кроме того, это ведёт за собой расширение номенклатуры, группировку в семейства и рост специализации ИМС.

Литература

1. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерения их параметров / [А.-Й.К. Марцинкявичюс, Э.-А.К. Багданскис, Р.Л. Пошюнас и др.] ; Под общ. ред. А.-Й.К. Марцинкявичюса, Э.-А.К. Багданскиса.- М.:Радио и связь, 1988.-224с.
2. Лаврентьев, Б. Ф. Схемотехника электронных средств [Текст] : [учеб. пособие для студентов вузов по направлению подгот. "Проектирование и технология электронных средств"] / Б. Ф. Лаврентьев. - М. : Academia, 2010. - 333 с.
3. Федорков Б. Г., Телец В. А. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. — М,: Энергоатомиздат, 1990. — 320 с
4. Формирование прецизионных частот и сигналов [Текст] : [учеб. пособие для студентов вузов по направлению подгот. дипломир. специалистов 654200 "Радиотехника", по специальности 200700 "Радиотехника"] / Н. П. Ямпурин, В. В. Болознев, Е. В. Сафонова, Е. Б. Жалнин. - Нижний Новгород : Нижегор. гос. техн. ун-т, 2003. - 186 с.
5. AD9081 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A. - p. 230.
6. AD6676 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2014-2017. - p. 49.
7. AD9652 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2014-2018. - p. 36.
8. LTC2107 Datasheet. – LINER Technology. - U.S.A, 2014. - p. 32.
9. AD9125 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2010. - p. 56.
10. AD9148 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2010-2012. - p. 72.
11. AD9717 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2008-2018. - p. 80.
12. AD9786 Datasheet. - Analog Devices. - U.S.A, 2005. - p. 56.

STAND FOR TESTING ADC AND DAC BASED ON THE SPARTAN 7 DEBUGGING BOARD.

E.N. Lomonosova, M.S. Koval

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education
«Volga State University of Technology»

The design of automated control systems assumes the optimal choice of ADC and DAC. The transducers selected as a result of information search must correspond to a certain number of qualities. At the first stage, the degree of compliance can be assessed using computer modeling. At the second stage, it is necessary to conduct a full-scale experiment with real microcircuits and real signals. Conditions close to real can be formed by a (developed) stand based on the Spartan-7 debug board. The stand can be useful in setting up and adjusting the ACS in production, as well as as a training stand in the educational process in disciplines related to the study of ADC and DAC.

ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНТРОПИИ ПОГЛОЩАЮЩЕЙ КОНЕЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ ОПИСЫВАЮЩЕЙ РАБОТУ ПРОТОКОЛА УПРАВЛЕНИЯ ТРАФИКОМ СТАНДАРТА MIL-STD-188-141B

д.т.н., доц. Попов М.Ю.[1], к.т.н. Слободсков О.Е.[2],
асп. Калач П.К.[1], асп. Черкасов В.В.[1]

[1]Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
[2]4 ЦНИИ МО РФ

В статье описан порядок определения энтропии системы формализованной конечной марковской цепью описывающей работу протокола управления трафиком стандарта MIL-STD-188-141b.

Протокол управления трафиком (TM) используется в стандарте MIL-STD-188-141B для координации обмена трафиком в установленных соединениях. Протокол TM необходим для выбора высокоскоростного (HDL) либо низкоскоростного (LDL) протокола передачи данных с установлением их регулируемых параметров (количество пакетов данных (numPkt)) для HDL или объем пакета данных (pktL), для LDL). Доставка данных (DATA) от передающей станции к приемной по заранее установленному КВ соединению типа «точка-точка» с подтверждением приема осуществляется с использованием 48-битного пакета BW1 [1]. Для формализации рассматриваемого процесса в работе введены следующие обозначения, представленные в таблице 1.

Таблица 1.

Обозначения

Обозначение	Физический смысл обозначения
TM	- протокол управления трафиком
HDL	- высокоскоростной протокол передачи данных
LDL	- низкоскоростной протокол передачи данных
numPkt	- регулятор количества пакетов данных
pktL	- регулятор объема пакета данных
PDU	- блок данных
BW1	- сигнально-кодовая конструкция, переносящая данные (DATA) - пакет
DATA	- данные
T_{tune}	- временной диапазон перехода на заданный параметр протокола TM
T_{sug}	- временной диапазон на неопределенность в установлении соединения
T_{prop}	- максимальная задержка распространения
T_{BW1}	- продолжительность передачи BW1
$T_{BW1proc}$	- время обработки BW1
T_{BW1enc}	- время кодировки BW1
TM_REQ	- протокольный блок данных (TM_REQUEST), посылаемый для запроса на установление между станциями (указанными в адресе получателя протокольного блока данных) соединения, участвующими в информационном обмене (для доставки данных (трафика)) - запрос
TM_CONF	- протокольный блок данных, посылаемый, в ответ на полученный протокольный блок данных TM_REQUEST, для подтверждения готовности отправителя участвовать в информационном обмене - квитанция
ВВХ	- вероятностно-временная характеристика
ГСП	- граф состояний и переходов
КВ	- короткие волны
МПВ	- матрица переходных вероятностей
МШП	- матрица шагов переходов
ПВ	- переходная вероятность
ПКМЦ	- поглощающая конечная марковская цепь

Обозначение	Физический смысл обозначения
ШП	- шаг перехода
УКЧ	- уравнение Колмогорова - Чепмена

Разработка математической модели. Процесс передачи протокольных данных по ТМ представлен в [1]. Передающая станция передает блоки *TM_REQ*, содержащие пакет протокольных данных, а приемная станция передает блоки *TM_CONF*, содержащие подтверждение получения пакета протокольных данных (квитанция). Времена передачи данных блоков (PDU) точно заданы. Конец передачи протокольных данных по ТМ достигнут тогда, когда передающая станция начала передачу протокольных блоков данных (*xDL_DATA*) с установленными регулируемыми параметрами выбранного протокола передачи данных (количество пакетов данных (numPkt)), если выбран высокоскоростной (HDL) или объем пакета данных (pktL), если выбран низкоскоростной протокол передачи данных) [1]. Известна модель такого процесса, представленная в виде поглощающей конечной марковской цепи (ПКМЦ) [2], однако, она не учитывает возможные тайм-ауты при процессе установления соединения. Представляемая модель будет свободна от этого недостатка.

Наиболее приемлемым научно-методическим аппаратом нахождения требуемых характеристик процесса координации обмена трафиком (передачи данных по ТМ) является аппарат конечных марковских цепей [2,3,6-8,13]. Это обусловлено тем, что: - процесс информационного обмена между передающей и приемной станциями вследствие наличия помех является случайным; - количество состояний процесса конечно; - в процессе имеется поглощающее состояние - состояние доведения пакета данных; - время данного процесса – дискретно, так как изменение его состояний происходит только в определенные временные интервалы, установленные протоколом.

На рисунке 1 представлен граф состояний и переходов (ГСП) ПКМЦ описывающий процесс обмена пакетов по протоколу ТМ.

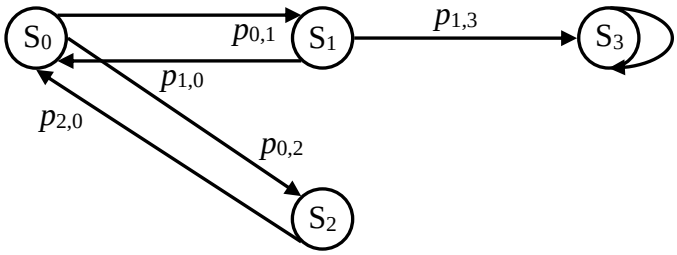


Рисунок 1 - ГСП ПКМЦ процесса обмена пакетов по протоколу ТМ

Состояния ПКМЦ таковы:

S_0 – состояние ожидания передачи (приема);

S_1 – протокольный блок данных *TM_REQ* (запрос на установления соединения для организации передачи данных) доведен до приемной стороны;

S_2 – протокольный блок данных *TM_REQ* не доведен до приемной стороны;

S_3 – протокольный блок данных *TM_CONF* доведен до передающей стороны – поглощающие состояние ПКМЦ.

Матрица переходных вероятностей (МПВ) цепи имеет вид:

$$P_{[4,4]} = \begin{pmatrix} 0 & p_{0,1} & p_{0,2} & 0 \\ p_{1,0} & 0 & 0 & p_{1,3} \\ p_{2,0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{3,3} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Переходные вероятности (ПВ) таковы:

$p_{0,1}$ – вероятность доведения протокольного блока данных *TM_REQ* передающей стороной приемной стороне за установленный временной интервал;

$p_{0,2}$ – вероятность недоведения протокольного блока данных *TM_ REQ* приемной стороной передающей стороне за установленный временной интервал;

$p_{2,0}$ – вероятность срабатывания тайм-аута ConfirmTimer;

$p_{1,3}$ – вероятность доведения протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне за установленный временной интервал;

$p_{1,0}$ – вероятность недоведения протокольного блока данных *TM_CONF* приемной стороной передающей стороне за установленный временной интервал;

$p_{3,3}$ – вероятность перехода из состояния S_3 в состояние S_3 (поглощающее состояние).

Так как МПВ является стохастической, приведем ее к следующему виду:

$$P_{[4,4]} = \begin{pmatrix} 0 & p_{0,1} & 1-p_{0,1} & 0 \\ 1-p_{1,3} & 0 & 0 & p_{1,3} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Процесс имеет различные времена переходов из состояния в состояния ПКМЦ, следовательно, существует матрица шагов переходов (МШП) [2], которая имеет вид:

$$T_{[4,4]} = \begin{pmatrix} 0 & \tau_{0,1} & \tau_{0,2} & 0 \\ \tau_{1,0} & 0 & 0 & \tau_{1,3} \\ \tau_{2,0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_{3,3} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Шаги переходов являются временными характеристиками перехода из одного состояния в другое и определены стандартом, и они равны [1]:

$\tau_{0,1} = T_{tune} + 2 \cdot T_{sug} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc}$ – время, отведенное для доведения протокольного блока данных TM_REQ передающей стороной приемной стороне;

$\tau_{0,2} = T_{tune} + 2 \cdot T_{sug} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc}$ – время таймера RequestTimer в которое ожидается поступление TM_REQUEST PDU;

$\tau_{1,0} = \tau_{2,0} = T_{BW1enc} + 2 \cdot T_{prop} + T_{BW1} + 2 \cdot T_{BW1proc}$ – время таймера ConfirmTimer в которое ожидается поступление TM_CONFIRM PDU;

$\tau_{1,3} = T_{BW1enc} + T_{prop} + T_{BW1} + T_{BW1proc}$ – время, отведенное для доведения протокольного блока данных TM_CONF приемной стороной передающей стороне;

$\tau_{1,3} = \min\{\tau_{i,j}\}$.

Таким образом, определены все ШП данной ПКМЦ.

Определим вероятностно-временные характеристики (ВВХ) [2] процесса выбора протокола передачи данных с конкретными регулируемыми параметрами для осуществления информационного обмена между его участниками. ВВХ в интерпретации представленной цепи есть изменение вероятности состояния S_3 цепи в динамике времени [2] с учетом возможных тайм-аутов. Динамика вероятности состояния S_3 цепи от шагов процесса (i) определим с помощью уравнения Колмогорова - Чепмена (УКЧ) в следующей интерпретации [2]:

$$P_{S_3}^{(i)} = \begin{pmatrix} 0 & p_{0,1} & 1-p_{0,1} & 0 \\ 1-p_{1,3} & 0 & 0 & p_{1,3} \\ p_{2,0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{3,3} \end{pmatrix}_{0,3}^{i}, \quad (4)$$

где i – шаги процесса; $(\ )_{0,3}$ - выбор четвертого элемента первой строки матрицы.

Так как вероятностные переходы цепи характеризуются различными временами, то необходимо определить ВВХ в динамике времени процесса, для этого воспользуемся разработанным методом среднего шага перехода [2]. Для этого необходимо вначале определить интервал времени, соответствующий каждой вероятности $P_{S_3}^{(i)}$, данные интервалы можно найти так [2]:

$$t(i) = \begin{pmatrix} 0 & p_{0,1} & 1-p_{0,1} & 0 \\ 1-p_{1,3} & 0 & 0 & p_{1,3} \\ p_{2,0} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{3,3} \end{pmatrix}_{0}^{i} \cdot \begin{pmatrix} p_{0,1} \cdot \tau_{0,1} + (1-p_{0,1}) \cdot \tau_{0,2} \\ (1-p_{1,3}) \cdot \tau_{1,0} + p_{1,3} \cdot \tau_{1,3} \\ p_{2,0} \cdot \tau_{2,0} \\ p_{3,3} \cdot \tau_{3,3} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где $\left(\ \right)_0^i$ - операция выделения первой строки МПВ в i степени.

Причем, согласно [6] известно следующие:

$$\begin{pmatrix} p_{0,1}\cdot\tau_{0,1}+\left(1-p_{0,1}\right)\cdot\tau_{0,2} \\ (1-p_{1,3})\cdot\tau_{1,0}+p_{1,3}\cdot\tau_{1,3} \\ p_{2,0}\cdot\tau_{2,0} \\ p_{3,3}\cdot\tau_{3,3} \end{pmatrix} = q = diag(P_{[4,4]}\cdot\left(T_{[4,4]}\right)^T), \quad (6)$$

где $diag(\ )$ - процедура формирования матрицы, содержащей на главной диагонали элементы матрицы $\left[P_{[4,4]}\cdot\left(T_{[4,4]}\right)^T\right]$; $(\ )^T$ - процедура транспонирования.

Следовательно, $t(i)$ есть:

$$t(i)=\left[P_{[4,4]}\right]_0^i\cdot q, \quad (7)$$

где $\left[\ \right]_0$ - процедура выделения первой строки из матрицы $P_{[4,4]}$.

Тогда, каждой вероятности $P_{S_3}^{(i)}$, вместо i шага процесса, можно поставить в соответствие следующие значение реального времени:

$$T(i)=t(i-1)+t(i), \quad (8)$$

где $i=\left[\overline{1,\max i}\right]$ - шаги процесса; $t(0)=0$ - значение времени на нулевом шаге процесса ($i=0$).

Таким образом, сочетание $P_{S_2}^{(i)}$ и соответствующего $T(i)$ сформирует ВВХ в динамике реального времени.

С другой стороны, согласно [4,5,9-11], процесс описывающейся конечной марковской цепью можно рассматривать как замкнутую систему и для дополнительного анализа такой системы можно воспользоваться понятием энтропии.

В общем случае, энтропия связана с мерой (степенью) неопределенности системы. Система в нашем случае есть поглощающей конечная марковская цепь, описывающая рассматриваемый процесс. Таким образом, энтропия конечной марковской цепи есть:

Определение 1. *Энтропия конечной марковской цепи* есть мера неопределенности нахождения конечной марковской цепи в своих состояниях.

Данная мера является мерой количества информации о нахождении процесса в его состояниях на его шагах. Шаги процесса корректирует эту меру в зависимости от структуры и содержания матрицы переходных вероятностей конечной марковской цепи. Следовательно, энтропия конечной марковской цепи есть функция всех вероятностей состояний цепи ($P_{S_0}^{(i)},P_{S_1}^{(i)},P_{S_2}^{(i)},P_{S_3}^{(i)}$), от шагов процесса (времени протекания процесса). С другой стороны энтропия, как мера неопределенности нахождения процесса в состояниях цепи может интерпретироваться как мера информации (знания) о процессе представленного цепью (или «мера априорного незнания» о процессе).

В качестве единицы измерения энтропии конечной марковской цепи принимается мера неопределенности нахождения цепи в своих состояниях на шаге процесса.

Тогда, энтропия конечной марковской цепи, согласно Шеннону, есть математическое ожидание отрицательного логарифма вероятностей состояний цепи, т.е.:

$$\begin{aligned} H(i) &= P_{S_0}^{(i)}\cdot\left(-\log_4 P_{S_0}^{(i)}\right)+P_{S_1}^{(i)}\cdot\left(-\log_4 P_{S_1}^{(i)}\right)+P_{S_2}^{(i)}\cdot\left(-\log_4 P_{S_2}^{(i)}\right)+P_{S_3}^{(i)}\cdot\left(-\log_4 P_{S_3}^{(i)}\right)= \\ &= -\sum_{j=0}^{n}\left(P_{S_j}^{(i)}\cdot\log_n P_{S_j}^{(i)}\right) \end{aligned}, \quad (9)$$

где $i=\left[\overline{1,\max i}\right]$ - шаги процесса; $j=\left[\overline{0,n}\right]$ - состояния системы (цепи).

Расчет энтропии цепи осуществлен в программной среде для решения задач Mathcad [12] при следующих исходных данных: $p_{0,1}=0,7$; $p_{1,3}=0,8$; $p_{2,0}=1$; $p_{3,3}=1$; $\tau_{0,1}=\tau_{0,2}=2.293$, [с]; $\tau_{1,0}=\tau_{2,0}=1.8$, [с]; $\tau_{1,3}=1.587$, [с]; $\tau_{3,3}=0.001$, [с] (примечание: при расчете энтропии по выражению (9), вероятности состояний цепи на шагах процесса могут принимать нулевые значения, тогда принимается следующие: $0\cdot\log_4 0\equiv 0$).

На рисунке 2-6 представлены следующие полученные графики функций, на рисунке 2 – график энтропии цепи ($H(i)$) от i шагов процесса, на рисунке 3 – графики вероятностей нахождения цепи в своих

состояниях $\left(P_{S_0}{}^{(i)}, P_{S_1}{}^{(i)}, P_{S_2}{}^{(i)}, P_{S_3}{}^{(i)}\right)$ и энтропии цепи от шагов процесса, на рисунке 4 – график функции времени протекания процесса ($T(i)$) от шагов процесса, на рисунке 5 – график вероятности нахождения цепи в поглощающем состоянии ($P_{S_3}{}^{(i)}$) и энтропии цепи от времени процесса, на рисунке 6 – график вероятности нахождения цепи в поглощающем состоянии ($P_{S_3}{}^{(i)}$) от энтропии цепи.

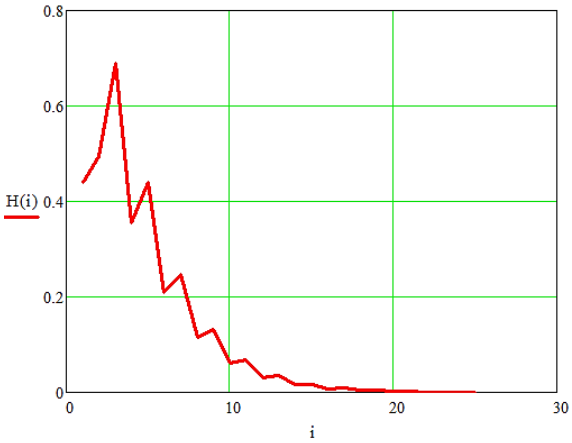


Рисунок 2 - График энтропии цепи от шагов процесса

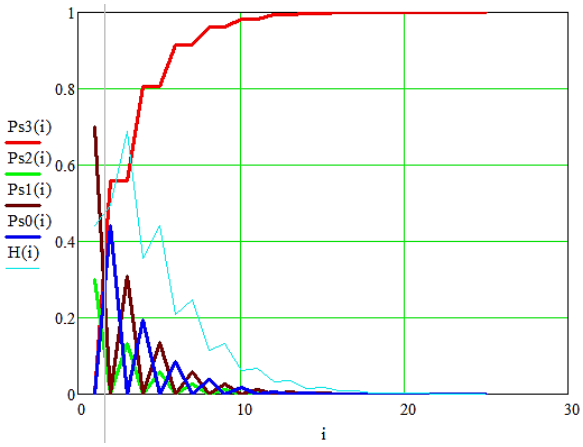


Рисунок 3 - Графики вероятностей нахождения цепи в своих состояниях и энтропии системы от шагов процесса

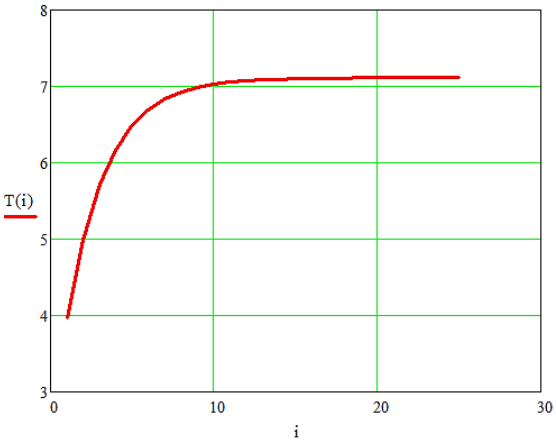


Рисунок 4 - График функции времени протекания процесса от шагов процесса

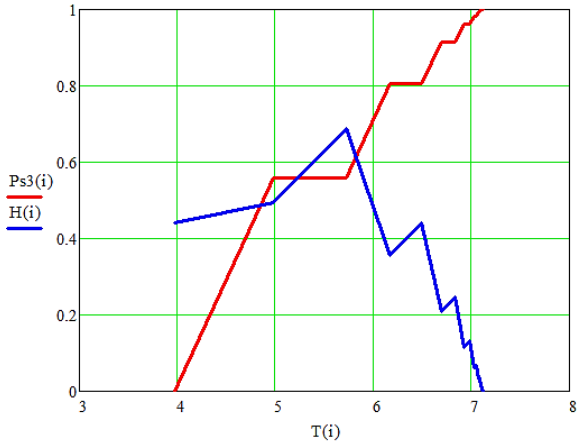


Рисунок 5 - График вероятности нахождения цепи в поглощающем состоянии и энтропии системы от времени процесса

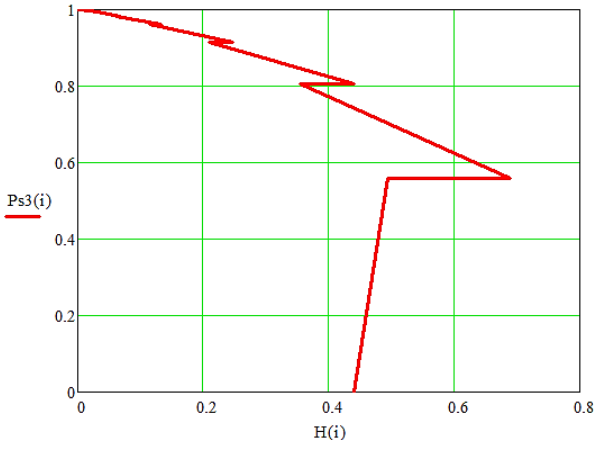


Рисунок 6 - График вероятности нахождения цепи в поглощающем состоянии от энтропии системы

Известны следующие утверждения относительно энтропии:

- в формулировке Клаузиуса: «с течением времени энтропия всякой изолированной системы стремится к максимуму, достигнув максимума энтропии, изолированная система пребывает в состоянии равновесия»;
- в формулировке Больцмана (применимой ко второму началу термодинамики) [11]: «одно из свойств изолированных систем изменять свою энтропию только в одном направлении - в сторону увеличения», т.е. «физические тела переходят от состояний менее вероятных к более вероятным»;
- «если мы в чем то не уверены и у нас мало информации – то энтропия высокая, если же мы знаем о чем то – то энтропия этого события низкая» [9].

Предоставленные графики на рисунках 2-5 не противоречат данным утверждениям.

Заключение. В рамках применения энтропии для процесса, описываемого поглощающей конечной марковской цепью, можно утверждать следующее: «когда выбор состояний поглощающей конечной марковской цепи оказывается предопределенным (процесс перешел в поглощающее состояние) энтропия равна нулю, максимум же энтропии соответствует наибольшей неопределенности нахождения конечной марковской цепи в своих состояниях, что подтверждается графиками функций представленных на рисунке 5.

Таким образом, предложено:

- характеристика в виде энтропии конечной марковской цепи, потенциально необходимая для анализа исследуемого процесса, с точки зрения выявления меры неопределенности нахождения цепи в своих состояниях в динамики времени;
- формирование зависимости вида: вероятностно-временные характеристики процесса формализованного конечной марковской цепью от энтропии (рисунок 6).

Литература

1. Стандарт MIL-STD-188-141B. Приложение C.
2. M.Popov et al., «Synthesis of Transient Probabilities of Absorbing Final Markov Chain Describing Traffic Management Protocol Process of the Mil-std-188-141b Standard to Ensure the Probability-time Characteristic Requirements», 2020 22th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA48919.2020.9213298.
3. Романовский В.И. Дискретные цепи Маркова. Государственное издательство технико-теоретической литературы. – М.: 1949 г. – 436 с.
4. Винер Н. Кибернетика или управление и связь в животном и машине. Второе издание. Главная редакция изданий для зарубежных стран. Издательство «Наука». Москва, 1983.
5. Хэмминг Р.В. Теория кодирования и теория информации: Пер.с англ. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
6. Ховард Р.А. Динамическое программирование и марковские процессы. Нью-Йорк, 1963. Пер. с англ. В.В. Рыкова. Под ред. И.П. Бусленко. М., Изд-во «Советское радио», 1960, 189 с.
7. Кемени Дж., Снелл Дж. Кибернетическое моделирование. Некоторое приложение. Нью-Йорк, 1963-1970. Пер. с англ. Б.Г. Миркина. Под ред. И.Б. Гутчина. М., Изд-во «Советское радио», 1972, 192 стр.
8. Пейдж, Скотт. Модельное мышление. Как анализировать сложные явления с помощью математических моделей / Скотт Пейдж ; пер. с анг. Н.Яцюк ; [науч. ред. И. Красиков, А. Минько]. – М.: Манн, Иванов и Фербер, 2020 – 528 с.
9. Полетаев И.А. Сигнал. О некоторых понятиях кибернетики. Издательство «Советское радио». Москва. 1958.
10. Солодовников В.В. Некоторые черты кибернетики. Издательство «Знание». Серия IV, №28. Москва, 1956.
11. Ивахненко А.Г. Техническая кибернетика. Системы автоматического управления с приспособлением характеристик. Второе издание. Государственное издательство технической литературы УССР. Киев, 1962.
12. Кирьянов Д.В. Руководство по Mathcad 14. - СПб.: БВХ-Петербург.
13. Попов, М. Ю. Оценка скорости передачи данных по протоколу HDL стандарта ALE-3G [Текст] / В. А. Прасолов, С. Ю. Бобрус, М. Ю. Попов, Д. А. Токарев // IV Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» : – Омск, 2017. – С. 156–160.

DEFINITIONS OF ENTROPY OF THE ABSORBING FINAL MARKOVSKY CHAIN DESCRIBING WORK OF THE REPORT OF THE TRAFFIC CONTROL OF STANDARD MIL-STD-188-141B

Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.[1], Cand.Tech.Sci. Slobodskov O.E.[2],
Kalach P.K.[1], Cherkasov V.V.[1]

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov, Moscow region);
[2]4 TSNNI MO RF

In article the order of definition of entropy of system by the formalized final chain Markova describing work of the report of a traffic control of standard MIL-STD-188-141b is described.

ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭНТРОПИИ РЕГУЛЯРНОЙ КОНЕЧНОЙ МАРКОВСКОЙ ЦЕПИ

д.т.н., доц. Попов М.Ю.[1], к.т.н. Ржаных А.В.[1],
асп. Черкасов В.В.[1], техн. Попова Н.В.[1]

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье описан порядок определения энтропии системы формализованного регулярной марковской цепью, описывающей процесс доведения сообщения с помощью многопозиционного частотного телеграфирования.

Известен класс процессов описываемых регулярными конечными марковскими цепями (РКМЦ) [3-8], один из процессов описываемых такими цепями является доведения сообщения по радиоканалу с помощью многопозиционного частотного телеграфирования, например с последовательным формированием сигналов [1-2]. Кодовая комбинация сообщения при этом образуется последовательным во времени набором посылок различных частот и по радиоканалу связи в каждый момент времени передается колебания только одной частоты, такая система связи была названа Л.М. Финком «мелодия» [1].

Пусть количество различных частот $K_f = n$, [шт.] (рабочие частоты (РЧ)), длина сообщения l, [бит], сообщение доставляется по радиоканалу последовательным набором l частот, формируемых случайным образом, из K_f, следовательно, сообщение в радиоканале представляет собой многочастотный (МЧТ) сигнал состоящей из l частот.

Разработка математической модели. На рисунке 1 представлен граф состояний и переходов (ГСП) РКМЦ, содержащий n-1 состояний, описывающий процесс работы передающего устройства на одной, какой либо, частоте. Данная цепь, рассматриваемая на i шагах процесса (максимальное число шагов процесса моделирования цепи $(\max(i))$ равно длине сообщения (l)), может описывать процесс доведения (одного повтора) сообщения по радиоканалу.

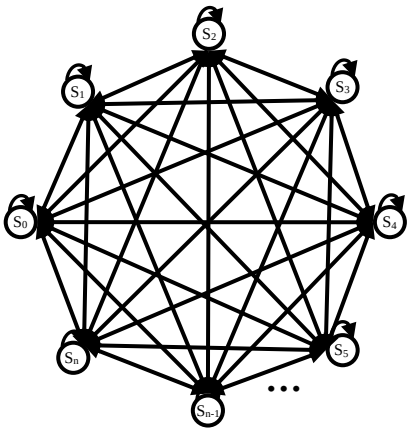


Рисунок 1 - ГСП РКМЦ процесса

Состояния РКМЦ таковы:

$S_0, S_1, ..., S_{n-1}$ - состояния, соответствующие работе передающего устройства на первой, второй, … , n-ой частоте, соответственно.

Матрица переходных вероятностей (МПВ) цепи имеет вид:

$$P_{[n,n]} = \begin{pmatrix} p_{0,0} & p_{0,1} & p_{0,2} & p_{0,3} & \cdots & p_{0,n-1} \\ p_{1,0} & p_{1,1} & p_{1,2} & p_{1,3} & \cdots & p_{1,n-1} \\ p_{2,0} & p_{2,1} & p_{2,2} & p_{2,3} & \cdots & p_{2,n-1} \\ p_{3,0} & p_{3,1} & p_{3,2} & p_{3,3} & \cdots & p_{3,n-1} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ p_{n-1,0} & p_{n-1,1} & p_{n-1,2} & p_{n-1,3} & \cdots & p_{n-1,n-1} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Переходные вероятности (ПВ) таковы:

$p_{0,0}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с первой рабочей частоты (РЧ) на первую;

$p_{0,1}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с первой РЧ на вторую;

$p_{0,2}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с первой РЧ на третью;

$p_{0,3}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с первой РЧ на четвертую и т.д.

$p_{0,n-1}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с первой РЧ на n-1 и т.д.

$p_{n-1,n-1}$ – вероятность переключения работы передающего устройства с n-1 РЧ на n-1.

МПВ является стохастической. Процесс имеет одинаковые времена переходов (шаги переходов) из состояния в состояния РКМЦ. Шаг перехода являются временной характеристикой переходов и равен τ.

Особенностью РКМЦ цепей является формирования через i шагов процесса предельного вектора [3,4,7]. Предельный вектор РКМЦ находится так:

$$\left[P_{[n,n]}\right]_0^i, \tag{2}$$

где, причем $i = \left[\overline{1, \max i}\right]$ - шаги процесса, $i > 1$;

$[\ ]_0$ - процедура выделения первой строки из матрицы.

Так как шаги перехода данной РКМЦ одинаковы, то динамика вероятности любого (интересующего исследователя) j состояния цепи ($j \in [0, n-1]$) во времени (вероятностно-временная характеристика (ВВХ)) можно определить как сочетание вероятности этого состояния:

$$P_{S_j}{}^{(i)} = \left[P_{[n,n]}\right]_{0,j}^i, \tag{3}$$

и соответствующего времени процесса, определяемого как:

$$T(i) = i \cdot \tau. \tag{4}$$

Таким образом, сочетание $P_{S_j}{}^{(i)}$ и соответствующего $T(i)$ сформирует ВВХ в динамике реального времени.

Далее, предположим то, что, процесс, побывав на шаге процесса, в неком состояний цепи приносит доход в виде r. Тогда рассматриваемая РКМЦ будет являться регулярной конечной марковской цепью с доходом [3,4] и следовательно будет характеризоваться помимо МПВ матрицей доходов, структура ее подобна структуре МПВ и она имеет вид:

$$R_{[n-1,n-1]} = \begin{pmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & r_{0,2} & r_{0,3} & \dots & r_{0,n-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & r_{1,2} & r_{1,3} & \dots & r_{1,n-1} \\ r_{2,0} & r_{2,1} & r_{2,2} & r_{2,3} & \dots & r_{2,n-1} \\ r_{3,0} & r_{3,1} & r_{3,2} & r_{3,3} & \dots & r_{3,n-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{n-1,0} & r_{n-1,1} & r_{n-1,2} & r_{n-1,3} & \dots & r_{n-1,n-1} \end{pmatrix}. \tag{5}$$

Таким образом, возможно, определить доход процесса по следующему выражению [3,4]:

$$V_{\langle n-1\rangle}(i) = q_{\langle n-1\rangle} + P_{[n-1,n-1]} \cdot V_{\langle n-1\rangle}(i-1), \tag{6}$$

где

$$q_{\langle n\rangle} = diag(P_{[n,n]} \cdot \left(R_{[n,n]}\right)^T) = \begin{pmatrix} p_{0,0} \cdot r_{0,0} + p_{0,1} \cdot r_{0,1} + \dots + p_{0,n-1} \cdot r_{0,n-1} \\ p_{1,0} \cdot r_{1,0} + p_{1,1} \cdot r_{1,1} + \dots + p_{1,n-1} \cdot r_{1,n-1} \\ p_{2,0} \cdot r_{2,0} + p_{2,1} \cdot r_{2,1} + \dots + p_{2,n-1} \cdot r_{2,n-1} \\ \dots \\ p_{n-1,0} \cdot r_{n-1,0} + p_{n-1,1} \cdot r_{n-1,1} + \dots + p_{n-1,n-1} \cdot r_{n-1,n-1} \end{pmatrix}$$

- вектор-столбец, компоненты которого являются непосредственно ожидаемым доходом;

$diag(\ )$ - процедура формирования матрицы, содержащей на главной диагонали элементы матрицы $\left[P_{[n,n]} \cdot \left(R_{[n,n]}\right)^T\right]$;

$(\ )^T$ - процедура транспонирования.

Причем, $V_{\langle n\rangle}(i)$ есть вектор-столбец (вектор полных доходов).

Выражение (6) можно привести к виду, использующему МПВ $P_{[n,n]}$ и вектор $q_{\langle n\rangle}$, так:

$$V_{\langle n\rangle}(i) = q_{\langle n\rangle} + \sum_{i=1}^{i} P_{[n,n]}^i \cdot q_{\langle n\rangle} = \sum_{i=0}^{i} P_{[n,n]}^i \cdot q_{\langle n\rangle}, \tag{7}$$

где $i = \left[\overline{1, \max(i)}\right]$ - шаги процесса (в нашем случае $\max(i) = l$).

Причем доход $S_0, S_1, ..., S_{n-1}$ состояний, за *i* шагов процесса, соответственно, составит:

$$\left[V_{\langle n\rangle}(i)\right]_0 = \left[\sum_{i=0}^{i} P^i_{[n,n]} \cdot q_{\langle n\rangle}\right]_0 = V_{S_0};\ \left[V_{\langle n\rangle}(i)\right]_1 = \left[\sum_{i=0}^{i} P^i_{[n,n]} \cdot q_{\langle n\rangle}\right]_1 = V_{S_1};\ \cdots;\ \left[V_{\langle n\rangle}(i)\right]_{n-1} = \left[\sum_{i=0}^{i} P^i_{[n,n]} \cdot q_{\langle n\rangle}\right]_{n-1} = V_{S_{n-1}}, \quad (8)$$

где $[\ ]_0$, $[\ ]_1$,..., $[\ ]_{n-1}$ - процедура выделения первой, второй, …, *n* строки из матрицы (в данном случае, тат как $V_{\langle n\rangle}(i)$ является вектором-столбцом, то процедура выделения первого, второго, …, *n* элемента вектора-столбца).

С другой стороны, процесс описывающейся такой цепью можно рассматривать как замкнутую систему и для дополнительного ее анализа можно воспользоваться понятием энтропии [9]. Известно то, что энтропия связана с мерой (степенью) неопределенности системы [9]. Система в нашем случае есть регулярная конечная марковская цепь с доходами. Энтропия регулярной конечной марковской цепи есть функция всех вероятностей состояний цепи, от шагов процесса (времени протекания процесса). В качестве единицы измерения энтропии конечной марковской цепи принимается мера неопределенности нахождения цепи в своих состояниях на шаге процесса.

Определим энтропию регулярной конечной марковской цепи, согласно Шеннону, как математическое ожидание отрицательного логарифма вероятностей состояний цепи, т.е. [9]:

$$H(i) = -\sum_{j=0}^{n-1}\left(P_{S_j}{}^{(i)} \cdot \log_{n-1} P_{S_j}{}^{(i)}\right), \quad (9)$$

где $i = \left[\overline{1, \max i}\right]$ - шаги процесса; $j = \left[\overline{0, n-1}\right]$ - состояния РКМЦ.

Таким образом, для данной цепи определены динамика вероятностей состояний цепи, дохода состояний цепи, энтропия цепи от шагов процесса (времени).

Моделирование процесса. Пример применения представленных аналитических зависимостей осуществляется при следующих исходных данных: $K_f = 8$, [шт.] (количество РЧ разрешенных для использования в качестве переносчика информации), *l*=8, [бит], $i = \left[\overline{1,8}\right]$ - шаги процесса. Процесс смены колебаний РЧ, при доставке сообщения, осуществляется в дискретные моменты времени ($i \cdot \tau$) и случаен. Каждый бит сообщения переносится одной РЧ. За данным процессом следит наблюдатель, он определяет используемую, в настоящей момент, РЧ и делает ее непригодной для использования в качестве переносчика информации, передающая сторона знает о данном факте и в последующем не использует эту РЧ для доведения информации (исключает ее из списка разрешенных для использования). Для данных условий интерес представляет синтез структур в виде конечных марковских цепей описывающей данный процесс и нахождения энтропии таких структур. ГСП такого процесса представлены на рисунке 2. Каждый граф характеризует процесс с учетом исключения из списка разрешенных для использования, непригодных РЧ, стрелками показана эволюция графа цепи при исключении из списка разрешенных используемой РЧ.

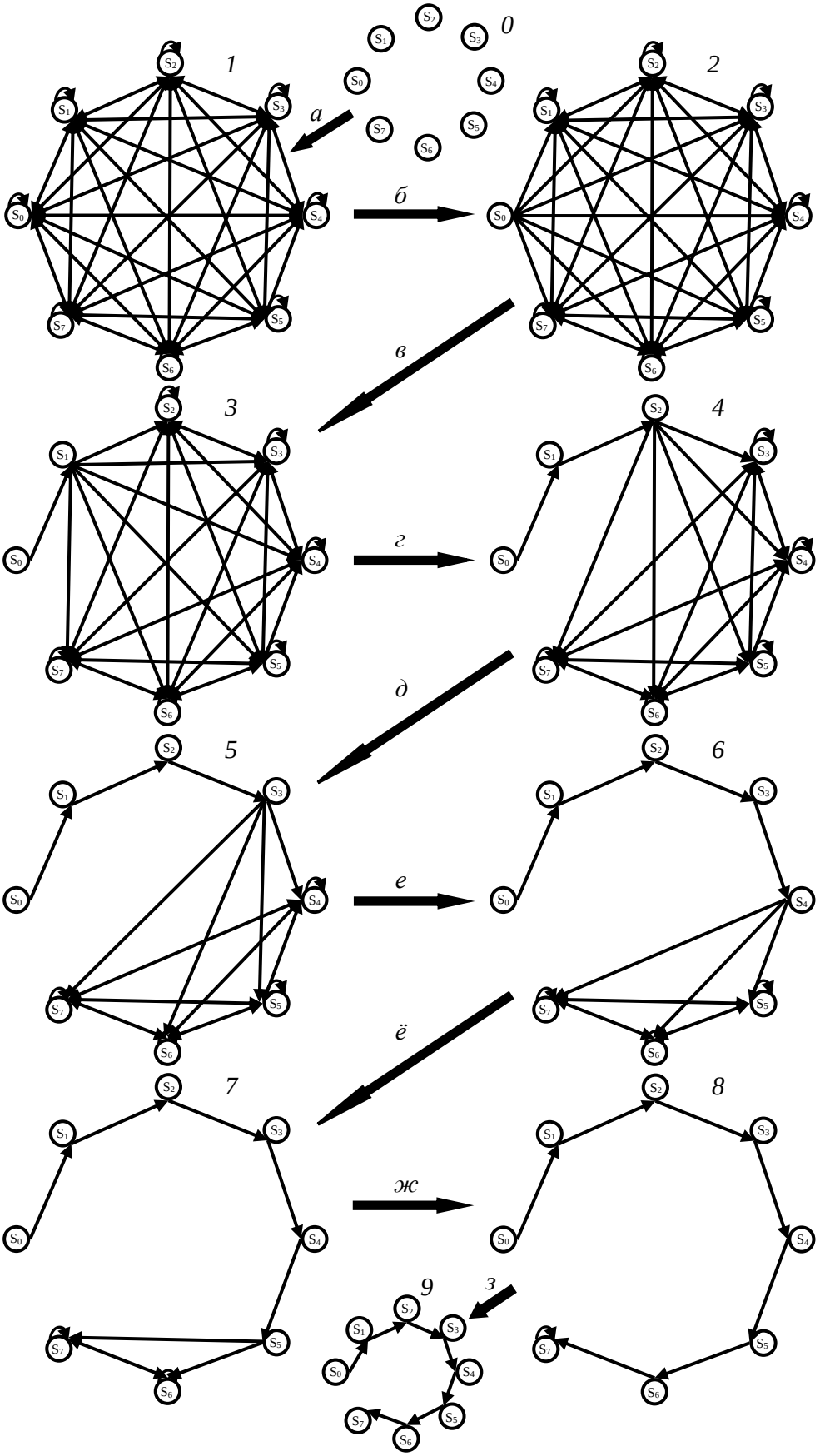


Рисунок 2 - ГСП КМЦ процесса

Где: *0* – существует восемь РЧ, но процесс их использования еще не начат; *1* – процесс смены РЧ начат, неподавленно не одной РЧ; …; 9 – подавлена последняя (восьмая) РЧ.

Состояния цепи таковы:

S_0 - состояние, соответствующее работе передающего устройства на первой РЧ (использование в качестве переносчика информации первой РЧ);

S_1 - состояние, соответствующее работе передающего устройства на второй РЧ и т.д.;

S_7 - состояние, соответствующее работе передающего устройства на восьмой РЧ.

Графам соответствуют следующие МПВ:

$$P_{0[8,8]} = \begin{pmatrix} 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \\ 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 & 1/8 \end{pmatrix}; \quad P_{1[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \end{pmatrix};$$

$$P_{2[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \\ 0 & 0 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 & 1/6 \end{pmatrix}; \quad P_{3[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \\ 0 & 0 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 & 1/5 \end{pmatrix};$$

$$P_{4[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \end{pmatrix}; \quad P_{5[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{pmatrix}; \qquad (10)$$

$$P_{6[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix}; \quad P_{7[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad P_{8[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Таким образом, МПВ $P_{0[8,8]}$ соответствует процессу, в котором неподавленна не одна РЧ, а $P_{1[8,8]}$ - подавлена одна РЧ, и т.д., $P_{8[8,8]}$ - подавлены все РЧ.

Результаты моделирования. На рисунке 3 представлены следующие графики построенные с помощью программной среды для решения задач Mathcad [10]: а) энтропии ($H(i)$) цепей (представленных на рисунке 2) от *i* шагов процесса, где $H_0(i)$ - энтропия цепи, описываемая МПВ $P_{0[8,8]}$ и т.д., $H_8(i)$ - энтропия цепи, описываемая МПВ $P_{8[8,8]}$; б) энтропии в зависимости от количества непригодных РЧ (*f*).

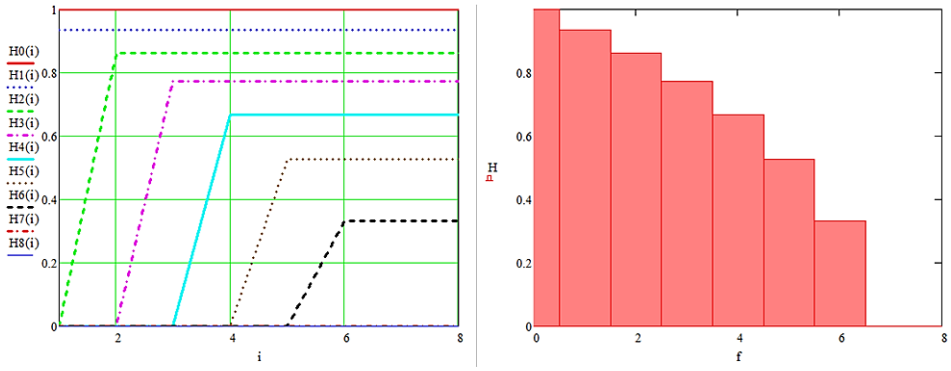


Рисунок 3 - Графики зависимостей: а) энтропии цепей от шагов процесса; б) энтропии в зависимости от количества непригодных РЧ

На рисунке 4 представлен график характеризующий темп снижения энтропии от количества непригодных РЧ, он получен по выражению:

$$\Delta_f = H_{f-1} - H_f, \tag{11}$$

где $f = \overline{[1,8]}$ - количество непригодных РЧ.

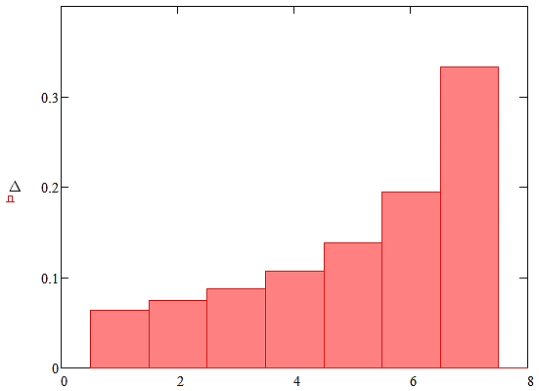


Рисунок 4 - Графики зависимости темпа снижения энтропии от количества непригодных РЧ

На рисунке 5 представлен график характеризующий зависимость энтропии РКМЦ при различных вариантах МПВ, данная зависимость получена для цепи представленной первым ГСП (процесс смены РЧ начат, непригодных РЧ нет). Варианты МПВ при этом следующие:

- 1 вариант:

$$P_{в1[8,8]} = P_{0[8,8]}; \tag{12}$$

- 2 вариант:

$$P_{в2[8,8]} = \begin{pmatrix} 1/4 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 1/4 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 1/4 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 3/28 & 1/4 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 1/4 & 3/28 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 1/4 & 3/28 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 1/4 & 3/28 \\ 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 3/28 & 1/4 \end{pmatrix}; \tag{13}$$

- 3 вариант:

$$P_{в3[8,8]} = \begin{pmatrix} 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 1/5 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 1/5 \\ 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 \end{pmatrix}; \quad (14)$$

- 4 вариант:

$$P_{в4[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 1/7 & 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 0 & 1/7 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 0 & 1/7 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 0 & 1/7 \\ 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 1/7 & 0 \end{pmatrix}; \quad (15)$$

- 5 вариант:

$$P_{в5[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1/3 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/3 \\ 1/3 & 0 & 1/3 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/3 & 0 & 1/3 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/3 & 0 & 1/3 & 1/15 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/3 & 0 & 1/3 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/3 & 0 & 1/3 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/3 & 0 & 1/3 \\ 1/3 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/3 & 0 \end{pmatrix}; \quad (16)$$

- 6 вариант:

$$P_{в6[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 \\ 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/15 & 1/10 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/10 \\ 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 \\ 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 0 & 1/5 \\ 1/5 & 1/5 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/10 & 1/5 & 0 \end{pmatrix}; \quad (17)$$

- 7 вариант:

$$P_{в7[8,8]} = \begin{pmatrix} 0 & 1/5 & 1/5 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/5 & 1/5 \\ 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/5 \\ 1/5 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/15 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/5 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/15 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/5 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 & 1/15 \\ 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/5 & 1/5 & 0 & 1/5 & 1/5 \\ 1/5 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/5 & 1/5 & 0 & 1/5 \\ 1/5 & 1/5 & 1/15 & 1/15 & 1/15 & 1/5 & 1/5 & 0 \end{pmatrix}; \quad (18)$$

В физической сущности процесса данные варианты МПВ (12-18) характеризуют особенности организации смены рабочих частот (вероятностные уклоны).

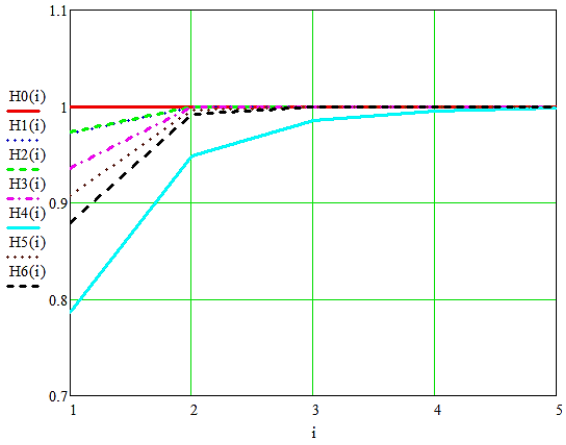


Рисунок 5 – Зависимость энтропии цепи от вариантов МПВ

Примечание: графику энтропии $H0(i)$ соответствует МПВ $P_{в1[8,8]}$ и т.д.; графику $H6(i)$ соответствует МПВ $P_{в7[8,8]}$.

Пошаговое увеличение энтропии (рисунок 5) объясняется выравниванием переходных вероятностей матрицы переходных вероятностей РКМЦ в динамике шагов процесса, выравнивание переходных вероятностей, объясняется свойством регулярных конечных марковских цепей формировать, в темпе шагов процесса, предельный вектор [3,4,7], в нашем случае он равен:

$$\left[P_{[8,8]}\right]_0^i = \pi_{\langle 8\rangle} = \left(P_{S_0}, P_{S_1}, P_{S_2}, ..., P_{S_7}\right) = (0{,}125; 0{,}125; 0{,}125; 0{,}125; 0{,}125; 0{,}125; 0{,}125; 0{,}125),$$

где i – шаг процесса, при котором строки МПВ (20-26) становятся идентичными;

$[\ ]_0$ - процедура выделения первой строки матрицы.

Быстрота формирования предельного вектора зависит от значений переходных вероятностей МПВ цепи, в свою очередь, эти значения зависят от особенностей смены рабочих частот в рассматриваемом процессе. Таким образом, представленные на рисунке 5 графики энтропии являются функциями от особенностей организации смены рабочих частот в рассматриваемом процессе.

Заключение. В рамках применения энтропии для процесса, описываемого регулярной конечной марковской цепью, можно утверждать следующее: «выравнивание переходных вероятностей матрицы переходных вероятностей РКМЦ всегда ведет к увеличению энтропии», что подтверждается соответствующими графиками, представленными на рисунке 5.

Рассмотрена характеристика, в виде энтропии регулярной конечной марковской цепи, потенциально необходимая для анализа процесса (описанного цепью) с точки зрения выявления меры неопределенности нахождения цепи в своих состояниях, в динамики процесса.

Литература

1. Буга Н.Н. Основы теории связи и передачи данных. Часть 1. / Ленинградская военная инженерная Краснознаменная академия имени А.Ф. Можайского/ - г. Ленинград, 1968.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Мухин Н.П., Нахмансон Г.С. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003. – 640 с.; ил. 314. ISBN – 5-256-01672-5.
3. Ховард Р.А. Динамическое программирование и марковские процессы. Нью-Йорк, 1963. Пер. с англ. В.В. Рыкова. Под ред. И.П. Бусленко. М., Изд-во «Советское радио», 1960, 189 с.
4. Соколов Г.А., Чистякова Н.А. Теория вероятностей. Управляемые цепи Маркова в экономике. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 248 с. – ISBN 5-9221-0624-4/
5. Пейдж, Скотт. Модельное мышление. Как анализировать сложные явления с помощью математических моделей / Скотт Пейдж ; пер. с анг. Н.Яцюк ; [науч. ред. И. Красиков, А. Минько]. – М.: Манн, Иванов и Фербер, 2020 – 528 с.

6. M.Popov et al., «Synthesis of Transient Probabilities of Absorbing Final Markov Chain Describing Traffic Management Protocol Process of the Mil-std-188-141b Standard to Ensure the Probability-time Characteristic Requirements», 2020 22th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA48919.2020.9213298.
7. Попов, М. Ю. Оценка готовности канала передачи данных на базе регулярной конечной марковской цепи [Текст] / М. Ю. Попов, С. С. Чайков, А. М. Деркач, Н. В. Попова, В. Н. Андреев// Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (РЕУС-2019) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. LXXIV.,– С. 107–112. – ISBN 978-5-905278-39-9.
8. Попов, М. Ю. Численное определение временных и вероятностно-временных характеристик поглощающих конечных марковских цепей при конечном числе шагов процесса [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, А. М. Деркач, С. Г. Бородин // Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (RES-2014) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2014. – Вып. LXIX. – С. 114–118.
9. Полетаев И.А. Сигнал. О некоторых понятиях кибернетики. Издательство «Советское радио». Москва. 1958.
10. Кирьянов Д.В. Руководство по Mathcad 14. - СПб.: БВХ-Петербург.

DEFINITIONS OF ENTROPY OF THE REGULAR FINAL MARKOVSKY CHAIN

Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.[1], cand. of techn. Sc., lecturer Rzhanykh A.V.,
Cherkasov V.V.[1], Popova N.V.[1]

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great (c. Serpukhov, Moscow region);

In article the characteristic, in the form of entropy of the regular final chain Markova, potentially necessary for the process analysis (described by a chain) from the point of view of revealing of a measure of uncertainty of a finding of a chain in the conditions, in dynamics of process is considered.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДОПЛЕРОВСКИХ СВЧ ДАТЧИКОВ ВИБРАЦИИ С КВАДРАТУРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

к.т.н. Хаблов Д.В.

Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук (ИПУ РАН)

В работе описан перспективный метод обработки сигналов доплеровских СВЧ датчиков перемещений для бесконтактной диагностики вибраций. При этом используется активное облучение объекта электромагнитными волнами и выделение изменений фазы с использованием двухканальной квадратурной обработки принимаемого отраженного сигнала. Отмечены такие конкурентные преимущества метода, как дистанционный характер работы, точный анализ перемещений в единицах длины без предварительных калибровок. Описаны преимущества данного метода анализа вибрации для исследования сложных динамических объектов в т. ч. нестационарных, а также для машинного обучения с целью использования в диагностики работающих механизмов.

Введение.

Механические колебания (вибрации) практически всегда сопутствуют работе динамических объектов, представляющих из себя, как правило, совокупность движущихся механизмов или внутренних органов человека (сердце, легкие). Очевидно, существует корреляционная связь между этими процессами, что создает предпосылки для создания системы непрерывного контроля их состояния непосредственно в процессе функционирования, как для технических объектов, так и в медицине.

По способу взаимодействия с контролируемым объектом методы измерения вибрации как параметра динамических объектов делятся на две группы: контактные, т.е. имеющие механическую связь с объектом и бесконтактные, не имеющие с ним такой связи.

Контактные методы используют датчики с небольшой стоимостью, приемлемой точностью, однако их широкому распространению препятствует необходимость закрепления на конкретном месте исследуемого объекта, что во многих случаях не может быть реализовано физически. Эти датчики подвергаются таким же температурным и механическим воздействиям, что и сам динамический объект, повышаются шумовые электрические наводки при относительно слабом уровне электрического сигнала. Все это приводит к снижению надежности измерений, сбоям в системах контроля и необходимости частых калибровок.

Таким образом, для случаев, когда недоступен или невозможен контакт с динамическим объектом, можно использовать только бесконтактные методы измерения вибраций. Достоинством этих методов является отсутствие механического воздействия на объект и малая инерционность, что позволяет получать информацию на различных расстояниях, в условиях низких и высоких температур, давлений, из замкнутых и герметичных объемов, от элементов в агрессивных и взрывоопасных средах. Отсутствие механического влияния позволяет измерять вибрацию легких поверхностей, лопастей турбин и прочих объектов, куда невозможно прикрепить контактные датчики.

Все бесконтактные методы измерения параметров вибрации имеют волновой характер и отличаются лишь источником колебаний, в качестве которых выступают ультразвуковые волны, радиоволны сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона и электромагнитные волны оптического диапазона. Все они основаны на измерении разности фаз опорного сигнала и сигнала отраженного от исследуемого объекта.

Радиоволновые методы отличаются быстродействием и допускают прямое измерение таких параметров вибрации, как перемещение, линейной скорости и ускорения. Они могут быть использованы на расстояниях от сантиметров до нескольких метров в условиях отсутствия или плохой оптической прозрачности, при высоких температурах, для объектов различной формы и материалов поверхностей, в том числе и находящихся в герметических радиопрозрачных контейнерах, а также за стенками. Частотный диапазон измерения вибрации при этом, как и для любого волнового метода начинается практически от нуля герц. Радиоволновые методы СВЧ диапазона кроме всего прочего обладают наибольшей надежностью и низкой стоимостью и, таким образом, по совокупности достоинств имеют широкую сферу применения для измерения параметров вибрации [1].

Принцип действия радиоволновых методов для измерения параметров вибраций.

Существуют несколько способов измерения малых перемещений с применением радиоволновых датчиков СВЧ диапазона, среди которых можно выделить резонаторные и интерференционные. Эти методы могут быть использованы для измерения, в том числе и параметров вибрации, среди которых основными являются скорость вибрации, её амплитуда и частота.

Наибольшей перспективой обладают интерференционные методы, поскольку позволяют производить измерения дистанционно. При этом вибрация определяется через изменения фазы сигнала, что позволяет

уйти от амплитудных измерений и уменьшить уровень шумов. Рассмотрим принцип действия доплеровского датчика перемещений, реализующий интерферометрический метод измерения. СВЧ генератор датчика излучает непрерывный сигнал $S(t)$ с частотой f_0 и фазой φ_1 в направлении некоторой плоской поверхности.

$$S(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi_1) \quad (1)$$

Если эта поверхность перемещается или вибрирует со скоростью v в радиальном направлении по отношению к направлению излучения, то отраженный сигнал $R(t)$ изменит свою частоту и фазу в соответствии с формулой:

$$R(t) = \cos\ 2\pi[(f_0 \pm 2v/\lambda_0)t + \varphi_2), \quad (2)$$

где $\lambda_0 = c/f_0$ – длина волны электромагнитного колебания, c – скорость света, φ_2 - фаза отраженной волны, зависящая от расстояния, отражающих свойств поверхности и фазового шума. Доплеровская частота вибрации $f_Д = 2vf_0/c$, частота принимаемого сигнала равна $f_0 \pm f_Д$, а собственно выходной сигнал после фазового детектирования сигналов (1) и (2) будет соответствовать выражению:

$$R_\varphi(t) = \cos(\pm 2\pi f_Д t + \Delta\varphi) \quad (3)$$

Сигнал вибрации равен перемещению много меньшему длины волны излучения λ, поэтому чтобы получить максимальную чувствительность и работать на линейном участке, фазовый сигнал (3) должен быть смещен в окрестность нуля. Для этого фаза $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ должна быть скомпенсирована (кратно числу полуволн или 180̊) или выбором суммарным удвоенным расстоянием между отражающей пластиной и смесителем или например, с помощью фазовращателя [1]. Из-за удобства калибровки и прямого измерения перемещения при вибрации широкое распространение получил метод фазового детектирования с помощью представления сигнала в комплексном виде с помощью балансного смесителя [2].

Доплеровский СВЧ датчик малых перемещений и вибрации с квадратурным преобразованием.

При облучении вибрирующего объекта в виде плоской поверхности СВЧ излучением, фаза отраженного сигнала $\varphi(t)$ приобретает модуляцию линейно связанную с законом плоскопараллельных колебаний вибрирующей поверхности $x(t)$:

$$\varphi(t) = [x(t)4\pi]/\lambda_0 \quad . \quad (4)$$

На Рисунке 1 представлена упрощенная схема доплеровского СВЧ датчика перемещений для измерения параметров вибраций от плоской вибрирующей поверхности с использованием двухканального квадратурного преобразования принимаемого сигнала. Эти же выражения в первом приближении можно использовать и для оценки вибраций поверхностей иной формы.

В состав датчика входит генератор СВЧ – Г с несущей непрерывной частотой f_0 = 24 ГГц, направленный ответвитель НО1, с помощью которого образуется измерительный и опорный канал, передающая А1 и приемная А2 антенны, направленный ответвитель НО2 для разделения опорного сигнала на две части для смесителей СМ1 и СМ2, направленный ответвитель НО3 для разделения принимаемого сигнала на две части. Одна из них поступает на вход СМ1 напрямую, а вторая на вход СМ2 через фазовращатель на π/2 ФВ и микропроцессорный блок МП, входы которого соединены с выходами смесителей. Четвертые выводы НО1-НО3 при этом замкнуты на согласованные нагрузки СН, как показано на Рисунке 1. Блоки НО2, НО3,СМ1, СМ2 и ФВ совместно с элементами управления входят в состав блока квадратурного демодулятора – КД, управляемого по шине сигналов управления СУ от МК и обозначенного пунктиром на Рисунке 1. Работа датчика осуществляется следующим образом.

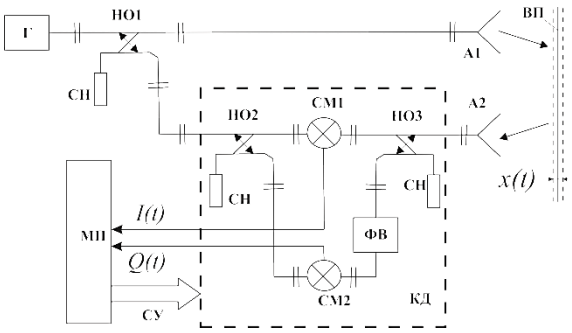


Рисунок 1. Структурная схема СВЧ датчика для измерения параметров вибрации.

Электромагнитные волны СВЧ с длиной волны $\lambda_0 = c/f_0$ направляются антенной А1 в направлении вибрирующей поверхности ВП, отражаются от неё и принимаются приемной антенной А2. Затем принимаемые волны преобразуются в комплексный вид благодаря использованию двухканальной схемы демодуляции, в одном плече которой реализуется добавление фазы в 90° за счет использования линии задержки $\lambda/4$. Такая схема позволяет реализовать преобразование сигнала в аналитической форме. В результате, с выходов смесителя на вход МП поступают квадратурные сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ с амплитудами A_1 и A_2 в относительных единицах (см. Рисунок 2а) [2]:

$$I(t) = A_1 \sin[(\varphi(t)], \quad Q(t) = A_2 \cos[\varphi(t)],$$

где $\varphi(t)$ – мгновенное значение фазы отраженного сигнала, которое, при достижении равенства амплитуд $A_1 = A_2 = A$, можно вычислить по формуле:

$$\varphi(t) = arctg[I(t)/Q(t)].$$

Поскольку эта фаза связана с перемещением вибрирующей поверхности $x(t)$ и λ_0 выражением (4), получим уравнение для определения перемещения в метрах при вибрации (см. Рис.2б):

$$\varphi(t) = \lambda_0 arctg[I(t)/Q(t)]/4\pi. \qquad (5)$$

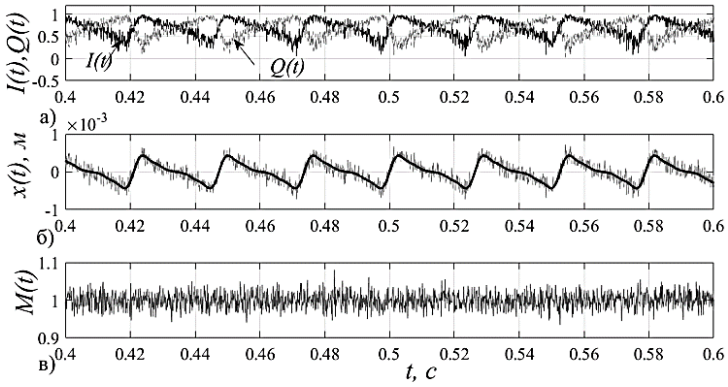


Рисунок 2. Временные диаграммы работы СВЧ датчика вибрации - а) сигналы $I(t)$ и $Q(t)$; б) сигнал вибрации (перемещение) $x(t)$; в) модуль аналитического сигнала $M(t)$.

Это уравнение вычисляется непрерывно с помощью блока МП и его результат представлен на Рисунке 2б. Таким образом, амплитуда отраженного сигнала непосредственно не участвует в определении параметров вибрации, что значительно повышает точность и помехозащищенность измерения. Кроме этого отпадает необходимость предварительной калибровки, что упрощает и ускоряет процесс измерения. Для того чтобы датчик работал корректно необходимо компенсировать возможные рассогласования в каналах $I(t)$ и $Q(t)$ демодулятора. Условием согласования является непрерывное во времени сохранение равенства модуля принимаемого аналитического сигнала $M(t)$ единице, вычисляемого МП (см. Рисунок 2в):

$$M(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \cong 1 .$$

Это достигается подстройкой амплитуды и фазы в блоке КД по шине СУ от блока МП (см. Рисунок 1). В данном примере измерялась непрерывная постоянная вибрация с размахом $\Delta x = (x_{max} - x_{min})/2 = 0{,}5$мм, поэтому для определения других параметров – частоты и скорости необходимо вычислить спектральную плотность мощности $S(t)$ (СПМ) сигнала перемещения $x(t)$ на основе преобразования Фурье (ПФ).

В результате получим вид СПМ на Рисунке 3. Частота первой гармоники равна 38 Гц, всего гармоник 5. По амплитуде и количеству гармоник можно судить о степени и характере изношенности механического оборудования [3]. В нашем случае это износ 5-роллового подшипника вала внутри патрона сверлильного станка.

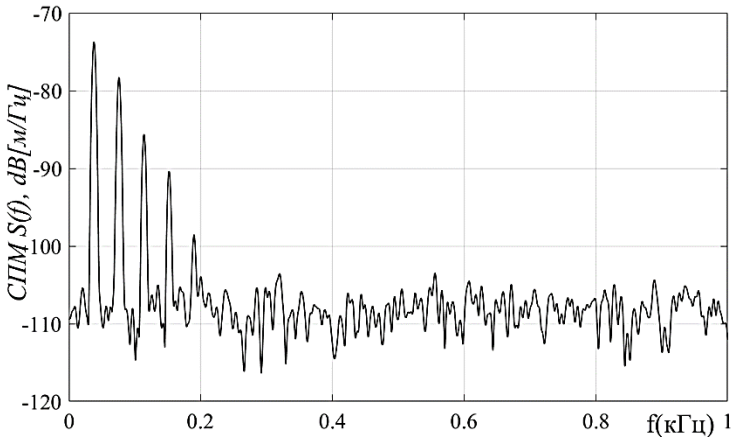


Рисунок 3. Спектр плотности мощности $S(t)$ сигнала перемещения $x(t)$ при вибрации.

Если характер и параметры вибрации изменяются соизмеримо с временными интервалами выборок данных необходимо уже применять иные не спектральные методы анализа.

Диагностика вибраций при нестационарных процессах.

При диагностике вибрации движущихся машинных механизмов необходимо анализировать сигналы, имеющие нестационарный характер. В частности, такая задача возникает при запуске и постепенном наборе оборотов вращающихся элементов в двигателях [4]. Например, сигнал вибрации может содержать несколько составляющих с частотами, изменяющимися по времени с разными законами. В этом случае простое спектральное преобразование не принесет сколько-нибудь реальной помощи для диагностики. Коэффициенты Фурье при обычном ПФ получены путем интеграции за все время наблюдения сигнала по соответствующим гармоникам, таким образом, информация об изменениях теряется. В этом случае приходится применять методы частотно-временного анализа. Например, применить кратковременное или «оконное» преобразование Фурье (КПФ) [5].

КПФ предоставляет некоторую информацию о синхронизации и о частотах, на которых событие сигналов имело место. Однако выбор размера окна здесь является ключевым для достижения необходимого результата. Для частотно-временного анализа с помощью КПФ, выбор более короткого размера окна помогает получить хорошее разрешение времени за счет разрешения частоты. С другой стороны выбор окна большего размера помогает получить хорошее разрешение частоты за счет разрешения времени. Таким образом, при выборе размера окна разрешение остается фиксированным для всего анализа.

Для решения проблемы разрешения, свойственные КПФ, для частотно-временного анализа сигналов СВЧ датчиков вибрации удобно применять непрерывное вейвлет преобразование (НВП) [6]. Это преобразование как раз и создано для того, чтобы одновременно добиваться лучшей локализации частоты на более низких частотах и лучшей локализации времени на высоких частотах. Как и в преобразовании Фурье, непрерывный вейвлет преобразовывает сигнал, используя скалярные произведения, чтобы вычислить соотношение между сигналом и функцией анализа. В преобразовании Фурье функции анализа являются комплексными экспонентами $e^{j\omega t}$, а получившееся преобразование является функцией одной переменной ω. В НВП функцией анализа является вейвлет ψ, а сам сигнал сравнивается с подключаемыми сжатыми или расширенными его версиями, осуществляя масштабирование по некоторой шкале. Путем сравнения сигнала с вейвлетом в различных шкалах и положениях, получается функция двух переменных $2D$. Это представление сигнала $1D$ избыточно, однако дает возможность увидеть структуру нестационарного сигнала с хорошим разрешением и удобно для машинного обучения, особенно при использовании дискретного вейвлет преобразования (ДВП) [5,6].

Заключение.

Благодаря предложенной схеме датчика СВЧ с квадратурным преобразователем, достигнуто точное измерение малых перемещений при вибрации непосредственно единицах длины без сложных калибровочных процедур. Для анализа стационарных вибрационных сигналов предпочтение следует оказывать спектральной обработке с выделением характерных составляющих, ответственных за определенное текущее состояние объекта. Для анализа нестационарных неустановившихся процессов, например при запуске двигателей, можно применять для анализа карту оборотов в минуту от частоты, вычисленную на основе КФП. Для более точного анализа удобно использовать процедуры НВП, а для автоматической диагностики – использовать ДВП с применением системы распознавания образов.

Литература

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989. С. 124-162.
2. Moll J., Bechtel K., Krozer V. Mechanical vibration sensing for structural health monitoring using a millimeter-wave Doppler radar sensor // 7th European Workshop on Structural Health Monitoring July 8-11, 2014. Nantes, France, P. 1802-1808.
3. Randall, Bond Robert. Vibration-based condition monitoring. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2011.
4. Brandt, Anders. Noise and vibration analysis: signal analysis and experimental procedures. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2011.
5. Дьяконов В.П. MATLAB 6.0/6.1/6.5/6.5+SP1+Simulink 4/5. Обработка сигналов и изображений. — М.: Солон-Р. 2006. — 591 с.
6. Хаблов Д.В. The direct continuous wavelet transformation in the processing of radio-wave sensor signals // Measurement Techniques. 2013. Vol. 56, No. 5. С. 510-516.

SIGNAL PROCESSING OF DOPPLER MICROWAVE VIBRATION SENSORS WITH QUADRATURE TRANSFORMATION

Ph. D. Khablov D.V.

V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences

The paper describes a method for processing signals perspective microwave Doppler displacement sensor for noncontact diagnostics of vibrations. In this case, the active irradiation of the object with electromagnetic waves and the separation of phase changes using two-channel quadrature processing of the received reflected signal are used. Such competitive advantages of the method as remote operation, accurate analysis of displacements in units of length without preliminary calibrations are noted. The advantages of this method of vibration analysis for the study of complex dynamic objects, including non-stationary ones, as well as for machine learning with the aim of using them in the diagnosis of working mechanisms, are described.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА НА БАЗЕ МАРКОВСКОГО ПРОЦЕССА С ДОХОДАМИ

д.т.н., проф. Цимбал В.А.[1], д.т.н., доц. Попов М.Ю.[1],
к.т.н. Слободсков О.Е.[2], асп. Черкасов В.В.[1], техн. Попова Н.В.[1]

[1]Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
[2]4 ЦНИИ МО РФ

В статье показана применимость рекуррентного соотношения, введенное Рональдом Ховардом, описывающее вектор полных доходов марковской цепи с доходами с несколькими инициирующими процесс состояниями, для определения вероятностно-временных характеристик процесса информационного обмена в рамках решения задач анализа и синтеза различных систем передачи данных. Доход цепи представляет собой значения временных интервалов переходов из состояний в состояния цепи (шаги переходов).

Имеется поглощающая конечная марковская цепь (ПКМЦ) с *n+1* ($S_0, S_1, ..., S_n$) состояниями, с поглощающим состоянием S_n, существует матрица переходных вероятностей (МПВ) $P_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ p_{i,j} \} \right\|$ и матрица шагов перехода (МШП) $T_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ \tau_{i,j} \} \right\|$, где $[n+1, n+1]$ - размеры матриц. Каждой переходной вероятности (ПВ) МПВ ($p_{i,j}$) соответствует свой шаг перехода $(\tau_{i,j})$, где $i, j = \overline{0,n}$ [1]. Цепь рассматривается на $i = \left[\overline{1,L} \right]$ шагах процесса.

Для нахождения динамики вероятности поглощающего состояния S_n во времени существует *Метод среднего шага переходов*, этапы метода таковы [1]:

1. Перемножаем элементы МПВ $P_{[n,n]}$ на соответствующие элементы МШП $T_{[n,n]}$, в результате имеем следующую матрицу:

$$\left\| \begin{matrix} p_{0,0} \cdot \tau_{0,0} & p_{0,1} \cdot \tau_{0,1} & \dots & p_{0,n-1} \cdot \tau_{0,n-1} & p_{0,n} \cdot \tau_{0,n} \\ p_{1,0} \cdot \tau_{1,0} & p_{1,1} \cdot \tau_{1,1} & \dots & p_{1,n-1} \cdot \tau_{1,n-1} & p_{1,n} \cdot \tau_{1,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{n-1,0} \cdot \tau_{n-1,0} & p_{n-1,1} \cdot \tau_{n-1,1} & \dots & p_{n-1,n-1} \cdot \tau_{n-1,n-1} & p_{n-1,n} \cdot \tau_{n-1,n} \\ p_{n,0} \cdot \tau_{n,0} & p_{n,1} \cdot \tau_{n,1} & \dots & p_{n,n-1} \cdot \tau_{n,n-1} & p_{n,n} \cdot \tau_{n,n} \end{matrix} \right\|. \quad (1)$$

2. Складываем построчно элементы полученной матрицы, в результате получен вектор-столбец $t_{S_{\langle n+1 \rangle}}$, элементы которого являются частными средними шагами цепи:

$$t_{S_{\langle n+1 \rangle}} = \left\| \begin{matrix} t_{S_0} \\ t_{S_1} \\ \dots \\ t_{S_{n-1}} \\ t_{S_n} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} p_{0,0} \cdot \tau_{0,0} + p_{0,1} \cdot \tau_{0,1} + \dots + p_{0,n-1} \cdot \tau_{0,n-1} + p_{0,n} \cdot \tau_{0,n} \\ p_{1,0}{}^{(i)} \cdot \tau_{1,0} + p_{1,1} \cdot \tau_{1,1} + \dots + p_{1,n-1} \cdot \tau_{1,n-1} + p_{1,n} \cdot \tau_{1,n} \\ \dots \\ p_{n-1,0} \cdot \tau_{n-1,0} + p_{n-1,1} \cdot \tau_{n-1,1} + \dots + p_{n-1,n-1} \cdot \tau_{n-1,n-1} + p_{n-1,n} \cdot \tau_{n-1,n} \\ p_{n,0} \cdot \tau_{n,0} + p_{n,1} \cdot \tau_{n,1} + \dots + p_{n,n-1} \cdot \tau_{n,n-1} + p_{n,n} \cdot \tau_{n,n} \end{matrix} \right\|. \quad (2)$$

3. Решаем уравнение Колмогорова-Чепмена (УКЧ) [1,3] – определяем вероятности состояний цепи в динамики шагов процесса:

$$P^{(i)}_{S_{\langle n+1 \rangle}} = P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1 \rangle}} \cdot P_{[n+1,n+1]}, \quad (3)$$

где $P^{(i)}_{S_{\langle n+1 \rangle}}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на *i* шаге процесса;

$P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1 \rangle}}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на $(i-1)$ шаге процесса;

$P_{[n+1,n+1]}$ - МПВ;

$i = \left[\overline{1,L} \right]$ - шаги процесса.

На шаге процесса $i=1$ вектор-строка $P^{(1)}_{S_{\langle n+1\rangle}}$ формируется на базе вектора начальных состояний $P^{(0)}_{S_{\langle n\rangle}}$ и если он, согласно физической сущности процесса, равен $(1,0,...,0,0)$, тогда динамика вероятности поглощающего состояния цепи S_n (ВВХ) от шагов процесса, по УКЧ, возможно интерпретировать так:

$$P_{S_n}{}^{(i)} = \left(P_{[n+1,n+1]}\right)^{i}_{0,n}, \tag{4}$$

где *i* – шаги процесса $\left[\overline{0,L}\right]$;

$(\ )_{0,n}$ - выбор последнего элемента первой строки матрицы (вероятности нахождения процесса в поглощающем состоянии).

4. Перемножаем результат решения УКЧ ($P^{(i)}_{S_{\langle n+1\rangle}}$), получаемый на каждом шаге процесса, на вектор-столбец $t_{S_{\langle n+1\rangle}}$, в результате формируется *i* средних шагов перехода $\overline{\tau}_{ш_i}$:

$$\overline{\tau}_{ш_{(i)}} = P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1\rangle}} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} = \left\| P^{(i-1)}_{S_0} \quad P^{(i-1)}_{S_1} \quad ... \quad P^{(i-1)}_{S_n-1} \quad P^{(i-1)}_{S_n} \right\| \cdot \begin{Vmatrix} t_{S_0} \\ t_{S_1} \\ ... \\ t_{S_{n-1}} \\ t_{S_n} \end{Vmatrix}, \tag{5}$$

где $P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1\rangle}} = \left[P_{[n+1,n+1]}\right]^{(i-1)}_{0}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на *i*-1 шаге;

$[\ ]_0$ - выделение первой строки из матрицы $\left[P_{[n+1,n+1]}\right]^{(i-1)}$.

5. Для определения вероятности поглощающего состояния цепи S_n (в физической сущности процесса это может являться вероятностно-временными характеристиками процесса описывающего информационный обмен [1,3]), в динамики времени процесса, ставим в соответствие вероятности нахождения цепи в поглощающем состоянии $P^{(i)}_{S_n}$ (выражение (4)) и соответствующий этим вероятностям, средний шаг цепи, получаемый как $\sum_{i=0}^{L-1} \overline{\tau}_{ш_i}$. Следовательно, динамика вероятности поглощающего состояния цепи S_n во времени (ВВХ процесса), определяется строками 3 и 4 таблицы №1.

Таблица 1

Динамика вероятности поглощающего состояния цепи S_n во времени

1	шаг процесса	0	1	2	…	*L*-1	*L*
2	средний шаг цепи на *i* шаге (время)	0	$\overline{\tau}_{ш_0}$	$\overline{\tau}_{ш_1}$	…	$\overline{\tau}_{ш_{L-2}}$	$\overline{\tau}_{ш_{L-1}}$
3	средний шаг цепи на *i* шаге (время)	0	$\overline{\tau}_{ш_0}$	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1}$	…	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1} + ... + \overline{\tau}_{ш_{L-2}}$	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1} + ... + \overline{\tau}_{ш_{L-2}} + \overline{\tau}_{ш_{L-1}}$
4	вероятность нахождения цепи в S_n за *i* шагов	$P^{(0)}_{S_n}$	$P^{(1)}_{S_n}$	$P^{(2)}_{S_n}$	…	$P^{(L-1)}_{S_n}$	$P^{(L)}_{S_n}$

Общее время, затрачиваемое процессом для перехода в поглощающее состояние S_n, за *L* шагов процесса, составит:

$$t_{S_n} = \overline{\tau}_{w_1} + \overline{\tau}_{w_2} + ... + \overline{\tau}_{w_{L-2}} + \overline{\tau}_{w_{L-1}} = \sum_{i=1}^{L} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]_0^{(i-1)} \cdot t_{S_{\langle n+1 \rangle}}. \quad (6)$$

С другой стороны, известны марковские цепи с доходами [2], их характеристики таковы: как и в предыдущем примере, это МПВ $P_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ p_{i,j} \} \right\|$ и матрица доходов (МД) $R_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ r_{i,j} \} \right\|$. Каждой ПВ МПВ ($p_{i,j}$) соответствует свой доход, в виде $(r_{i,j})$.

Для нахождения вектора полных доходов процессов описывающего такой цепью существует рекуррентное соотношение, оно таково [2]:

$$V_{\langle n+1 \rangle}^{(i+1)} = q_{\langle n+1 \rangle} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(i)}, \quad (7)$$

где

$$q_{\langle n+1 \rangle} = \begin{Vmatrix} q_{S_0} \\ q_{S_1} \\ ... \\ q_{S_{n-1}} \\ q_{S_n} \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} p_{0,0} \cdot r_{0,0} + p_{0,1} \cdot r_{0,1} + ... + p_{0,n-1} \cdot r_{0,n-1} + p_{0,n} \cdot r_{0,n} \\ p_{1,0}^{(i)} \cdot r_{1,0} + p_{1,1} \cdot r_{1,1} + ... + p_{1,n-1} \cdot r_{1,n-1} + p_{1,n} \cdot r_{1,n} \\ ... \\ p_{n-1,0} \cdot r_{n-1,0} + p_{n-1,1} \cdot r_{n-1,1} + ... + p_{n-1,n-1} \cdot r_{n-1,n-1} + p_{n-1,n} \cdot r_{n-1,n} \\ p_{n,0} \cdot r_{n,0} + p_{n,1} \cdot r_{n,1} + ... + p_{n,n-1} \cdot r_{n,n-1} + p_{n,n} \cdot r_{n,n} \end{Vmatrix}$$ - непосредственно ожидаемый доход.

Пусть элементы матрицы доходов $R_{[n+1,n+1]}$ будут представлять собой временные интервалы перехода из состояния в состояния цепи, то есть будут являться шагами переходов, тогда:

$$R_{[n+1,n+1]} = T_{[n+1,n+1]}, \quad (8)$$

тогда, вектор-столбец $q_{\langle n+1 \rangle}$ есть:

$$q_{\langle n+1 \rangle} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}}, \quad (9)$$

следовательно, выражения для вектора полных доходов будет иметь вид:

$$V_{\langle n+1 \rangle}^{(i)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(i-1)}, \quad (10)$$

Просчитаем данное выражение, при $i = \left[\overline{1,5} \right]$, получим следующее:

- при $i = 1$, $V_{\langle n+1 \rangle}^{(1)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(0)}$;

где $V_{\langle n+1 \rangle}^{(0)} = \begin{Vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{Vmatrix}$, так как при $i = 0$ процесс еще не начался, тогда:

$$V_{\langle n+1 \rangle}^{(1)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \begin{Vmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{Vmatrix} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}};$$

- при $i = 2$, $V_{\langle n+1 \rangle}^{(2)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(1)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1 \rangle}}$;

- при $i = 3$, $V_{\langle n+1 \rangle}^{(3)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(2)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1 \rangle}} \right)$;

- при $i = 4$,

$$V_{\langle n+1 \rangle}^{(4)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(3)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1 \rangle}} \right) \right);$$

- при $i = 5$,

$$V_{\langle n+1 \rangle}^{(5)} = t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot V_{\langle n+1 \rangle}^{(4)} =$$
$$= t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1 \rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1 \rangle}} \right) \right) \right),$$

раскроем скобки:

$$\begin{aligned} V_{\langle n+1\rangle}^{(5)} &= t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} \right) \right) \right) = \\ &= t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^2 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} \right) \right) = \\ &= t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot \left(t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^2 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^3 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} \right) = \\ &= t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^2 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^3 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^4 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}, \end{aligned} \tag{11}$$

так как $t_{S_{\langle n+1\rangle}}$, можно представить как $P_{[n+1,n+1]}^0 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}$, то данное выражение принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} V_{\langle n+1\rangle}^{(5)} &= P_{[n+1,n+1]}^0 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^1 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^2 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^3 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} + P_{[n+1,n+1]}^4 \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} = \\ &= \left(P_{[n+1,n+1]}^0 + P_{[n+1,n+1]}^1 + P_{[n+1,n+1]}^2 + P_{[n+1,n+1]}^3 + P_{[n+1,n+1]}^4 \right) \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} = \sum_{i=0}^{4} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^i \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}, \end{aligned} \tag{12}$$

и для шагов процесса $i = \left[\overline{1,5} \right]$, выражение можно представить в следующем виде:

$$V_{\langle n+1\rangle}^{(5)} = \sum_{i=1}^{5} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}, \tag{13}$$

в общем виде, для $i = \left[\overline{1,L} \right]$ шагов процесса, выражение принимает вид:

$$V_{\langle n+1\rangle}^{(L)} = \sum_{i=1}^{L} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}. \tag{14}$$

Данное выражение представляет собой следующий вектор-столбец:

$$V_{\langle n+1\rangle}^{(L)} = \sum_{i=1}^{L} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} = \begin{Vmatrix} t_{S_0} \\ t_{S_1} \\ \dots \\ t_{S_{n-1}} \\ t_{S_n} \end{Vmatrix}, \tag{15}$$

каждый элемент вектора представляет собой ожидаемый доход (потраченное время за L шагов процесса), при условии того, что процесс начнется в каком либо из состояний цепи, например:

- t_{S_0} - время, потраченное процессом при условии того, что он начался в S_0;
- t_{S_1} - время, потраченное процессом при условии того, что он начался в S_1, и т.д.

Для определения времени потраченное процессом при переходе в поглощающие состояние S_n, при условии того, что он начался в S_0, необходимо в векторе-строке (15) выделить первую строку матрицы, т.е. получаем следующие выражение:

$$t_{S_0} = \left[V_{\langle n+1\rangle}^{(L)} \right]_0 = \sum_{i=1}^{L} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]_0^{(i-1)} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}. \tag{16}$$

Выражения (6) и (16) полностью совпадают, следовательно, метод среднего шага перехода может интерпретироваться через рекуррентное соотношение введенное Рональдом Ховардом [2] описывающего вектор полных доходов марковской цепи с доходами. Тогда для определения динамики поглощающего состояния во времени, при учете того, что он начался в каком-либо из состояний цепи, возможно, применять выражение для полных доходов, то есть находить ВВХ процесса формализованных цепью, например, в котором начало процесса инициализируется более чем из одного состояния (параллельные конечные марковские цепи). Примерный вид такой цепи показан на рисунке 1.

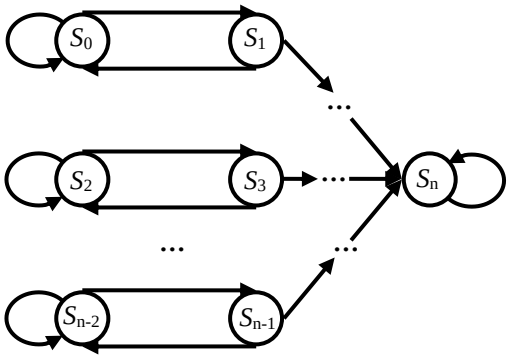


Рисунок 1 – Вид поглощающей конечной марковской цепи с несколькими начальными состояниями $S_0, S_2, ..., S_{n-2}$

Общее время процесса описываемого цепью представленной на рисунке 1 за L шагов процесса, возможно, определить так:

$$t(L) = P_{S_0}^{(0)} \cdot \left[V_{\langle n+1 \rangle}^{(L)}\right]_0 + P_{S_2}^{(0)} \cdot \left[V_{\langle n+1 \rangle}^{(L)}\right]_2 + ... + P_{S_{n-2}}^{(0)} \cdot \left[V_{\langle n+1 \rangle}^{(L)}\right]_{n-2}, \quad (17)$$

где $P_{S_0}^{(0)}$, $P_{S_2}^{(0)}$, $P_{S_{n-2}}^{(0)}$ - вероятности состояний цепи на 0 шаге, определяемые вектором начальных состояний цепи:

$$P_{S_{\langle n+1 \rangle}}^{(0)} = \left(P_{S_0}^{(0)}, P_{S_1}^{(0)}, P_{S_2}^{(0)}, ..., P_{S_{n-2}}^{(0)}, P_{S_{n-1}}^{(0)}, P_{S_n}^{(0)}\right).$$

Таким образом, рекуррентное соотношение, введенное Ховардом Р.А., описывающее вектор полных доходов марковской цепи с доходами, доход цепи, при этом, представляет собой значения временных интервалов переходов из состояний в состояния цепи (шаги переходов), возможно использовать для определения вероятностно-временных характеристик процесса информационного обмена, формализованного марковской цепью, в рамках решения задач анализа и синтеза систем передачи данных.

Литература

1. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография / В.А. Цимбал – М: Вузовская книга, 2014. - 144 с.: ил.
2. Ховард Р.А. Динамическое программирование и марковские процессы. Нью-Йорк, 1963. Пер. с англ. В.В. Рыкова. Под ред. И.П. Бусленко. М., Изд-во «Советское радио», 1960, 189 с.
3. M.Popov et al., «Synthesis of Transient Probabilities of Absorbing Final Markov Chain Describing Traffic Management Protocol Process of the Mil-std-188-141b Standard to Ensure the Probability-time Characteristic Requirements», 2020 22th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/DSPA48919.2020.9213298.

DEFINITION OF IS LIKELIHOOD-TIME CHARACTERISTICS OF PROCESS ON THE BASIS OF MARKOVSKY PROCESS WITH INCOMES

Dr.Sci.Tech. Tsimbal V.A.[1], Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.[1],
Cand.Tech.Sci. Slobodskov O.E.[2], Cherkasov V.V.[1], Popova N.V.[1]

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov, Moscow region);
[2]4 TSNNI MO RF

In article applicability of the recurrent parity, entered by Hovard R. A, describing a vector of full incomes of chain Marcova with incomes with several conditions initiating process, for definition of is likelihood-time characteristics of process of an information exchange within the limits of the decision of problems of the analysis and synthesis of various systems of data transmission is shown. The chain income represents values of time intervals of transitions from conditions in chain conditions (steps of transitions).

СТАТИСТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ПО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РЕЛЕЕВСКОГО КАНАЛА СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С КОДОВЫМ УПЛОТНЕНИЕМ ДАННЫХ

д.т.н, проф. Зеленевский В.В.[1], асп. Черноусов М.С.[1],
н.с. Егоров В.В.[2], преп., к.т.н Ржаных А.В.[1]

[1] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
[2] Межрегиональное общественное учреждение «Институт инженерной физики»

В статье решена научная задача по определению оптимального значения битового отношения сигнал/шум, при котором обеспечивается максимальное значение помехоустойчивости и надежности релеевского канала связи по помехоустойчивости, предложена структурная схема релеевского радиоканала с кодовым уплотнением данных, обеспечивающая повышенную помехоустойчивость и надежность.

Постановка задачи

Известно [1], что надежность релеевского канала связи декаметрового диапазона по помехоустойчивости определяется выражением

$$P_{КИД} = e^{-\frac{0{,}693 h^2_{\min}}{h^2_{med}}} \quad \text{при } P_b = f(h^2_{\min}) = const, \tag{1}$$

где h^2_{min} – отношение сигнал/шум, которое определяет среднюю вероятность битовой ошибки P_b (помехоустойчивость канала связи); h^2_{med} – медианное битовое отношение сигнал/шум, которое зависит от мощности радиопередатчика $P_{ПД}$, направленных свойств передающей антенны G_A, дальности связи r, параметров поверхности земли и параметров слоев *D*, *E*, *F1*, *F2* ионосферы [1]. Очевидно, при $h^2_{min} = h^2_{med}$ значение $P_{КИД}$=0,5.

Вероятность P_b определяется в общем случае сложной зависимостью [2, 3]. При использовании сигнала с относительной фазовой манипуляцией и его когерентного приема в условиях воздействия стационарных помех вероятность P_b равна [2, 3]:

$$P_b = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int\limits_{\left(\frac{1}{h^2_{\min}} + \frac{\eta x}{B}\right)^{-0,5}}^{\infty} e^{-t^2} dt, \tag{2}$$

где η – параметр стационарной помехи (η=1 для узкополосной гармонической помехи, η=0,45 для заградительной помехи, η=0,66 для псевдошумовой помехи);

x – отношение мощностей помехи $P_П$ и полезного сигнала P_C ($x = P_П/P_C$);

B – коэффициент расширения спектра полезного сигнала.

При использовании кодового уплотнения данных реализуется когерентный прием сигнала в целом на длительности ортогональной последовательности Уолша-Адамара и вероятность P_b будет определяться выражением

$$P_b = 0{,}5\left[1 - \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int\limits_{\left(\frac{1}{nh^2_{\min}} + \frac{\eta x}{B}\right)^{-0,5}}^{\infty} e^{-t^2} dt\right]^n\right], \tag{3}$$

где n – длина ортогональной последовательности Уолша-Адамара.

Анализ выражений (1) и (3) позволяет выявить противоречивые требования к значению h^2_{min} на входе первой решающей схемы радиоприемника сигналов декаметрового диапазона, а именно:

– с одной стороны, для повышения надежности $P_{КИД}$ релеевского радиоканала значение h^2_{min} необходимо уменьшать (при $h^2_{med} = const$);

– с другой стороны, для повышения достоверности приема данных (повышения помехоустойчивости релеевского радиоканала или уменьшения вероятности P_b^{ort}) необходимо увеличивать h^2_{min} (при $h^2_{med}=const$).

Требуется определить

$$\max_{h^2_{\min}} \; P_{КИД}\left(1-P_b^{ort}\right) \;\text{ при }\; h^2_{med} = f(P_{ПД}, G_A, r) = const \qquad (4)$$

или

$$\min_{h^2_{\min}} \; \left[1-P_{КИД}\left(1-P_b^{ort}\right)\right] \;\text{ при }\; h^2_{med} = f(P_{ПД}, G_A, r) = const\,. \qquad (5)$$

Решение задачи выполнено численными методами интегрирования в программной среде Mathcad, а результаты вычислений представлены в таблице 1, где значение η=1 для наиболее опасной гармонической помехи.

Таблица 1

Значение [1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})] при η=1

$h^2_{med}=250$	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	0,334	0,661	3,664	250	1000
	$P_П/P_С=x=0,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$2,1\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,95
	$n=B=32$	h^2_{min}	0,02	0,178	0,36	3,664	250	1000
	$P_П/P_С=x=0,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,08\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,95
	$n=B=32$	h^2_{min}	0,02	0,196	0,425	3,664	250	1000
	$P_П/P_С=x=1,0$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,28\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,95
$h^2_{med}=500$	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	0,336	0,698	7,3114	500	10000
	$P_П/P_С=x=0,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,6\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99
	$n=16$; $B=64$	h^2_{min}	0,02	0,35	0,78	7,31	500	10000
	$P_П/P_С=x=2,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,25\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99
	$n=16$; $B=64$	h^2_{min}	0,02	0,322	0,698	7,31	500	10000
	$P_П/P_С=x=1,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,07\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99
$h^2_{med}=1000$	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	0,331	0,5754	0,802	1,452	14,59
	$P_П/P_С=x=0,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	$6,3\cdot10^{-4}$	10^{-3}	10^{-2}
	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	0,4018	1,117	14,59	1000	10000
	$P_П/P_С=x=1,0$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$9,33\cdot10^{-4}$	10^{-2}	0,5	0,99
	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	0,5012	1,514	14,59	1000	10000
	$P_П/P_С=x=1,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,523\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99
	$n=B=16$	h^2_{min}	0,02	2,014	3,47	12,023	1000	10000
	$P_П/P_С=x=2,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$5,2\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99
	$n=16$; $B=32$	h^2_{min}	0,02	0,4426	3,374	14,59	1000	10000
	$P_П/P_С=x=2,5$	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	$1,182\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,5	0,99

Анализ результатов, представленных в таблице 1, позволяет сделать следующие выводы:

– при $h^2_{med}=const$ для заданных значений n, B, $P_П/P_С$ существует оптимальное значение $h^2_{min}=h^2_{opt}$, при котором значение вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}) минимальное;

– при $n=const$, $B=const$, $P_П/P_С=const$ с увеличением значений h^2_{med} оптимальное значение h^2_{opt} увеличивается и уменьшается соответствующее ему значение вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}), т.е. радиоканал становится более надежным и достоверность принятых данных повышается;

– при $h^2_{med}=const$ с уменьшением длины n и B при $P_П/P_С=const$ оптимальное значение h^2_{opt} увеличивается и увеличивается вероятность 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}). Например при h^2_{med}=250, $n=B$=32, $P_П/P_С$=0,5 значение 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})=$1,08\cdot10^{-3}$ и h^2_{opt}=0,36, а при h^2_{med}=250, $n=B$=16, $P_П/P_С$=0,5 значение 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})=$2,1\cdot10^{-3}$ и h^2_{opt}=0,661;

– при $h^2_{med}=const$, $n=const$, $P_П/P_С=const$ увеличение коэффициента расширения спектра B способствует уменьшению h^2_{opt} и уменьшению вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}), что весьма важно для практики (например, при h^2_{med}=1000, $n=B$=16, $P_П/P_С$=2,5 значение h^2_{opt}=3,47 и соответственно вероятность 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})=$5,2\cdot10^{-3}$,

а при h^2_{med}=1000, n=16, B=32, $P_П/P_С$=2,5 значение h^2_{opt}=1,374 и соответственно вероятность 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})=1,182·10^{-3}).

При отсутствии стационарных помех ($P_П/P_С$=0) выражение для вероятности P_b^{ort} будет иметь вид [3]:

$$P_b^{ort} = 0,5\left[1-\left(1-\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int\limits_{\left(\frac{1}{nh^2_{\min}}\right)}^{\infty}{}^{-0,5} e^{-t^2}dt\right)^n\right]. \quad (6)$$

Соответственно, вероятность

$$1-P_{КИД}\left(1-P_b^{ort}\right)=1-e^{-\frac{0,693h^2_{\min}}{h^2_{med}}}\left[1-\left[0,5\left[1-\left(1-\frac{1}{\sqrt{\pi}}\int\limits_{\left(\frac{1}{nh^2_{\min}}\right)}^{\infty}{}^{-0,5} e^{-t^2}dt\right)^n\right]\right]\right]. \quad (7)$$

В таблице 2 представлены результаты расчетов значений вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}) по выражению (7).

Таблица 2

Значения [1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})] при $P_П/P_С$=0

h^2_{med}=50; n=16	h^2_{min}	0,02	0,151	0,318	0,443	0,73	50	500
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	0,1	10^{-2}	6,78·10^{-3}	10^{-2}	0,5	0,999
h^2_{med}=250; n=16	h^2_{min}	0,02	0,15	0,288	0,537	3,664	250	1000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	0,1	10^{-2}	1,6·10^{-3}	10^{-2}	0,5	0,999
h^2_{med}=500; n=16	h^2_{min}	0,02	0,48	0,5998	7,31	500	1000	10000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-3}	8,782·10^{-4}	10^{-2}	0,5	0,75	0,99
h^2_{med}=1000; n=16	h^2_{min}	0,02	0,28445	0,4365	0,6427	1,452	14,59	1000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	4,45·10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	0,5
h^2_{med}=5000; n=16	h^2_{min}	0,02	0,28445	0,419	0,708	7,31	73,45	5000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	1,06·10^{-4}	10^{-3}	10^{-2}	0,5
h^2_{med}=500; n=8	h^2_{min}	0,02	0,495	0,955	7,33	500		10000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	1,51·10^{-3}	10^{-2}	0,5		0,99
h^2_{med}=1000; n=8	h^2_{min}	0,02	0,49	0,861	1,05	1,445		14,662
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	7,25·10^{-4}	10^{-3}		10^{-2}
h^2_{med}=500; n=32	h^2_{min}	0,02	0,162	0,24	0,335	500		10000
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	4,64·10^{-4}	10^{-3}		10^{-2}
h^2_{med}=1000; n=32	h^2_{min}	0,02	0,162	0,234	0,31	1,4454		14,662
	1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort})	0,5	10^{-2}	10^{-3}	2,14·10^{-4}	10^{-3}		10^{-2}

Анализ результатов, представленных в таблице 2, показывает:

– при h^2_{med}=*const* существует оптимальное значение h^2_{min}=h^2_{opt}, обеспечивающее минимальное значение вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort});

– при увеличении h^2_{med} минимальное значение вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}) уменьшается, т.е. увеличивается как помехоустойчивость релеевского канала связи, так и его надежность $P_{КИД}$ по помехоустойчивости;

– отклонение значений h^2_{min} от h^2_{opt} как в меньшую, так и в большую сторону вызывает увеличение вероятности 1-$P_{КИД}$(1-P_b^{ort}).

Таким образом установлено, что на входе радиоприемника должна быть использована система автоматической (или ручной) регулировки усиления (АРУ), которая поддерживает уровень принимаемого сигала $U_{ОПТ}$ в окрестности $U_{ОПТ} = \sqrt{h^2_{opt}}$.

При уменьшении длины ортогональной последовательности n вероятность $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$ увеличивается (например, при n=8, h^2_{med}=500 наименьшее значение указанной вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})=1{,}51\cdot10^{-3}$ для h^2_{opt}=0,955, что значительно хуже, чем для n=16).

Увеличение длины n (n=32) улучшает показатели релеевского канала связи (при h^2_{med}=500 минимальное значение вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})=4{,}64\cdot10^{-4}$ для h^2_{opt}=0,335, что соответствует символьному отношению $h_0^2=h^2_{opt}\cdot n=0{,}335\cdot32=10{,}72$).

Оценим выигрыш по помехоустойчивости кодового уплотнения данных в релеевском канале связи по сравнению с известным релеевским каналом, использующим сигнал с относительной фазовой манипуляцией (в обоих случаях избыточность данных отсутствует, а помехой является аддитивный белый гауссовский шум). Тогда вероятность битовой ошибки $P_b^{ОФТ}$ равна [2]:

$$P_b^{ОФТ} = e^{-h^2_{\min}}\left(1-0{,}5e^{-h^2_{\min}}\right), \qquad (8)$$

а критерием для сравнения будет выступать выражение

$$\min_{h^2_{\min}} \left[1-P_{КИД}\left(1-P_b^{ОФТ}\right)\right] \text{ при } h^2_{med} = f(P_{ПД}, G_A, r) = const. \qquad (9)$$

Результаты расчетов по выражению (9) приведены в таблице 3.

Таблица 3

Значение $[1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)]=f(h^2_{min})$ при $h^2_{med}=const$

h^2_{med}=250	h^2_{min}	0,1	6,62	38,37	250	1000	10000
	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$	0,5	$1{,}95\cdot10^{-2}$	0,1	0,5	0,94	0,99
h^2_{med}=500	h^2_{min}	0,1	2,25	6,84	76,74	500	1000
	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$	0,5	0,1	$1{,}05\cdot10^{-2}$	0,1	0,5	0,9
h^2_{med}=1000	h^2_{min}	0,1	5,035	8,035	14,59	153,46	1000
	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$	0,5	10^{-2}	$5{,}88\cdot10^{-3}$	10^{-2}	0,1	0,5
h^2_{med}=10000	h^2_{min}	0,1	2,25	5,035	7,66	9,91	14,59
	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$	0,5	0,1	10^{-2}	10^{-3}	$7{,}36\cdot10^{-4}$	10^{-3}

Сравнительная оценка результатов, представленных в таблицах 2 и 3, показывает:

– кодовое уплотнение данных позволяет значительно улучшить показатели релеевского канала связи (например, при h^2_{med}=500, n=16 кодовое уплотнение данных обеспечивает наименьшее значение вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort}) = 8{,}782\cdot10^{-4}$ для h^2_{opt}=0,5998, а в радиоканале без кодового уплотнения данных при h^2_{med}=500 наименьшее значение вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})=1{,}05\cdot10^{-2}$ для h^2_{opt}=6,84);

– кодовое уплотнение данных позволяет работать (обеспечивать высокую надежность) при битовых отношениях сигнал/шум $h^2_{min}\le1$ (0 дБ), а вероятность $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_б)\le10^{-2}$ при $h^2_{med}=const$;

– увеличение длины ортогональной последовательности n способствует улучшению параметров релеевского канала связи (h^2_{med}=500, n=32 вероятность $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})=4{,}64\cdot10^{-4}$, а требуемое h^2_{opt}=0,335, что соответствует символьному h_0^2=0,335*32=10,72).

Для нахождения оптимального значения $h^2_{min}=h^2_{opt}$, обеспечивающего минимальное значение вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b^{ort})$, исследуем на экстремум выражение (9). Для чего определим его производную по h^2_{min} и приравняем ее нулю:

$$\frac{d\left[1-P_{КИД}\left(1-P_b\right)\right]}{dh^2_{\min}} = \frac{0{,}693}{h^2_{med}}e^{-\frac{0{,}693h^2_{\min}}{h^2_{med}}} - \left(\frac{0{,}693}{h^2_{med}}+1\right)e^{-\frac{0{,}693h^2_{\min}}{h^2_{med}}-h^2_{\min}} + \left(\frac{0{,}693}{2h^2_{med}}+1\right)e^{-\frac{0{,}693h^2_{\min}}{h^2_{med}}-2h^2_{\min}} = 0 \cdot \qquad (10)$$

При этом получим выражение для h^2_{opt}

$$h^2_{opt} = -\ln\left[\frac{\frac{0,693}{h^2_{med}} + 1 \pm \sqrt{1 - \frac{1,386}{h^2_{med}} - \frac{0,480249}{h^2_{med}}}}{\frac{0,693}{h^2_{med}} + 2}\right]. \quad (11)$$

Задавая значение h^2_{med} и подставив полученное h^2_{opt} в выражение (9), получим два значения вероятности $[1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)]$:

Таблица 4

Значение $[1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)]$ при полученных значениях h^2_{opt}

h^2_{med}=250	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$	$h^2_{opt1}=1,389\cdot10^{-3}$	h^2_{opt2}=5,888
		0,5	$1,89\cdot10^{-2}$
h^2_{med}=500	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$	$h^2_{opt1}=6,937\cdot10^{-4}$	h^2_{opt2}=6,581
		0,5	$1,045\cdot10^{-2}$
h^2_{med}=1000	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$	$h^2_{opt1}=3,467\cdot10^{-4}$	h^2_{opt2}=7,274
		0,5	$5,718\cdot10^{-3}$
h^2_{med}=5000	$1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$	$h^2_{opt1}=6,931\cdot10^{-5}$	h^2_{opt2}=8,884
		0,5	$1,369\cdot10^{-3}$

Первое значение h^2_{opt1} определяет вероятность $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$=0,5 и для практической связи не представляет интереса, а второе значение h^2_{opt2} весьма важное, так как определяет минимум вероятности $1\text{-}P_{КИД}(1\text{-}P_b)$, т.е. наибольшие значения вероятностей $P_{КИД}$ и $(1\text{-}P_b)$ при фиксированных значениях h^2_{med}.

Полученные результаты позволяют предложить структурную схему релеевского радиоканала связи с кодовым уплотнением данных (рисунок 1) [3, 4].

На передающей стороне двоичные данные в последовательном коде поступают на информационный вход *n*-разрядного регистра сдвига RG_1, на второй вход которого подаются тактовые импульсы от генератора $ГТИ_1$. Параллельный *n*-разрядный двоичный код с выхода RG_1 подается на формирователь многоуровнего группового сигнала (*ФГС*), на вторые входы которого подаются ортогональные двоичные последовательности Уолша-Адамара $Wal_i(t)$[5]. Выходной сигнал ФГС проходит через полосовой фильтр (ПФ), который формирует модулирующий сигнал в заданной полосе частот для первого фазового модулятора ($ФМ_1$), на второй вход которого подается гармонический сигнал несущей частоты генератора *G*. Выходной сигнал $ФМ_1$ поступает на первый вход второго фазового модулятора $ФМ_2$, на второй вход которого подается сигнал от генератора псевдослучайной последовательности ($ГПСП_1$), который формирует двоичную *B*-разрядную последовательность. Если *B*=*n*, то расширения спектра сигнала на выходе $ФМ_2$ нет, при *B*>*n* происходит расширение спектра выходного сигала $ФМ_2$ в *B*/*n* раз.

В радиолинии на сформированный $ФМ_2$ двоичный фазоманипулированный сигнал действуют аддитивные помехи *n(t)*.

На приемной стороне аддитивная смесь сигнал+помеха+шум поступает на вход блока поиска и синхронизации сигнала (*БПС*) и вход измерителя отношения сигнал/шум (*ИОСШ*). *ИОСШ* управляет регулятором уровня задержки (*РУЗ*), который формирует напряжение задержки $U_{ОПТ} = \sqrt{h^2_{opt}}$ для работы схемы автоматической регулировки усиления (*АРУ*) сигнала, которая управляет *БПС* по введению в синхронизм приемных $ГТИ_2$ и $ГПСП_2$ и информационного демодулятора (*ИД*). Выходной многоуровневый сигнал *ИД* поступает на первый вход корреляционного декодера (*КД*), который осуществляет когерентный прием многоуровневого сигнала в целом на длительности *n*-разрядных ортогональных посылок $Wal_i^{П}(t)$, которые поступают от формирователя двоичных последовательностей Уолша-Адамара в полярном коде $Wal_i^{П}(t)$ на вторые входы *КД* [4, 5]. Выходные двоичные символы *КД* в параллельном двоичном *n*-разрядном коде поступают на входы RG_2, где под действием тактовых импульсов $ГТИ_2$ преобразуются в двоичную последовательность данных для получателя сообщения.

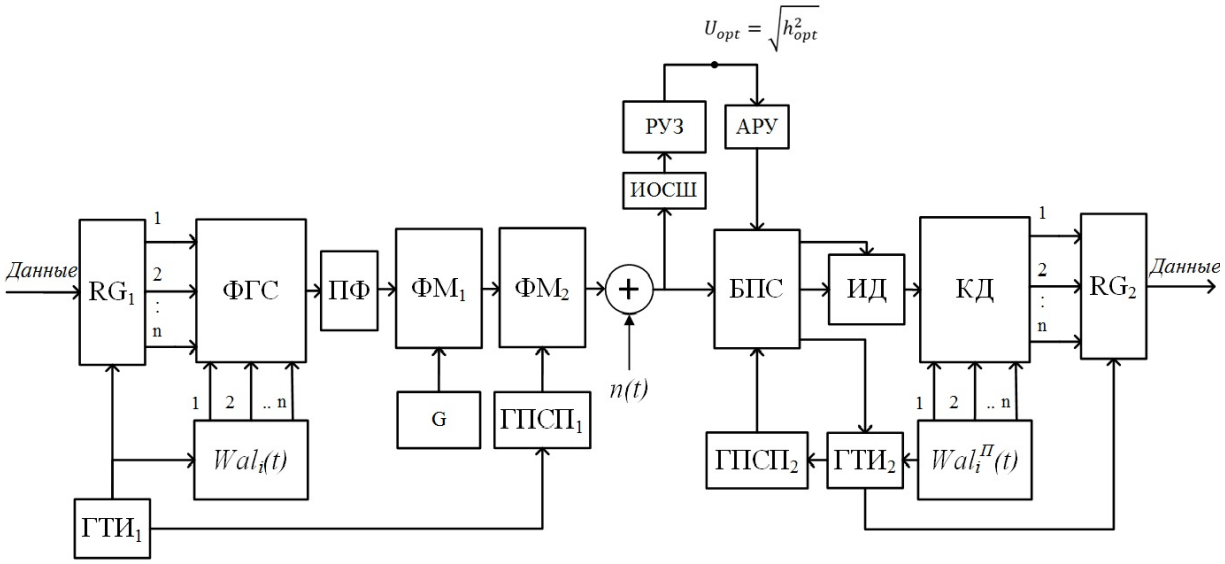


Рисунок 1 – Структурная схема релеевского радиоканала связи
с кодовым уплотнением данных

Таким образом, впервые решена задача повышения помехоустойчивости и надежности релеевского радиоканала декаметрового диапазона в пределах теоретической границы К. Шеннона в условиях воздействия преднамеренных и непреднамеренных помех и предложены технические решения по ее реализации.

Литература

1. Долуханов М. П. Распространение радиоволн. – М.: «Связь», 1965.-400с.
2. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. Изд. 2-е, перераб. И доп. – Радиософт, 2011. – 550 с.
3. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Зеленевский А.В., Черноусов М.С. Метод оценки помехоустойчивости цифровых систем передачи с кодовым уплотнением данных при воздействии стационарных помех//Серпухов: Известия Института инженерной физики. – 2020. №4. – С.31-36.
4. Патент на изобретение №2714606. Система передачи данных ортогональными сигналами. Зеленевский В.В., Джелаухян А.Ю., Зеленевский Ю.В. Дата рег. 18.02.2020г.
5. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Зеленевский А.В., Дурнов А.С. Статистические характеристики системы передачи с кодовым уплотнением данных при воздействии гауссова шума// Электросвязь. – 2018. - №7. С.42-45.

STATISTICAL ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY AND RELIABILITY OF A DECAMETER-BAND RELAY COMMUNICATION CHANNEL WITH DATA CODE COMPACTION

Doct. of techn. Sc., prof. Zelenevsky V.V., grad. student Chernousov M.S.,
research associate Egorov V.V., cand. of techn. Sc., lecturer Rzhanykh A.V.,

The article solves the scientific problem to determine the optimal values of the bit signal-to-noise ratio, which provides maximum noise immunity and reliability of Rayleigh communication channel noise immunity, the proposed structural diagram of Rayleigh channel with a code compactions provide higher noise immunity and reliability.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 5.
ОБРАБОТКА И ПЕРЕДАЧА ИЗОБРАЖЕНИЙ.

Image processing and transmission.

АЛГОРИТМ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ ОСТАНОВИВШИХСЯ ОБЪЕКТОВ И ОСТАВЛЕННЫХ ПРЕДМЕТОВ НА ОСНОВЕ ОЧЕРЕДИ ОЦЕНОК ФОНА

преп. Ершов М.Д.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В работе предложен алгоритм для систем видеоаналитики, связанных с решением задач выделения и обнаружения остановившихся объектов либо оставленных предметов. Рассматривается система видеоаналитики с неподвижной видеокамерой. Алгоритм основан на адаптивной оценке фоновой составляющей путем построения очереди оценок фона для разных малых промежутков времени. Первым этапом алгоритма является начальная оценка фона с применением усредняющего фильтра. Второй этап работы основан на построении и обновлении очереди из нескольких оценок фона. Отличительной чертой алгоритма является вычисление разностного изображения на основе самой первой и последней оценок фона. Анализ разностного изображения и накопление информации о состоянии каждой точки позволяет выполнять сегментацию и дальнейшую локализацию остановившихся или оставленных в наблюдаемой области объектов. Предложенный подход обеспечивает работу при различных условиях наблюдения.

Развитие систем видеоаналитики неразрывно связано с общим прогрессом теории и методов компьютерного зрения. Несмотря на широту спектра практических приложений видеоаналитики, можно установить, что в основе большинства из них лежат задачи выделения, обнаружения заданных или заранее неизвестных объектов, распознавания, оценки параметров и прослеживания объектов в видеопоследовательностях. Хотя решению данных задач и посвящено множество работ, тем не менее, достаточно универсальные алгоритмы анализа видеосюжетов и изображений, обеспечивающие приемлемое качество решения задач в самом широком диапазоне сцен и условий наблюдения, встречаются редко. Также после первоначальной настройки система не всегда способна корректно адаптироваться к изменению условий наблюдения.

Перспективными и актуальными задачами, решаемыми системами видеоаналитики, являются: обнаружение в заданной части пространства посторонних объектов, обнаружение оставленных предметов (намеренно или случайно) [1], фиксация ДТП и иных опасных ситуаций на дорогах (остановка в туннеле, на мосту или под запрещающим знаком и т.д.) [2]. В данной работе представлен алгоритм для выделения остановившихся объектов и оставленных предметов на основе адаптивной оценки фоновой составляющей путем построения очереди оценок фона для разных малых промежутков времени. Алгоритм отличается вычислением разностного изображения на основе самой ранней и последней оценок фона.

Предлагаемый алгоритм основан на вычитании оценки фона [3]. Конкретный подход к оценке фона целесообразно выбирать исходя из специфики задачи. Например, часто алгоритмы основываются на разности между текущим кадром и статическим изображением, принятым как фон. Однако использование статического изображения в условиях постоянно меняющегося освещения приводит к неверному определению переднего плана сцены, поэтому оценку фона необходимо обновлять. С другой стороны, можно вычислять разность между текущим и предыдущим кадрами. Такой способ приводит к выделению точек сцены, в которых произошло движение, но в большинстве случаев он не позволяет определить все точки, принадлежащие объекту. Кроме того, обнаружение остановившихся объектов становится невозможным [4].

Работу разработанного алгоритма можно разделить на этап начальной оценки фона, этап обновления фона и этап выделения объектов. Одной из самых важных задач является обновление оценки фона. В предлагаемом алгоритме для решения этой задачи используется экспоненциальный фильтр, при этом создается очередь оценок фона для разных малых промежутков времени. Имея оценку фона, обнаружение объектов можно осуществлять путем анализа модуля разности текущего изображения и фона. В предложенном же алгоритме использован подход на основе вычитания самой ранней оценки фона из текущей оценки фона.

Начальная оценка фона

Для решения задачи начальной оценки фона в каждой точке изображения применяется усредняющий фильтр для заданного числа кадров:

$$G_0(x,y) = \sum_{t=1}^{F_{init}} I(x,y,t) \Big/ F_{init}, \quad (1)$$

где $G_0(x,y)$ – начальная оценка фона; x и y – пространственные координаты точки на изображении; F_{init} – число кадров для инициализации первичной оценки фона; $I(x,y,t)$ – t-й кадр последовательности.

Таким образом, первоначальная оценка фона осуществляется путем накопления информации о яркости точек в течение достаточно большого промежутка времени $tt_{init} > 60$ с. при $F_{init} = f_K \cdot tt_{init}$, f_K – частота обработки кадров.

Возможно вычисление дополнительного порога сегментации с использованием СКО шума σ, для чего дополнительно проводится оценка дисперсии:

$$\sigma_0^2(x,y) = \sum_{t=1}^{F_{init}} I(x,y,t)^2 \Big/ F_{init} - G_0^2(x,y). \quad (2)$$

Обновление оценки фона

Как было сказано, алгоритм основан на использовании очереди оценок фона для разных малых промежутков времени. Очередь имеет заданную длину в N_{flt} фильтров, каждый фильтр накапливает оценку фона на протяжении F_{flt} кадров. Текущая (последняя в очереди) оценка фона обновляется путем подачи на вход экспоненциального фильтра текущего кадра $I(x,y,t)$:

$$G(x,y,t) = k_e \cdot G(x,y,t-1) + (1-k_e) \cdot I(x,y,t), \quad (3)$$

где $G(x,y,t)$ – текущая оценка фона для t-го кадра $I(x,y,t)$; $k_e > 0{,}9$ – коэффициент экспоненциального фильтра.

Также выполняется обновление оценки дисперсии шума:

$$\sigma^2(x,y,t) = k_e \cdot \sigma^2(x,y,t-1) + (1-k_e) \cdot \left(I(x,y,t) - G(x,y,t-1)\right)^2. \quad (4)$$

Текущая оценка будет накапливать информацию об остановившихся объектах. Обновление же ранних оценок фона $G_i(x,y)$, $i \in [2, N_{flt}]$ осуществляется только для точек, принадлежащих объектам, для чего используется маска объектов $B_D(x,y)$ – изображение с передним планом сцены, полученное после сегментации и постобработки.

$$G_i(x,y) = \begin{cases} \sum_{j=1}^{N_{flt}-1} G_j(x,y) \Big/ (N_{flt}-1), \text{ если } B_D(x,y) \neq 0, \\ G_i(x,y) \text{ иначе,} \end{cases} \quad (5)$$

где $i \in [2, N_{flt}]$, $j \in [1, N_{flt}-1]$.

Выделение объектов

Для выделения остановившихся объектов с использованием оценки фона выполняется анализ разности самой ранней оценки фона $G_1(x,y)$ и текущей оценки фона $G(x,y,t)$. Обобщенная схема этого этапа работы алгоритма приведена на рисунке 1 (I_t – текущий кадр).

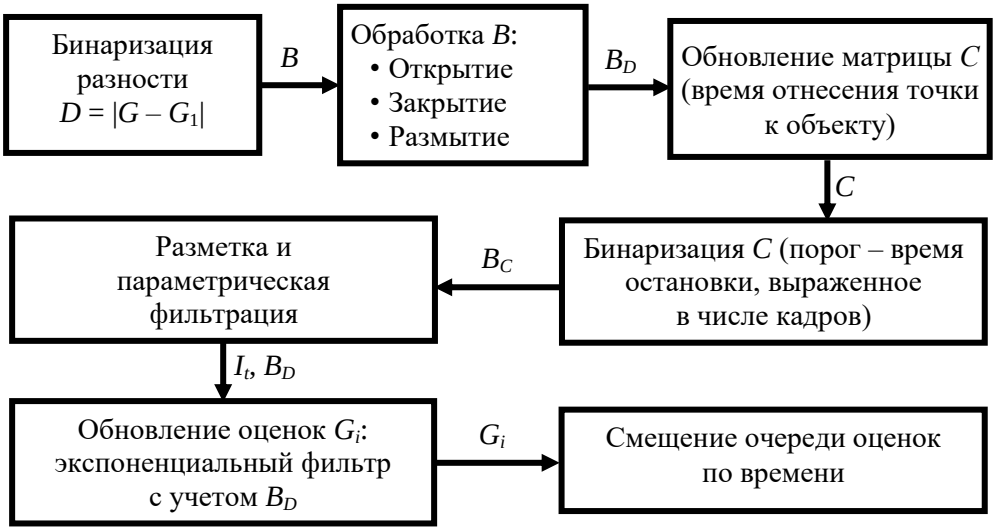


Рисунок 1 – Обобщенная схема этапа выделения остановившихся объектов

Таким образом, этап выделения объектов включает следующие шаги:

1. Вычисление разностного изображения:

$$D(x,y) = \left|G(x,y,t) - G_1(x,y)\right|, \tag{6}$$

где $D(x,y)$ представляет собой модуль разности текущей оценки фона $G(x,y,t)$ и оценки фона $G_1(x,y)$ для самого раннего промежутка времени.

2. Получение бинарного изображения путем пороговой обработки $D(x,y)$:

$$B_D(x,y) = \begin{cases} 255, \text{ если } D(x,y) > \tau_\Delta \text{ и } D(x,y) > \tau_\sigma \cdot \sigma(x,y,t), \\ 0 \text{ иначе,} \end{cases} \tag{7}$$

где τ_Δ – порог для сегментации разностного изображения; τ_σ – коэффициент для вычисления дополнительного порога сегментации с использованием СКО шума.

3. Постобработка бинарного изображения B_D с целью связывания малых сегментов. Включает следующие шаги:

3.1. Применение морфологической операции открытия:

$$B_D^{'} = B_D \circ S_o = (B_D \ominus S_o) \oplus S_o, \tag{8}$$

где S_o – структурный элемент размера $w_{mo} \times w_{mo}$; $\ominus$ и $\oplus$ – морфологические операции эрозии и дилатации.

3.2. Применение морфологической операции закрытия:

$$B_D^{''} = B_D^{'} \bullet S_c = (B_D^{'} \oplus S_c) \ominus S_c, \tag{9}$$

где S_c – структурный элемент размера $w_{mc} \times w_{mc}$; $w_{mc} > w_{mo}$ не менее чем в 2 раза.

3.3. Применение размывающего фильтра. Для каждой точки изображения $B_D^{''}$ выполняется усреднение в окне размером $w_b \times w_b$, w_b берется близким к w_{mc}:

$$B_D^m(x,y) = \frac{\sum_{i=-\frac{w_b}{2}}^{\frac{w_b}{2}} \sum_{j=-\frac{w_b}{2}}^{\frac{w_b}{2}} B_D^{''}(x+i, y+j)}{w_b^2}. \tag{10}$$

3.4. Приведение изображения B_D^m к бинарному виду. Т.к. в результате применения усредняющего фильтра точки изображения могут иметь значения, отличные от 0 и 255, то применяется простая пороговая обработка для приведения изображения к бинарному виду:

$$B_D(x,y) = \begin{cases} 255, \text{ если } B_D^m(x,y) > 70, \\ 0 \text{ иначе.} \end{cases} \tag{11}$$

3.5. Использование заранее заданной маски $M(x,y)$ для обнуления на бинарном изображении $B_D(x,y)$ значений точек на участках, не принадлежащих области интереса:

$$B_D(x,y) = \begin{cases} 0, \text{ если } M(x,y) \neq 255, \\ B_D(x,y) \text{ иначе.} \end{cases} \tag{12}$$

4. Для учета временного порога обнаружения используется матрица C, хранящая для каждой точки число кадров, в которых точка была классифицирована как принадлежащая остановившемуся объекту. На первом кадре матрица содержит 0. Обновление матрицы $C(x,y)$ выполняется на каждом кадре на основе информации, содержащейся в бинарном изображении $B_D(x,y)$:

$$C(x,y) = \begin{cases} C(x,y) + 1, \text{ если } B_D(x,y) \neq 0, \\ C(x,y) - 2, \text{ если } B_D(x,y) = 0 \text{ и } C(x,y) > 1, \\ C(x,y) \text{ иначе.} \end{cases} \tag{13}$$

Таким образом, обновление информации об отнесении точки к классу остановившихся идет со скоростью 1 за кадр. Если же на последующих кадрах точка начнет двигаться, то обновление информации об отнесении точки к классу остановившихся будет производиться со скоростью -2 за кадр.

5. Получение бинарного изображения $B_C(x,y)$ путем бинаризации матрицы $C(x,y)$:

$$B_C(x,y) = \begin{cases} 255, \text{ если } C(x,y) \geq F_{det}, \\ 0 \text{ иначе.} \end{cases} \tag{14}$$

где F_{det} – число кадров для принятия решения об обнаружении остановившегося объекта.

6. Выполнение процедуры разметки и параметризации выделенных сегментов с использованием матрицы $B_C(x,y)$. Данная процедура обеспечивает присвоение каждому объекту уникального номера и вычисление

таких параметров, как координаты и площадь в пикселях. Объекты с площадью меньшей, чем A_{seg}, отбрасываются.

7. Обновление оценок фона: текущей $G(x,y,t)$ и ранних $G_i(x,y)$, $i \in [2, N_{flt}]$ с учетом $B_D(x,y)$. Алгоритм обновления был приведен выше.

8. Через промежуток времени F_{flt}, заданный в кадрах, самая ранняя оценка $G_1(x,y)$ отбрасывается, очередь оценок фона сдвигается:

$$G_1(x,y) = G_2(x,y), \ldots, G_{N_{flt}-1}(x,y) = G_{N_{flt}}(x,y), G_{N_{flt}}(x,y) = G(x,y,t).$$

Проведение экспериментальных исследований разработанного алгоритма выделения остановившихся или оставленных объектов осуществлялось на натурных видеозаписях, снятых на улице и в помещениях, в дневное и ночное время суток. Часть видеосюжетов получена при наличии плохих погодных условий: снег или дождь. В результате исследования разработанного алгоритма доля ложных обнаружений не превысила 5% при отсутствии пропусков объектов интереса, общее количество которых составило 100.

Результаты экспериментальных исследований показали, что предложенный алгоритм обеспечивает решение поставленных задач при наблюдении неподвижной видеокамерой при разных условиях наблюдения: время суток, погода, ракурс съемки, тип освещения. Таким образом, алгоритм может быть использован в работе систем видеоаналитики для обнаружения оставленных предметов при решении задач обеспечения безопасности в помещениях и при обнаружении нештатных ситуаций на дорогах, связанных с остановкой транспортных средств.

Литература

1. Park H., Park S., Joo Y. Robust detection of abandoned object for smart video surveillance in illumination changes // Sensors. – 2019. – Vol. 19. – 17 p.
2. Ершов М.Д., Шубин Н.Ю. Алгоритмы обработки изображений для решения задач анализа дорожной обстановки // Журнал «Цифровая обработка сигналов». – М.: РНТОРЭС имени А.С. Попова, 2017. – № 3. – С. 63-67.
3. Sobral A., Vacavant A. A comprehensive review of background subtraction algorithms evaluated with synthetic and real videos // Computer Vision and Image Understanding. – 2014. – Vol. 122. – pp. 4-21.
4. Ершов М.Д., Ерохин Д.Ю. Алгоритмы оценки фона для решения задач анализа видеопоследовательностей // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXII Всеросс. науч.-техн. конф. – Рязань: РГРТУ, 2017. – С. 204-205.

ALGORITHM FOR EXTRACTION OF STOPPED AND ABANDONED OBJECTS BASED ON THE QUEUE OF BACKGROUND MODELS

Ershov M.D.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

The paper proposes an algorithm for video analysis systems associated with the solution of problems of extraction and detection of stopped or abandoned objects. A video analysis system with a fixed video camera is considered. The algorithm is based on an adaptive estimate of the background component by building a queue of background models for different small time intervals. The first stage of the algorithm is an initial background estimate using an averaging filter. The second stage is based on forming and updating a queue of several background models. A distinctive feature of the algorithm is the calculation of a differential image based on subtraction of first and last background estimations. Analysis of the differential image and accumulation of information about the state of each point allow performing segmentation and further localization of stopped or abandoned objects in the observed area. The proposed approach ensures operation under various observation conditions.

СПОСОБЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ЗАШУМЛЕННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

асс. Костюков А.С., доц. Башкиров А.В., проф. Макаров О.Ю., студ. Демихова А.С.

(Воронежский государственный технический университет, г. Воронеж, Россия)

Аннотация – Распознавание объектов на зашумленных изображениях является важной частью цифровой обработки, данное направление получило широкое распространение, как в военной, так и в гражданской среде, например в спутниковой съемке или же в слежке с помощью БЛА. В данной статье представлены способы цифровой обработки зашумленных изображений, в частности рассматриваются способы цветового сегментирования YCbCr, выделения контуров с помощью масок Превитта и Собелла, а также алгоритм нечеткой кластеризации FuzzyC-Means. В статье представлены характеристики выше описанных способов и алгоритмов, описаны их достоинства и недостатки.

Введение

Распознавание объектов на изображениях является важной задачей цифровой обработки. Чаще всего необходимые фотографии получаются некорректными, с какими либо дефектами, так называемо, подвержены шумам. На сегодняшний день существует много способов обработки изображений подверженных зашумлению, это и выделение краев и цветовая сегментация и применение нейросетей и использование специально разработанных алгоритмов, и метод сравнения с эталонными изображениями, и методы генерации признаков, и использование особых точек и т.п. Рассмотрим наиболее распространенные способы обработки изображений, а именно: способы выделения краев и цветовой сегментации и использование специального алгоритма [1-3].

Цветовое сегментирование

Для цветового сегментирования характерно использование различных систем отображения для обработки фотографий, так для обработки изображений, которые были подвержены шумам, используют чаше всего систему цветового сегментирования YCbCr, данная система использует для обработки следующие цвета: красный, зелёный и синий. Для данного способа обработки изображений характерно использование большой выборки начальных данных для того что бы получить наилучший результат, так в [4] для анализа движущегося объекта было использовано около 400 снимков. Данный способ обработки изображений позволяет хорошо выделять температурные поля исследуемого объекта. В качестве примера использования данной системы рассмотрим следующий случай: на рисунке 1а представлено исходное изображение летящей ракеты, преднамеренно подвергнем зашумлению данное изображение (рисунок 1б).

а) б)

Рисунок 1 – Фотография ракеты: а – исходное изображение; б – зашумленное изображение

После этого перейдем к системе YCbCr, на рисунке 2 показаны какие цветовые гистограммы используются для обработки изображения.

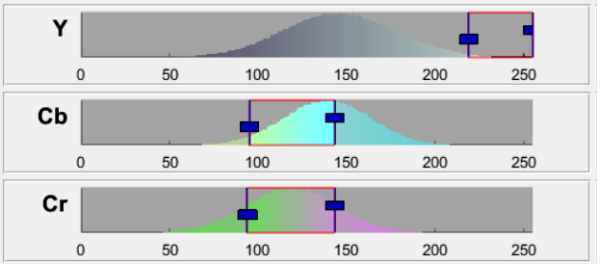


Рисунок 2 – Гистограммы YCbCr

На рисунке 3 показан конечный результат обработки, как мы можем увидеть, на полученном снимке четко выделено высокотемпературные участки, а именно области соответствующие испускаемому пламени.

Рисунок 3 – Обработанное изображение методом цветового сегментирования YCbCr

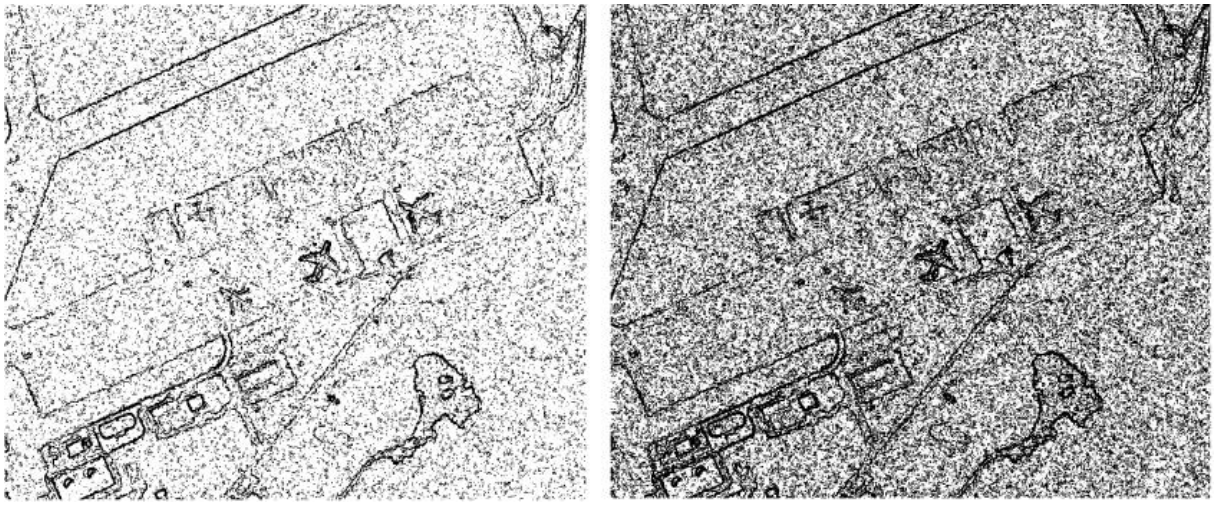
Выделение контуров

Вторым наиболее распространенным способом обработки зашумленных изображений является способ выделения контуров. Наиболее распространенным методом данного способа обработки изображений является использование так называемых масок Превинта и Сабелла [5]. К достоинствам данного метода можно отнести то, что для его реализации необходим небольшой объем начальных данных, например, хватит всего одного исходного снимка, а также обработанное изображение будет занимать намного меньше памяти в сравнении с оригиналом. Нужно так же отметить, что для наилучшего результата по данному способу необходимо использовать процедуру предварительного сглаживания изображения (усредняющий фильтр), иначе конечный результат будет некорректен. В качестве примера рассмотрим следующий случай: на рисунке 4а представлено оригинальное изображение аэропорта, на рисунке 4б это же изображение, которое было повергнуто зашумлению.

а) б)

Рисунок 4 – Фотография аэропорта: а – исходное изображение; б – зашумленное изображение

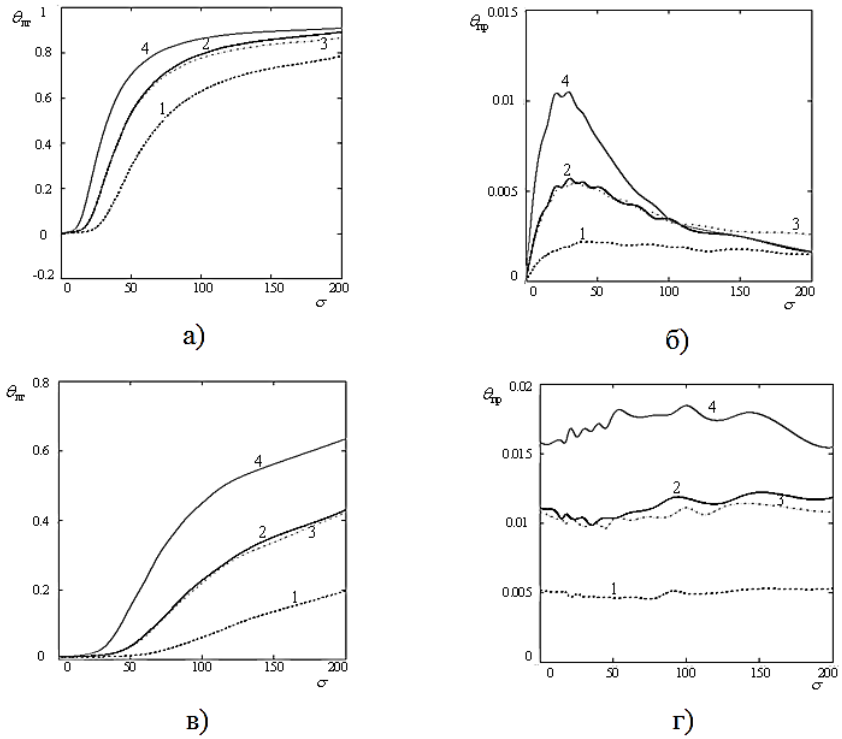
Проведем выделение контуров на данном изображении, для этого воспользуемся масками Превитта и Собелла, результаты моделирования представлены на рисунке 5.



а) б)

Рисунок 5 – Обработка зашумленной фотографии: а – маской Превитта; б – маской Собелла

Как видно из рисунка 5 использование выделения контуров на зашумленных изображениях без предварительной обработки дает некорректный результат. Для улучшения качества результата необходимо, как было указано выше, обработать изображение усредняющим фильтром, на рисунке 6 показаны результаты ошибок изображений до и после использования фильтра.

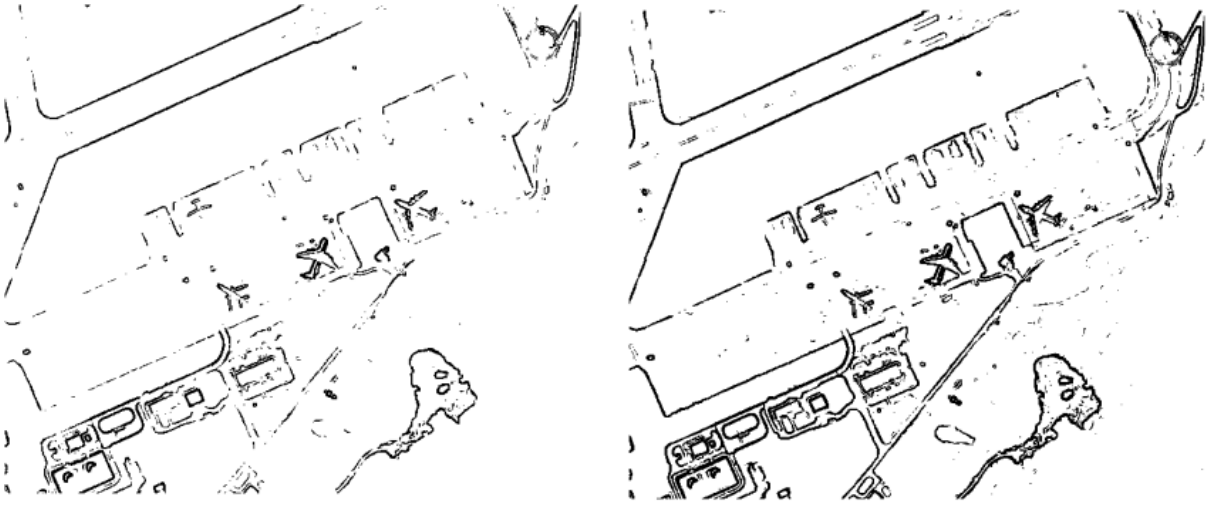


а) б)

в) г)

Рисунок 6 – Проверка на ошибки зашумленного изображения: а – маской Превитта; б – маской Собелла; проверка на ошибки после использования усредняющего фильтра: в – маской Превитта; г – маской Собелла

После произведенных процедур можно провести повторную обработку масками Превитта и Собелла. Результаты можно увидеть на рисунке 7.



а) б)

Рисунок 7 – Повторная обработка зашумленного изображение, после применения усредняющего фильтра: а –маской Превитта, б –маской Собелла

Как видно из данных рисунков результат стал намного корректнее, чем был до обработки фильтром, из этого можно сделать вывод, что для использования способа выделения контуров необходима предварительная обработка сглаживающим фильтром.

Алгоритмы обработки цифровых изображений

Третьим способом обработки зашумленных изображений является использование специализированных алгоритмов для обработки цифровых фотографий. В частности в данной статье рассматривается применение алгоритма FuzzyC-Means [6]. Данный алгоритм относится к программам нечётной кластеризации и используется для обнаружения малоконтрастных объектов при низком отношении сигнал/шум или же при средней яркости объект/фон в том числе, и на изображениях подверженных сильному зашумлению.

Для примера использования данного алгоритма рассмотрим следующий случай, на рисунке 8а представлено оригинальное изображение малоконтрастного объекта, пропустим данное изображение через алгоритм FuzzyC-Means и получим рисунок 8б. Как видно из данного рисунка объект стал более выделенным. Теперь подвергнем исходное изображение преднамеренному зашумлению (рисунок 8в), пропустив зашумленное изображение через алгоритм FuzzyC-Means, получим рисунок 8г. Как можно увидеть, даже с учетом помех область, где находится объект, выделен на фотографии.

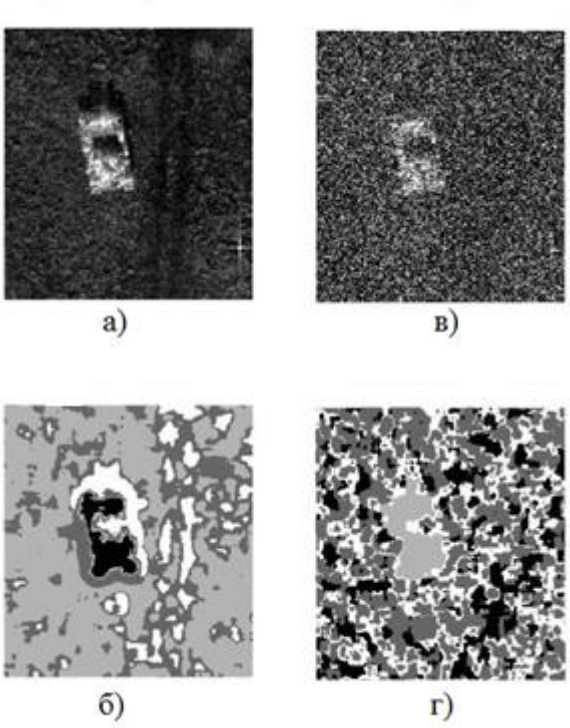


Рисунок 8 – Обработка изображений алгоритмом FuzzyC-Means: а – исходное изображение; б – обработанное изображение алгоритмом FuzzyC-Means; в – зашумленное изображение; г – обработанное зашумленное изображение алгоритмом FuzzyC-Means

Выводы

Как видно из проведенного исследования каждый из представленных способов обладает как положительными, так и отрицательными качествами, так например способ цветового сегментирования позволяет определять температурные области объекта (повышенную и пониженную температуру) и благодаря этому определять приблизительный размер объекта, а также, если цель движется и его направление движения. Из недостатков данного способа исследования можно выделить, что для нормального функционирования способа необходим большой объем начальных данных. Способ выделения контуров позволяет определять точные очертания и размеры исследуемого объекта, к достоинству данного метода можно отнести, то, что для данного анализа не нужен большой объем начальных данных, а также обработанные изображения требуют намного меньше необходимого объема памяти для хранения. Из недостатков следует выделить, что для исследования зашумленных изображений данным способом требуется предварительная обработка усредняющим фильтром. Алгоритм нечетной кластеризации FuzzyC-Means используется для выделения малоконтрастных объектов при низком отношении сигнал/шум или же при средней яркости объект/фон. К достоинствам данного метода можно отнести его неприхотливость при его использовании нужно небольшое количество начальных данных, хватит всего одной фотографии, также для его использовании нет необходимости как то дополнительно обрабатывать исходное изображение, в отличие от способа выделения контуров. К недостаткам можно отнести, тот факт, что данный метод позволяет выделять только определенную область объекта, и при этом не позволяет выделить конкретные контуры и определить его точные геометрические размеры.

В данной статье были рассмотрены методы и алгоритмы цифровой обработки зашумленных изображений, в частности были приведены следующие способы: методы цветового сегментирования изображений и выделения контуров, а также алгоритм нечеткой кластеризации FuzzyC-Means. Представлены их основные характеристики и параметры, описаны как достоинства, так и недостатки каждого из описанного способа. Было предложено, где и какой метод обработки изображений может быть использован в зависимости от перечисленных особенностей.

Литература

[1] Анисимов Б.В., Курганов Д.В., Злобин В.К. Распознавание и цифровая обработкаизображений. – М.: Высшая школа, 1983.

[2] Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Бондаренко А.В., Ососков М.В., Моржин А.В. Обработка ианализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций ипрактических занятий. – М.: Физматкнига, 2010. – 672 с.

[3] Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005.

[4] Васильченко А.А. Моделирование процесса выделения воздушных объектов по изображениям / А.А. Васильченко, Г.А. Коптелов //Радиолакация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018, Том 1 – С. 396 – 402.

[5] Самойлин Е.А. Оценивоние эффективности алгоритмов выделения контуров зашумленных изображений / Е.А. Самойлин, С.А. Карпов, И.С. Алейник // Радиолакация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018, Том 1 – С. 403 – 408.

[6] Кузнецов В.А. Системный подход к решению проблемы фрактального анализа много мерных радиолокационных изображений / В.А. Кузнецов, В.С. Марюхненко // Радиолакация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции. – Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018, Том 2 – С. 26 – 38.

METHODS FOR DIGITAL PROCESSING OF NOISY IMAGES

asst. Kostyukov A.S., assistant prof. Bashkirov A.V., prof. Makarov O.Yu., student Demikhova A.S.
(Voronezh State Technical University, Voronezh, Russia)

Abstract - Recognition of objects in noisy images is an important part of digital processing; this direction has become widespread, both in the military and in the civilian environment, for example, in satellite imagery or in surveillance using UAVs. This article presents methods of digital processing of noisy images, in particular, methods of YCbCr color segmentation, edge detection using Prewitt and Sobell masks, as well as the FuzzyC-Means fuzzy clustering algorithm are considered. The article presents the characteristics of the above described methods and algorithms, describes their advantages and disadvantages.

РАЗРАБОТКА ПОДСИСТЕМЫ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ АНАЛИЗА МНОЖЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ

проф. Львович И.Я.[1], проф. Львович Я.Е.[2], проф. Преображенский А.П.[1],
доц. Преображенский Ю.П.[1],проф. Чопоров О.Н.[2]

[1]Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования «Воронежский институт высоких технологий»
[2]Воронежский государственный технический университет

В данной работе рассматривается задача распознавания массивов рукописных текстов. В ходе ее решения необходимо использовать алгоритм обработки изображений, содержащих фрагменты рукописных слов. Предварительная обработка и оцифровка изображений осуществляется на первом этапе. Проводится поиск анализируемой информации на областях изображений. Осуществляется процесс извлечения участков изображений. После этого проводится процесс нормировки. Осуществляется процесс извлечения символов марковской цепи на основе подготовленных изображений. На их базе происходит процесс формирования марковской цепи наблюдений. Созданная цепь используется, чтобы проводить ранжирование моделей на основе предварительным образом созданной базы данных. В ней содержатся математические модели, которые будут описывать распознаваемые объекты. Для повышения эффективности обработки данных в алгоритм предлагается ввести этап принятия решения. Для ограничения числа переборов привлекается система поддержки принятия решений. Показано, каким образом будет зависеть распознавание от номера шага в алгоритме При этом необходимо опираться на разработанную систему. Приведена ее схема. Использование такой системы дает возможности для заметного повышения эффективности алгоритма.

Процессы ввода текстовой информации на базе рукописных способов могут рассматриваться как удобные и естественные для людей. Важно отметить, нет необходимости в существовании технически-сложных устройств. Поэтому не надо привлекать специальные технические знания, связанные с работой подобных устройств.

В данной работе предлагается система, которая может быть использована для поддержки пользователей в ходе принятия ими решений. Это происходит на базе результатов анализа и процедур, в которых классифицируются информационные потоки [1].

Изображения, которые содержат информационные потоки, будут передаваться к лицам, принимающим решение (ЛПР). Параллельным образом они поступают к системе поддержки принятия решений (СППР). Это происходит на базе компонентов графического интерфейса.

На первом этапе осуществляется с изображениями предварительная обработка и оцифровка. Анализируемую информацию ищем на областях изображений. Происходит извлечение участков изображений. Затем они будут нормированы. Происходит извлечение символов марковской цепи по подготовленным изображениям. На их основе будет формирование марковской цепи наблюдений [2].

Эту цепь мы применяем для того, чтобы ранжировать модели при помощи предварительным образом созданной базы данных. В ней размещены математические модели, описывающие распознаваемые объекты. Необходимо опираться на алгоритм «прямого-обратного» хода в ходе ранжирования. В нем вычисляются апостериорные вероятности по последовательностям состояний. При этом существует последовательность наблюдений.

Мы соотносим объекты в базе данных и модели. Тогда получаются показатели ранжирования. Чтобы решать задачи по вариантному выбору, необходимо применять такие показатели. Не всегда есть возможности для того, чтобы опираться полный перебор. Это связано с большим количеством вариантов. Следует ограничивать число переборов. Для формируемой системы ЛПР будет использовать коэффициенты ранжирования, которые были рассчитаны в СППР.

Происходит поочередное предъявление объектов ЛПР. При этом применяются индексы ранжирования. Осуществляется выбор ЛПР. Рассматриваются предъявленные объекты. Принимается окончательное решение [3].

В рамках предложенной системы есть возможности для уменьшения ошибок принятия решения. В результате сокращается время по достижению поставленных ЛПР целей. Это происходит вследствие того, что есть ранжированные объекты. С ростом базы данных объектов происходит рост эффективности использования системы.

Может быть приемлемый уровень ошибок при классификации объектов в ходе распознавания. Тогда можно не использовать ЛПР для процессов принятия решений. При этом происходят процессы автоматизации.

Но автоматизацию трудно реализовать вследствие того, что рукописные тексты характеризуются большой вариативностью. Ошибки будут суммироваться для каждого этапа процессов обработки. Это ведет

тому, что по нераспознанным словам будет наблюдаться существенный рост. Тогда можно говорить об ограничениях в практическом применении созданной подсистемы.

Мы предлагаем структурную схему системы, связанной с анализом и обработкой изображений. Компоненты СППР могут быть внедрены в графический интерфейс соответствующих программных продуктов. На рис. 1 приведена структурная схема.

Используется интерактивная форма в графическом интерфейсе для взаимодействия. Приведенные пунктирные линии демонстрируют, что взаимодействия не являются обязательными. В тек случаях, когда есть возможности для получения приемлемых решений, тогда нет необходимости в привлечении ЛПР.

Проблемы при распознавании рукописных слов можно наблюдать для таких шагов (в скобках указаны значения вероятностей отказов):

-при извлечении слов из изображений (5%);

-при нормировании (5%);

-при распознавании слов (4%).

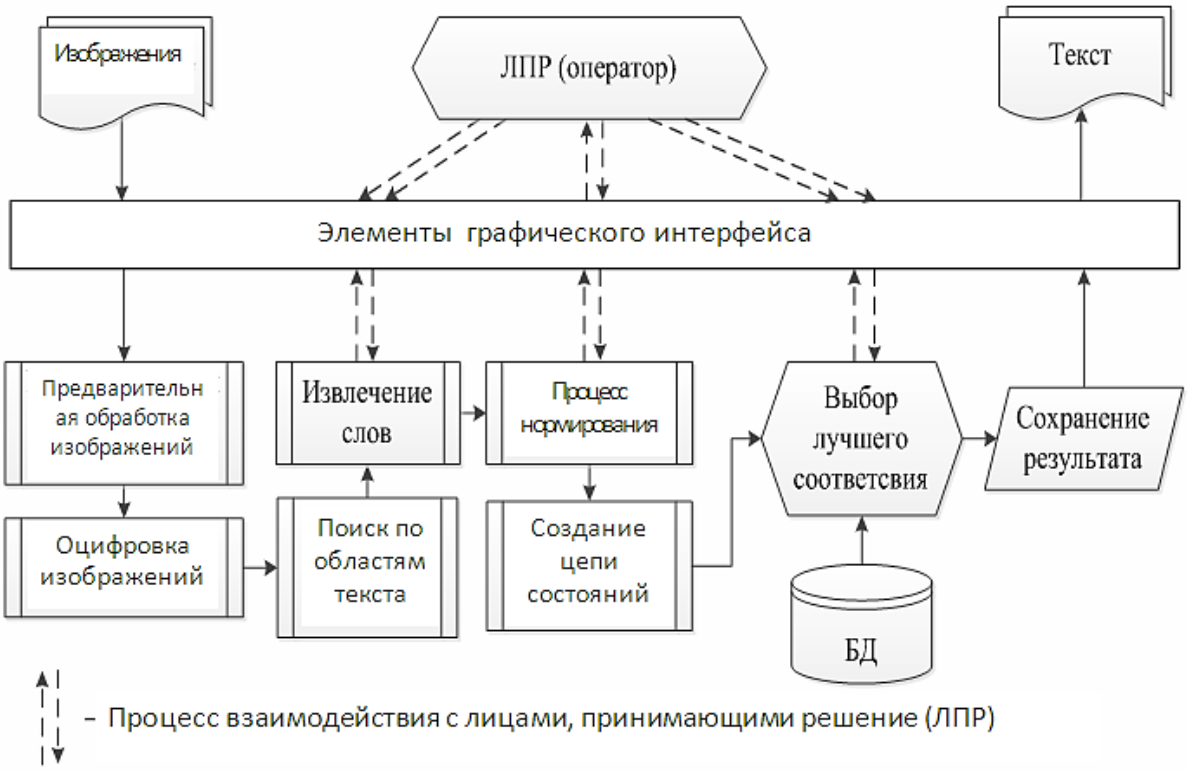


Рисунок 1

Когда извлекаются слова, тогда эффективность этого процесса можно оценить на базе соответствующей модели. Используем два эмпирических коэффициента a и d. Они возникают в ходе определения расстояний среди слова. Первый соотносится с горизонталью (1). Второй соотносится с вертикалью (2).

$$d = \rho_m \times a = \frac{\sum_j (\sum_i d_i)}{N_d} \times a, \; d_i = \begin{cases} d_i, d_i < d_m \\ 0, d_i \geq d_m \end{cases}. \quad (1)$$

В указанном выражении: $d_m = \frac{I_w}{N_d}$, указанные величины измеряются в пикселях, α – мы находим в ходе опытов (α=1,2), d_i –соответствует промежутку i по -ой строке, это его ширина, N_d – число промежутков, необходимых для суперпозиции, I_w – значение ширины анализируемых изображений,

$$\sigma = ((y1_{max} - y1_{min}) + (y2_{max} - y2_{min}))d. \quad (2)$$

В указанном выражении $y1_{max}$, $y2_{max}$, $y1_{min}$, $y2_{min}$ рассматриваются как координаты углов в прямоугольных областях. Используется также d – коэффициент, который определяется эмпирическим способом ($d = 4$).

Была сформирована база образцов почерков. Исходя из нее, были выбраны a и d.

Экспертные оценки применялись, чтобы выбирать пары эмпирических коэффициентов. При этом привлекается ЛПР. Оно использует графический интерфейс. Делается выбор того варианта, который будет оптимальным.

На шаге извлечения слов из изображений за счет экспертного подхода эффективность повышается от 95% к 98%.

Есть определенные трудности с точки зрения того, что при написании букв существуют элементы в них, которые выходят вниз или вверх от строк. В качестве примера можно привести буквы «б», «в», «д», «з», «р», «у», «ф». На основе предлагаемого подхода в большинстве случаев есть возможности для того, чтобы учесть особенности написания букв.

Экспертная оценка по коэффициенту z дает возможности для роста качества нормирования. Тогда определяются границы по средней зоне слов (3).

$$H = H_{max} - H_{max}/z. \quad (3)$$

В указанном выражении H_{max} рассматривается в виде максимального числа пикселей в слове, имеющих значение, z – определяется эмпирическим способом ($z = 2$).

Тогда нормирование улучшается от 90% к 95%.

После этого могут применяться экспертные оценки. Будет идти выбор ЛПР среди вариантов слов. Для них модели должны соответствовать коэффициентам, удовлетворяющим ρ (4). Происходит процесс ранжирования относительно снижения коэффициента

$$\rho(O|\lambda) = \sum_{i=1}^{n} \alpha_T(i). \quad (4)$$

В указанном выражении ρ – рассматривается как вероятность в генерировании требуемой последовательности на базе анализируемой модели.

$$\alpha_1(i) = \pi_i b_i(O_1),$$
$$\alpha_{t+1}(j) = \left[\sum_{i=1}^{n} \alpha_t(i)\mathrm{a}_{ij}\right] b_j(O_{(t+1)}). \quad (5)$$

На рис. 2 показано, как зависит распознавание от номера шага в алгоритме.

Рис. 3 иллюстрирует схему СППР.

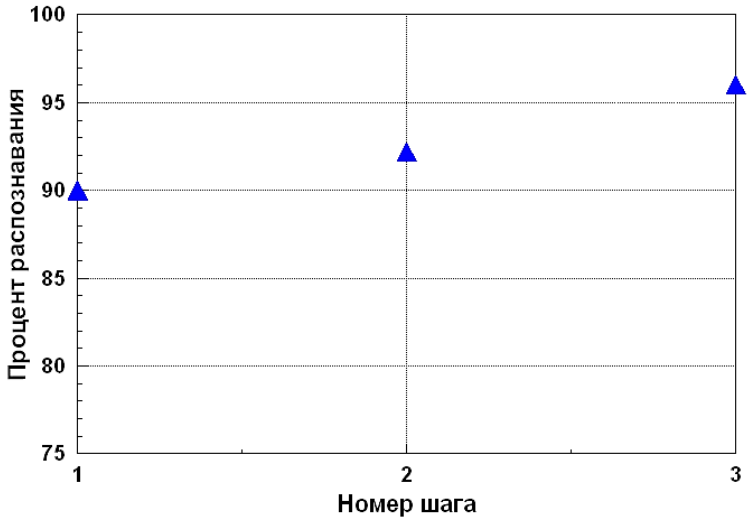


Рисунок 2

Вывод. Проведя анализ полученных результатов можно наблюдать, что использование этапов, на которых привлекается ЛПР и СППР, есть дает возможности для повышения эффективности обработки массивов рукописных текстов.

.

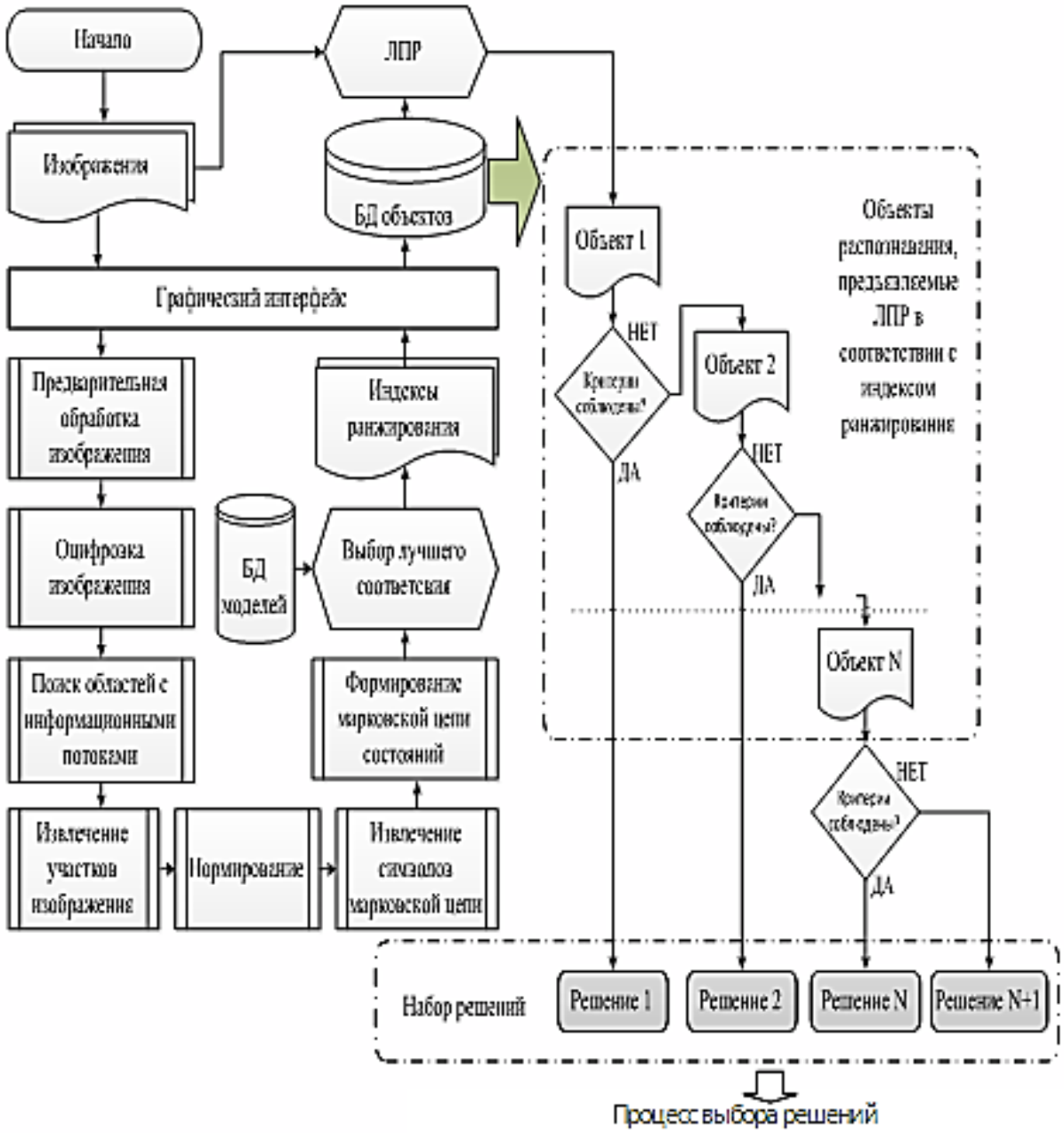


Рисунок 3

Литература

1. Sanguansat P. Asdornwised W., Jitapunkul S. Online Thai handwritten character recognition using hidden Markov models and support vector machines. Symposium on Communications and Information Technologies, 2004, Japan, October 26-29, 2004, P. 492-497.
2. Князев А.В. Методы распознавания слитных рукописных слов. Вестник МЭИ. 2012 г. № 6. С. 192-197.
3. Грешилов А. А. Математические методы принятия решений : [учебное пособие для студентов вузов, обучающихся по машиностроительным специальностям]. Москва : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. 648 с.

Контакты:
Преображенский Андрей Петрович, д.т.н., доцент, профессор Воронежского института высоких технологий, Komkovvivt@yandex.ru

THE DEVELOPMENT OF A DECISION SUPPORT SUBSYSTEM BASED ON THE RESULTS OF ANALYSIS OF A SET OF IMAGES

prof. Lvovich I.Ya.[1], prof. Lvovich Ya.E.[2], prof. Preobrazhenskiy A.P.[1],
ass prof. Preobrazhenskiy Yu.P.[1] prof. Choporov O.N.[2]

[1]Autonomous not-commercial educational organization of higher education
Voronezh Institute of high technologies,
[2]Federal state budgetary educational institution of higher professional education
Voronezh state technical University

In this paper, we consider the problem of recognizing arrays of handwritten texts. In the course of its solution, it is necessary to use an algorithm for processing images containing fragments of handwritten words. Pre-processing and digitization of images is carried out at the first stage. The search for the analyzed information is carried out on the image areas. The process of extracting image areas is in progress. After that, the normalization process is carried out. The process of extracting the symbols of the Markov chain is carried out on the basis of the prepared images. On their basis, the process of forming a Markov chain of observations takes place. The generated chain is used to rank the models based on the previously created database. It contains mathematical models that will describe the recognized objects. To improve the efficiency of data processing, it is proposed to introduce a decision-making stage into the algorithm. To limit the number of searches, a decision support system is used. It is shown how the recognition will depend on the step number in the algorithm. In this case, it is necessary to rely on the developed system. Its scheme is given. The use of such a system provides opportunities for a significant increase in the efficiency of the algorithm.

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ОБРАБОТКИ ДИФРАКЦИОННЫХ МАКСИМУМОВ В ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

проф. Пахотин В.А., доц. Власова К.В., асп. Симонов Р.В.,
доц. Бессонов В.А., студ. Чистяков В.С.

Балтийский федеральный университет им. И. Канта

Рассмотрены вопросы обработки данных, полученных в оптических системах. В связи со спецификой , основной проблемой является наличие предела разрешения, определяемого критерием Рэлея.. Это сдерживает дальнейшее развитие систем видеонаблюдения объектов на поверхности земли , установленных на летательных аппаратах. Для увеличения разрешения в работе предлагается технология обработки дифракционных максимумов , основанная на методе максимального приема со сверхразрешением. Анализируется структура шумовой составляющей в оптических системах. Методом математического моделирования исследуются потенциальные возможности разрешения двух точечных источников света. В сравнении с Рэлеевским разрешением.

1.Введение. В настоящее время оптические системы широко используются для регистрации объектов на поверхности земли с различных летательных аппаратов: ИСЗ, самолеты , беспилотные летательные аппараты [4]. Такая возможность появилась в связи с созданием оптоэлектронных матриц с микронными размерами отдельного элемента. Изображение объекта, расположенного на поверхности земли проецируется на оптоэлектронную матрицу, оцифровывается и обрабатывается методами обработки видеоизображений. В настоящее время размер пикселя определяется размером отдельного элемента оптоэлектронной матрицы. Он меньше размера дифракционного максимума точечного источника и ограничивает возможности оптических систем, устанавливаемых на летательных аппаратах. Разрешение такого рода оптических систем оказывается ограниченным явлением дифракции [3]. При увеличении усиления оптической системы или при уменьшении размеров элемента оптоэлектронной матрицы размер пикселя оказывается меньше размера дифракционного максимума точечного источника света и границы наблюдаемых объектов расплываются. В связи с этим исследования, направленные на дальнейшее повышение эффективности оптических систем, установленных на летательных аппаратах , являются актуальными. Наиболее актуальна задача повышения разрешения в инфракрасном диапазоне. Увеличение длины волны на три порядка по сравнению с видимым диапазоном волн , приводит к существенным дифракционным искажениям наблюдаемых объектов. Дифракционные явления ограничивают разрешение таких оптических приборов, как микроскопы, телескопы, приборы ночного видения.

В настоящее время предельный угол разрешения оптических систем по критерию Рэлея определяется известным выражением $\Delta\alpha \approx 1.22\frac{\lambda}{D}$ [1] . Он позволяет оценить возможности разрешения двух точечных источников света при известном отношении размера входного зрачка D оптической системы к длине волны λ . Однако технические возможности уменьшения предельного угла разрешения в настоящее время практически исчерпаны . В работах [5.6] создана технология обработки, основанная на методе максимального правдоподобия [2]. Эта технология позволяет получить в спектроскопии, в локации разрешение на порядок большее , чем Рэлеевское разрешение. Однако оптические системы существенно отличаются от радиосистем. В связи со случайностью фаз, в оптических системах излучение описывается интенсивностью света, а шумовая составляющая имеет постоянную составляющую и распределена по закону Райса.

Таким образом, основной целью настоящей работы является оценка потенциальных возможностей разрешения точечных источников света на основе метода максимального правдоподобия с высоким разрешением.

2.Основы теории.

Рассмотрим технологию решения задачи оценки параметров совокупности двух точечных источников света. В оптической системе точечные источники света преобразуются в дифракционные максимумы и проецируются на оптоэлектронную матрицу, расположенную в фокальной плоскости. В результате принятое сообщение можно записать в виде:

$$y(\alpha)=U_1 f(\alpha_1,\alpha)+U_2 f(\alpha_2,\alpha)+U_{ш}(\alpha), \qquad (.1)$$

где U_1, U_2-амплитуды (корень из интенсивности) точечных источников света;

α_1, α_2 - угловые положения двух точечных источника света;

$U_ш(\alpha)$ - шумовая составляющая, имеющая закон распределения Райса;

$$f(\alpha_n,\alpha)=\frac{2J_1\left(kR\left(\sin\alpha-\sin\alpha_n\right)\right)}{kR\left(\sin\alpha-\sin\alpha_n\right)},n=1,2;$$

$J_1(x)$ - функция Бесселя первого порядка.

На основании (.1) запишем функционал правдоподобия в виде.

$$\Delta(\alpha_1,\alpha_2',U_1',U_2')=\int_\theta\left|y(\alpha)-U_1'f(\alpha_1,\alpha)-U_2'f(\alpha_2,\alpha)\right|^2d\alpha \qquad (2)$$

Штрихами отмечены неизвестные параметры.

Дифференцируя (2) по U_1', U_2' и приравнивая дифференциалы нулю, получим уравнения правдоподобия:

$$\begin{aligned}\overline{y(\alpha)f(\alpha_1',\alpha)}&=U_1'\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}+U_2'\overline{f(\alpha_2',\alpha)f(\alpha_1',\theta)}\\ \overline{y(\alpha)f(\alpha_2',\alpha)}&=U_1'\overline{f(\alpha_1',\alpha)f(\alpha_2',\alpha)}+U_2'\overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}\end{aligned} \qquad (3)$$

Черта сверху означает интегрирование по α.

Определяя векторы

$$\bar{c}=\left(\overline{y(\alpha)f(\alpha_1',\alpha)},\overline{y(\alpha)f(\alpha_2',\alpha)}\right)^T,$$

$$\overline{U'}=\left(U_1',U_2'\right)^T,$$

можно записать матричное уравнение:

$$\bar{c}=\hat{R}\overline{U'}, \qquad (4)$$

,

где $\hat{R}(\alpha_1',\alpha_2')=\begin{pmatrix}\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)} & \overline{f(\alpha_2',\alpha)f(\alpha_1',\alpha)}\\ \overline{f(\alpha_1',\alpha)f(\alpha_2',\alpha)} & \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}\end{pmatrix}$ - корреляционная матрица

Решая это матричное уравнение, получим оценки вектора $\overline{U'}(\alpha_1',\alpha_2')$, зависящие от α_1' и α_2'.

$$\begin{aligned}U_1'(\alpha_1',\alpha_2')&=\frac{\overline{y(\alpha)f(\alpha_1',\alpha)}\ \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}-R\overline{y(\alpha)f(\alpha_2',\alpha)}}{\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}\ \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}-\left|\overline{R}\right|^2}\\ U_2'(\alpha_1',\alpha_2')&=\frac{\overline{y(\alpha)f(\alpha_2',\alpha)}\ \overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}-R\overline{y(\alpha)f(\alpha_1',\alpha)}}{\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}\ \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}-\left|\overline{R}\right|^2}\end{aligned} \qquad (5)$$

Подставляя параметры $U_1'(\alpha_1',\alpha_2')$, $U_2'(\alpha_1',\alpha_2')$ в функционал правдоподобия (3) и преобразуем его. Получим преобразованный функционал правдоподобия.

$$\Delta(\alpha_1',\alpha_2')=\int_\theta\left|y(\alpha)\right|^2d\alpha-U_1'(\alpha_1',\alpha_2')\int_\theta y(\alpha)f(\alpha_1',\alpha)d\alpha-U_2'(\alpha_1',\alpha_2')\int_\theta y(\alpha)f(\alpha_2,\alpha)d\alpha \quad (5)$$

Поверхность данного функционала в пространстве α_1',α_2' имеет глобальный минимум в точке $\alpha_1'=\alpha_1$, $\alpha_2'=\alpha_2$. Он может быть использован, как критерий отбора решений. Определим с помощью оператора математического ожидания значение минимума функционала правдоподобия в точке $\alpha_1'=\alpha_1,\alpha_2'=\alpha_2$.

$$M\left(\Delta(\alpha_1',\alpha_2')\right)=\sigma^2\Delta\alpha, \qquad (6)$$

где $\Delta\alpha$ - интервал интегрирования по α.

Следовательно, используя минимум поверхности преобразованного функционала правдоподобия, как критерии отбора решений, можно получить оценки параметров: $\alpha_1',\alpha_2',U_1',U_2'$. Кроме того, можно получить оценку дисперсии шума в принятом сообщении σ^2, согласно (6).

Возможность разрешения сигналов определяется дисперсией Рао-Крамера, т.е. допустимыми погрешностями оценок параметров сигналов. В связи с этим получим выражения для дисперсий параметров сигналов - дисперсии Рао-Крамера. Для этого запишем элементы информационной матрицы Фишера для амплитуд сигналов U_1' и U_2' в точке $\alpha_1' = \alpha_1$ и $\alpha_2' = \alpha_2$. Вычисляя элементы матрицы Фишера получим:

$$\hat{J} = \frac{N}{\sigma^2}\begin{pmatrix} \overline{f^2(\alpha_1',\alpha)} & \overline{f(\alpha_1',\alpha)\,f(\alpha_2',\alpha)} \\ \overline{f(\alpha_1',\alpha)\,f(\alpha_2',\alpha)} & \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)} \end{pmatrix}, \qquad (7)$$

где N – количество некоррелированных отсчетов шума на интервале интегрирования $\Delta\alpha$, $N = \frac{\Delta\alpha}{\tau_k}$.

Черта сверху означает интегрирование по α в диапазоне $\Delta\alpha$.

σ^2-дисперсия шума.

Диагональные элементы матрицы, обратной матрице Фишера определяют дисперсии амплитуд. Если ввести нормированный коэффициент корреляции $R1 = \frac{\overline{f(\alpha_1',\alpha)\,f_2(\alpha_2',\alpha)}}{\sqrt{\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}\;\overline{f^2(\alpha_2',\alpha)}}}$, то получим следующие дисперсии амплитуд.

$$D_{U1} = D_{U2} = \frac{\sigma^2}{N\,\overline{f^2(\alpha_1',\alpha)}\left(1-R1^2\right)} \qquad \overline{f^2(\alpha_1',\alpha)} = \overline{f^2(\alpha_2',\alpha)} \qquad (8)$$

Если ввести относительную дисперсию $D_{отн}$, поделив дисперсии (8) на соответствующее значение дисперсии при $R = 0$, то получим простую зависимость

$$D_{отн.U} = \frac{1}{1-R1^2} \qquad (9)$$

Характерной особенностью данной зависимости является слабое увеличение относительной дисперсии при изменении $R1$ от нуля до значения 0,9. Относительная дисперсия увеличивается всего на 7 дБ. В области изменений $R1$ от 0,9 до 1 значения относительной дисперсии экспоненциально увеличиваются. Следовательно, в качестве рабочей области решения задачи оценки параметров двух точечных источников света, можно взять область изменения коэффициента корреляции от нуля до значения 0,9. Этой же областью ограничена возможность разрешения двух дифракционных максимумов.

3.Результаты модельных расчетов.

Представим результаты модельных расчетов, полученных при решении задачи оценки параметров двух точечных источника света . Сравниваются оценки, полученные методом максимального правдоподобия и оценки , полученные на основе дифракционных максимумов. Приняты следующие параметры сигналов: амплитуды $U_1 = 1, U_2 = 0.5$, угловые положения $\alpha_1 = 1$ градус , α_2 - меняется линейно, относительный размер входного зрачка оптической системы $D/\lambda = 200$. На рисунке 1 показаны слева , вверху дифракционные максимумы двух точечных источника света в конце сеанса измерений при угловых положениях $\alpha_1 = 1$ градус , α_2 =0.65 градуса. Длительность сеанса измерений равна 60 точкам. Максимумы позволили оценить амплитуды источников света и их угловые положения. Оценки амплитуд представлены на рисунке справа, внизу Пунктиром выделена область неортогональности сигналов, когда критерий Рэлея не выполняется и дифракционные максимумы сливаются .

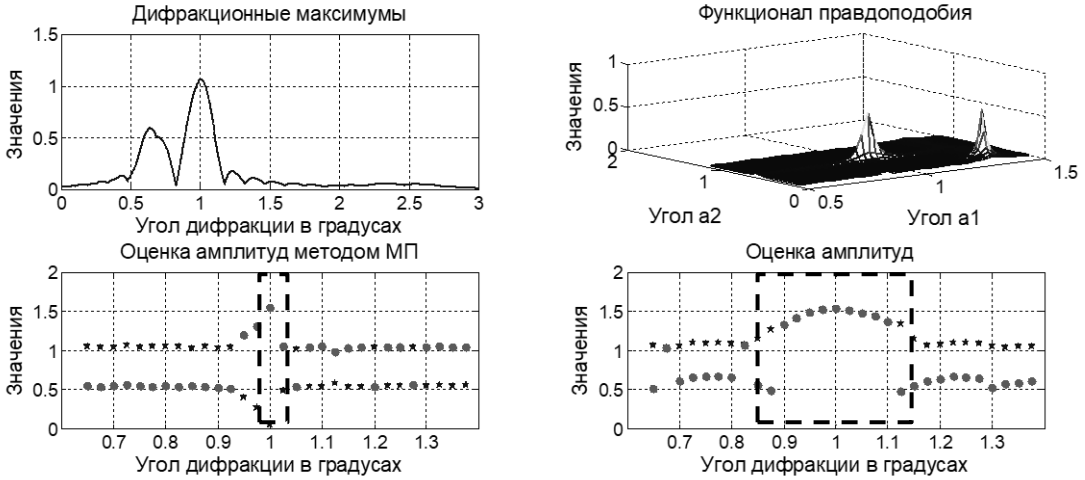


Рисунок 1. Оценки амплитуд двух точечных источника света.Отношение сигнал/шум 6 дБ

На рисунке вверху, справа показан вид обратного функционала правдоподобия. Максимумы на рисунке отображаются лучше, чем минимумы.

$$\Delta 1\left(\alpha_1', \alpha_2'\right) = 1/\Delta\left(\alpha_1', \alpha_2'\right)$$

Отмечается наличие двух максимумов: основного и зеркального. Положение максимума функционала правдоподобия определяет одновременно угловые положения источников света α_1' , α_2'. Выражения (5) в этой точке определяют амплитуды источников света U_1' и U_2'. Оценки амплитуд представлены на рисунке внизу, слева . Пунктиром отмечена область, в которой погрешности превышают установленный предел. Сравнивая результаты оценок амплитуд точечных источников света, полученных непосредственно по дифракционным максимумам и на основании минимума функционала правдоподобия можно сделать вывод о возможности оценок амплитуд в области неортогональности сигналов, когда дифракционные максимумы практически сливаются.

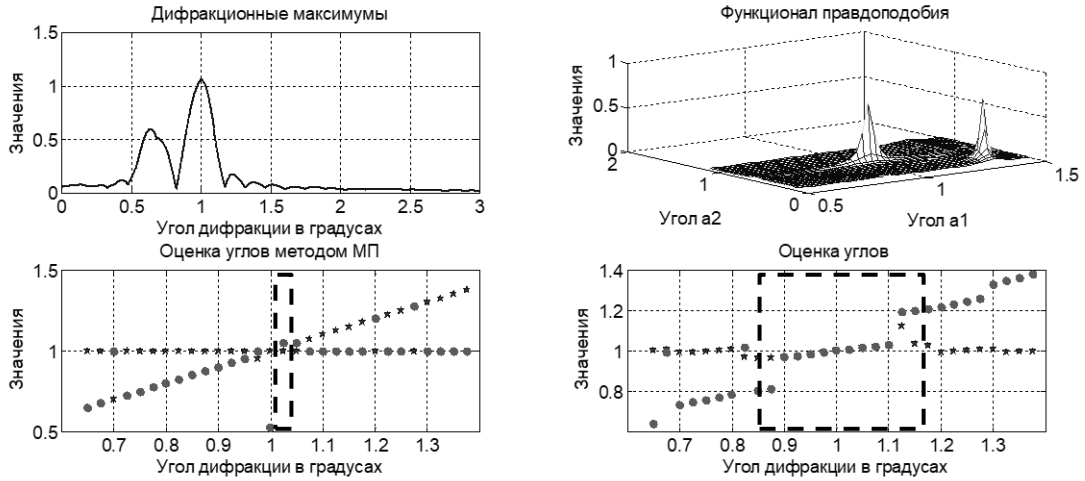


Рисунок 2.Оценки угловых положений двух источников света. Отношение сигнал/шум 6 дБ.

На рисунке 2 показаны оценки угловых положений двух источников света . Угловое положение второго источника света меняется линейно в диапазоне 0.65÷1.4 градуса.

На рисунке справа внизу показаны оценки угловых положений источников света , полученные на основе дифракционных максимумов. Штриховым контуром отмечена область неортогональности, когда критерий Рэлея не выполняется. В этой области дифракционные максимумы сливаются. На рисунке внизу слева показаны оценки угловых положений источников света , полученные методом максимального правдоподобия. Штриховым контуром отмечена область, в которой погрешности существенны. Сравнивая эти два рисунка можно сделать вывод о том, что разрешение метода максимального правдоподобия в≈ 7 раз превышает Рэлеевское разрешение. Более точные измерения показали, что разрешение метода максимального правдоподобия может превысить Рэлеевское разрешение в ≈ 30 раз.

4.Основные результаты

1. Представлена технология обработки дифракционных максимумов , полученных в оптических системах от точечных источников света. Ее основой является метод максимального правдоподобия со сверхразрешением.
2. Представлены результаты модельных расчетов решения задачи оценки параметров двух точечных источников света , как в области ортогональности сигналов, так и в области их неортогональности
3. По результатам модельных расчетов предельное разрешение точечных источников света превышает Рэлеевское разрешение в ≈ 30 раз.

Литература.

1. Сивухин Д.В. Общий курс физики. Т. IV. Оптика 3-е изд., стереот. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 792 с
2. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003 г, 400 с.
3. Потапов А.А. Новейшие методы обработки изображений. М., 2008 г.
4. Алпатов, Б.А. Обработка анализ изображений в бортовых оптико-электронных системах/ Алпатов Б.А., Бабаян П.В., Костяшкин Л.Н., Романов Ю.Н.// Научно-техническая конференция-семинар «Техническое зрение в системах управления мобильными объектами - 2010»: Сборник трудов. В 7-ми Т. – Т.7 – М.: Институт космических исследований РАН, 2010. – С. 57-62.
5. Разрешающая способность оптических приборов / К.В. Власова, А.С. Чугайнов, В.А. Пахотин, С.Б. Шаров. // Известия ВУЗов России «Радиоэлектроника», № 2, 2012 г., стр. 16-21.
6. Пахотин В. А. ,Власова К.В ..Бессонов В. А. .Строков В.И.. Бабинович А. И. Шустов Э.И. Технология цифровой обработки простых и широкополосных сигналов на основе функционала правдоподобия.(Пленарное заседание) Доклады 18-й Международной конференции DSPA-2016, серия: Цифровая обработка сигналов и ее применение. Т.1,Москва, Россия, стр.13-25.

POTENTIAL OF PROCESSING POTENTIAL OF PROCESSING DIFFRACTION MAXIMA IN OPTICAL SYSTEMS

Prof. Pakhotin V.A., doc. Vlasova K.V, , acp. Simonov R.V, дос. Bessonov V.A., stud.. Chistyakov V.S.

Baltian Federal University named after I. Canta

The issues of processing of data obtained in optical systems are considered. Due to the specifics, the main problem is the presence of a resolution limit determined by the Rayleigh criterion.. This hinders the further development of video surveillance systems for objects on the surface of the earth installed on aircraft. To increase resolution, the operation proposes a technology for processing diffraction maxima, based on the method of maximum reception with super-resolution. The structure of the noise component in optical systems is analyzed. By mathematical modeling, the potential for resolving two point light sources is investigated. in comparison with the Rayleigh resolution.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 6.
ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В БИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ.

Signal processing in biotechnical systems.

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ СРЕДСТВ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОМИОГРАФИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

асп. Кыздарбекова А.С.

Национальный исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики

В докладе представлены результаты анализа особенностей средств фильтрации для измерения электромиографических сигналов. На основе обзора литературы проведен развернутый сравнительный анализ. Анализ выявил, что среди методов обработки биоэлектрических ЭМГ-сигналов наиболее популярными и широко применяемыми методами являются цифровые БИХ фильтры. В ходе дальнейших исследований планируется реализация системы цифровой фильтрации с применением современных методов комбинированной БИХ фильтрации для последовательного подавления каждого вида помех.

Введение. Развитие современной элементной базы микроэлектронной техники привело к широкому распространению вычислительных устройств и цифровых систем для измерения биоэлектрических сигналов, в частности для электромиографических исследований. Электромиография – это метод исследования биоэлектрических потенциалов, возникающих в скелетных мышцах человека при выполнении силовых нагрузок и перемещении конечностей. При этом биоэлектрические потенциалы, вырабатываемые мышцами, принято называть электромиографическим (ЭМГ) сигналом [1,2].

В связи с развитием теории биоэлектрических сигналов, созданной В.С. Гурфинкелем и Н.Н. Василевским под руководством Н.П. Бехтеровой, дало возможность использовать ЭМГ-сигналы не только в медицине для диагностики [3], но и в информационно-измерительных системах для управления различными средствами реабилитации [1] для измерения и оценки перемещения конечностей человека [4]. В состав информационно-измерительной системы при управлении техническими средствами реабилитации, а именно фалангами пальцев протеза кисти, входит [1,3-6]: человек-оператор для формирования команд движений; портативная измерительная система для регистрации жестов при помощи ЭМГ-сигналов; компьютер для измерения жестов пальцев кисти и оценки перемещения конечности; исполнительный механизм реабилитационного устройства – протез кисти.

Регистрация ЭМГ-сигналов в практических условиях осуществляется в портативных регистраторах. Однако во время регистрации неизбежное влияние низкочастотных помех (дрейф изолинии, артефакты движения) и высокочастотных помех (сетевая наводка, электромагнитные составляющие) [2-5,12]. Присутствие перечисленных помех существенно снижают точность измерения ЭМГ-сигналов.

Известно [13], что в информационно-измерительной технике среди методов устранения помех наиболее эффективным является методы фильтрации, основанные на разделении спектральных составляющих измерительных сигналов и помех. Фильтрация сигналов может осуществляться, как аппаратными средствами, так и программными. При аппаратной фильтрации измерительные сигналы обрабатываются фильтрами аналогового тракта регистрации. При аналоговой (аппаратной) фильтрации из-за недостаточного среза, помехи менее ослабляются, как следствие, используются программные средства фильтрации, то есть средства цифровой обработки сигналов.

Фильтрация низкочастотной и высокочастотной помех ЭМГ-сигналов осуществляется цифровыми методами обработки сигналов. Однако для разработки методов цифровой фильтрации помех ЭМГ-сигналов имеется большая необходимость развернутого их анализа. Учитывая это, в рамках данного доклада будет рассматриваться анализ средств цифровой фильтрации для минимизации низкочастотных и высокочастотных помех.

Данный доклад построен следующим образом. Вначале представляется электромиографический сигнала и его составляющие, дается определение и математическая модель измеряемого сигнала с помехами измерения. На основе развернутого анализа характеристик БИХ фильтров представляется сравнение БИХ фильтров. В заключении сформулированы основные выводы данной работы.

Измерительный электромиографический сигнал и его составляющие. Модель измерительного электромиографического сигнала характеризуется набором параметров, несущих полезную информацию об исследуемом объекте и помех вида (1)

$$x(t) = s(t) + \xi(t) \quad (1)$$

где $x(t)$ – зарегистрированный измерительный сигнал, $s(t)$ – ЭМГ-сигнал, $\xi(t)$ – помехи и шумы измерения. При этом, $\xi(t)$ может быть представлена как сумма помех.

ЭМГ-сигнал $s(t)$ – это сложный биоэлектрический сигнал, информативные параметры которого характеризуются значительной изменчивостью. Амплитудные и временные параметры ЭМГ-сигнала сильно зависят от различных факторов: от вида и типа используемых измерительных электродов для регистрации [2], а также от мест расположения электродов и задаваемых команд движения.

Как и любой измерительный сигнал, частотная характеристика ЭМГ-сигнала располагается в частотном диапазоне от 0 Гц до 1000 Гц [2,7], который ограничен характеристиками аппаратной части измерительного прибора. Однако, согласно многочисленным исследованиям, информативная часть двигательных единиц ЭМГ-сигналов, формируемых при движении конечностей может быть расположены в диапазонах частот: 0-20 Гц [10], 5-15 Гц [4], 20 Гц [8]. ЭМГ-сигналы также характеризуются «статистиками», которые изменяются во времени из-за биоэлектрического происхождения измеряемого сигнала [2], что объясняет нестационарность параметров.

Помеха $\xi(t)$ – это стороннее возмущение, влияющее на точность измерения [14]. Следовательно, для ЭМГ-сигналов помехи – внешние сигналы, искажающие информативные участки и получаемых результатов измерений. Обычно на ЭМГ-сигнал влияют аддитивные помехи вида (1). Как правило, аддитивные помехи суммируются с полезным сигналом и вносят наибольшую погрешность в измерение [14]. В информационно-измерительных системах случайные аддитивные помехи принято называть шумами, имеющими более высокочастотный спектр, чем полезный сигнал [14]. Подробно рассмотрим особенности средств цифровой фильтрации помех ЭМГ-сигналов.

Фильтрация ЭМГ-сигналов. Анализ опубликованных работ [2,4-9,11,12] показал, что для обработки измерительных ЭМГ-сигналов широкое распространение получили цифровые методы фильтрации. Среди цифровых методов фильтрации наиболее распространенными являются фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) [2,4-9,11,12]. Это можно связать с тем, что такие фильтры при обработке измерительной информации во многом позволяют настраивать свои параметры к параметрам измеряемых сигналов.

В теории цифровой обработки измерительных сигналов в зависимости от частотных характеристик самих БИХ фильтров принято разделять на фильтры нижних частот, верхних частот, полосовой фильтр и режекторный фильтр. При проектировании таких фильтров используются полиномы. Полиномы – это математические многочлены, аппроксимирующие характеристики фильтров. Частотные свойства цифровых фильтров определяются амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристиками (АЧХ и ФЧХ). При фильтрации сигналов, применяются следующие виды аппроксимирующих полиномов [18,19]: Чебышева, Баттерворта, Кауэра, Бесселя. Учитывая отмеченных, в рамках данного доклада анализ особенностей БИХ фильтров осуществляется сравнением АЧХ и ФЧХ фильтров данного класса. Сравнительный анализ особенностей БИХ фильтров представлен в таблице 1.

Таблица 1

Сравнение БИХ фильтров

Вид БИХ фильтров	Характеристики фильтров		
	Амплитудно-частотная характеристика		Фазово-частотная характеристика
	В полосе пропускания сигнала	В полосе подавления помех	
Фильтры Чебышева	С пульсациями	С пульсациями	Нелинейная
Фильтры Баттерворта	Равномерная	Равномерная	Нелинейная
Фильтры Кауэра	С пульсациями	С пульсациями	Нелинейная
Фильтры Бесселя	Равномерная	Равномерная	Линейная

Таким образом, проведенный сравнительный анализ БИХ фильтров показал, фильтры Баттерворта и Бесселя характеризуются равномерной амплитудно-частотной характеристикой, как в полосе пропускания сигнала, так и в полосе подавления помех. Однако фазово-частотная характеристика фильтров Баттерворта при сравнении с фильтрами Бесселя являются нелинейными. Учитывая равномерность по АЧХ и

нелинейность по ФЧХ фильтры Баттерворта на сегодняшний день широко применимы для повышения точности измерения параметров диагностических ЭМГ-сигналов.

В работах [2,7,12] отмечено, что равномерно-гладкая амплитудно-частотная характеристика фильтров Баттерворта при обработке обеспечивают качественную фильтрацию низкочастотных и высокочастотных помех ЭМГ-сигналов, а также лишены эффектов пульсации в полосах пропускания при сравнении с фильтрами Чебышева, Кауэра и Бесселя. Учитывая эти особенности, БИХ фильтры Баттерворта на сегодняшний день широко применимы для фильтрации ЭМГ-сигналов.

В работах [20,21] с целью повышения точности и стабильности регистрации ЭМГ-сигналов для измерения перемещения конечностей человека, а также для улучшения метрологических характеристик измерительной системы усовершенствована аппаратная часть электромиографа. Разработанная аппаратная часть электромиографа от существующих измерительных систем ЭМГ-сигналов отличается тем, что оптимизированы элементы системы аналоговой фильтрации и выбрана микропроцессорная система на современной элементной базе. Работоспособность оптимизированной системы аналоговой фильтрации ЭМГ-сигналов продемонстрированы результатами схемотехнического моделирования. Результаты показали, что предложенные спроектированные фильтры Баттерворта на операционных усилителях повышают стабильность регистрации измерительных сигналов. Более подробные результаты исследования представлены в публикациях [20,21]. Недостатками разработанной системы обработки ЭМГ-сигналов является тот факт, что способ опирается на использования только системы аналоговой фильтрации и помехи подавляются незначительно, и как следствие, точность получаемых результатов измерения будут не высокими. Устранение этих недостатков и последующее повышение точности измерения ЭМГ-сигналам, например, за счет оптимизаций средств цифровой обработки путем комбинированной последовательной фильтрации каждой помехи при помощи БИХ фильтров, является направлением дальнейших исследований.

Заключение. Полученные результаты сравнительного анализа показали, что среди БИХ фильтров наиболее подходящим фильтром для обработки измерений ЭМГ-сигналов являются фильтры Баттерворта. Возможность применение фильтров данного класса выявляется тем, что амплитудно-частотная характеристика является пологим и определяется отсутствием пульсаций, как в полосе пропускания сигнала, так и в полосе подавления помех, что всегда оправдано для обработки биоэлектрических ЭМГ-сигналов и требует меньших вычислительных ресурсов при реализации.

Литература

1. Пахарьков Г.Н. Биомедицинская инженерия. Проблемы и перспективы. СПб.: Политехника, 2011. 231 стр.
2. Rangayyan R. M. Biomedical signal analysis. – John Wiley & Sons, 2015. – p. 439
3. Гурфинкель В.С., Малкин В.Б., Цетлин М.Л., Шнейдер А.Ю. Биоэлектрическое управление. М.: Наука, 1972. 244 стр.
4. Бонилья Ф. Влияние кинематических параметров движения локтя на электромиографический сигнал двуглавой мышцы плеча // Вестник Донского государственного технического университета. – 2018. – Т. 14. – №. 4. – С. 133-141.
5. Гаврилов А. И. Биоинформационная система с классификатором движений лучезапястного сустава на основе нечеткой логики // Вестник Московского государственного технического университета им. НЭ Баумана. Серия «Приборостроение». – 2016. – №. 6 (111). С. 71-84.
6. Nsugbe E. Gesture recognition for transhumeral prosthesis control using EMG and NIR // IET Cyber-systems and Robotics. – 2020. – Т. 2. – №. 3. – С. 122-131.
7. Merletti R., Cerone G. L. Tutorial. Surface EMG detection, conditioning and pre-processing: best practices // Journal of Electromyography and Kinesiology. – 2020. – Т. 54. – P. 1-21.
8. Chowdhury R. H. Surface electromyography signal processing and classification techniques // Sensors. – 2013. – Т. 13. – №. 9. – С. 12431-12466.
9. Бонилья В. Ф. Удаление шумов и помех из электромиографического сигнала с помощью вейвлет-преобразования // Известия Юго-Западного государственного университета. Приборостроение. – 2014. – №. 4. – С. 96-107.

10. Zhilenkov A. A., Kuznetsova N. I., Zernov O. I. Problem of automatic recognition of physical activity from surface electromyography signals // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). – IEEE, 2018. – P. 1028-1031.
11. Ярыгин А. А.. Применение методов глубокого машинного обучения искусственных нейронных сетей для проектирования алгоритмов распознавания электромиографических сигналов в бионических протезах // Вопросы радиоэлектроники. – 2019. – №. 5. – С. 64-75.
12. Кабанов А. А. Разработка схемы аналоговой фильтрации сигнала электромиографии // Омский научный вестник. – 2018. – №. 5 (161).
13. Волков С. В., Чапаев В. С. Повышение помехозащищенности средств измерений // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – 2010. – Т. 1. С. 1-5.
14. Харкевич А.А. Борьба с помехами.М.: Физматлит, 1963.276 с.
15. Жесткова Ю.Е. Повышение помехоустойчивости измерительных преобразователей: Автореф. дис. … к-та техн. наук. Пенза, 2005. 24 с.
16. Гребенюк К. А. Основные виды шумов в электронных полупроводниковых приборах //Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия: Физика. – 2012. – Т. 12. – №. 1. – С. 63-65.
17. Balouchestani M., Krishnan S. Long-term surface EMG monitoring using K-means clustering and compressive sensing // Compressive Sensing IV. – International Society for Optics and Photonics, 2015. – Т. 9484. – P. 1-11.
18. Paarman L.D. Design and analysis of analog filters: a signal processing perspective. New-York: Kluwer academic publishers, 2003.
19. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. Перевод под редакцией Бритова А.А. М.: Бином, 2006. 655 с.
20. Gavrilov S.A., Kyzdarbekova A.S., Reznikov S.S. Accuracy increase of software and hardware appliance for muscle activity measuring and monitoring by filtration of carrier component and frequencies higher than measured signal range //Journal Scientific and Technical Of Information Technologies, Mechanics and Optics. – 2020. – Т. 128. – №. 4. – P. 617-624.
21. Gavrilov, S.A., Kyzdarbekova, A.S., Reznikov, S.S., Kobets, E.A., Gorlushkina, N.N.. Modelling a project for the development of a neurocomputer interface based on EMG // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – IOP Publishing, 2020. – P. 012018.

ANALYSIS OF FEATURES MEANS OF FILTERING FOR MEASURING ELECTROMYOGRAPHIC SIGNALS

Postgraduate Kyzdarbekova A.

National research university of information technologies, mechanics and optics

The report presents the results of the analysis of the features of filtration means for measuring electromyographic signals. A comprehensive comparative analysis was carried out on the basis of a literature review. The analysis revealed that digital IIR filters are the most popular and widely used methods for processing bioelectric EMG signals. In the course of further research, it is planned to implement a digital filtering system using modern methods of combined IIR filtering for sequential suppression of each type of interference.

УГОЛ ОРИЕНТАЦИИ ФАЗОВОГО ПОРТРЕТА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АКТИВНОСТИ СЕРДЦА ПРИ ЦИФРОВОМ ЭКГ-ИССЛЕДОВАНИИ

д.м.н., доц. Минина Е. Н.

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение Высшего образования
«Крымский Федеральный университет имени В. И. Вернадского»

При фазографии электрической активности сердца с применением цифровых технологий регистрируется и оцениваются показатели в реальный момент времени с графическим отображением в фазовом пространстве координат зависимости между амплитудой и скоростью изменения электропотенциала во времени, формируя петлю скорость-объём. В результате получаем новые признаки, характеризующие скоростные особенности электрической активности сердца, в том числе угол наклона фазового портрета ЭКГ. Выявлено, что показатель α_{QRS} в большей степени несет информацию о функциональном состоянии сердечно-сосудистой системы, обусловлена его корреляцией с направленностью электрической оси сердца и может быть использована как альтернативная характеристика при скрининговых обследованиях.

Введение

Электрокардиография по-прежнему остается наиболее распространенным, доступным и дешевым методом объективного обследования сердца. Однако чувствительность и специфичность обычного электрокардиографического обследования недостаточно высоки, что побуждает исследователей постоянно искать новые подходы к решению задачи анализа и интерпретации ЭКГ. Один из таких перспективных подходов, который разработан в Международном научно-учебном центре информационных технологий и систем НАН и МОН Украины и реализован в портативном диагностическом комплексе ФАЗАГРАФ®, цифровой анализ электрической активности сердца в котором основан на переходе от представления ЭКГ $z(t)$ во временной области к ее фазовому портрету в координатах $z(t), \dot{z}(t)$, где $\dot{z}(t)$ – первая производная сигнала об электрической активности сердца [1].

При фазографии электрической активности сердца с применением цифровых технологий регистрируется и оцениваются показатели в реальный момент времени с графическим отображением в фазовом пространстве координат зависимости между амплитудой и скоростью изменения электропотенциала во времени, формируя петлю скорость-объём. Переход к фазовому портрету ЭКГ на плоскости $z(t), \dot{z}(t)$ обеспечил также введение ряда дополнительных диагностических признаков, которые не использовались ранее в цифровых электрокардиографах [2-4]. В результате получаем новые признаки, характеризующие скоростные особенности электрической активности сердца, а именно симметричность зубца Т, показатель соотношения площади петель Т и комплекса QRS разброс траекторий и угол наклона фазового портрета ЭКГ.

Цель настоящей статьи – дальнейшие исследования, направленные на изучение диагностической ценности абсолютных значений углов α_{QRS} ориентации фазового портрета ЭКГ первого стандартного отведения у различных категорий обследованных в покое и при увеличении внешней нагрузки.

Описание метода

Для проведения исследований использовался программно-аппаратный комплекс, реализующий информационную технологию ФАЗАГРАФ® анализа и интерпретации ЭКГ в фазовых координатах [5].

В основу информационной технологии (ИТ) положен метод изучения поведения динамической системы, описываемой конечным набором параметров состояния $x_1,..., x_N$, когда анализ проводится в N-мерном пространстве с фазовыми координатами $x_1,..., x_N$. Семейство фазовых траекторий, отображающих изменения состояния системы, называется фазовым портретом. Если для описания поведения системы достаточно двух переменных x_1, x_2, то фазовый портрет отображается на плоскости.

В подавляющем числе известных публикаций, в которых изучается фазовый портрет ЭКГ одного отведения, координаты фазовой плоскости представляют собой амплитуды временного сигнала $z(t)$ в моменты времени t и $t-\tau$, где $\tau = \text{const}$ – временная задержка (лаг преобразования). Главным образом такие исследования направлены на анализ вариабельности сердечного ритма, оценку степени хаотичности сигнала и классификацию аритмий.

В нашем исследовании, фазовый портрет ЭКГ строится не в координатах $z(t), z(t-\tau)$, а в координатах $z(t), \dot{z}(t)$, где $\dot{z}(t)$ – скорость изменения сигнала электрической активности сердца в момент времени t. Л.С. Файнзильбергу при использовании оригинальных процедур фильтрации и регуляризации удалось для дискретно заданной функции $z[k], k = 0,..., K-1$ получать приемлемые оценки $\dot{z}[k]$ [6, с. 157-160]. Этот

результат позволил перейти от скалярного представления ЭКГ $z(t)$ в любом из отведений, заданной в дискретные моменты времени $t_k \equiv k\Delta$, $k = 0,1,..,K-1$, где Δ – шаг квантования по времени, к последовательности двумерных векторов (точек)

$$(z(t_0), \dot{z}(t_0)), \quad (z(t_1), \dot{z}(t_1)), \ldots, (z(t_{K-1}), \dot{z}(t_{K-1})), \qquad (1)$$

лежащих на фазовой плоскости $z(t), \dot{z}(t)$, которые используются для последующей компьютерной обработки (Рисунок 1).

1. Хотя ЭКГ (Рисунок 1, а) не является периодической функцией времени в большинстве случаев траектории отдельных циклов (рисунок 1, б) притягиваются к некоторой локальной области фазовой плоскости $z(t), \dot{z}(t)$ – аттрактору в виде предельного цикла.

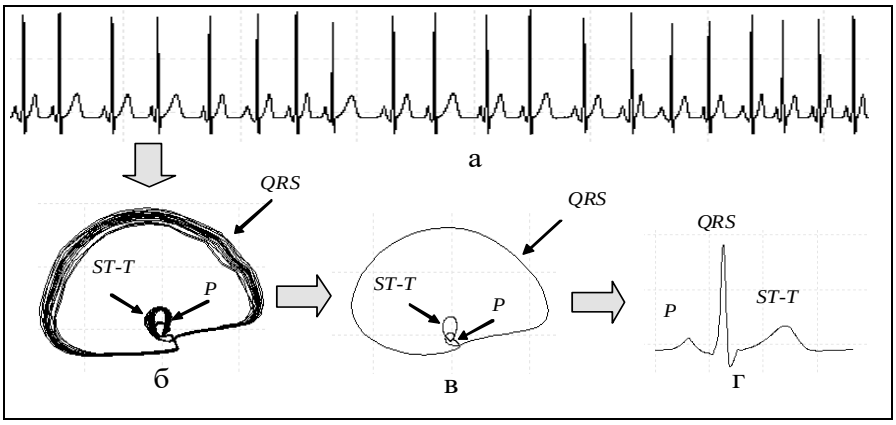


Рисунок 1 - Последовательность этапов обработки ЭКГ: исходная ЭКГ (а); ее фазовая траектория (б); усредненная фазовая траектория (в); эталонный цикл ЭКГ во временной области (г)

Оригинальные компьютерные алгоритмы обработки ЭКГ, описанные в работе [7], позволяют по двум характерным точкам, принадлежащим петле комплекса QRS усредненной фазовой траектории, оценить угол α_{QRS} ориентации фазового портрета ЭКГ (Рисунок 2).

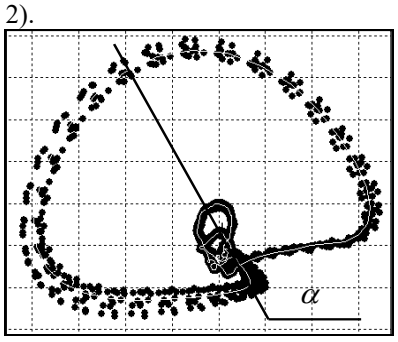


Рисунок 2 - Угол ориентации фазового портрета ЭКГ

Задачами исследования:

а) оценка распределений показателя α_{QRS} в группах условно здоровых людей, спортсменов высокой квалификации, пациентов с острой и хронической кардиальной патологией;

б) определение физиологической основы показателя α_{QRS};

в) оценка диагностической значимости показателя α_{QRS} фазового портрета ЭКГ.

Клинический материал и результаты исследований

Всего было обследовано 357 человек, которые были разделены на четыре группы. В группу ***А*** (51 человек) были включены пациенты с острой кардиальной патологией (I20, I21, I22, I23, МКБ–10). В группу ***Б*** (77 человек) вошли пациенты с хронической кардиальной патологией (I20, I25 МКБ–10). Группа ***В*** состояла из 98 условно здоровых лиц (студенты возраста 20-25 года, 1 группа здоровья). В группу ***Г*** были включены 131 квалифицированный спортсмен (футболисты и боксёры возраста 20-25 лет, кандидаты в мастера спорта, мастера спорта). В группах ***В*** и ***Г*** указанные показатели дополнительно определялись также при физической нагрузке (тест PWC-170). При помощи компьютерного ЭКГ-комплекса «Cardiolife» (Харьков) параллельно регистрировалась также ЭКГ в 12 отведениях.

Обработка экспериментальных данных проводилась с помощью пакета STATISTICA-6.0. Оценки расхождения распределений признаков проводились с помощью критерия согласия Колмогорова-Смирнова. Для оценки взаимосвязи между исследуемыми признаками применяли критерий ранговой корреляции Спирмена. Анализ различий выраженности признаков между исследуемыми группами проводили с помощью критерия Манна-Уитни.

Исследования показали, что распределения угла ориентации α_{QRS} имеют статистически значимые различия между группами условно здоровых (группы ***В***, ***Г***) и пациентов с кардиологической патологией (группы ***А***, ***Б***) (Таблица 1).

Таблица 1

Показатель угла ориентации фазового портрета электрической активности сердца α_{QRS} у различных категорий обследованных лиц, (n=357), (M± Sx)

Группа	Категория обследованных	α_{QRS}, град.
А, Б	Пациенты кардиальной патологией 55–65 лет (n = 128)	80,7 ± 7,1
В, Г	Условно здоровые 20–25 лет (n = 229)	128,4 ± 2,7***

Примечания: достоверность различий в группах: ***- ($p < 0,001$);

Так же выявлены различия у здоровых лиц с различным уровнем функциональных резервов (Таблица 2).

Таблица 2

Показатель угла ориентации фазового портрета электрической активности сердца α_{QRS} у условно здоровых обследованных лиц, (n=229), Me(Q_1;Q_3)

Показатель	Группы сравнения							
	Группа В – не занимающиеся (n=98)				Группа Г – квалифицированные спортсмены (n=131)			
	M± Sx	Me	Q_1	Q_3	M± Sx	Me	Q_1	Q_3
α_{QRS}, град.	132,4±4,1	119	106	166	141,9±2,2	138	124	157

Сопоставление данных 12-канальной ЭКГ-диагностики и значений показателя угла ориентации α_{QRS} фазового портрета ЭКГ первого отведения показали, что увеличение α_{QRS} сопровождалось отклонением электрической оси сердца вправо. У 80,2% исследуемых спортсменов наблюдалась вертикальная миграция оси сердца, что, как известно, является следствием увеличения в первую очередь правых отделов сердца под влиянием спортивных тренировок. Полученные нами данные подтверждают, что деформированные морфофункциональные особенности ремоделированного миокарда влияют на разворот фазового портрета по часовой стрелке (Рисунок 3). Так, например, на рисунке 3 *а* представлен фазовый портрет ЭКГ больного Ж., 86 лет с диагнозом ишемическая болезнь сердца (ИБС), постинфарктный кардиосклероз (ПИКС), а на рисунке 9 *б* – фазовый портрет больно Х., 82 года с диагнозом диффузный кардиосклероз без инфаркта миокарда в анамнезе. Для сравнения на рисунке 9 *в, г* представлены фазовые портреты спортсменов высокой квалификации, угол ориентации которых значительно превышает таковой у пациентов с кардиальной патологией. Результаты исследования показали, что с относительно высокой точностью по фазометрическому показателю α_{QRS} одноканальной ЭКГ, можно оценивать направление электрической оси сердца, что еще раз подтверждает диагностическую ценность анализа фазовой графической иллюстрации ЭКГ. Уменьшение значений показателя α_{QRS} характеризовало падение электропозитивного проявления миокарда, а рост α_{QRS} свидетельствовал о расширении резервных возможностей электрической активности сердца.

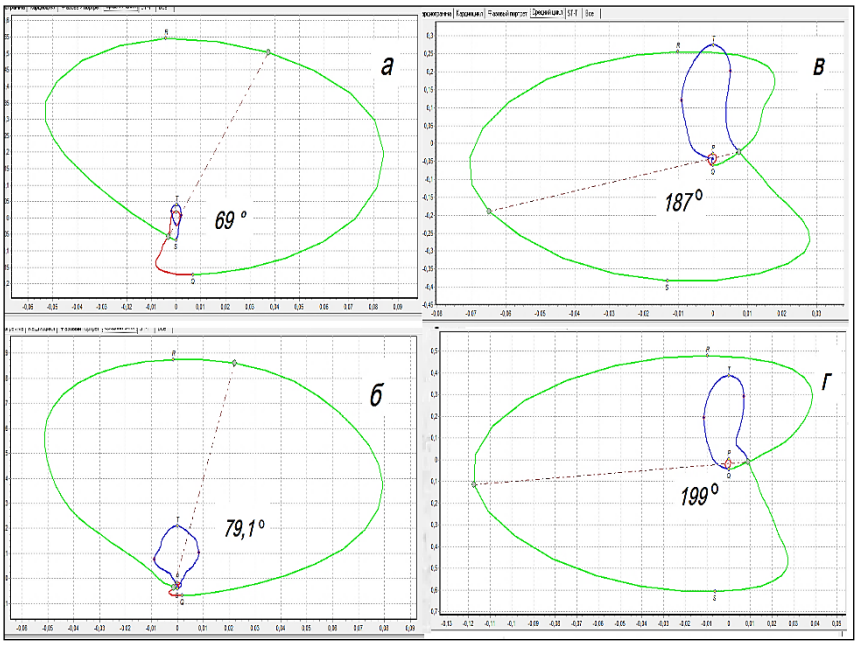


Рисунок 3 − Сравнение форм фазовых портретов ЭКГ первого стандартного отведения: пациенты с диагнозом ИБС и кардиосклероз с инфарктом миокарда в анамнезе (*а*); без инфаркта миокарда в анамнезе (б); спортсмены высокой квалификации (*в, г*)

Статистический анализ зафиксированных данных выявил высокую степень корреляции r=0,659 ($p < 0,001$) между направлением ЭОС ($\alpha_{ЭОС}$), которое определялось традиционным способом по 12-канальной ЭКГ, и углом ориентации α_{QRS} фазовой графической иллюстрации ЭКГ первого стандартного отведения. Указанная зависимость может быть описана линейным уравнением регрессии

$$\alpha_{ЭОС}=0,49339\alpha_{QRS}- 11,8581 \qquad (2)$$

Важно отметить, что при увеличении внешней нагрузки (при выполнении теста PWC_{170}) в конце нагрузочного тестирования наблюдались значимые различия в приращении значения угла α_{QRS} у спортсменов и у лиц, не занимающихся спортом. Так, при увеличении мощности физической нагрузки в группе спортсменов увеличение значения угла α_{QRS} в среднем происходило на 20,5 градусов ($p<0,05$) ко второй ступени нагрузочного теста. При этом у лиц, не занимающихся спортом, наблюдались лишь незначительные увеличения α_{QRS}. Данный факт подтверждает гипотезу о том, что показатель α_{QRS} в большей степени несет информацию о функциональном состоянии сердечно-сосудистой системы, чем об антропометрических особенностях исследуемого.

ROC-кривая, построенная по результатам анализа показателя α_{QRS} в группах с различным уровнем функциональных резервов миокарда, показала, что чувствительность ROC-модели составляет 62,2%, что является низким результатом, так как меньше 70%. При этом специфичность составляет 71,0% – средний по точности результат, так как выше 70 и ниже 80%. Точка отсечения (cut-off value, критическая точка), позволяющая разделять исследуемых по уровню функциональных резервов, соответствует значению 127 градусов.

Таким образом, результаты наших клинических исследований указывают на взаимосвязь угла ориентации α_{QRS} с электрофизиологическим состоянием миокарда, а его значения несут информацию как об увеличении уровня « электрического потенциала» миокарда, так и о нарастании патологического процесса.

Выводы:

1. Выявлены различия в значениях показателя угла α_{QRS} фазового портрета ЭКГ первого стандартного отведения в группах условно здоровых и пациентов с кардиологической патологией. Уменьшение показателя α_{QRS}, характеризующего электрофизиологические процессы миокарда, косвенно свидетельствует об уменьшении электропозитивных элементов миокарда, а увеличение – о расширении резервных возможностей.
2. Клинические исследования указывает на взаимосвязь угла ориентации α_{QRS} с электрофизиологическим состоянием миокарда, как при увеличении уровня тренированности, так и при нарастании патологического процесса, выраженное в его результирующем векторе – электрической оси сердца.

3. При увеличении физической нагрузки увеличение показателя угла α_{QRS} фазового портрета значимо отличается у спортсменов по сравнению с лицами, не занимающихся спортом, что подтверждает гипотезу о том, что показатель α_{QRS} в большей степени несет информацию о функциональном состоянии сердечно-сосудистой системы, чем об антропометрических особенностях испытуемого.

4. Физиологическая значимость показателя угла ориентации α_{QRS} фазового портрета одноканальной ЭКГ обусловлена его корреляцией с направленностью электрической оси сердца и может быть использована как альтернативная характеристика при скрининговых обследованиях.

5. При использовании показателя угла ориентации фазового портрета электрической активности сердца α_{QRS} в определении уровня функциональных резервов, он показал низкий уровень чувствительности - 62,2%, и средний уровень специфичности - 71,0%.

Литература

1. Файнзильберг Л.С. Компьютерная диагностика по фазовому портрету электрокардиограммы / Л.С.. Файнзильберг . – Киев: Освита Украины, 2013. – 191 с.
2. Минина, Е. Н. Анализ функционального состояния сердечно-сосудистой системы по совокупности признаков фазового портрета одноканальной ЭКГ / Е. Н. Минина, Л. С. Файнзильберг // Российский кардиологический журнал. – 2015. – № 12 (128). – С. 7–13.
3. Минина, Е. Н. Фазовый портрет одноканальной ЭКГ в оценке функционального резерва сердечно-сосудистой системы / Е. Н. Минина, Л. С. Файнзильберг // Вестник новых медицинских технологий. – 2014. – Т. 21, № 3. – С. 22-27.
4. Минина, Е. Н. Фазометрия ЭКГ-сигнала как стратегия оптимизации первичной медико-социальной помощи / Е. Н. Минина, А. Г. Ластовецкий // Медицина и высокие технологии. – 2018. – № 1. – С. 29-36.
5. Файнзильберг Л.С. ФАЗАГРАФ® – эффективная информационная технология обработки ЭКГ в задаче скрининга ишемической болезни сердца / Л.С.. Файнзильберг // Клиническая информатика и телемедицина. – 2010. – Т. 6. – Вып. 7. – С. 22-30.
6. Информационные технологии обработки сигналов сложной формы. Теория и практика./ Л.С. Файнзильберг. – Киев: Наукова Думка, 2008. – 333 с.
7. Файнзильберг Л.С. Компьютерный анализ и интерпретация электрокардиограмм в фазовом пространстве / Л.С. Файнзильберг // Системні дослідження та інформаційні технології. – 2004. – № 1.– С. 32-46.

ORIENTATION ANGLE OF THE PHASE PORTRAIT OF HEARTELECTRICAL ACTIVITY IN DIGITAL ECG RESEARCH

D.Sc. of Med. Sc.Minina Elena N.

Crimean Federal University named after V. Vernadsky, Republic of Crimea, Simferopol, Russia

Phaseography of the electrical activity of the heart using digital technologies records and evaluates the indicators at a real time with a graphical display in the phase space of coordinates of the relationship between the amplitude and the rate of change of the electrical potential in time, forming a speed-volume loop. As a result, we get new signs characterizing the speed characteristics of the electrical activity of the heart, including the angle of inclination of the ECG phase portrait. It was found that the α_{QRS} indicator carries information to a greater extent about the functional state of the cardiovascular system, is due to its correlation with the direction of the electrical axis of the heart and can be used as an alternative characteristic in screening examinations.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕОРИИ ОБУЧЕНИЯ С ПОДКРЕПЛЕНИЕМ К МОДЕЛИРОВАНИЮ МОЗГА

к. ф.-м. н., ст. н. сотр. Смирнитская И.А.

ФГУ «Федеральный научный центр Научно-исследовательский институт системных исследований Российской академии наук»

Представлен обзор данных о структурах мозга, участвующих в обучении и о возможности применения теории обучения с подкреплением (reinforcement learning theory,RL). Рассмотрены варианты обучения, основывающиеся на внутренней модели (model-based), и (model-free), не имеющие явной внутренней логики Показано, какие структуры мозга могут управлять различающимися типами обучения. Обсуждаются варианты представления целостного образа текущей задачи, как способа решения проблемы связности в мозге.

Для построения автономных интеллектуальных устройств важно пытаться применять принципы, заложенные в конструкции единственного известного к настоящему времени такого устройства – человеческого мозга. Считают, что мозг возник для управления движениями. Управление включает: 1) обеспечение выполнения самого движения, 2) выбор, какое именно движение осуществлять, и по отношению к какой цели.

Теория обучения с подкреплением [1], возникшая из наблюдений за поведением животных рассматривает каждое движение, как элемент поведенческой последовательности, в ходе которой субъект обучается делать наилучший выбор. Наилучший, то есть приводящий к получению максимальной суммарной награды. Теория постулирует существование управляющей переменной $\boldsymbol{V}$ – ценности выбора, зависящей от внешних условий, называемых состоянием внешней среды $\boldsymbol{s}$, $\boldsymbol{V=V(s)}$. Движение в направлении выбранной цели называется действием $\boldsymbol{a(t)}$. После каждого действия субъект получает награду $\boldsymbol{r}$. Мерой ценности выбора в теории обучения с подкреплением считается сумма наград, которые получит субъект после выполнения всей последовательности действий, $\boldsymbol{V(s)} = \sum \boldsymbol{r}$.

Рассматривая с этой точки зрения поведение животного, мы видим, что в простейшем случае, выбор на каждом шаге состоит в принятии решения, совершать, или не совершать движение в направлении какого-то предмета (так называемая задача Go/No-Go). То есть состояние внешней среды в $\boldsymbol{i}$-тый момент времени $\boldsymbol{s_i}$ есть наличие какого-то предмета (для захвата, например еды; или для преодоления, например ступенька, и т.д.). Последовательность действий есть последовательность бинарных взаимодействий с объектом $\boldsymbol{s_i}$: «1» - действовать, то есть хватать, нажимать, глотать, или «0» - воздержаться. Обучение животного, которое сначала не выполняло требуемых действий, а потом обучилось, описывают на клеточном уровне правилом Хебба. На уровне сети это означает существование областей воспринимающих сенсорный сигнал, областей запоминающих этот сигнал в соответствии с правилом Хебба, и передающих его к моторным областям (рисунок 1А). Это так называемое обучение по повторению. Сопоставляя схему со строением соответствующих областей мозга, мы видим, что реальная область, запоминающая ценности, это инсулярная кора [2], однако кроме сигналов о сенсорных свойствах предмета, например о его тактильных характеристиках, в инсулярную область приходят сигналы от областей, воспринимающих опасные воздействия (болевые, температурные, и т.д.). Если от объекта $\boldsymbol{s_i}$ исходят опасные воздействия, действие с ним запрещается. Таким образом, в итоговую способность запомненного в инсулярной коре отображения объекта влиять на последующее поведение вносит вклад не только опыт действия/бездействия, но и запреты. Если же в итоге, после появления объекта s_i действие с ним состоялось, веса синапсов, передающих сообщение о его сенсорном представлении s_i увеличиваются по правилу Хебба.

Обучение с подкреплением более быстрое, с более сильной пошаговой модификацией весов синапсов. В нервной системе это обеспечивается влиянием дофамина, выброс которого дофаминергическими структурами среднего мозга происходит при получении награды $\boldsymbol{r}$ [3].

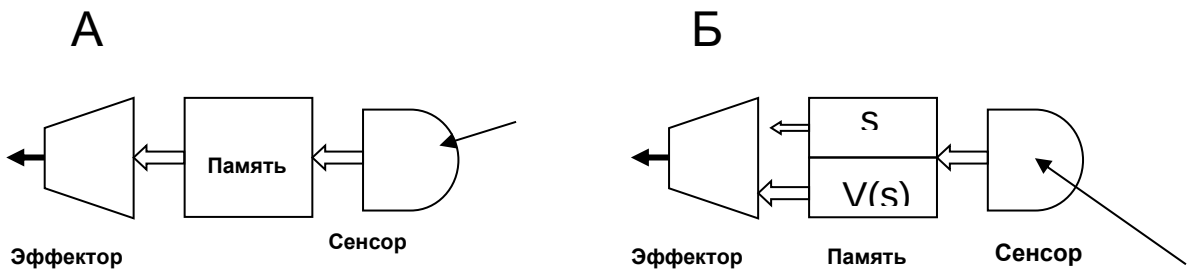


Рисунок1. А - схема обучения по повторению. Б - обучение с формированием функции ценности

Для выбора между несколькими потенциальными целями вышеописанной схемы недостаточно. Должна быть структура, сравнивающая ценностные качества нескольких предполагаемых объектов. В реальном мозге это медиальная префронтальная кора (у человека это области Бродмана 24,32). В опытах с грызунами животные обучаются нажимать на один из двух рычагов, за который получают награду. Животное действует, пробуя разные варианты, то есть, фактически вычисляет ценность соответствующих действий. На рисунке 1Б дана схема областей участвующих в обучении.

Обучение задачам с внутренней логикой («model-based»)

В отличие от моделей обучения с подкреплением, где обучение требует тысяч итерационных циклов, реальные животные, научающиеся в условиях эксперимента вести себя так, чтобы получить наибольшее подкрепление, обучаются гораздо быстрее. Сделав несколько неудачных попыток, они пробуют другие варианты, пока не найдут те, за которые получат награду. Теория обучения с подкреплением говорит о таких случаях, как об обучении, основанном на модели, «model-based», противопоставляя его обучению «model-free». Общепринятых представлений о том, как в мозге воплощается обучение, основанное на модели, нет. Но, анализируя опыт решения задач человеком становится понятно, что быстрее решаются такие задачи, объекты которых находятся в отношениях друг с другом, похожих на те, с которым уже приходилось иметь дело. То есть, опыт решения задач приводит к формированию и запоминанию схем, - часто встречавшихся ранее отношений между фигурирующими в задаче объектами.В [4,5] крысам предлагали решать последовательность задач, имеющих общие закономерности, (так называемые задачи «schema-based»).

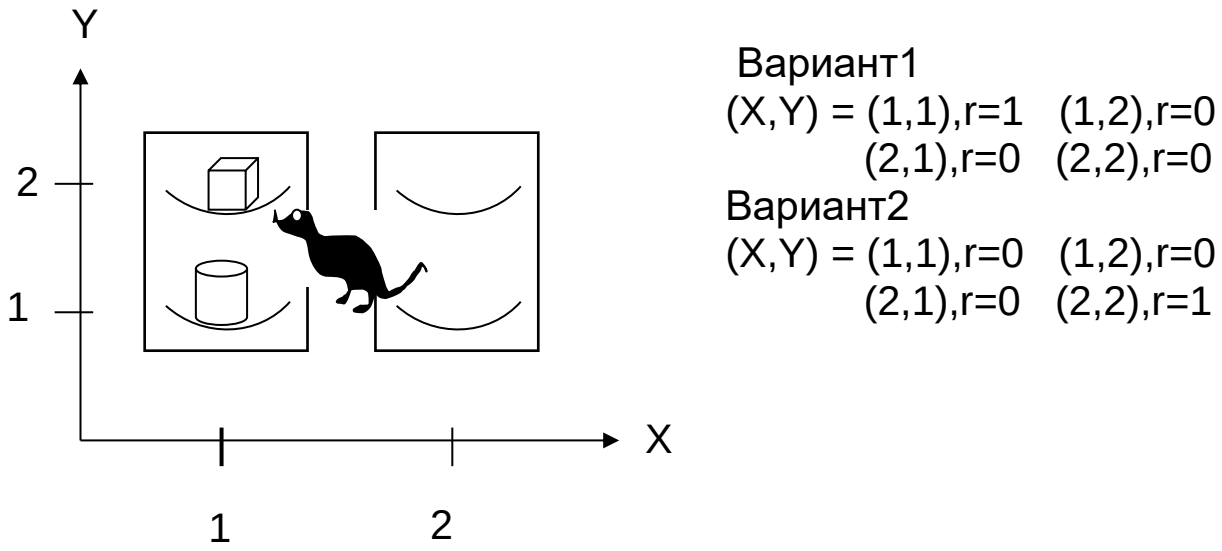


Рисунок 2. Задача, имеющая внутреннюю логику. Вариант 1 – в камере, находящейся на позиции x=1 находятся два предмета. Если крыса подойдет к предмету y =1, то она получит награду r = 1. Камера на позиции x = 2 пустая. Вариант 2 - камера x = 1 пустая, в камере x = 2 находятся 2 предмета. Если она подойдет к предмету y = 2, получит награду r = 1. При обучении использовались 2 разных предмета и 2 камеры разного цвета и запаха. На следующих этапах обучения расположение сохранялось, а пары предметов были другие, и камеры не такие, как в начальном обучении, но обучение на следующих этапах происходило примерно в 5 раз быстрее.

Известно, что пространственное запоминание, или запоминание последовательностей событий происходит с участием гиппокампа. Крысы учились решать пространственную задачу [4], и при этом у них регистрировалась нейронная активность в полях CA3 и CA1 гиппокампа. В опыте животное помещалось между двумя экспериментальными камерами и могло в них заходить. (рисунок 2). В каждой из камер на фиксированных позициях могли находиться 2 различных предмета. Обе камеры отличались по своим признакам, например по цвету, запаху и т.д. В каждой отдельной пробе оба предмета находились только в одной из камер, занимая одно и то же место в каждой камере. В одной из камер награду давали за приближение к предмету «1», а в другой за приближение к предмету «2». Фиксировалось, сколько проб нужно крысам, чтобы научиться после стартового сигнала быстро бежать к вознаграждаемому предмету. После выучивания правильной последовательности действий животному предлагали эксперимент с другими парами объектов и другими камерами. На этот раз на обучение уходило в несколько раз меньше попыток, что рассматривалось, как обучение «схеме» опыта.

Участие различных областей коры в научении

Анализ нейронной активности [4] показал, что иерархически организованное отображение характеристик поведенческой задачи происходит в гиппокампе. Одновременно с этапами поведения (вход в камеру, исследование предметов, исследование позиций предметов, получение награды) происходит поочередная активация нейронов, активность которых коррелирована с конкретной камерой, положением предмета в камере, с самим предметом, и с его валентностью (наличием или отсутствием награды). Выше утверждалось, что в решении проблемы выбора между двумя вариантами поведения участвует медиальная префронтальная кора. Эта же область участвует в выборе и в связанных с гиппокампом пространственных задачах. При их решении идет непрерывный обмен сигналами между гиппокампом и медиальной префронтальной корой [5] (рисунок 3).

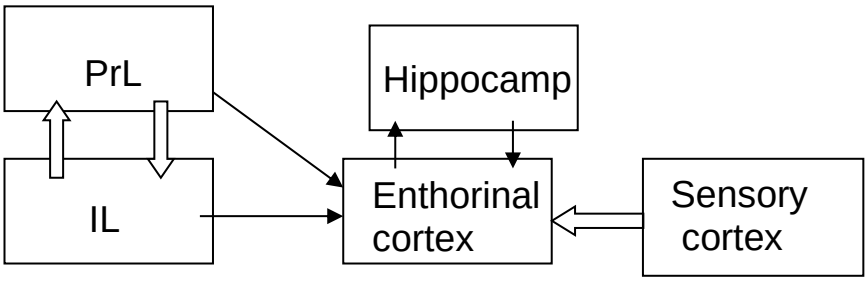


Рисунок 3. Основные пути взаимодействия областей необходимых для обучения структурированным задачам. Здесь PrL – прелимбическая кора, IL – инфралимбическая кора (названия медиальной префронтальной коры для областей мозга крысы).

Из рассмотренных примеров видна необходимость **распределенного** отображения характкеристик задачи в различных специальных областях мозга. В задачах глубокого обучения существует **проблема связности** [6]: конкретные задачи могут решаться путем анализа различных свойств объектов, но учитывать, что эти свойства принадлежат одному и тому же объекту, как правило, не удается. В то же время, управление поведением животных начинается с выделения объектов. Какая структура отвечает за это? Является ли это одной структурой, или специальной распределенной подсетью? Как известно [7], при управлении схватыванием зрительный вход обрабатывается несколькими параллельно-пересекающимися потоками преобразований выполняемых корковыми областями от теменных до переднефронтальных. Само движение состоит из нескольких отдельных фаз – оценить, стоит ли хватать, протянуть руку к предмету, подготовить ее к схвату, и т.д. Каждая управляется несколькими корковыми областями. Это моторные, премоторные области, вентролатеральная префронтальная кора. К этим же областям поступают входы от дорсолатеральной префронтальной коры. Если вентролатеральная кора активна во время отдельного действия (реального, или только мысленно представляемого [8]), то активность дорсолатеральной коры связана с длящимся эпизодом [9]. Именно паттерн активности дорсолатеральной коры является подходящим кандидатом на целостное представление решаемой в данный момент задачи (в мозге крысы дорсолатеральной области коры человека можно сопоставить прелимбический отдел коры PrL).

Другое свидетельство о представлении целостности объекта в дорсолатеральной коре идет от рассмотрения подсети мозга работающей при решении проблемы многозадачности [10,11,12]. В этих задачах задействована передняя фронтальная кора (фронтополярная, область Бродмана 10), находящаяся рядом с дорсолатеральной корой. Во многих задачах активны обе эти области. Активность фронтополярной коры регистрируют с помощью фМРТ, в то время, когда человек решает задачи, где нужно учитывать одновременно несколько типов сигналов. Например, нажимать на кнопку при появлении на экране числа 5, но только в том случае, когда это совпадает с дополнительным сигналом определенного цвета. Либо это так называемая многозадачность, если нужно в зависимости от исхода одной задачи приступать к одной из следующих, и обратно, при некоторых исходах второй задачи, нужно вернуться к первой. Если выше утверждалось, что в дорсолатеральной коре отображается некоторая решаемая задача, то в работе фронтополярной коры отображается сразу 2 задачи, а каждая по-отдельности еще и отображена в дорсолатеральной коре. По мере выучивания задачи, она превращается в единую, имеющую свое отображение в дорсолатеральной коре, а отображение во фронтополярной коре постепенно исчезает, что проявляется уменьшением регистрируемого с помощью фМРТ сигнала.

Заключение

Теория обучения с подкреплением является полезным инструментом исследования мозга. Ее применение к описанию функционирования мозга стимулирует дальнейшее продвижение в понимании механизмов его работы. В частности, представление об основанном на модели обучении («model-based»), побудило к постановке новых типов поведенческих задач, и обнаружении структур мозга, занятых исследованием логических закономерностей явлений внешнего мир

Работа по теме НИР: №: 0065-2019-0003

Литература

1. Sutton RS, Barto AG, Reinforcement Learning, MIT Press, Cambridge, MA 1998
2. Schultz W, Dickinson A Neuronal coding of prediction errors. Annu Rev Neurosci .2000, 23:473–500.
3. MurrayEA, Rudebeck PH, Specializations for reward-guided decision-making in the primate ventral prefrontal cortex.Nat Rev Neurosci. 2018;19(7):404-417
4. McKenzie S, Frank AJ, Kinsky NR, Porter B, Rivire PD, Eichenbaum H, Hippocampal representation of related and opposing memories develop within distinct, hierarchically-organized neural schemas. Neuron. 2014 July 2; 83(1): 202–215
5. Place R, Farovik A, Brockmann M, Eichenbaum H Bidirectional prefrontal-hippocampal interactions support context-guided memory, nature neuroscience ,2016
6. Gref K, van Steenkiste S, Schmidhuber J, On the Binding Problem in Artificial Neural Networks, arXiv preprint arXiv:2012.05208v1, 9 Dec.2020.
7. Smirnitskaya I, Contribution of the Dorsal and Ventral Visual Streams to the Control of Grasping. NEUROINFORMATICS 2019: Advances in Neural Computation, Machine Learning, and Cognitive Research III pp 197-203
8. Mokienko OA, Chernikova LA, Frolov AA, Bobrov PD. Motor imagery and its practical application. Zh Vyssh Nerv Deiat Im I P Pavlova. 2013 Mar-Apr;63(2):195-204. in Russian.
9. Swann NC, Tandon N, Pieters TA, Aron AR, Intracranial Electroencephalography Reveals Different Temporal Profiles for Dorsal- and Ventro-lateral Prefrontal Cortex in Preparing to Stop Action.Cerebral Cortex October 2013;23:2479–2488
10. Ramnani N.,Owen AM. Anterior prefrontal cortex: Insights into function from anatomy and neuroimaging. Nature, 2004,v 5: 184-194
11. Koechlin E, Hyafil A, Anterior Prefrontal Function and the Limits of Human Decision-Making.Science, 2007, 318, 594
12. Burgess PW, Dumontheil1 I, Gilbert SJ,The gateway hypothesis of rostral prefrontal cortex (area 10) function.TRENDS in Cognitive Sciences Vol.11 No.7: 290-298

THE DIFFERENCES BETWEEN MODEL-FREE AND MODEL-BASED REINFORCEMENT LEARLING IMPLEMENTATIONS IN THE BRAIN

Smirnitskaya I.A., Ph.D.

Scientific Research Institute of System Analysis RAS

The discussion about distributed representation of problem in solve in the brain. The Reinforcement Learning theory (RL) seems to fit well to computations during learning. Some difficulties emerge in the problem, which of the brain regions represents the particular operation, or particular variable of RL theory. The opposite problem for some regions is to interpret what operation it fulfils. In this review we discuss the functions of the dorsolateral and frontopolar prefrontal cortex regions as candidate region to deal with the binding problem in the brain.

ХРОНОКАРДИОГРАФИЯ: МЕЖДУ ЗНАНИЕМ И ВЕРОЙ.

проф., д.м.н. Федоров В.Ф.[1, 2, 3], к.б.н. Столяр В.Л.[2]

[1] Российский национальный исследовательский медицинский университет
имени Н.И. Пирогова,
[2] Российский университет дружбы народов,
[3] Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет),

В работе рассмотрены недостатки действующих евро-американских и российских рекомендаций по анализу вариаций ритма сердца (heart rate variability). Принятые в 1996 и 2000 годах документы содержат ряд ошибочных положений, которые могут приводить к неверным заключениям при их использовании как в исследовательской работе, так и в практической медицине. Опираясь на исследования многих учёных в биологии, медицине и других областях знания на протяжении десятков лет, авторы приходят к выводу о необходимости разработки новых рекомендаций, лишенных выявленных недостатков.

Начиная с 60-х годов прошлого века в медицинской литературе стали появляться статьи, посвящённые изучению зависимости периода сердечных сокращений от времени [8, 15, 19]. Это направление получило название "Heart rate variability" (HRV). В СССР в 1972 году был принят стандарт на термины в области функциональной диагностики (действующий), закрепивший за методикой название "Хронокардиография" [21], но медицинское сообщество продолжает игнорировать стандарт и применяет кальку с зарубежного названия (ВСР). К концу 20-го века медиками западных стран [7], а затем и России [20] были приняты документы, описывающие принятые подходы в обработке и интерпретации вариаций сердечного ритма.

Наличие "стандартов", породило ***веру*** в правильность принятых подходов, и дало начало исследованиям на их основе без осмысления, без понимания истин, изложенных в школьных учебниках. Так в ряде зарубежных журналов с высоким рейтингом авторы делятся "откровением" о наличии обратной корреляции между частотой сердечных сокращений (ЧСС) и среднеквадратичным отклонением длительностей периода сердечного цикла (согласно "стандартам" - SDNN) [9, 12, 18]. Достаточно вспомнить, что частота имеет размерность обратных секунд ($с^{-1}$), а период - размерность секунд, чтобы считать такие "исследования" казусом. Поскольку опубликовано множество работ, авторы которых делают выводы, влияющие на процессы лечения пациентов, следует разобраться, насколько безупречны сами "стандарты". По нашему мнению, они содержат ряд заблуждений, устранив которые можно значительно повысить безопасность применения хронокардиографии (или HRV-ВСР).

Начнём с названия: "variability" (изменчивость) говорит только о наличии некоего ***свойства***, а вот измерению и анализу подлежит его ***реализация***. Т.е. уже в названии метода происходит ***подмена понятия***. Теперь о предмете анализа. Каждый студент-медик знает, что сердечный цикл начинается с зубца "P", а заканчивается изолинией на ЭКГ перед следующим циклом. Но в методе HRV (ВСР) за длительность кардиоцикла принимается время между вершинами зубцов "R". Т.е. вместо последовательности длительностей ***реальных*** кардиоциклов анализируются суммы из вторых половин кардиоциклов и первых половин следующих. ***Подмена анализируемых количественных параметров***, ставит под сомнение все дальнейшие построения. В 60-х годах 20-го века это можно было объяснить отсутствием компьютерной регистрации и обработки сигнала - подсчёт длительностей кардиоциклов вели вручную по "клеточкам" диаграммной ленты, движущейся с постоянной скоростью (25 или 50 мм/с), на которой записывалась ЭКГ. При наличии автоматизированных систем оцифровки сигнала и его цифровой обработки такой подход выглядит нелепым анахронизмом. Так что же, кроме слепой веры в "стандарты" мешает перейти от "традиционных" измерений интервалов "R-R" к измерению длительности ***реальных кардиоциклов*** между началами зубцов "P"?

Ещё более странным выглядит распространение вычисляемых количественных величин, основанных на измеренных ***абсолютных значениях*** и полученных на ограниченных выборках, на всех людей без учёта известных данных, например [11].

В биологической и физиологической литературе около 100 лет публикуется с некоторыми вариациями формула, связывающая должную частоту сердечных сокращений (ЧСС) с массой тела млекопитающих [3, 4,

14, 16]. Наиболее ранний её вариант [4] выглядит как $f = 217 \times W^{-0,27}$, где f - ЧСС, а W - вес (масса) тела. Следовательно, существует зависимость ***абсолютных значений*** длительностей кардиоциклов от массы тела.

В "стандартах" анализ временных рядов длительностей кардиоциклов разделён на методы "временной области" и "частотной области".

Рассмотрим параметры временной области.

В работе Shaffer, Ginsberg, 2017 г. сказано, что показатель SDNN (стандартное отклонение полного ряда длительностей кардиоциклов) является "золотым стандартом" для медицинской стратификации кардиального риска при записи в течение 24 часов [17]. Однако SDNN, как и средняя длительность кардиоцикла, измеряется в миллисекундах, следовательно, при ЧСС (HR) покоя у одного пациента в 50, а у второго - 100 ударов в минуту, SDNN будет различаться вдвое при одном и том же ***коэффициенте вариации*** (CV). Значит ли при этом, что у второго кардиальный риск выше? Вероятно, нет, т.к. именно CV, как ***относительный (нормированный) показатель*** и отражает собственно ***реализованную вариабельность*** ритма сердца, или, с точки зрения физиологии, ***адаптивность***.

Следующий показатель временной области, вызывающий сомнения, это pNN50 - процент пар длительностей соседних циклов с разностью более 50 мс от общего числа длительностей циклов (членов временного ряда). Зависимость этого показателя от средних значений при увеличении ЧСС может снизить pNN50 почти до нуля, ***даже при увеличении при этом CV***, т.е. при сохранной адаптивности! Может ли такой показатель, основанный на ***абсолютных значениях,*** адекватно отражать ***вариабельность ритма*** у произвольно взятого пациента?

Регистрируем ритм у испытуемого при проведении трёхфазной клиноортостатической пробы (лёжа-стоя-лёжа). Временной ряд обрабатываем скользящим статистическим окном (размер - 150 циклов, сдвиг - 10 циклов). На рисунке 1 приведены графики HR, pNN50 и CV. При переходе пациента в вертикальное положение HR растёт, при обратном переходе - снижается. CV растёт при обоих переходных процессах, при стабилизации состояния - снижается. А вот pNN50 демонстрирует обратную зависимость от HR и отсутствие зависимости с CV, т.е. ***никак не связан с вариациями длительности кардиоциклов***.

В "стандартах" применяются понятия длительности записи для анализа: короткая (обычно - 5 минут) и длинная (24 часа). Методы анализа применяются для этих записей с определёнными отличиями.

При суточной записи следует решать вопрос о ***количестве состояний*** и определении времён начала и окончания каждого из них, а уже потом применять алгоритмы анализа. В работе [2] приведены ряд графиков ЧСС за длительные периоды времени, на которых ЧСС отдельных фрагментов записи значительно отличается, при этом отмечены виды активности для каждого фрагмента.

В российских рекомендациях используются ряд показателей, отсутствующих в евро-американских.

MxDMn - вариационный размах (разность между максимальной и минимальной длительностью). Что делать с этим параметром при наличии нескольких "выбросов" в суточной записи? Вопрос об этом рассматривался математиками ещё с середины 80-х годов 20-го века [6]. Исходя из соображений робастности, показатель MxDMn можно заменить на 6×SDNN, т.к. по законам статистики в эту ширину укладывается свыше 99% всей выборки, тогда случайные выбросы перестанут влиять на конечный результат.

AMo - это процент кардиоинтервалов, длительность которых соответствует модальному классу гистограммы распределения (рисунок 2).

Как сказано выше, значение моды и SDNN зависят от ЧСС, а ширина класса гистограммы в методике является фиксированной величиной (50 мс), то и AMo будет зависеть от средних значений. Т.е. чем выше ЧСС, тем выше AMo и наоборот, иначе говоря, ***AMo обратно пропорциональна*** SDNN. Чтобы убрать такую "внематематическую зависимость" от ***произвольно выбранной*** ширины класса гистограммы, следует заменить AMo на вполне понятную 1/SDNN с некоторым коэффициентом пропорциональности k, который легко подобрать на экспериментальной выборке, или AMo = k/SDNN.

SI - стресс-индекс (индекс напряжения регуляторных механизмов) вычисляется путём деления амплитуды моды на удвоенное произведение моды на вариационный размах, т.е. SI = AMo/ 2(Mo×MxDMn). Если

произвести предложенные выше замены, то приведённую формулу можно переписать как SI = k/SDNN / 2(Mo×6×SDNN) = k/(12Mo×SDNN^2). После подбора k константа 12 перейдёт в коэффициент k1 в числителе.

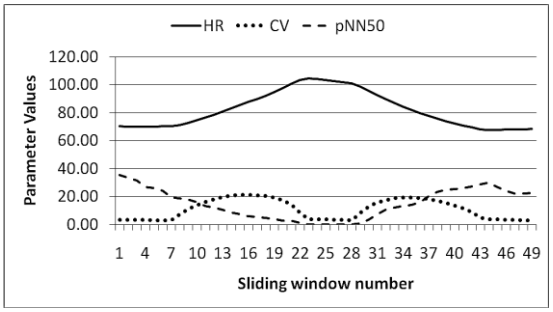


Рисунок 1. Совместная динамика HR, CV и pNN50 при проведении трёхфазной клиноортостатической пробы. Скользящее окно расчёта в 150 кардиоциклов, сдвиг - 10 кардиоциклов. Собственные данные.

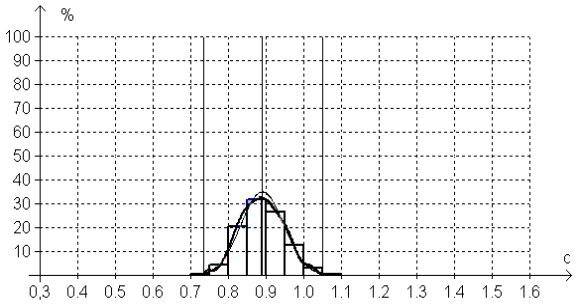


Рисунок 2. Гистограмма и график плотности распределения длительностей кардиоциклов при нормальном ритме, из [20].

Рассмотрим частотную область.

В "стандартах" длительные записи (временные ряды длительностей кардиоциклов) предлагается обрабатывать алгоритмами спектрального анализа для выделения составляющих колебательной структуры ритма сердца. При этом всю мощность колебаний принято разделять на диапазоны и соотносить их с некими физиологическими представлениями. Приведём фотокопию таблицы из евро-американских рекомендаций (рисунок 3).

"Стандарты" устанавливают для всей человеческой популяции ***единые границы*** диапазонов, вне зависимости от индивидуальных и иных различий. HF связывают с тонусом вагуса и ***дыхательной аритмией*** и прямо указывают, что HF и LF отражают вегетативный баланс [7].

Вновь обратимся к работе [16], на 144 странице которой видим формулу ***зависимости частоты дыхания от массы*** млекопитающего $f_{resp} = 53{,}5 \times Mb^{-0{,}26}$, где f_{resp} - частота дыхания, Mb - масса тела. Значит и границы частотных диапазонов ***должны зависеть от массы***!

Проиллюстрируем это положение на примере того же обследования, что и на рисунке 1. Отобразим на графиках HR и нормированную (в %) мощность высокочастотных (HFn) и низкочастотных (LFn) колебаний ритма (рисунок 4).

HR изменяется плавно в соответствии с барорефлекторной регуляцией ритма сердца, HFn имеет более сложную форму, а "всплески" LFn явно реагируют на начала и окончания переходных процессов в регуляции ритма сердца (т.е. на производную). Значит ли это, что вегетативный баланс тоже связан с производной ЧСС? В "стандартах" соотношение LF/HF рассматривают как показатель вегетативного баланса. Однако, наши данные (рис. 4) позволяют усомниться в справедливости такого упрощённого подхода. Аналогичное сомнение высказывают и другие авторы [1, 5]. Следовательно, мы вправе предположить, что во многих случаях изменяются не сами величины LF и HF и их отношение, а средняя ЧСС и, как следствие, границы частотных диапазонов.

Люди различаются не только ростом и весом. Существуют различия и в анатомической конституции человека. Выделяют три морфологических типа: гиперстеник, нормостеник и астеник. Очевидно, что эти различия влекут за собой различия и в гемодинамике, в том числе и в регуляции ритма сердца, что, в частности, описано ещё в 1932 году [2].

Существуют и функциональные различия. В физиологии и спортивной медицине используются понятия "нормотоник", "ваготоник" и "симпатикотоник", обозначающие врождённый уровень вегетативного баланса. Это сказывается на ритме сердца как в покое, так и при функциональных нагрузках [22, 23]. Для женщин фертильного возраста известно влияние на гемодинамику фаз менструально-овариального цикла [10, 13].

Variable	Units	Description	Frequency range
		Analysis of short-term recordings (5 min)	
5 min total power	ms^2	The variance of NN intervals over the temporal segment	approximately ≤0·4 Hz
VLF	ms^2	Power in very low frequency range	≤0·04 Hz
LF	ms^2	Power in low frequency range	0·04–0·15 Hz
LF norm	n.u.	LF power in normalised units LF/(Total Power–VLF) × 100	
HF	ms^2	Power in high frequency range	0·15–0·4 Hz
HF norm	n.u.	HF power in normalised units HF/(Total Power–VLF) × 100	
LF/HF		Ratio LF [ms^2]/HF [ms^2]	
		Analysis of entire 24 h	
Total power	ms^2	Variance of all NN intervals	approximately ≤0·4 Hz
ULF	ms^2	Power in the ultra low frequency range	≤0·003 Hz
VLF	ms^2	Power in the very low frequency range	0·003–0·04 Hz
LF	ms^2	Power in the low frequency range	0·04–0·15 Hz
HF	ms^2	Power in the high frequency range	0·15–0·4 Hz
α		Slope of the linear interpolation of the spectrum in a log-log scale	approximately ≤0·04 Hz

Рисунок 3. Значения частотных диапазонов колебательной структуры хронокардиографического сигнала, из [7].

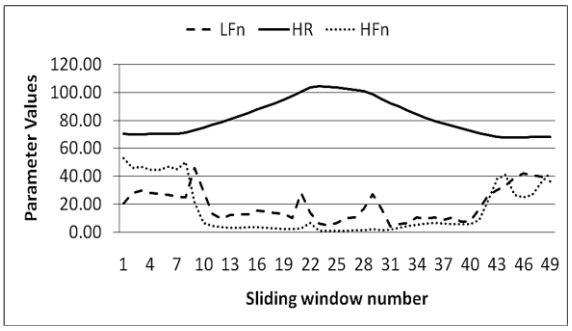


Рисунок 4. Совместная динамика HR, LF и HFn при проведении трёхфазной клиноортостатической пробы. Скользящее окно расчёта в 150 кардиоциклов, сдвиг - 10 кардиоциклов. Собственные данные. Диапазоны согласно [7].

Завершая наше изложение, можем констатировать, что существует огромное большинство ***верующих*** в непогрешимость "стандартов", содержащих значительное число сомнительных положений, и существенно меньшее количество исследователей, опирающихся на реальные знания.

Чтобы перевести безусловно интересное направление исследований и практик на стыке функциональной диагностики и цифровой обработки сигналов в научное русло, необходимо отказаться от заблуждений и, опираясь на знания, выработать новые рекомендации по хронокардиографии. Сделать это можно, например, на основе замены временных рядов абсолютных значений длительностей кардиоциклов на ряды их относительных изменений, что описано нами ранее [24].

Литература

1. Billman GE. The LF/HF ratio does not accurately measure cardiac sympatho-vagal balance. Front Physiol (2013) 4:26. doi:10.3389/fphys.2013. 00026.
2. Boas EP, Goldschmidt EF. eds. The Heart Rate. Charles C. Thomas. Springfield, Illinois, 1932, 166 p., p. 58.
3. Brody, S., 1945. Bioenergetics and Growth. Reinhold Publishing Corp., New York. Pp. 932-935.
4. Clark, A.J., Comparative physiology of heart rate, The Macmillan Company, New York, 1927. Pp. 143-145.
5. Grossman P, Taylor EW. Toward understanding respiratory sinus arrhythmia: relations to cardiac vagal tone, evolution and biobehavioral functions. Biol Psychol. 2007 Feb;74(2):263-85. Epub 2006 Nov 1. DOI: 10.1016/j.biopsycho.2005.11.014.
6. Hampel F.R., Ronchetti E.M., Rousseeuw P.J. and Stahel W.A. Robust Statistics: The Approach Based on Influence Functions. New York, 1986, John Wiley & Sons, Inc., pp. 12-13.
7. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use. Task Force of the European Society of Cardiology and the North American Society of Pacing and Electrophysiology. // Eur Heart J. 1996 Mar;17(3):354-81.
8. Hon E.H.; Lee S.T. Electronic evaluation of the fetal heart rate. American Joumal of Obstetlics and Gynecology 87(6):81426; November 15, 1965.
9. Kazmi, S. Z. H., Zhang, H., Aziz, W., Monfredi, O., Abbas, S. A., Shah, S. A., … Butt, W. H. (2016). Inverse Correlation between Heart Rate Variability and Heart Rate Demonstrated by Linear and Nonlinear Analysis. PLOS ONE, 11(6), e0157557. doi:10.1371/journal.pone.0157557.
10. Leicht A.S. Hirning D. A, Allen G.D. Heart rate variability and endogenous sex hormones during the menstrual cycle in young women // Exp. Physiol. 2003. Vol. 88. P 441-446.
11. Malmo RB, Shagass C. The variability of heart rate in relation to age, sex, and stress. J Appl Psychol 1949; 2:181-4.

12. Mangin-L; Swynghedauw-B; Benis-A; Thibault-N; Lerebours-G; Carre-F. Relationships between heart rate and heart rate variability: study in conscious rats. J-Cardiovasc-Pharmacol. 1998 Oct; 32(4): 601-7.Moran V.H., Leathard H.L., Coley J. Cardiovascular functioning during the menstrual cycle // Clin. Physiol. 2000. Vol. 20. P 496-504.
13. Noujaim, S.F., Lucca, E., Munoz, V., Persaud, D., Berenfeld, O., Meijler, F.L., Jalife, J., 2004. From mouse to whale: a universal scaling relation for the PR interval of the electrocardiogram of mammals. Circulation 110, 2802–2808.
14. Parin V.V., Baevsky R.M., Gazenko O.G. Heart and circulation under space conditions. Cor et Vasa, 1965, 7 (3), pp.165-184.
15. Schmidt-Nielsen, K., 1984. Scaling: Why is Animal Size so Important. Cambridge University Press, Cambridge.
16. Shaffer F, Ginsberg JP. An Overview of Heart Rate Variability Metrics and Norms. // Front Public Health. 2017 Sep 28;5:258. doi: 10.3389/fpubh.2017.00258. eCollection 2017.
17. Swai, J., Hu, Z., Zhao, X., Rugambwa, T., & Ming, G. (2019). Heart rate and heart rate variability comparison between postural orthostatic tachycardia syndrome versus healthy participants; a systematic review and meta-analysis. BMC Cardiovascular Disorders, 19(1). doi:10.1186/s12872-019-01298-y.
18. Warner, H.R. and Cox, A., Mathematical model of heart rate control by sympathetic and vagus efferent information. J. Appl. Physiol. 17 (1962) 349 – 355;
19. Баевский Р.М., Иванов Г.Г., Чирейкин Л.В., Гаврилушкин А.П., Довгалевский П.Я., Кукушкин Ю.А. и др. Анализ вариабельности сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем. Методические рекомендации. Вестник аритмологии, № 24, С-Пб., 2001 г. С. 65-87.
20. ГОСТ 17562-72. Приборы измерительные для функциональной диагностики. Термины и определения. https://docinfo.ru/gost/gost-17562-72/ (25.01.2021).
21. Дудник Е.Н., Калита А.В., Диброва Е.А., Федоров С.М., Каримова И.М., Глазачев О.С., Судаков К.В. Индивидуальные изменения деятельности сердца при однотипных физических воздействиях у лиц с различным тонусом вегетативной нервной системы. // Вестник Российской академии медицинских наук. 2007; 3: 39 – 43.
22. Ритм сердца и тип вегетативной регуляции в оценке уровня здоровья населения и функциональной подготовленности спортсменов: материалы VI всерос. симп. / Отв. ред. Н.И. Шлык., Р.М. Баевский – Ижевск: Издательский центр «Удмуртский университет», 2016. – 608 с.
23. Федоров В.Ф., Смирнов А.В. О некоторых неиспользованных возможностях статистических методов в кардиологии. Клинические и физиологические аспекты ортостатических расстройств. М., 2000. С. 138-148.

CHRONOCARDIOGRAPHY: BETWEEN KNOWLEDGE AND FAITH.

Prof., Dr. habil. Med. Sc. Fedorov V.F.[1, 2, 3], Head Dep., Ph.D. Biol. Sc. Stolyar V.L. [2]

[1] Pirogov Russian National Research Medical University, Moscow.
[2] RUDN-University, Moscow.
[3] Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Dolgoprudny.

The paper considers the shortcomings of the current Euro-American and Russian recommendations for the analysis of heart rate variability. The documents adopted in 1996 and 2000 contain a number of erroneous grounds that can lead to incorrect conclusions when used both in research work and in practical medicine. Based on the research of many scientists in biology, medicine and other fields of knowledge for decades, the authors come to the conclusion that it is necessary to develop new recommendations, devoid of the identified shortcomings.

ЧТО И КАК ИЗМЕРЯТЬ В ЭЛЕКТРОПУНКТУРНОЙ ДИАГНОСТИКЕ?

проф., д.м.н. Федоров В.Ф.[1, 2, 3] ,Суровцев В.В.[2],
проф., д.ф.-м.н., проф. Ланеев Е.Б.[2], к.ф.-м.н., доц. Муратов М.Н.[2],
к.б.н. Столяр В.Л.[2], к.т.н., доц. Мелкова С.О.[2], асс. Амчеславская М.А.[2].

[1] Российский национальный исследовательский медицинский университет
имени Н.И. Пирогова,
[2] Российский университет дружбы народов,
[3] Московский физико-технический институт
(национальный исследовательский университет)

Эта статья посвящена исследованию некоторых методических и метрологических аспектов измерения электропроводности кожи человека в диагностических целях. В течение четырёх последних десятилетий рефлексотерапевтами многих стран используются различные методы и приборы электропунктурной диагностики для определения рецепта и типа воздействия на пациента. Вначале это были аналоговые приборы, не позволявшие оценить влияние составляющих измерительных цепей на результаты измерений. Вслед за появлением технологий оцифровки процесса измерения и цифровой обработки временных рядов измеренных значений появилась возможность определить оптимальные параметры методик измерения, связать измеряемые параметры с процессами, происходящими в организме человека, и создать адекватные математические модели. Поскольку нам не удалось в доступных источниках обнаружить систематического изложения по данному вопросу, мы предприняли большое исследование, первое сообщение о котором представляем в этой статье.

Ещё с начала 80-х годов прошлого века в рефлексотерапии применяют так называемую "электропунктурную диагностику" (ЭД). Наиболее известны методы Y. Nakatani (Ryodoraku Diagnostics) и R. Voll. Так в методе Y. Nakatani измеряют электропроводность кожи в 24 точках акупунктуры, вычисляют среднее значение, а диагностические суждения и тактику лечения определяют на основе отклонений в конкретных точках от среднего [6, 9, 10]. ЭД проводится путём приложения к электродам, находящимся на коже человека, низковольтного постоянного напряжения и измерения протекающего при этом тока. Однако приборы разных производителей используют разные измерительные напряжения, разный материал электродов и разные критерии в выборе времени фиксации тока от начала его протекания через кожу пациента. Поскольку на основе измеренных параметров принимаются решения о тактике лечения, следует разобраться в том, что и как измеряют в методике измерения электропроводности кожи. Необходимо учесть и тот факт, что сама величина электропроводности кожи не является постоянной, а может изменяться в широких пределах и зависит от состояния организма и его реакций на внешние раздражители, что известно физиологам ещё с 1888 г. [3].

Чтобы ответить на вопросы, поставленные в заголовке, необходимо понять, какой вклад в результаты измерения вносит сам организм, а какой - остальные элементы измерительных цепей.

Для этого мы исследовали динамику тока при измерении проводимости как на модели, так и на коже в области точек акупунктуры, используемых в ЭД, у испытателей-добровольцев.

В качестве физической модели мы применили агаровый гель на основе физраствора, покрытый полупроницаемой мембраной из целлофана, используемого при производстве колбасных изделий.

При всех измерениях, как на модели, так и на коже испытуемых, мы использовали базовый электрод большой площади и измерительный электрод диаметром 1 см. Базовый электрод устанавливали непосредственно на полупроницаемую мембрану или кожу ладони испытуемого, предварительно смочив его физраствором, а в измерительный электрод вставляли ватный тампон, смоченный физраствором. Измерительное устройство представляло собой источник стабильного напряжения, величина которого и время нарастания до заданного уровня задавались исследователем и управлялись программой компьютера. Было проведено 534 измерения на модельном объекте и свыше 14 тыс. измерений на коже ипытателей-добровольцев (по 24 измерения в каждом сеансе на каждом человеке). Оцифровка измеряемых значений динамики тока осуществлялась с периодом около 1,5 мс, что ограничивалось протоколом обмена данными измерительного устройства с компьютером через интерфейс USB.

В качестве материала электродов мы выбрали нержавеющую сталь марки 20Х18Н9Т, используемую при изготовлении зубных протезов, и графит.

Рассмотрим работу эквивалентных схем измерений.

На рисунке 1 приведена схема измерения на физической модели со стальными электродами. Источник программно управляемого от компьютера стабильного напряжения E0 соединён с базовым электродом отрицательным полюсом, а с измерительным - через разомкнутый ключ, положительным полюсом. При контакте электродов с полупроницаемой мембраной через слой физраствора на стальных поверхностях

электродов формируется потенциал поляризации. Поскольку материал электродов идентичен, E1=E2, однако при этом заряд Q1>Q2, т.к. площадь базового электрода существенно больше (~ в 25 раз). R1 и R3 - омическое сопротивление перехода электрод - полупроницаемая мембрана, соответственно под базовым и измерительным электродами. R2 и R4 - омическое сопротивление участков мембраны под базовым и измерительным электродами, C1 и C2 - ёмкости участков мембраны под базовым и измерительным электродами. При замыкании ключа K потенциал поляризации E1 оказывается включённым встречно с E0, а E2 - последовательно. Измеритель тока I при этом регистрирует динамику тока, связанную с зарядкой ёмкостей C1 и C2 под действием разностей потенциалов E0, E1 и E2. Графики этих токов рассмотрим ниже. Для неполяризующихся графитовых электродов (рисунок 2) схема выглядит проще, т.к. в ней отсутствуют потенциалы поляризации E1 и E2. Обозначения те же, что и в предыдущем случае. Сопротивление геля обозначено на схеме как R5.

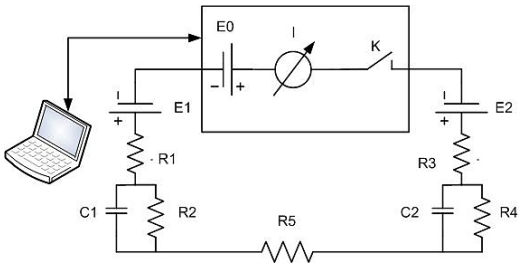


Рисунок 1. Эквивалентная схема измерения на физической модели со стальными электродами.

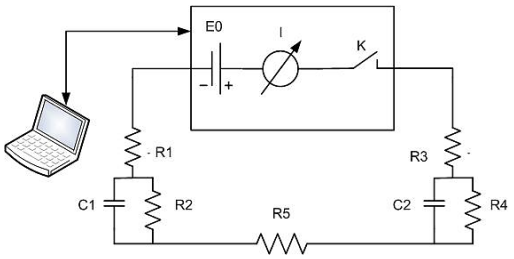


Рисунок 2. Эквивалентная схема измерения на физической модели с графитовыми электродами.

При измерении на коже человека с применением стальных электродов (рисунок 3) эквивалентная схема становится существенно сложнее. Во-первых, R1 и R3 - омическое сопротивление перехода электрод - кожа, соответственно под базовым и измерительным электродами, становятся переменными, т.к. зависят от потока ионов, выходящих через протоки потовых желёз под действием приложенного напряжения. Это обусловлено как явлением электрофореза, так и реакцией организма. Кроме того, ороговевший эпителий кожи, в отличие от целлофана, обладает не только резистивными и емкостными, но и индуктивными свойствами (соответственно, L1 и L2 на рисунке 5). Это связано с тем, что выходы потовых желёз представляют собой спирально закрученные трубки, имеющие до 7 витков, а их концентрация может превышать 400 на см^2 на коже ладоней и стоп и до 100 на других участках кожи [2, 4, 5, 11, 12]. Активное сопротивление кожи, обусловленное, преимущественно, проводимостью тех же выходных каналов потовых желёз (R2 и R4), тоже может изменяться в зависимости от интенсивности потоотделения и состава пота. Существующие модели описывают свойства электропроводности кожи на низких напряжениях с учётом потовых желёз [1], однако адекватной модели проводимости по постоянному току для подкожного пространства обнаружить в доступной литературе нам не удалось, поэтому мы обозначили его на схеме блоком X. Так же, как и при измерении на модели, для схемы с графитовыми электродами (рисунок 4) отсутствуют потенциалы поляризации E1 и E2. Обозначения прежние.

Согласно методике Накатани, измерения могут проводиться при постоянных напряжениях величиной 6, 12 или 21 В [7]. Большинство серийно выпускаемых приборов, работающих по методу Накатани, в качестве измеренной величины тока принимают значение, достигнутое в конце 3 секунды.

В то же время, по нашим собственным данным, полученным в прежних исследованиях, уже при 12 В может наступить электрический пробой проводящих структур кожи, и возврат повреждённого участка кожи к исходному состоянию потребует длительного времени. Что касается момента времени, в который следует регистрировать измеренную величину, то и тут наши данные говорят о возможности более долгой динамики процесса и выходе на относительно стабильный уровень позже принятого времени. Исходя из этого, мы решили начинать измерения с малых напряжений, однако с учётом того, что при этом ухудшается соотношение сигнал/шум.

Для начала мы исследовали процесс измерения на физической модели, чтобы оценить влияние материала электродов и измерительного напряжения на результаты.

Чтобы исключить влияние броска тока в момент замыкания цепи, вызванного зарядкой ёмкостей, присутствующих в измерительной цепи, на целостность измеряемого объекта, мы линейно наращивали напряжение в течение 500 мс до заданного значения. На всех приводимых ниже графиках по оси X отражено

время (квант времени около 1,5 мс), а по оси Y - ток в мкА. Графики сформированы на основе временных рядов, полученных при измерениях, программой MS Excel.

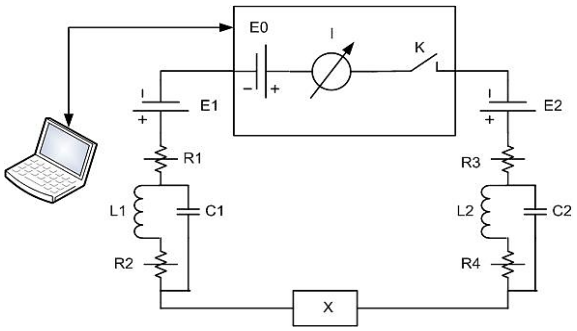


Рисунок 3. Эквивалентная схема измерения на коже человека со стальными электродами.

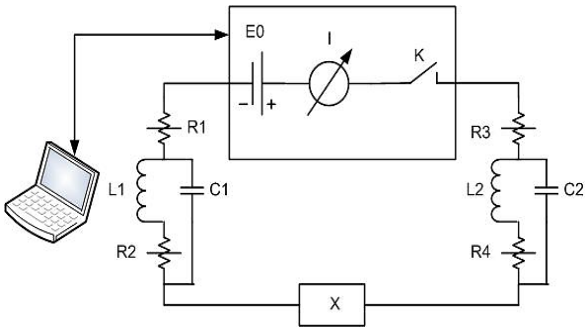


Рисунок 4. Эквивалентная схема измерения на коже человека с графитовыми электродами.

Как видно на рисунках 5 и 6, при заданном напряжении в 1 В, происходит медленный заряд емкостей в измерительной цепи, после чего в течение 3 с ток так и не выходит на стабильные значения. При этом вклад потенциалов поляризации для стальных электродов (St) сравним по величине с задаваемым напряжением, что приводит к значительному ограничению тока по сравнению с графитовыми электродами (Gr). При измерении с заданным напряжением в 2 В мы видим, что ток в цепи графитовых электродов (Gr) за короткое время выходит на стабильный уровень, а для стальных электродов (St) картина меняется количественно, но зависимость от потенциала поляризации продолжает оставаться значительной.

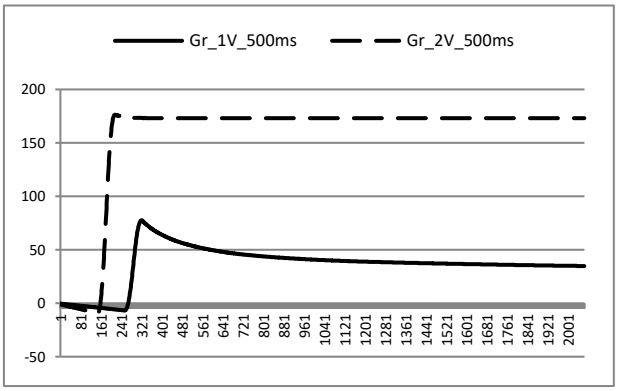


Рисунок 5. Динамика тока при измерении проводимости модели графитовыми электродами при напряжениях 1 В и 2 В.

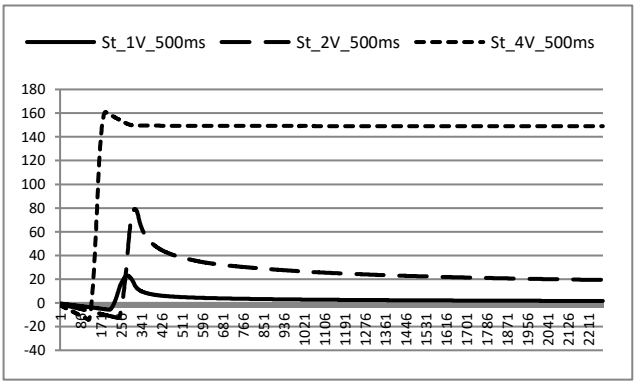


Рисунок 6. Динамика тока при измерении проводимости модели стальными электродами при напряжениях 1 В, 2 В и 4 В.

Увеличив измерительное напряжение при измерении стальными электродами до 4 В, мы добились выхода измеряемого тока на стабильный уровень за короткое время (рисунок 6). Однако следует отметить, что этот уровень ниже, чем для неполяризующихся графитовых электродов, что говорит о продолжающемся действии потенциала поляризации электродов. Таким образом, мы убедились, что для измерения электропроводности модельного объекта с использованием постоянного напряжения достаточно 4 В. При этом можно использовать и поляризующиеся электроды, однако следует учитывать влияние их потенциала поляризации на результаты измерения. В нашем случае он оказался эквивалентен встречно включенному источнику ЭДС величиной около 0,57 В.

При переходе к измерениям на коже человека мы видим картину, существенно отличную от полученной на модельном объекте. На рисунках 7 и 8 изображены результаты измерения, полученные с интервалом в 4 дня у испытуемого А. На рисунке 7 - с использованием графитовых электродов, на рисунке 8 - стальных. Хорошо заметно, что при напряжении, при котором на модельных объектах мы получали выход тока на стабильный уровень за время менее секунды, в данном случае мы наблюдаем продолжение динамики более трёх секунд. При этом качественно картины полученные на разных электродах с интервалом в 4 дня не отличаются: с левой стороны - снижение тока, с правой - рост.

В измерениях на других испытуемых с интервалом менее часа, мы наблюдали качественно иные картины (кожа "помнила" воздействия), однако и в этих случаях, вне зависимости от материала электрода, значения тока не выходили на стабильный уровень за 3 секунды (рисунки 9 и 10).

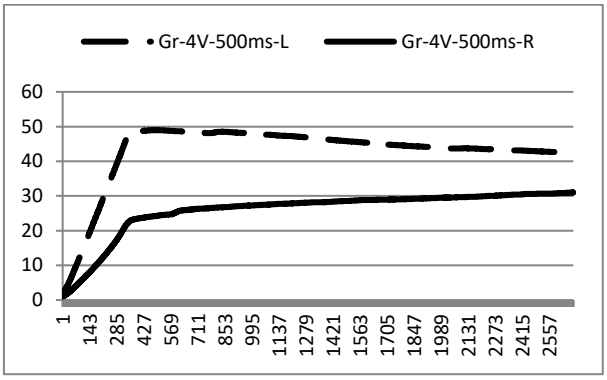


Рисунок 7. Сравнение динамики тока при измерении на симметричных участках кожи (точки TR4) слева и справа при использовании графитовых электродов. Испытуемый А., измерительное напряжение 4 В.

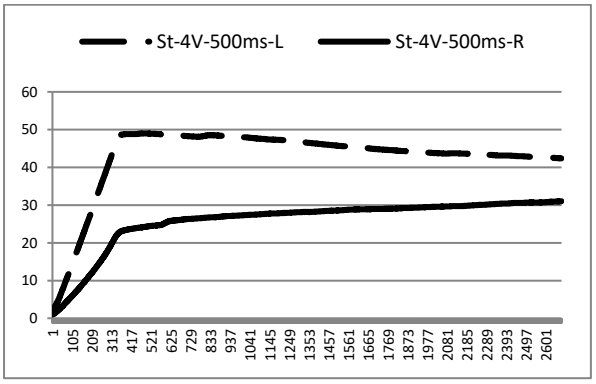


Рисунок 8. Сравнение динамики тока при измерении на симметричных участках кожи слева и справа (точки TR4) при использовании стальных электродов. Испытуемый А., измерительное напряжение 4 В.

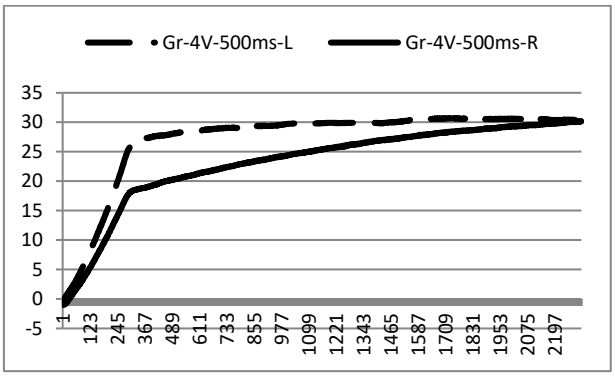


Рисунок 9. Сравнение динамики тока при измерении на симметричных участках кожи слева и справа (точки С7) при использовании графитовых электродов. Испытуемый Б., измерительное напряжение 4 В.

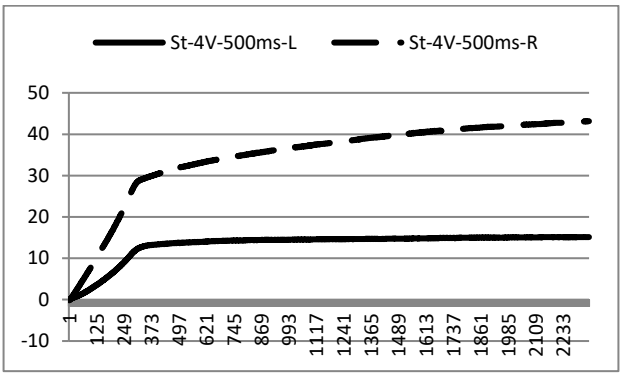


Рисунок 10. Сравнение динамики тока при измерении на симметричных участках кожи слева и справа (точки С7) при использовании стальных электродов. Испытуемый Б., измерительное напряжение 4 В.

Выводы.

1. Процедуру электропунктурной диагностики можно проводить при напряжении 4 В, стабилизированном на объекте измерения.

2. Поскольку при напряжении в 4 В ток через модельный объект выходит на стабильный уровень менее, чем за 1 секунду, вне зависимости от материала электродов, в электропунктурной диагностике возможно использование поляризующихся электродов.

3. Динамика тока при измерении электропроводности кожи с применением постоянного напряжения на временах более 1 с не связана со свойствами элементов устройства измерения и обусловлена свойствами организма человека.

4. Поскольку в процедуре ЭД общий электрод ставится на ладонь одной руки, а измерение проводится на коже другой, то существует вероятность влияния на динамику тока не только проводимости кожи, но и других структур организма.

5. Существенные отличия динамики тока при повторном измерении в том же участке коже через короткое время и её повторяемость при повторном измерении через несколько дней позволяет предположить справедливость ранее описанных данных о наличии у кожи свойств мемристора [8], по крайней мере на отрезках времени в десятки минут.

6. Вопрос об информативности для ЭД параметров динамики тока, характеризующих реактивные составляющие при измерении электропроводности кожи, может быть решён после обработки большого объёма данных и построении математических моделей поведения объекта.

Литература

1. Chizmadzhev, Y. A., Indenbom, A. V., Kuzmin, P. I., Galichenko, S. V., Weaver, J. C., & Potts, R. O. (1998). Electrical Properties of Skin at Moderate Voltages. Biophysical Journal, 74(2), 843–856. doi:10.1016/s0006-3495(98)74008-1.
2. Feldman Y, Puzenko A, Ben Ishai P, Caduff A, Davidovich I, Sakran F, Agranat AJ. The electromagnetic response of human skin in the millimetre and submillimetre wave range. Physics in Medicine and Biology, 2009 Jun 7;54(11):3341-63. doi: 10.1088/0031-9155/54/11/005. Epub 2009 May 8.
3. Féré, C., "Note sur les modifications de la résistance électrique sous l'influence des excitations sensorielles et des émotions", Comptes Rendus des Séances et Mémoires de la Société de Biologie, vol. 5, pp. 217–219, 1888.
4. https://meduniver.com/Medical/Physiology/1238.html. Russian. (25.01.2021).
5. Lee K.S., Zhao H., Ibrahim S.F., Meemon N., Khoudeir L. and Rolland J.P. Three-dimensional imaging of normal skin and nonmelanoma skin cancer with cellular resolution using Gabor domain optical coherence microscopy. J. Biomed. Opt. 17**.** 126006 (2012).
6. Leung TK, Lin MT, Chen CA, Hsu CY, Lin SL, Chen CW. The Analysis of Normalized Effects on Meridian Current Level After the Photoluminescent Bioceramic Treatment on Acupuncture Points. J Altern Complement Med. 2015 Aug;21(8):472-9. doi: 10.1089/acm.2014.0076. Epub 2015 May 27.
7. Nakatani Y, Oiso T. A Guide for Application of Ryodoraku Autonomous Therapy. Ryodoraku Medicine and Stimulus Therapy. Vol. 1: 1-20, 2018.
8. Pabst O., Tronstad C., Martinsen O.G. Instrumentation, electrode choice and challenges in human skin memristor measurement. Annu Int Conf IEEE Eng Med Biol Soc. 2017 Jul;2017:1844-1848. doi: 10.1109/EMBC.2017.8037205.
9. Wu SD, Gau JT, Wang YH. Ryodoraku as a tool monitoring the effects of walking exercise. Zhong Xi Yi Jie He Xue Bao. 2011 Dec;9(12):1319-25. doi: 10.3736/jcim20111207.
10. Бойцов И.В., Белоусова Т.Е. Электрокожные измерения в практике врача санатория. Вопросы курортологии, физиотерапии и лечебной физической культуры. 2013;90(2):42-46.
11. Соколов В.Е. Кожный покров млекопитающих. М., Наука, 1973. С. 26-31.
12. Шмальгаузен И.И. Основы сравнительной анатомии позвоночных животных. Изд. четв. испр. и доп. М., Советская наука. 1947. С. 74-75.

WHAT AND HOW TO MEASURE IN ELECTROPUNCTURE DIAGNOSTICS?

Prof., Dr. habil. Med. Sc. Fedorov V.F.[1,2,3], Deputy Dir. Surovtsev V.V.[2],
Prof., Dr. habil. Phys.-Math. Sc., Full Prof. Laneev E.B.[2], Lead. Spec. Ph.D. Phys.-Math. Sc.,
Assoc. Prof. Muratov M.N.[2], Head Dep., Ph.D. Biol. Sc. Stolyar V.L.[2],
Spec., Ph.D. Tech. Sc., Assoc. Prof. Melkova S.O.[2], Assist. Amcheslavskaya M.A.[2].

[1] Pirogov Russian National Research Medical University, Moscow.
[2] RUDN-University, Moscow.
[3] Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University), Dolgoprudny.

This article is devoted to the study of some methodological and metrological aspects of measuring the electrical conductivity of human skin for diagnostic purposes. Over the past four decades, reflex therapists in many countries have been using various methods and devices of electropuncture diagnostics to determine the prescription and the type of exposure to the patient. At first, these were analog devices that did not allow assessing the influence of the measuring circuits components on the measurement results. Following the advent of technologies for digitizing the measurement process and digital processing of measured values time series, it became possible to determine the optimal parameters of measurement techniques, to link the measured parameters with the processes taking place in the human body, and to create adequate mathematical models. Since we were unable to find a systematic presentation on this issue in the available sources, we undertook a large study, the first report of which is presented in this article.

ОЦЕНКА РИСКА КАРДИОВАСКУЛЯРНЫХ СОБЫТИЙ НА ОСНОВЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММЫ

д.биол.н., проф. Фролов А.В., инж. Мельникова О.П.,
инж. Воробьев А.П., к.м.н. Вайханская Т.Г.

Республиканский научно-практический центр «Кардиология» (Минск)

Разработан программно–аппаратный комплекс «Интекард 7.3» для оценки маркеров электрической нестабильности миокарда по данным прецизионного анализа дисперсионных параметров ЭКГ. В их числе фрагментация комплекса QRS, пространственный угол QRS–T, альтернация Т зубца, продолжительность и дисперсия интервала QT, турбулентность и замедление сердечного ритма. В результате клинической апробации «Интекард 7.3» у 734 пациентов кардиологического профиля создана модель риск–стратификации жизненно опасных аритмий и внезапной сердечной смерти на основе ЭКГ–маркеров электрической нестабильности. Чувствительность модели 78%, специфичность 75%, прогностическая точность 77%.

Спустя более века, прошедших после изобретения W.Einthoven, электрокардиография (ЭКГ) была, есть и останется «золотым методом» диагностики в кардиологии. Диагностический потенциал методики далек до своего исчерпания. Кардиологи и специалисты в области точных наук разрабатывают способы извлечения новой диагностической и прогностической информации, содержащейся в ЭКГ. До сих пор продолжаются дебаты о взаимосвязях между зубцами ЭКГ и процессами, протекающими в миокарде на клеточном и молекулярном уровнях.

В работах C.Antzelevich с соавт. было показано, что матрикс миокарда не является однородной средой, а представлен клетками трех типов: эпикардиальными, М–клетками и эндокардиальными, обладающими различиями в форме и продолжительности потенциала действия [1–2]. Следствием этого является гетерогенность процессов де– и реполяризации миокарда. При этом степень гетерогенности прямо пропорциональна повышению дисперсии распространения трансмурального градиента напряжения.

В здоровом миокарде степень гетерогенности незначительна. И наоборот, при наличии в миокарде ишемии, фиброза и аритмогенного субстрата возникают зоны с замедленной проводимостью, вследствие чего волна возбуждения дефрагментируется. На поверхностной ЭКГ эти процессы отражаются в форме beat–to–beat изменчивости комплекса PQRST. Гетерогенность в фазе деполяризации можно обнаружить при изучении морфологии комплекса QRS, а гетерогенность в фазе реполяризации – путем прецизионного анализа зубцов J, T и U.

Исследование R.Lampert показало, что повышение степени гетерогенности тесно ассоциирует с такими неблагоприятными кардиоваскулярными событиями как жизненно опасные желудочковые аритмии и внезапная сердечная смерть [3]. Этот феномен позже назван электрической нестабильностью миокарда.

До сих пор электрическая нестабильность миокарда мало используется в практической медицине в связи с отсутствием специализированного программно– аппаратного обеспечения.

Разработки в данном направлении крайне актуальны в связи с высокой преждевременной смертностью населения от сердечно–сосудистой патологии (более 50% в общей структуре смертности). Используемая в настоящее время кардиодиагностическая аппаратура (электрокардиографы, холтер–мониторы) способна распознавать уже сформировавшуюся патологию. В отношении прогнозирования опасных желудочковых аритмий (желудочковая тахикардия/фибрилляция желудочков) их способности весьма ограничены.

Цель работы. Разработка алгоритмического и программного обеспечения для оценки электрической нестабильности миокарда по данным прецизионного анализа ЭКГ. А также исследование информационной ценности маркеров электрической нестабильности миокарда при прогнозе жизненно опасных желудочковых аритмий и внезапной сердечной смерти у пациентов кардиологического профиля.

Методы, материал. Разработан программно-аппаратный комплекс «Интекард 7.3», который путем прецизионной цифровой обработки сигнала оценивает комплекс ЭКГ–маркеров электрической нестабильности миокарда по данным 5–7 минутных записей ЭКГ в 12 стандартных отведениях. Комплекс создан на платформе 12–и канального цифрового ЭКГ–коммуникатора, компьютера и лазерного принтера. Диапазон измерения ЭКГ–сигналов составляет от 0,03 до 5 мВ, входной импеданс >10 МОм, коэффициент ослабления синфазной помехи — 110 дБ, постоянная времени >3,2 с, частота квантования — 1000 Гц/канал, разрядность — 24 бита, выходной интерфейс – USB 2.0. «Интекард 7.3» оснащен комплектом эффективных цифровых фильтров сетевой, мышечной и дыхательной помех, практически не искажающих нативную форму ЭКГ.

В число маркеров, указывающих на электрическую нестабильность в фазе деполяризации, входят фрагментированный комплекс frQRS и пространственный угол между векторами QRS и T (QRS–T). Фрагментация frQRS устанавливается при наличии коротких спайков (<25 мс) на фронтах зубцов Q, R или

S. Выявление frQRS в 2-х соседних отведениях ЭКГ тесно ассоциирует с наличием рубцов, ишемии или фиброза ткани миокарда [4]. При пространственном угле QRS–T>105^0 выявляется нарушение синергичности фаз де– и реполяризации миокарда [5].

Электрическую нестабильность миокарда при реполяризации определяли с помощью микроальтернации зубца Т (T–wave alternans), длительности и дисперсии интервала QT (dQT). Микроальтернацию Т вычисляли как разность между усредненными четными и нечетными зубцами Т, Дисперсию dQT вычисляли в виде разности между максимальным и минимальным значениями интервала QT в 12 отведениях ЭКГ. Превышение порогов микроальтернации Т > 45 мкВ и дисперсии dQT>70 мс свидетельствует об электрической нестабильности процесса реполяризации миокарда [6, 7].

Дисфункция вегетативной регуляции сердечной деятельности диагностируется с помощью замедления (deceleration capacity) и турбулентности (heart rate turbulence) сердечного ритма. Для оценки замедления ритма последовательность RR–интервалов дефрагментировалась на участки ускорения и замедления. Затем строилась обобщенная кривая методом синхронного детектирования, содержащая 4 реперные точки, по которым и вычисляли замедление ритма. Пороговое значение <2,5 мс признано критерием дисфункции вегетативной регуляции [8].

Турбулентность сердечного ритма определялась только при наличии желудочковой экстрасистолы. Параметры TO>0% (начало турбулентности) и/или TS<15 мс/RR (наклон турбулентности) также ассоциируется с дисфункцией вегетативной регуляции сердечной деятельности [9]. Комплекс вышеуказанных ЭКГ–маркеров электрической нестабильности оценивался программно в соответствии с утвержденными международными рекомендациями.

При клинической апробации «Интекард 7.3» использована база данных, включающая 734 пациента с ишемической болезнью сердца и кардиомиопатиями. Период наблюдения составил 5 (2,1;5,9) лет (медиана). В зависимости от наличия или отсутствия в периоде наблюдения желудочковых аритмических событий когорта пациентов была разделена на 2 группы: 1 группа – 644 пациента без жизнеугрожающих желудочковых тахиаритмических событий (–ЖТА), ср. возраст 51,7±16,1 лет. 2 группа – 90 пациентов, ср. возраст 46,8±12,7 лет, с жизнеугрожающими тахиаритмиями (+ЖТА): желудочковая тахикардия, фибрилляция желудочков, успешная сердечно–легочная реанимация, разряды имплантированных кардиовертер-дефибрилляторов или внезапная сердечная смерть. Сформированная выборка представляет собой типичный «популяционный срез» когорты пациентов с сердечно–сосудистой патологией.

Результаты. Анализ дисперсионных характеристик ЭКГ возможен при корректном выделении полезного сигнала ЭКГ из ансамбля шумов. Использование ординарных фильтров, в частности, режекторных сетевых и мышечных, приводит к искажению морфологии ЭКГ–сигнала и подавлению его амплитуды до 35% [10]. Поэтому в данной разработке мы применили метод адаптивной фильтрации. Блок–схема адаптивного цифрового фильтра сетевой помехи 50 Гц и пример подавления сетевой помехи представлены на рисунке 1.

Алгоритм работы фильтра основан на минимизации текущей невязки $\mathbf{e_b}$ между реальной помехой и ее моделью в форме синусоиды 50 Гц. Путем подбора параметров фильтра можно изменять точность и время сходимости фильтра. Фильтр не искажает нативную морфологию ЭКГ, подавление амплитуды полезного сигнала не превышает 5%. Аналогично выполнен адаптивный режекторный фильтр мышечной помехи, настроенный на 35 Гц.

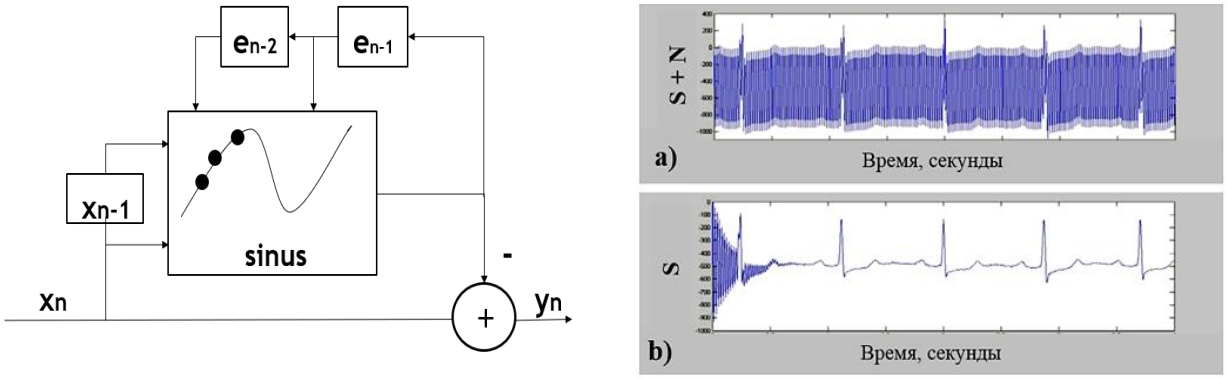


Рисунок 1 – Блок–схема адаптивного режекторного фильтра 50 Гц (слева). Здесь $\mathbf{x_т}$ – входной сигнал, $\mathbf{y_т}$ – выходной сигнал, **n** – индекс времени, $\mathbf{e_n}$ – текущая невязка между реальной помехой и ее моделью в форме синусоиды 50 Гц. Пример подавления сетевой помехи (справа).
S – полезный сигнал, **N** – шум.

При измерении дисперсионных характеристик ЭКГ в последовательности кардиобитов важно сохранить морфологию сигнала. В первую очередь это касается выделения спайков на фрагментированном комплексе frQRS. При использовании ординарных инерционных регистраторов с низкой верхней частотой полосы пропускания сигнал ЭКГ сглаживается и спайки невидимы глазу кардиолога, см. рисунок 2 (а). Разработанный комплекс «Интекард 7.3» обладает частотой дискретизации 1000 Гц и верхней частой полосы пропускания более 100 Гц, что позволяет надежно фиксировать спайки на фрагментированном комплексе frQRS, см. рисунок 2(б).

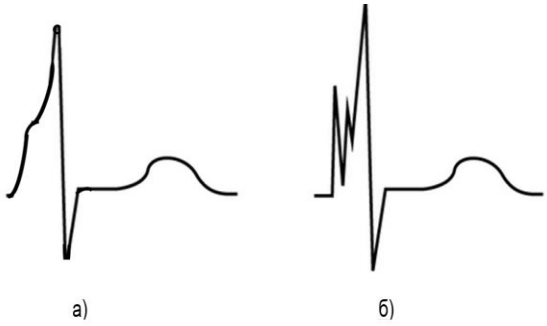


Рисунок 2 – Фрагментированный комплекс frQRS со спайками на переднем фронте R–зубца: *а* — аналоговая запись ЭКГ с верхней частотой полосы пропускания 40 Гц; *б* — цифровая запись ЭКГ с частотой дискретизации 1000 Гц и верхней частотой полосы пропускания более 100 Гц.

При клинической апробации комплекса «Интекард 7.3» была выполнена оценка ЭКГ– маркеров электрической нестабильности в 2-х группах обследованных пациентов; 1 – без ЖТА и 2 – с ЖТА. Результаты расчетов представлены в таблице 1.

По многим ЭКГ–маркерам в группах 1 (–ЖТА) и 2 (+ЖТА) обнаружены достоверно значимые различия. Это касается как маркеров фазы деполяризации frQRS и QRS–T ($p<0,001$), так и маркеров фазы реполяризации альтернация Т волны, продолжительность и дисперсия интервала QT ($p<0,005$). У показателей турбулентности и замедления сердечного ритма, отражающих дисфункцию вегетативной нервной регуляции, достоверные различия не зафиксированы.

Таким образом, прецизионный анализ ЭКГ открывает возможность синтеза моделей риск–стратификации неблагоприятных кардиоваскулярных событий для пациентов с сердечно–сосудистой патологией.

Таблица 1

Количественные характеристики ЭКГ–маркеров электрической нестабильности миокарда. Значения даны в Me (Q25; Q75)

ЭКГ–маркеры	1 группа: (–ЖТА) n=644	2 группа: (+ЖТА) n=90	P
frQRS, %	16,8 (108/644)	72,2 (65/90)	<0,.001*
Угол QRS-T,^{0}	80 (53; 121)	128 (101; 155)	<0.001*
Альтернация Т, мкВ	15 (10; 30)	30 (15; 62)	<0,005*
Интервал QT, мс	376 (351; 400)	408 (383; 438)	<0.001*
Дисперсия QT, мс	64,5 (50; 92)	76 (57; 96)	<0.005*
Турбулентность (начало), %	1 (-6,1; 10,5)	2 (-4,4; 5,7)	>0.10
Турбулентность (наклон), мс/RR	31,2 (12,3; 57,3)	19,6 (11,6; 45,9)	>0.10
Замедление ритма, мс	10,8 (5,8; 24,5)	8,8 (4; 16,8)	>0.10

Примечание: * - p <0,005.

На рисунке 3 представлена обобщенная блок–схема модели риск–стратификации, в которой переменные *x1, x2…xn* представляют набор анализируемых ЭКГ–маркеров, а *a1, a2…an* – это коэффициенты, отражающие степень влияния каждого маркера на исходное событие. Суммарная функция риска

формируется как взвешенная сумма ЭКГ–маркеров, превысивших пороговые значения. Ее численный диапазон ранжируется на 4 класса: низкий, средний, высокий и очень высокий риск.

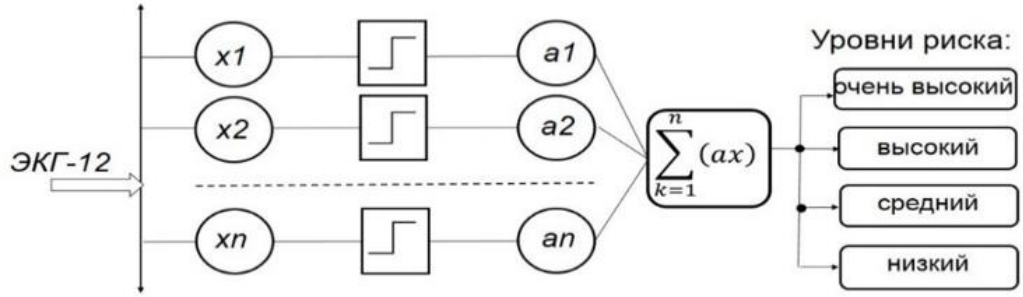


Рисунок 3 – Блок–схема риск–стратификации по данным ЭКГ–маркеров электрической нестабильности миокарда. Здесь *x1, x2…xn* – набор ЭКГ–маркеров, *a1, a2…an* – коэффициенты важности, ⎍ – пороговая функция.

При разработке модели риск–стратификации в выполненном исследовании были отобраны независимые ЭКГ–маркеры. В их числе *x1* – фрагментированный комплекс frQRS, *x2* – угол QRS–T, *x3* – альтернация T зубца, *x4* – дисперсия интервала QT. Коэффициенты *a1*=0,462; *a2*=0,268; *a3*=0,153; *a4*=0,117. Площадь под ROC кривой модели риск-стратификации составила 0,856; чувствительность модели риск–стратификации 0,78; специфичность 0,75; предиктивная точность 0,77 [11].

Таким образом, цифровой дисперсионный анализ позволяет получить новую прогностическую информацию, содержащуюся в ЭКГ–сигнале.

Заключение

1. Результаты разработки подтверждают важную роль ЭКГ–маркеров электрической нестабильности миокарда для интегральной оценки клинического статуса пациентов с сердечной патологией с целью стратификации риска внезапной сердечной смерти.
2. Использование моделей риск–стратификации на основе ЭКГ–маркеров электрической нестабильности в клинике позволит сформировать оптимальный алгоритм лечения пациентов высокого риска внезапной смерти с применением современной фармакотерапии и/или имплантации ритмподдерживающих устройств.

Литература

1. Antzelevich C., Fish J. Electrical heterogeneity withing ventricular wall // Basic Research Cardiology. 2001, vol. 96(6), pp. 517 – 527. doi: 10.1007/s.003950170002.
2. Antzelevich C. Cardiac repolarization: The long and short of it // Europace. 2005, vol. 2(Suppl 2), pp. 3 – 9. doi:10.1016/j.eupc.2005.05.010.
3. Lampert R. ECG signature of physiological stress // J. Electrocardiol. 2015, vol. 48(6), pp. 1000–1005. doi:10.1016/j.electrocard.2015.08.005.
4. Pietrasik G., Zareba W. QRS fragmentation: diagnostics and prognostic significance // Cardiol. J. 2012, vol.19(2), pp. 114 – 121. doi:10.5603/cj2012.022.
5. Voulagri C, Pagoni S, Tesfaye S, et al. The spatial QRS–T angle: implications in clinical practice. Current Cardiology Review. 2013, vol. 9(3), pp. 197 – 210. doi:10.2174/1573403X113099990031.
6. Verrier R., Kingenheben T., Malik M., et al. Microvolt T–wave alternans. Physiological basic, methods of measurement, and clinical utility consensus // J. Amer. Coll. Cardiol. 2011, vol. 58(13), pp. 1309 −1324. doi:10.1016/jacc.2011.06.029.
7. Malik M., Batchvarov V. Measurement, interpretation, and clinical potential of QT interval dispersion // J. Amer. Coll. Cardiol. 2000, vol. 36(6), pp. 1749 – 1766. doi: 10.1016/ 50735−1097(00)00962−1.
8. Bauer A., Kantelhardt J., Barthel P., et al. Deceleration capacity of heart rate as a predictor of mortality after myocardial infarction: cohort study // Lancet. 2006, vol. 367, pp. 1674 – 1681. doi: 10.1016/x0140-6736(06)68735-7.
9. Bauer A., Malik M., Schmidt G., et al. Heart rate turbulence: standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use // J. Amer. Coll. Cardiol. 2008, vol. 52(17), pp. 1353−1365. doi:10.1016/jacc.2008.07.041.

10. Zhan X., Jiang Y., Sohinki D., et al. Effects of 50–hertz notch filtering on local abnormal ventricular activities // Heart Rhythm. 2021, vol. 18(2), pp. e11 –e16. doi:10.1016/j.hrthm.2020.08.022.
11. Фролов А.В., Вайханская Т.Г., Мельникова О.П. и др. Индекс электрической нестабильности миокарда: клиническое и прогностическое значение // Российский кардио-логический журнал. 2019, том 24(12), С. 55–61. doi: 10.15829/1560-4071-2019-12-55-61.

THE RISKS OF THE CARDIOVASCULAR EVENTS ESTIMATION BASED ON DISPERSION PARAMETERS OF THE ELECTROCARDIOGRAM

Prof. Frolov A.V., eng. Melnikova O.P.,
eng. Vorobiev A.P., Ph.D. Vaykhanskaya T.G.

Republican Scientific and Practical Center «Cardiology» (Minsk)

The software and hardware complex «Intecard 7.3» has been developed for the assessment of markers of electrical instability of the myocardium according to the data of precision analysis of dispersion parameters of the ECG. These include fragmentation of the QRS complex, spatial QRS – T angle, T wave alternans, duration and dispersion of the QT interval, turbulence and deceleration of the heart rate. As a result of clinical testing of «Intecard 7.3» in 734 cardiac patients, a risk–stratification model of life–threatening arrhythmias and sudden cardiac death was created on the basis of ECG markers of electrical instability. Model has sensitivity 78%, specificity 75%, predictive accuracy 77%.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 7.
ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ЦОС.

Design and technical implementation of DSP systems.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЦИФРОВОГО ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА В СОСТАВЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОГО СТЕНДА ОПЫТНОГО ОБРАЗЦА НА БАЗЕ ПРОЦЕССОРА 1892ВМ14Я АО НПЦ «ЭЛВИС»

асп. Валуйский Д.В.[1], доц. Витязев С.В.[1], доц. Серебряков А.Е.[1], доц. Мишин В.Ю.[1], н.с. Никишкин П.Б.[1], проф. Чиркин М.В.[1], доц. Молчанов А.В.[2]

[1]Рязанский государственный радиотехнический университет
[2]Московский институт электромеханики и автоматики

В работе описываются результаты разработки программного обеспечения (ПО) блока электроники цифрового лазерного гироскопа (ЦЛГ) на этапе испытания опытного образца в составе стенда, измеряющего проекцию угловой скорости вращения земли на вертикаль. Приводится структура блока электроники ЦЛГ. ПО разрабатывается для процессора 1892ВМ14Я, включающего ARM- и DSP-ядра. Описываются требования, предъявляемые к ПО устройства, подходы к разработке, выявленные проблемы и результаты испытаний. Показано, что блок электроники ЦЛГ может быть выполнен в виде многослойной печатной платы с установленными преимущественно отечественными элементами с использованием ресурсов системы на кристалле (СнК) 1892ВМ14Я АО НПЦ «ЭЛВИС».

В бесплатформенных инерциальных навигационных системах летательных аппаратов в качестве датчиков угловых скоростей используются лазерные гироскопы [1]. Лазерный гироскоп состоит из чувствительного элемента – кольцевого гелий-неонового лазера и сервисной электроники, обеспечивающей его работу как инерциального датчика. Кольцевой лазер генерирует два оптических пучка на длине волны 632,8 нм, распространяющихся во встречных направлениях внутри резонатора. Лазерные пучки выводятся из резонатора и, смешиваясь в смесительной призме, формируют на ее выходе интерференционную картину. Вращение гироскопа изменяет разность фаз ψ встречных лазерных пучков (фазу Саньяка), что сопровождается перемещением интерференционных полос. Для регистрации движений интерференционной картины используется информационный фотодиод с двумя чувствительными площадками. Центры чувствительных площадок разнесены на четверть интерференционной полосы. В результате на его выходе формируются квадратурные сигналы Uc и Us. Традиционная электроника подсчитывает количество интерференционных полос, переместившихся относительно приемных секций фотодиода за фиксированный интервал времени (метод клиппирования) и пересчитывает эти данные в отсчеты угловой скорости. Такой подход порождает высокий уровень шума квантования в выходном сигнале датчика и ограничивает темп выдачи информации. Кроме того, в кольцевых лазерах имеется паразитное явление, связь встречных волн, которое приводит к нечувствительности датчика к малым угловым скоростям вращения. Для борьбы с данным эффектом чаще всего используются ошумленная вибрационная частотная подставка, – реверсивные вращательные колебания кольцевого лазера со случайной амплитудой относительно корпуса прибора. Использование вибрационной частотной подставки требует удаления колебаний на частоте подставки из выходного сигнала датчика и усреднения полученных отсчетов для компенсации случайной составляющей ошибки в выходном сигнале гироскопа.

В работах [2, 3] была реализована система прецизионной регистрации перемещений интерференционной картины путем дискретизации и цифровой обработки сигналов лазерного гироскопа, которая включает следующие основные этапы:

- оцифровка и накопление отсчетов первичных сигналов Uc,iи Us,i, с высокой частотой дискретизации (2МГц и выше);
- определение параметров первичных сигналов Usm, Ucm, Us0, Uc0, ψ0;
- восстановление приращений разности фаз встречных волн$\Delta\psi_i$ по записанным реализация Uc,i, Us,i и восстановленным параметрам первичных сигналов;
- по восстановленному ряду $\Delta\psi$ivычисляется среднее значение угловой скорости ωi иосуществляется фильтрация колебаний на частоте подставки $\omega_{i,\phi}$.

Параллельно выполняются алгоритмы вспомогательных систем (системы управления частотной подставкой, системы регулирования периметра кольцевого лазера), необходимых для работы кольцевого лазера как лазерного гироскопа.

В работе [4] описана разработка ПО обработки первичных сигналов гироскопа, реализуемое на DSP-ядрах в составе процессора ВМ14Я. Отладка проводилась на процессорном модуле Салют-ЭЛ24ОМ1. В качестве тестовых сигналов были использованы данные, предварительно рассчитанные в среде моделирования.

В данной работе проводится разработка ПО ЦЛГ и его отладка в составе конечного изделия. ПО цифровой обработки сигналов (ЦОС) дополняется управляющим ПО, реализуемым на ядрах ARM процессора ВМ14Я. Решаются вопросы общей системной организации и ввода-вывода информационных и управляющих сигналов. Оцениваются требования к ресурсам процессора при реализации комплексной задачи обеспечения работы блока электроники ЦЛГ.

Блок электроники ЦЛГ

На рисунке 1 представлена структурная схема блока электроники цифрового лазерного гироскопа, разработанная на базе процессора ВМ14Я.

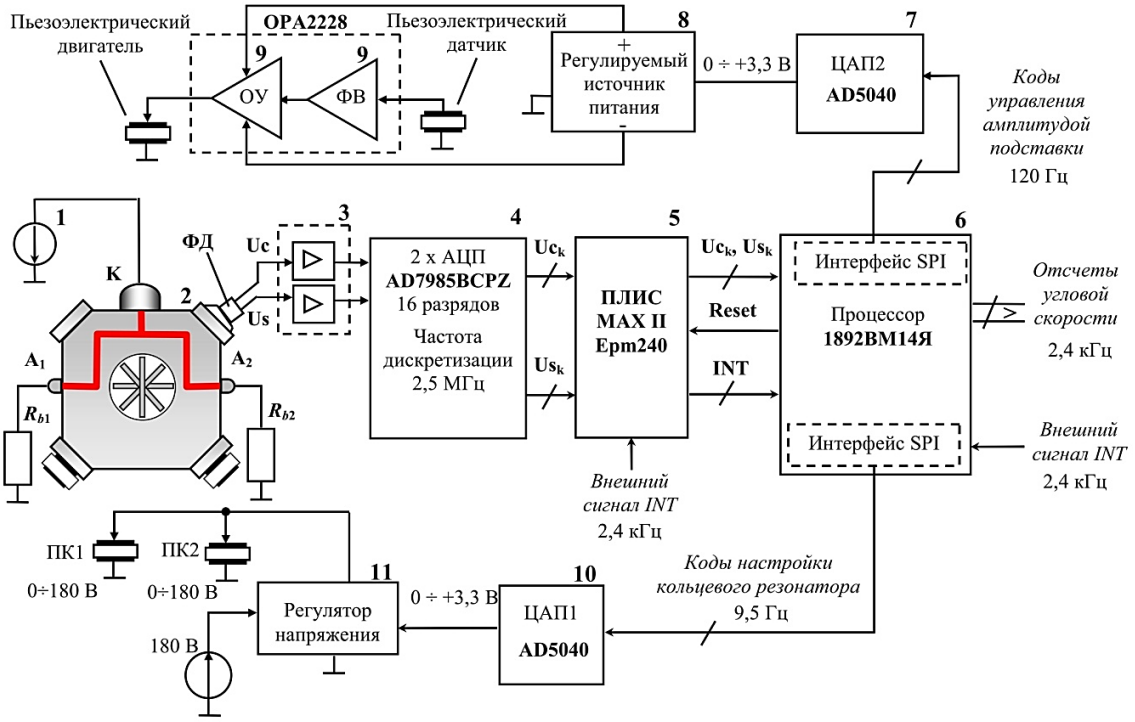


Рисунок 1. Структурная схема блока электроника ЦЛГ. 1 – источник высокого напряжения, 2 – кольцевой гелий-неоновый лазер, 3 – блок усилителей первичных сигналов, 4 – аналого-цифровой преобразователь, 5 – ПЛИС, 6 – процессор 1892ВМ14Я, 7, 11 – цифро-аналоговые преобразователи, 8 – источник питания, 9 – петля обратной связи электромеханического автогенератора частотной подставки (ФВ – фазовращатель, ОУ – операционный усилитель), 11 – регулятор напряжения на пьезопреобразователях ПК, перемещающих зеркала кольцевого резонатора

В качестве чувствительного элемента использован кольцевой гелий-неоновый лазер с длиной периметра 28 см, описанный в [1].В приборе с помощью высоковольтного источника 1 создается тлеющий разряд постоянного тока. Первичные (квадратурные) сигналы Uси Us поступающиес выхода двухсекционного информационного фотодиода ФД, усиливаются с помощью широкополосных усилителей 3 и поступают навходы аналого-цифровых преобразователей4 блока электроники ЦЛГ. ПЛИС 5 семейства MAXIIEPM240 с помощью двух аналого-цифровых преобразователей 4 оцифровывает первичные сигналы UcUsи сохраняет их в свою внутреннюю память. Параллельно в память записываются сигналы INT, с такой же частотой дискретизации.Записанные данные по интерфейсу SPIпередаются в процессор 6 по двум каналам. По первому каналу последовательно передаются отсчеты первичных сигналов в виде 2-х байтовых чисел. По второму каналу передаются 4-х байтовые числа, содержащие информацию о текущем значении

внешнего сигнала INT. Процессор по накопленным данным восстанавливает информацию об угловой скорости вращения в соответствии с алгоритмом, описанным в [2, 3]. Механические автоколебания кольцевого лазера (частотная подставка) создаются с помощью петли обратной связи 9, включающей фазовращатели и усилитель. Модуляция вибрационной подставки осуществляется в результате изменений напряжения питания, которое подается на усилитель 9 от источника 8, управляемого цифро-аналоговым преобразователем 7. На входе цифро-аналогового преобразователя 7 обновляется цифровой код, сформированный в процессоре с помощью генератора псевдослучайных чисел.

Амплитуды первичных сигналов являются источником информации при обновлении цифрового кода на входе цифро-аналогового преобразователя 10, что позволяет настраивать кольцевой резонатор по методике, предложенной в [1], перемещая зеркала с помощью регулятора 11 напряжения на пьезоэлектрических преобразователях ПК.

Также блок электроники ЦЛГ включает следующие блоки: измерения температуры, установки и измерения токов разряда кольцевого лазера (на рисунке не показаны).

Процессор 1892ВМ14Я

Процессор 1892ВМ14Я является одним из ведущих отечественных решений в области микропроцессорной техники для задач цифровой обработки сигналов, демонстрируя тактовые частоты до 912 МГц, высокую производительность в задачах ЦОС и потребление не более 3 Вт [5]. Процессор отвечает самым современным тенденциям развития микропроцессорной техники, представляя собой систему на кристалле сверхвысокой степени интеграции, строящуюся на основе двух ядер общего назначения архитектуры ARMCortex-A9, двух ядер сигнальной обработки DSP, графического ядра Mali-300GPU, ряда акселераторов и высокоскоростных периферийных устройств. Процессор позиционируется как малопотребляющий многоядерный сигнальный микропроцессор для связных, навигационных, мультимедийных, встраиваемых, мобильных приложений. По своим характеристикам процессор полностью отвечает требованиям рассматриваемой задачи.

ПО блока электроники ЦЛГ

Предложена следующая общая структура ПО, решающего поставленные задачи. Управляющая часть и работа с периферией реализуются на одном ядре ARMСнК ВМ14Я. ПО цифровой обработки реализуется на одном DSP-ядре. Выделяется ПО начальной инициализации, управляющее процессом последовательного включения всех блоков устройства, и ПО рабочего режима. В рабочем режиме такт работы устройства задается внешним вычислителем в виде сигнала прерывания INT, поступающего на процессор ВМ14Я. По сигналу INTуправляющее ARM-ядро «просыпается», переключает дублирующие друг друга буферы приема входных отсчетов гироскопа и дает сигнал начала обработки DSP_START DSP-ядру. Ядро DSP принимает от управляющего ядра указатель на массив входных данных и выполняет их обработку, после чего формирует сигнал завершения обработкиDSP_STOPи прекращает свою работу до следующего сигнала DSP_START. ARM-ядро, приняв сигнал DSP_STOP, анализирует корректность рассчитанных DSPданных, формирует и отправляет сообщение для внешнего вычислителя с информацией о результатах обработки, состоянии системы, а также служебную информацию. После отправки сообщения выполняется последовательность процедур управления блоками ЦЛГ, включая чтение информации с температурных датчиков, управление частотной подставкой и периметром и другие процедуры, кратко описанные ниже. По завершении реализации всех процедур процессор входит в «режим сна» до следующего сигнала INT. Период тактовых импульсов INTсоставляет 418 мкс, что диктует требование к скорости обработки данных.

ПО ЦОС. Обработке подлежат кадры отсчетов первичных сигналов лазерного гироскопа. Размер кадра составляет порядка 1000 отсчетов и определяется временем формирования управляющих сигналов INT и частотой дискретизации входных сигналов 2.5 МГц. Отсчеты сигналов - комплексные, поступают по двум каналам АЦП. Разрядность входных данных – 12 бит. Прием входных данных реализуется в режиме двойных буферов (ping-pong) под управлением контроллера DMA. Алгоритм цифровой обработки и его реализация и оптимизация на DSP-ядре подробно рассмотрены в работах [4] и [6]. Суть обработки сводится к выделению разностной фазы (фазы Саньяка) первичных сигналов лазерного гироскопа, несущей информацию об угловой скорости движения носителя. Оценка угловой скорости, сопровождаемая служебной информацией, выдается на внешнее управляющее устройство. В процессе обработки используются типовые для задач ЦОС операции умножения с накоплением, цифровая фильтрация, ряд других операций, а также вычисление арктангенса массива обрабатываемых данных. ПО ЦОС реализовано на одном ядре DSP. Для ряда наиболее затратных процедур, например, вычисления арктангенса, проведена низкоуровневая оптимизация с задействованием векторных вычислительных операций и принципа конвейерной обработки данных.

Управляющее ПО.Управляющее ПО блока электроники ЦЛГ состоит из пяти ключевых программных блоков: блок передачи информации на вычислитель, блок управления напряжением периметра гироскопа, блок ошумления частоты колебаний виброподвеса, блок контроля температуры и блок контроля токов разряда.

Блок передачи информации на вычислитель осуществляет выдачу четырех 32-битных слов данных: приращения угла, двух технологических параметров, рассчитываемых в рамках других блоков ПО, а также слова состояния системы, содержащего информацию об отказе какого-либо блока системы. Передача ведется посинхронному протоколу MotorolaSPI.

Задачей блока управления периметром ЦЛГ является удержание значения напряжения периметра гироскопа в пределах центральной части выбранной рабочей моды. Новое значение напряжения периметра формируется усреднением квадратов параметров кривой второго порядка, рассчитанных в рамках ПО DSP [4], и передается на ЦАП блока контроля периметра с использованием протокола MotorolaSPI.

Блок ошумления частоты колебаний виброподвеса вносит случайную составляющую в частоту колебаний виброподвеса, на котором установлен ЦЛГ. Случайная компонента частоты формируется в соответствии с нормальным законом распределения на основе преобразования Бокса-Мюллера [7] и передается на ЦАП блока управления системой виброподвеса по протоколу MotorolaSPI.

Блок контроля температуры осуществляет опрос пяти термодатчиков, расположенных в различных местах системы ЦЛГ. Опрос проводится последовательно (по одному термодатчику за цикл обработки) с использованием мультиплексора, реализованного на базе выводов общего назначения (GPIO) СнК. Данные с термодатчиков принимаются по протоколу MotorolaSPI.

В рамках блокаконтроля токов разряда производится опрос двух АЦП, формирующих значения токов разряда левого и правого плеча ЦЛГ. Оба АЦП опрашиваются на каждом цикле обработки первичных сигналов, осуществляется контроль разности токов разряда разных плеч. Эта разность должна быть меньше некоторого значения, индивидуально рассчитываемого для каждого цифрового лазерного гироскопа.

ПО ввода отсчетов первичных сигналов.Первичные сигналы с ЦЛГ принимаются с помощью ПЛИС. ПЛИС формирует набор из двух 32-битных слов, передающихся по разным каналам. Эти каналы выведены на многофункциональные синхронные последовательные порты СнК (MFBSP).Порты задействованы, как показано на рисунке 2, следующим образом: порт MFBSP0 отвечает за прием 32-битного слова, содержащего обе составляющие квадратурного сигнала с двух АЦП. Старшие 16 бит отводятся для косинусной составляющей, младшие 16 бит - для синусной. Разбор 32-битного слова на соответствующие составляющие происходит в рамках ПО обработки на DSP-ядре СнК. Порт MFBSP1 отвечает за прием 32-битного слова, содержащего информацию об управляющем сигнале INT. Сигнал INT записывается в массив той же размерности, что и массив первичных сигналов. Сигнал может иметь значение 0 (INT отсутствует) и 1 (устанавливается только на момент прихода INT). Кроме того, прерывание по заднему фронту сигнала INTнастроено выводов общего назначения GPIO A0СнК для синхронизации запуска обработки первичных сигналов с моментом прихода управляющего сигналаINT.

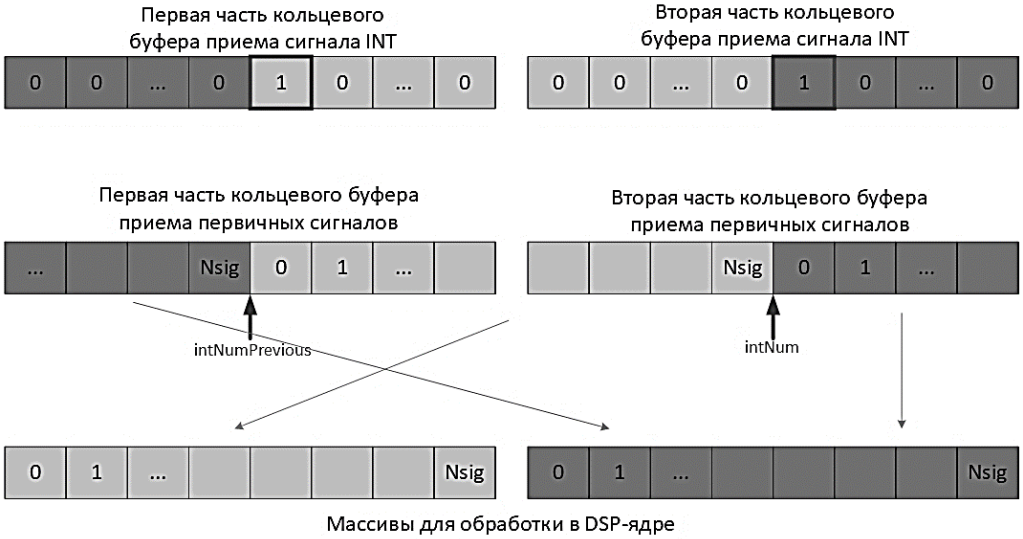


Рисунок 2 — Схема приёма первичных сигналов и обработки управляющего сигнала INT

Таким образом, как видно из рисунка 2, обработчиком прерывания от GPIO проверяется массив сигнала INT. Для последующей обработки выбирается набор значений, лежащих в диапазоне от

intNumPrevious (момент прихода предыдущего прерывания по INT) до intNum(момент приходатекущего прерывания по INT). Значения записываются в массивы для обработки в рамках ПО DSP-ядра, как показано на рисунке2.Переключение между массивами приема данных с MFBSPосуществляется автоматически посредством бесконечной цепочки DMAна основе встроенного контроллера DMAпорта MFBSP [5].

Выявленные особенности разработки.В процессе разработки был выявлен ряд проблем и найдены способы их решения или обхода. Одно из затруднений оказалось связано с тем, что процессор принципиально ориентирован на работу под операционной системой Linuxс размещением программ и данных во внешней памяти и работой через двухуровневое кэширование в подсистеме ARM. Данная же разработка в целях повышения экономичности и на основе предварительных расчетов не предполагала размещения на плате дополнительных микросхем внешней памяти и реализовывалась без операционной системы. В результате скорость работы ARM-ядер, несмотря на высокую тактовую частоту, оказалась невысокой, что обусловлено большим временем обращения в память. Решение данной проблемы требует грамотной настройки и использования блока управления памятью (MMU) и кэш-памяти уровней L1 и L2. При работе полностью из кэш скорость выполнения операций становится адекватной потенциальным возможностям процессора.

Другая проблема оказалась связана с большим временем реакции на прерывание – около 1 мкс. В процессоре совместно используются контроллер прерываний подсистемы ARM (GIC) и контроллер прерываний DSP-ядер, причем GICявляется главенствующим, задающим правила обработки прерываний и для DSP. Возможно снижение времени отклика на прерывание до нескольких сотен наносекунд (порядка 600-700 нс), но такое решение требует наложения определенных ограничений на логику работы обработчика прерываний и, кроме того, по-прежнему недостаточно, поскольку при требуемой в задаче высокой частоте дискретизации 2.5 МГц период прихода отсчетов составляет менее 500 нс. Для адекватного отслеживания моментов прихода сигнала прерывания пришлось применить дополнительную аппаратную логику. Данный факт совместно со сложностью стыковки с выбранной микросхемой АЦП потребовал размещения на плате дополнительной аппаратной логики, реализованной на ПЛИС.

Результаты испытаний и будущие работы

Были выполнены испытания разработанного блока электроники цифрового лазерного гироскопа. Для этого был собран рабочий стенд, который включает:

- кольцевой лазер, размещенный в корпусе;
- плату усилителей аналоговых квадратурных сигналов;
- блок электроники цифрового лазерного гироскопа;
- высоковольтный источник питания;
- низковольтный источник питания;
- персональный компьютер для хранения восстановленных отсчетов угловой скорости ω_i.

Кольцевой лазер был размещен внутри герметичной ванны трехосного стандартного блока лазерных гироскопов (БЛГ), закрепленного на технологической раме через четыре стандартных амортизатора. Ось чувствительности датчика направлена вверх. При таком расположении выходной сигнал кольцевого лазера $\Omega_{изм}$ будет содержать следующую информацию:

$$\Omega_{изм} = \Omega_З + \Omega_{подст} + \Omega_{сист}\ , \qquad (1)$$

где $\Omega_З$ – проекция угловой скорости вращения Земли на вертикальную ось, $\Omega_{подст}$ – ревер-сивные вращательные колебания (частотная подставка), $\Omega_{сист}$ – некоторая систематическая ошибка (дрейф кольцевого лазера). Кольцевой лазер совершал вращательные колебания на собственной резонансной частоте 417 Гц. Среднее значение амплитуды колебаний угловой скорости выбиралось равным 100 º/с. Этому значению соответствовала амплитуда колебаний кольцевого лазера 2,3 угловых минуты. Была проведена серия испытаний, в процессе которых на компьютер, записывались реализации отсчетов угловой скорости ωi, различной длительности.

На рисунке 3 представлен характерный участок одной из записанных реализаций угловой скорости. Данные представлены при 100-секундном усреднении. После удаления колебаний на частоте подставки, выходной сигнал ЛГ представляет собой отсчеты проекции угловой скорости вращения Земли на вертикаль, значение которой для географической широты Рязани составляет 12,23 градуса/час. В режиме с ошумленной вибрационной частотной подставкой зарегистрировано среднее значение угловой скорости 12,29 градуса/час со среднеквадратичным разбросом 0,02 градуса/час при интервале времени усреднения, равном 100 с. Небольшое отличие обусловлено наличием систематической ошибки (1) в выходном сигнале лазерного гироскопа.

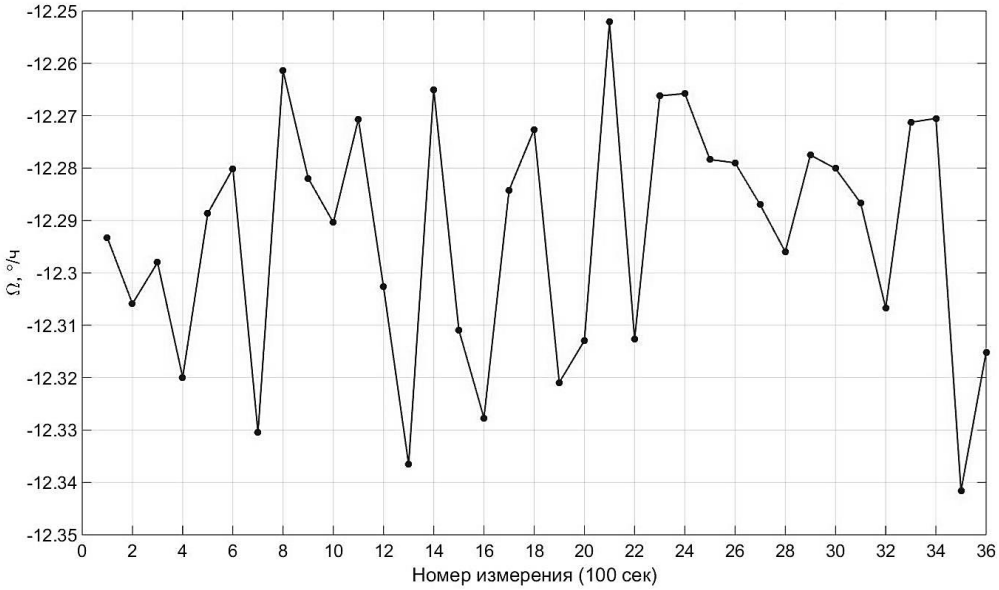


Рисунок 3 – Средние значения угловой скорости при 100 секундном усреднений. Среднее значение угловой скорости 12,29 °/ч, среднеквадратическое отклонение 0,023 °/час

В качестве средства оценки точности инерциальных датчиков широкое распространение получил метод вариации Алана. Подробно данный метод описан в [8]. На рисунке 4 приведена вариация Аллана, рассчитанная для одной из записанных реализаций угловой скорости длительностью 1 час. Анализ результатов показал, что при времени усреднения 100 сек обеспечивается точность регистрации угловой скорости 0,02 °/ч.

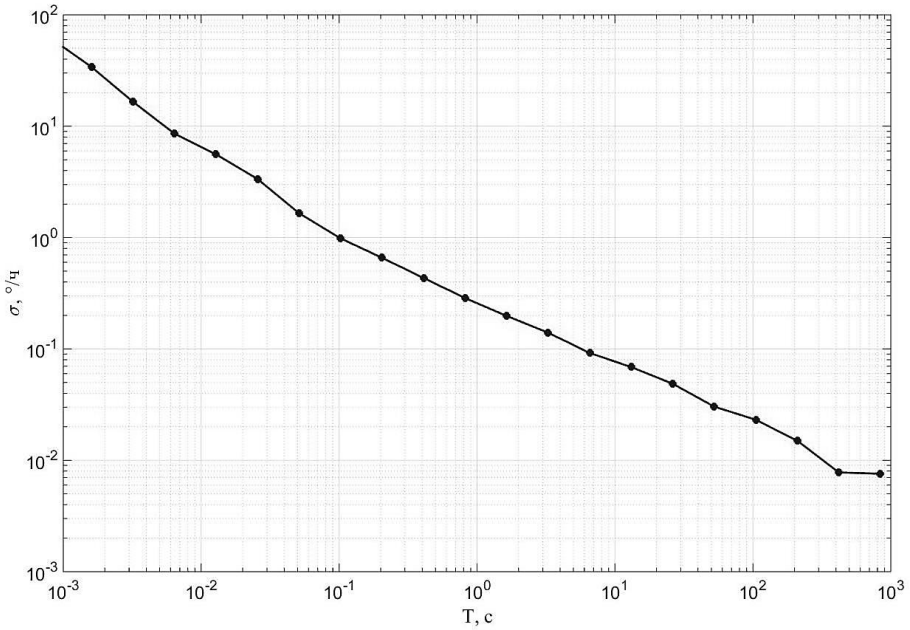


Рисунок 4 – Вариация Аллана, построенная для одной из реализаций

Результаты профилирования разработанного ПО приведены в таблице 1. Следует отметить, что для обработки на DSP-ядре время приведено уже с учетом проведенной оптимизации и последующего понижения тактовой частоты DSP-ядра до 600 МГц.

Таблица 1

Результаты профилирования разработанного ПО

Блок ПО	Общее время выполнения, мкс
Обработка на DSP-ядре	186,13
Блок передачи данных	23,97
Блок управления виброподвесом	30,11
Блок управления периметром	30,38
Блок контроля температуры	32,35
Блок контроля токов разряда	34,52
Суммарное время выполнения (DSP-обработка)	186,13
Суммарное время выполнения (ARM-ядро)	151,33
Общее время выполнения	337,46

Из таблицы 1 видно, что с учетом проведенной оптимизации выполняются все заданные требования: ПО DSP-обработки выполняется менее 200 мкс, а общее время обработки не превышает интервала прихода управляющего сигнала INT, равного 416 мкс. При этом, с учетом серьезных ограничений по энергопотреблению конечного продукта, крайне важным является наличие возможности снижения тактовой частоты ARM-ядра. В данный момент «запас» на понижение тактовой частоты составляет порядка 78 мкс, причем это время может быть при необходимости увеличено изменением циклограммы обработки сигналов – в дальнейшем предполагается параллельное выполнение обработки на DSP-ядре и управления блоками контроля температуры и токов разряда на ARM-ядре.

Будущие работы, направленные на совершенствование разработанного продукта, предполагают, в первую очередь, решение задачи снижения энергопотребления. С этой целью проводятся комплексные схемотехнические и программные доработки, исследуются вопросы влияния на энергопотребление конфигурации периферийных устройств, управления тактовыми частотами, регулирования режимов работы процессора. Продолжаются работы и по оптимизации программного обеспечения, в рамках которой остаются возможности по ускорению выполнения ряда операций обработки ядром DSP, ускорение работы ARM за счет настройки кэш, изменения временной диаграммы распределения задач в многоядерной системе.

Заключение

Разработано программное обеспечение блока электроники цифрового лазерного гироскопа. Управляющее ПО блока электроники ЦЛГ обеспечивает автоматическое удержание продольной моды кольцевого резонатора в центре полосы усиления активной среды, формирование и модуляцию псевдослучайным сигналом вибрационной частотной подставки, стабилизацию токов разряда, а также регистрацию температур и токов разряда.

Проведены испытания блока электроники ЦЛГ при нормальных условиях окружающей среды. ПО при длительном измерении проекции угловой скорости вращения Земли на ось чувствительности ЛГ обеспечивает точность регистрации угловой скорости 0,02 °/ч (среднеквадратическое отклонение) при 100-секундном усреднении.

Литература

1. KuznetsovA.G., MolchanovA.V., ChirkinM.V., IzmailovE.A. Precise laser gyroscope for autonomous inertial navigation // Quantum Electronics. – 2015. – Vol. 45, No. 1. – P. 78-88
2. Molchanov A.V., Belokurov V.A., Chirkin M.V., Koshelev V.I., Mishin V.Yu., Morozov D.A. Precision laser gyro with a digital channel for quadrature signal processing // Proceedings of 22nd Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. – 25-27 May 2015. Saint Petersburg, Russia. - P. 307-314.
3. Koshelev, V.I., Belokurov, V.A., Chirkin, M.V., Mishin, V.Y. FPGA-based signal processing module for digital laser gyroscope // Proceedings of 6th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO 2017. 11-15 June 2017. Bar, Montenegro. P.74-77
4. Витязев С.В., Никишкин П.Б., Валуйский Д.В., Панарина А.А., Мишин В.Ю., Серебряков А.Е., Чиркин М.В., Молчанов А.В. Реализация обработки первичных сигналов цифрового лазерного гироскопа на процессоре 1892ВМ14Я АО НПЦ «ЭЛВИС» // 22-я международная научно-

техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2020), Москва, 25-27 марта 2020, С. 518-522
5. Микросхема интегральная 1892ВМ14Я. Руководство пользователя // АО НПЦ «ЭЛВИС», 2020, 1610 с.
6. Ссылка на сборник МИЭА, с пометкой принято к публикации
7. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов, 5-е изд. — М.: 1998, 576 с.
8. Allan D. Historicity, strengths, and weaknesses of Allan variances and their general applications // Gyroscopy and Navigation. – 2016. – Vol. 7, No. 1. – P. 1-17

DEVELOPMENT OF SOFTWARE FOR A DIGITAL LASER GYROSCOPE AS PART OF A PROTOTYPE TEST BENCH BASED ON THE «ELVEES» 1892VM14YA PROCESSOR

Valuyskiy D.V.[1], Vityazev S.V.[1], Serebryakov A.Ye.[1], Mishin V.Yu.[1], Nikishkin P.B.[1], Chirkin M.V.[1], Molchanov A.V.[2]

[1]Ryazan state radioengineering university
[2]Moscow institute of electromechanics and automatics

The paper describes the results of the development of the digital laser gyroscope electronics unit software at the stage of testing a prototype as part of a stand that measures the projection of the angular velocity of the earth's rotation on the vertical. The structure of the gyroscope electronics unit is given. The software is developed for the 1892VM14YA processor, which includes ARM and DSP cores. The requirements for the device software, approaches to development, identified problems and test results are described. It is shown that the gyroscope electronics unit can be made in the form of a multilayer printed circuit board with mainly domestic elements installed using the resources of the system on a chip "ELVEES" 1892VM14YA.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ АДАПТИВНОЙ НАСТРОЙКИ ФИЛЬТРА КАЛМАНА ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ МАНЕВРИРУЮЩИХ ЦЕЛЕЙ

инж. Зенов Б.В.[1], к.т.н., с.н.с. Романовский А.С.[2],
инж. Стручалин В.П.[2], к.т.н. Шевцов О.Ю.[1]

[1]АО «Конструкторское бюро приборостроения им. академика А.Г. Шипунова»
[2]Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана

Рассмотрены известные алгоритмы оценки координат маневрирующей цели с использованием аппарата калмановской фильтрации, в основе которых лежит управление полосой пропускания фильтра с помощью адаптивной настройки значений дисперсий шумов для обеспечения устойчивого сопровождения и минимизации ошибок оценивания. Выделены группа методов, не предусматривающих в процессе фильтрации выполнение каких-либо вычислений для обнаружения маневра цели, и группа методов, имеющих в своем составе обнаружитель маневра и выполняющих адаптивную коррекцию параметров фильтра только в случае срабатывания обнаружителя. Среди последней группы рассмотрены алгоритмы с наиболее часто используемыми критериями обнаружения маневра, в том числе обнаружитель без накопления, обнаружитель по сумме невязок и обнаружитель по сумме нормированных невязок с экспоненциальным сглаживанием. Проведено сравнение с точки зрения величин ошибок оценивания линейных координат при различных типах маневров цели и различных длительностях интервалов между получением наблюдений, приводятся рекомендации по выбору алгоритма.

Традиционно для оценки координат положения цели по зашумленным первичным данным радиолокационных измерений используется фильтр Калмана, позволяющий в режиме реального времени проводить фильтрацию и минимизировать среднеквадратическую ошибку оценивания. Однако классическая реализация фильтра Калмана всегда использует априорные сведения о характеристиках исследуемого процесса и используемых измерителей. Если они перестают соответствовать реальным характеристикам, то точность оценивания ухудшается, а при работе фильтра Калмана внутри замкнутого контура возможна потеря устойчивости и, как следствие, срыв процесса сопровождения цели радиолокатором.

В качестве модели движения сопровождаемого объекта обычно используется марковская случайная последовательность, задаваемая следующим уравнением состояния:

$$\boldsymbol{x}(i|i-1) = \boldsymbol{F}\boldsymbol{x}(i-1) + \boldsymbol{\xi}(i),$$

где $\boldsymbol{x} = [X \quad Y \quad H \quad \dot{X} \quad \dot{Y} \quad \dot{H}]^T$ – подлежащий оценке вектор состояния, $\boldsymbol{F}$ – неизменная во времени матрица динамики, выполняющая при фильтрации функцию прогнозирования оценок координат с использованием оценок их производных, и $\boldsymbol{\xi}(i)$ – белый шум.

В результате совершения целью маневра или даже просто изменения скорости движения по линейному или нелинейному закону прогнозируемая оценка начинает значительно отличаться от реальных параметров движения. Насколько быстро удастся сократить эту разницу и удастся ли вообще, зависит от удельного веса получаемых с локатора наблюдений $\boldsymbol{z} = [z_X \quad z_Y \quad z_H]^T$ в итоговой обновленной оценке, определяемого коэффициентом усиления $\boldsymbol{K}$ в уравнении:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(i) = \hat{\boldsymbol{x}}(i|i-1) + \boldsymbol{K}\big(\boldsymbol{z} - \boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{x}}(i|i-1)\big),$$

где $\boldsymbol{H}$ - матрица перехода от вектора состояния к вектору измерений.

Очевидно, что для более быстрой адаптации к новым параметрам движения цели необходимо увеличивать вклад новых наблюдений в суммарный результат, т.е. расширять полосу фильтра. Как следует из уравнения расчета коэффициента усиления, она зависит от ковариационной матрицы прогнозируемой ошибки оценивания $\boldsymbol{P}(i|i-1)$ и априорно задаваемой матрицы шумов измерения $\boldsymbol{R}$:

$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T(\boldsymbol{H}\boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T + \boldsymbol{R})^{-1}.$$

В свою очередь, ковариационная матрица $\boldsymbol{P}(i|i-1)$ определяется априорно заданной ковариационной матрицей $\boldsymbol{Q}$ шума процесса $\boldsymbol{\xi}(i)$:

$$\boldsymbol{P}(i|i-1) = \boldsymbol{F}\boldsymbol{P}(i-1)\boldsymbol{F}^T + \boldsymbol{Q}.$$

Фактически частотные свойства фильтра задаются матрицами $\boldsymbol{Q}$ и $\boldsymbol{R}$. Таким образом, для коррекции полосы пропускания при адаптации к изменившимся параметрам движения цели необходимо управлять значениями элементов в одной из этих матриц или одновременно в обеих. Далее рассматриваются методы такого управления применительно к задаче сопровождения маневрирующих целей. Алгоритмы, использующие введение эквивалентного управляющего воздействия в уравнение состояния, и многомодельные алгоритмы в работе не рассматриваются.

Стоит отметить, что с точки зрения физического смысла ковариационных матриц более корректным является управление матрицей шума процесса, поскольку свойства измерителя остаются постоянными на протяжении всего процесса фильтрации. Однако среди известных алгоритмов есть и такой, в котором пересчет обеих матриц выполняется одновременно.

С точки зрения обязательности выполнения коррекции алгоритмы можно разделить на 2 группы: без обнаружения маневра и с обнаружением. В первом случае все операции корректировки выполняются на каждой итерации работы фильтра без предварительной оценки их необходимости. Во втором случае они осуществляются только тогда, когда сработает детектор обнаружения маневра.

Алгоритм без обнаружения маневра с корректировкой матриц шумов процесса и измерения. Для управления значениями коэффициентов корреляции шумов используются следующие формулы [1]:

$$\boldsymbol{Q}(i) = \alpha \boldsymbol{Q}(i-1) + (1-\alpha)\boldsymbol{K}\boldsymbol{d}\boldsymbol{d}^T K^T,$$

$$\boldsymbol{R}(i) = \alpha \boldsymbol{R}(i-1) + (1-\alpha)(\boldsymbol{\varepsilon}\boldsymbol{\varepsilon}^T + \boldsymbol{H}\boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T),$$

где $\boldsymbol{d} = \boldsymbol{z} - \boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{x}}(i|i-1)$, $\boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{z} - \boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{x}}(i)$, α – коэффициент забывания, принятый авторами равным 0.3.

Алгоритм без обнаружения маневра с применением преобразования координат при расчете матрицы шума процесса. В [2] утверждается, что декартова система координат является искусственной и не соотносится с реальными направлениями маневрирования цели. Поэтому оценивать скорость лучше с использованием приращений угловых координат:

$$\hat{\boldsymbol{v}}(i) = \hat{\boldsymbol{v}}(i-1) + \frac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial \boldsymbol{\varsigma}}\big(\boldsymbol{v} = \hat{\boldsymbol{v}}(i-1)\big)\Delta\boldsymbol{\varsigma},$$

где $\hat{\boldsymbol{v}} = [\dot{X} \quad \dot{Y} \quad \dot{H}]^T$, $\boldsymbol{\varsigma} = [V \quad \kappa \quad \phi]^T$,

$V = \sqrt{\dot{X}^2 + \dot{Y}^2 + \dot{H}^2}$ – полная скорость движения цели,

$\kappa = arctg\frac{\dot{Y}}{\dot{X}}$ – курсовой угол,

$\phi = arcsin\frac{\dot{H}}{V}$ – угол наклона траектории (набора высоты),

$\Delta\boldsymbol{\varsigma} = diag[\hat{\boldsymbol{\varsigma}}]\Delta t$.

Расчет ковариационной матрицы шума процесса проводится на каждой итерации заново и базируется только на данных по приращениям проекций скорости:

$$\boldsymbol{Q} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} \\ \frac{\partial \boldsymbol{v}}{\partial \boldsymbol{\varsigma}}\big(\hat{\boldsymbol{v}}(i-1)\big)\Delta\boldsymbol{\varsigma} \end{bmatrix},$$

где $\boldsymbol{0}$ – нулевая матрица размера 3x3.

Алгоритм с обнаружением маневра без накопления. Большинство обнаружителей маневра для вынесения решения используют данные с нескольких тактов работы фильтра. Это является их принципиальным недостатком, т.к. за время накопления ошибка оценивания может значительно увеличиться, следовательно, возрастает риск сброса цели с сопровождения. С другой стороны, вынесение решения по результатам единственной итерации фильтрации чревато большим количеством ложных тревог или необнаружений маневра.

Принятие решения о необходимости корректировки полосы фильтра осуществляется, если сумма квадратов невязок $\boldsymbol{d} = \boldsymbol{z} - \boldsymbol{H}\hat{\boldsymbol{x}}(i|i-1)$ превысила сумму собственных значений матрицы ковариации обновляющего процесса [3]:

$$\boldsymbol{d}^T\boldsymbol{d} \geq tr[\boldsymbol{H}\boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T + \boldsymbol{R}].$$

Коррекция выполняется путем увеличения ковариационной матрицы ошибок оценивания:

$$\boldsymbol{P}(i|i-1) = S\boldsymbol{F}\boldsymbol{P}(i-1)\boldsymbol{F}^T + \boldsymbol{Q},$$

где $S = \frac{tr[\boldsymbol{d}^T\boldsymbol{d} - \boldsymbol{H}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{H}^T - \boldsymbol{R}]}{tr[\boldsymbol{H}\boldsymbol{F}\boldsymbol{P}(i-1)\boldsymbol{F}^T\boldsymbol{H}^T]}$.

Алгоритмы с обнаружением маневра и накоплением признаков маневра. Среди наиболее характерных критериев, которые свидетельствуют об ухудшении качества оценивания, можно отметить невязку $\boldsymbol{d}$ и нормированную невязку $\vartheta = \boldsymbol{d}^T(\boldsymbol{H}\boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T + \boldsymbol{R})^{-1}\boldsymbol{d}$. Для вынесения решения о выполнении целью маневра вычисляется сумма одной из этих величин за определенное число тактов, после чего сравнивается с пороговым значением. Выбор порогового значения определяется заданной вероятностью ложной тревоги.

Обычная невязка может быть достаточно точно описана как нормально распределенная случайная величина, в связи с чем в [4] алгоритм вынесения решения об обнаружении маневра выглядит следующим образом:

$$\left|\sum_{i=l-n}^{l} \boldsymbol{d}(i)\right| > k_з\sqrt{n(\boldsymbol{H}\boldsymbol{P}(i|i-1)\boldsymbol{H}^T + \boldsymbol{R})},$$

где $k_з$ – коэффициент запаса, выбран авторами равным 1.5.

В случае использования критерия на основе нормированной невязки, имеющей распределение вида хи-квадрат, в [5] используется экспоненциальное сглаживание, в результате процесс накопления имеет вид:

$$\vartheta_\alpha(i) = \alpha\vartheta_\alpha(i-1) + \vartheta(i).$$

Стоит отметить, что выбор порога срабатывания для такого алгоритма – задача нетривиальная и решается субъективно в процессе моделирования или эксперимента, о чем прямо говорится в [5]. В связи с чем

сложность реализации в данном случае оказывается существенно выше, чем для варианта обнаружителя без накопления с явно формализованным критерием вынесения решения.

Результаты моделирования. Сравнение эффективности алгоритмов проводилось на примере сопровождения цели моноимпульсным локатором, позволяющим измерять дальность D, угол места ε и азимут β. Среднеквадратическая ошибка измерения дальности была принята равной 10 м, а ошибки измерения углов – 0.3 мрад. В качестве наблюдений на входе фильтра Калмана использовались линейные координаты, полученные из данных первичных измерений с помощью известных тригонометрических преобразований: $Y = Dsin\beta$, $H = Dsin\varepsilon$, $X = \sqrt{D^2 - Y^2 - H^2}$. Отдельно рассматривались 2 типа маневров: движение на относительно высоких скоростях (около 1000 м/с) при наличии кусочно-постоянного ускорения и движение на низких скоростях (порядка 100 м/с) с угловыми разворотами на скоростях до 20 град/с. В качестве величины, наиболее сильно влияющей на ошибку оценивания, была выбрана длительность интервала между моментами поступления измерений. Диапазон изменения составлял от 20 до 200 мс. Абсолютная ошибка оценивания линейной координаты при первом типе маневра показана на рисунке 1, а на рисунке 2 показана аналогичная ошибка для второго типа маневра. Также был проведен анализ работы алгоритмов при сопровождении цели, движущейся прямолинейно равномерно на небольшой скорости без выполнения маневров.

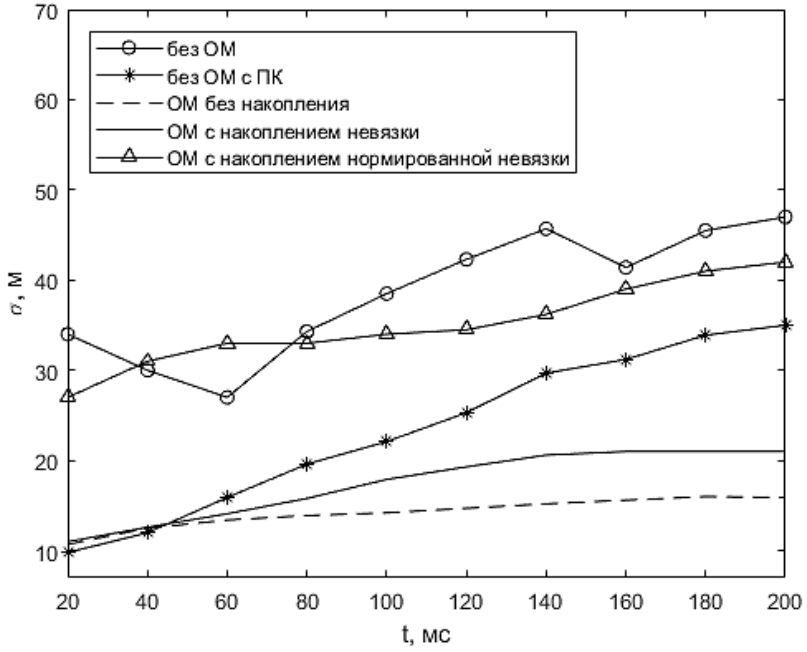


Рисунок 1. Ошибка оценивания координаты при движении цели на высоких скоростях и наличии ускорения

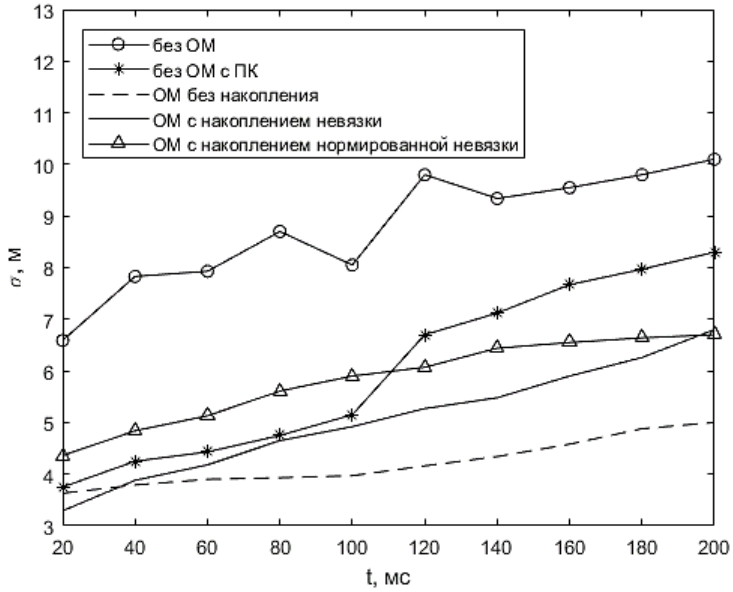


Рисунок 2. Ошибка оценивания координаты при движении цели на небольших скоростях и угловых разворотах

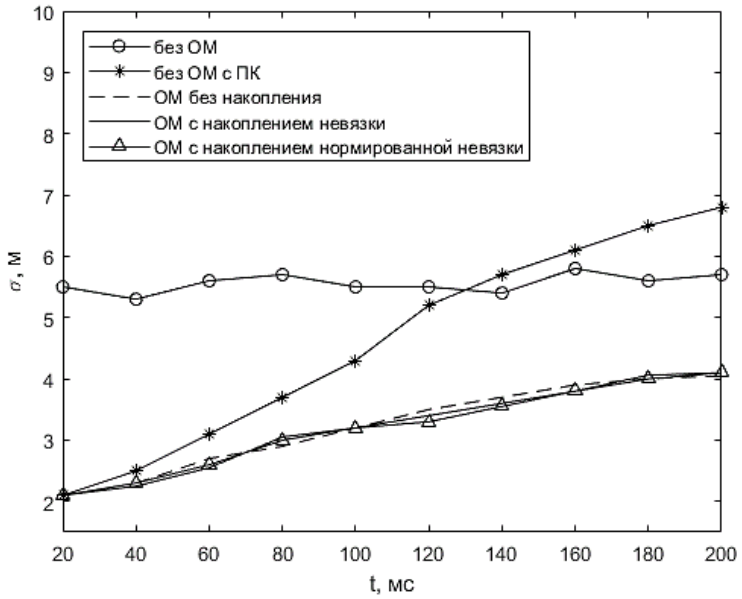


Рисунок 3. Ошибка оценивания координаты при движении цели на небольших скоростях прямолинейно и равномерно

Результаты свидетельствуют о том, что алгоритмы, не предусматривающие оценку необходимости коррекции полосы пропускания фильтра и выполняющие ее безусловно на каждом такте фильтрации, проигрывают в точности алгоритмам с обнаружителем маневра. Причем наименьшую точность показывает метод одновременной коррекции ковариаций шумов процесса и измерений. Расчет ковариационной матрицы с применением преобразования координат действительно дает выигрыш по сравнению с ним, но характеризуется высокой скоростью увеличения ошибки оценивания при возрастании интервалов между соседними опросами цели. Поэтому оба эти алгоритма не могут быть рекомендованы к применению. Наилучшие результаты показал алгоритм, имеющий в своем составе обнаружитель маневра без накопления, т.е. выносящий решение о необходимости корректировки на основе данных работы фильтра по единственному такту.

Литература

1. Akhlaghi S., Zhou N., Huang Z. Adaptive Adjustment of Noise Covariance in Kalman Filter for Dynamic State Estimation // 2017 IEEE Power & Energy Society General Meeting. P. 1-5.
2. Васильев К.К., Саверкин О.В. Фильтрация траекторных параметров в связанных координатах // Радиотехника. 2019. Т.83. № 9 (14). С. 56-62.
3. Меркулов В.И., Дрогалин В.В., Канащенков А.И. Авиационные системы управления. Т.1. Принципы построения систем радиоуправления. Основы синтеза и анализа. – М.: Радиотехника, 2003. – 192 с.
4. Bekir E. Adaptive Kalman Filter for Tracking Maneuvering Targets // Journal of Guidance Control and Dynamics. 1983. № 6(5). P. 414-416.
5. Bar-Shalom Y., Li X.R., Kirubarajan T. Estimation with Applications to Tracking and Navigation: Theory, Algorithms and Software. John Wiley & Sons, 2001. – 580 p.

A COMPARISON OF METHODS FOR ADAPTIVE ADJUSTMENT OF THE KALMAN FILTER WHEN TRACKING MANEUVERING TARGETS

engr. Zenov B.V.[1], cand. of techn. Sc. Romanovsky A.C.[2],
engr. Struchalin V.P.[2], cand. of techn. Sc. Chevtsov O.Y.[1]

[1]JSC «KBP named after Academician A.Shipunov»
[2] Bauman Moscow State Technical University

Well-known algorithms for estimating the coordinates of a maneuvering target based on the control of the Kalman filter bandwidth by adaptive correction of noise covariance to ensure stable tracking and minimize estimation errors are considered. The highlighted are a group of methods that do not provide for performing any calculations for detecting the target maneuver during the filtering process, and a group of methods that use a maneuver detection and perform adaptive correction of filter parameters when the detector is triggered. Among the latter group, algorithms with the most commonly used maneuver detection criteria are considered, including a non-accumulation detector, a sum-of-residuals detector, and a sum-of-normalized residuals detector with exponential smoothing. A comparison is made in terms of the values of errors in estimated linear coordinates for different types of target maneuvers and different durations of intervals between obtaining observations; and recommendations are given for choosing an algorithm.

РЕАЛИЗАЦИЯ СОГЛАСОВАННОГО ПРИЕМА РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА НА ПРОЦЕССОРЕ «ЭЛЬБРУС – 8С»

студ. Иванова А.А., студ. Тихонов С.И., к.т.н., доц. Витязев С. В.

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина

В данной работе на примере решения контрольной задачи производится оценка вычислительной эффективности процессоров «Эльбрус» в задачах цифровой обработки сигналов. В качестве контрольной задачи выступает типовой алгоритм согласованной фильтрации ЛЧМ-сигнала. Алгоритм реализуется на высокопроизводительном процессоре общего назначения «Эльбрус-8С». Приводятся результаты измерений времени выполнения основных этапов согласованной обработки. Проводится сравнение с известными реализациями. В частности, время реализации комплексного БПФ-1024 составляет 5,4 мкс, что говорит о высокой эффективности процессоров общего назначения «Эльбрус» в задачах цифровой обработки сигналов.

Введение

Цифровая обработка сигналов (ЦОС) является одной из важнейших и наиболее быстро развивающихся научно-технических областей, оказывающих огромное влияние на многие смежные отрасли, в частности радиолокационные системы.

При проектировании современных устройств обработки сигналов необходимо учитывать производительность вычислительной базы и её эффективность с точки зрения ЦОС.

В данной работе приводиться анализ эффективности применения отечественного процессора общего назначения серии «Эльбрус» – «Эльбрус -8С».

Оценку вычислительной эффективности процессора целесообразно проводить на примере решения контрольной задачи. В качестве такой задачи выбран типовой алгоритм, выполняющий согласованную фильтрацию радиолокационного сигнала, а именно сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Этот алгоритм включает в себя набор процедур, общих для широкого круга задач ЦОС.

В первой части проводится анализ потенциальных вычислительных возможностей процессора «Эльбрус – 8С» в задаче фильтрации сигнала в частотной области, а также результаты экспериментальной проверки. Во второй части проводится сравнение эффективности «Эльбрус – 8С» и вычислительной системы на базе кластера СБИС ADSP-21160 в задаче секционированной быстрой свертки.

Описание экспериментального стенда

В качестве экспериментального стенда использовалась вычислительная платформа на базе процессора Эльбрус-8С под управлением операционной системой Эльбрус.

Основные характеристики используемого процессора приведены в Таблице 1. Также следует отметить следующие особенности: оригинальная архитектура «Эльбрус»; широкое командное слово (VLIW); исполнение до 25 операций за такт из них 12 операций с вещественными числами; высокая скорость ввода-вывода. Подробное техническое описание процессора Эльбрус-8С можно найти в [1].

Тестовые программы были собраны оптимизирующим компилятором lcc с уровнем оптимизации o3. Запуск тестов проводился с установкой максимального приоритета над другими процессами в системе. За результат тестов принято среднее время выполнения за 100 запусков.

Таблица 1.

Основные характеристики процессора

Число ядер	**Тактовая частота, ГГЦ**	**Число операций за один такт**	**Число операций с вещественными числами за 1 такт**
8	1,2	25	12

Оценка производительности «Эльбрус – 8С» в задаче быстрой свертки

Алгоритм фильтрации в частотной области, также называемый алгоритмом быстрой свертки, выполняется в три этапа:

1 Вычисляется спектр входного сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ);

2 Полученный спектр перемножается с частотной характеристикой фильтра;

3 На следующем этапе согласованной фильтрации реализуется возврат во временную область через обратное быстрое преобразование Фурье (ОБПФ).

Количество операций с вещественными числами при БПФ и ОБПФ можно выразить как:

$$\frac{N}{2}\log_2 N * 6 + N * \log_2 N * 2 = 5 * N * \log_2 N\ , \qquad (1)$$

здесь N – количество комплексных отсчетов во входном сигнале. Первое слагаемое в (1) – количество комплексных умножений, умноженное на количество действий с вещественными числами при одном комплексном умножении, а второе количество комплексных сложений, также выраженное в операциях с действительными числами. Число операций при перемножении двух комплексных массивов равно 6*N. Следовательно общее число действий при реализации быстрой свертки составляет $2 * N * (5 * \log_2 N + 3)$.

Для суперскалярных процессоров данную величину следует поделить на количество операций с вещественными числами, которые процессор может выполнить за один такт. Обозначим данное количество К. Также для перехода от числа операций ко времени выполнения данное выражение следует разделить на тактовую частоту процессора F_T. Окончательно получим:

$$T_{\text{сек}} = \frac{2*N*(5*\log_2 N+3)}{K*F_T}. \qquad (2)$$

Данное соотношение было проверено экспериментально на процессоре «Эльбрус-8С». При этом использовалась высокопроизводительная библиотека для процессоров архитектуры «Эльбрус» - EML. Входной сигнал имел тип данных eml_32fc. БПФ для перехода в частотную область выполнялся с помощью функции **eml_Signal_FFTVFwd_CToC_32FC()**. Полученные спектральные составляющие умножаются на частотную характеристику фильтра посредством функции поэлементного перемножения комплексных векторов **eml_Vector_Mul_32FC()**. Затем рассчитанное произведение было преобразовано во временную область с помощью алгоритма ОБПФ и функции **eml_Signal_FFTInv_CToC_32FC()**.

На Рисунке 1 приведена зависимость времени выполнения быстрой свертки от размера входного массива. Здесь пунктирная линия соответствует выражению (2), а в свою очередь сплошная линия соответствует результатам, полученным в ходе эксперимента.

По Рисунку 1 видно, что время выполнения быстрой свертки на процессоре «Эльбрус – 8С» близко к потенциально возможному, что свидетельствует о хорошем уровне оптимизации библиотеки EML, которая позволяет задействовать практически все ресурсы процессора. Причем при увеличении длины входного массива время обработки стремиться к потенциально возможному.

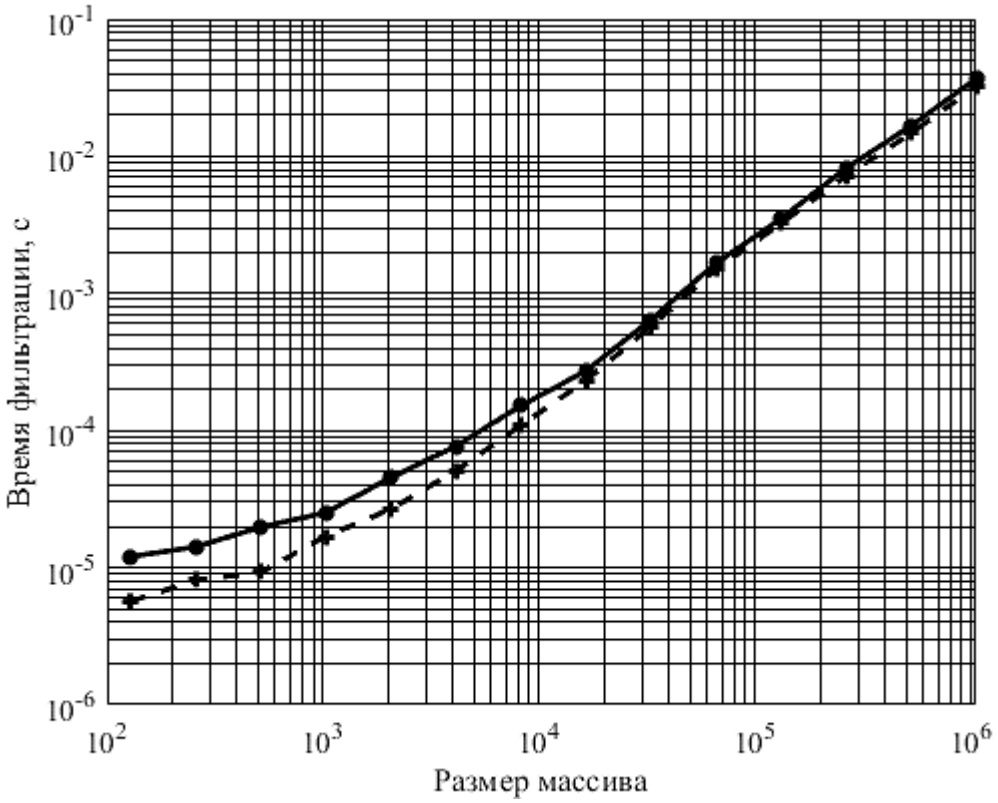


Рисунок 1. Зависимость времени выполнения от длины входного сигнала

Оптимальная фильтрация ЛЧМ - сигнала

Для проведения сравнения был выбран алгоритм обработки ЛЧМ сигнала на СБИС ADSP-21160, который подробно описан в [2-3]. При этом в данной работе рассматривается первая часть алгоритма, заключающаяся в расчете матрицы дальность-скорость и не включающая пороговую обработку сигнала. Исходные данные для упрощенной тестовой задачи представлены в Таблице 2.

Таблица 2

Параметры сигнала и алгоритма обработки

Наименование параметра	Значение параметра
Длина секции	1024
Число секций	12
Число каналов по дальности	6300
Число полезных отсчетов в секции	525

Входной массив разбивается на 12 секций. В каждой секции выполняются процедуры согласованной фильтрации методом быстрой свертки, описанные ранее. Затем из полученного массива выбирается 525 полезных отсчетов, соответствующих различным дальностным каналам, расставленным через 0,1 мкс. Следующим шагом вычисляется квадрат модуля полученных отсчетов через умножение каждого отсчета на комплексно-сопряженный. Этот этап реализован с помощью функций библиотеки EML: **eml_Vector_Conj_32FC()** и **eml_Vector_Mul_32FC()**. В конце выполняется объединение отдельных секций и формирование выходного сигнала.

Среднее время выполнения каждого этапа для одной секции и всего сигнала приведено в Таблицах 3 и 4 соответственно.

Таблица 3

Время выполнения алгоритмов обработки на одной секции

Этап обработки	**Время выполнения, мкс**
Формирование секций	0.7
БПФ одной секции	5.4
Умножение на ЧХ одной секции	0.8
ОБПФ одной секции	5.5
Квадрат модуля одной секции	1.5
Формирование выходного массива	0.2
Всего	14.1

Таблица 4

Время выполнения алгоритмов обработки

Этап обработки	**Время выполнения, мкс**
Формирование секций	0.7
БПФ 12 секций	64.8
Умножение на ЧХ 12 секций	9.6
ОБПФ 12 секций	66
Квадрат модуля 12 секций	18
Формирование выходного массива	0.2
Всего	159.3

Сравнив полученные замеры времени выполнения алгоритма обработки ЛЧМ-сигнала с результатами, полученными в [4], можно сделать вывод, что при использовании одного ядра «Эльбрус – 8С» можно получить трехкратное ускорение вычислений, по сравнению с системой использующей шесть СБИС ADSP-21160.

Заключение

В представленной работе рассмотрена задача реализации оптимальной фильтрации ЛЧМ-сигнала с заданными параметрами на платформе «Эльбрус». Был реализован алгоритм секционированной быстрой свертки для фильтрации ЛЧМ-сигнала. Проведена оценка времени выполнения полученной реализации, а также проведено сравнение с вычислительной системой на основе СБИС ADSP-21160. Также проведено исследование эффективности «Эльбрус-8С» при выполнении быстрой свертки, показана эффективность работы библиотеки EML. Полученные результаты свидетельствуют об эффективности применения отечественного процессора «Эльбрус – 8С» в задачах цифровой обработки сигналов.

Литература

1. Альфонсо Д. М. и др. Микроархитектура восьмиядерного универсального микропроцессора" Эльбрус-8С" //Вопросы радиоэлектроники. – 2016. – №. 3. – С. 6-13.
2. Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев, Ю.В. Маликов, И.Б. Цыпин, Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС // Цифровая обработка сигналов, №4. – 2001.
3. Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский и др., Цифровая обработка сигналов в МРЛС. Часть 2: алгоритмы обработки радиолокационных сигналов // Цифровая обработка сигналов, №1. – 2002.
4. Д.Ю. Бобров, А.П. Доброжанский, Г.В. Зайцев и др., Цифровая обработка сигналов в многофункциональных РЛС (Часть 3) // Цифровая обработка сигналов, №2. – 2002.

IMPLEMENTATION OF A CONSISTENT RECEPTION OF A RADAR SIGNAL ON THE PROCESSOR "ELBRUS - 8C"

Ivanova A. A., Tikhonov S.I., Vityazev S.V.

Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin

In this paper, the computational efficiency of Elbrus processors in digital signal processing tasks is evaluated using the example of solving a control problem. The control task is a typical algorithm for consistent filtering of the LFM signal. The algorithm is implemented on a high-performance general-purpose processor "Elbrus-8S". The results of measuring the execution time of the main stages of consistent processing are presented. A comparison is made with known implementations. In particular, the implementation time of the complex FFT-1024 is 5.4 microseconds, which indicates the high efficiency of general-purpose processors "Elbrus" in the tasks of digital signal processing.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ОТРАБОТКИ АЛГОРИТМИЧЕСКОГО И ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЛОКА ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ РЛС

инж. Ким Т.А., инж. Платанов С.В., с.н.с., к.т.н. Романовский А.С.,
к.т.н. Сотников А.А., инж. Мамаев В.А., инж. Чухров С.Ю.

Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана (НИУ)

В докладе рассмотрены архитектура, организация и технические особенности аппаратно-программного комплекса (АПК) имитационного моделирования сигналов многофункциональной радиолокационной станции (РЛС), предназначенного для отработки алгоритмического и программного обеспечения блока цифровой обработки сигналов. Предложена обобщенная модель РЛС, на основе которой реализована модульная система АПК на базе открытого стандарта PXI, обоснован выбор модулей. Рассмотрены особенности программного обеспечения комплекса, приведены его основные технические характеристики.

Введение

Ключевым компонентом современных вычислительных систем РЛС является бортовое программное обеспечение (БПО), реализующее штатную циклограмму работы станции, алгоритмы обнаружения, сопровождения и распознавания целей. Сохранение показателей надежности РЛС на должном уровне невозможно без проведения многоэтапной и структурированной отработки БПО [1], для чего необходимо воссоздание реальной радиолокационной обстановки. Этап полигонных испытаний требует значительных временных и финансовых ресурсов. Кроме того, ограниченные возможности натурных испытаний РЛС зачастую в принципе не позволяют обеспечить полноту тестового покрытия БПО.

Эффективным решением описанной проблемы является применение АПК имитационного моделирования радиолокационной обстановки и команд управления РЛС в режиме реального времени. Данная работа посвящена описанию архитектуры, организации и особенностям технической реализации разработанного авторами АПК.

Особенности математической модели радиолокационной обстановки

Основной причиной увеличения вероятности необнаруженной ошибки в процессе контроля функционирования БПО сложных вычислительных систем является проведение отработки БПО с неполным тестовым покрытием, а также в режимах, не соответствующих штатной циклограмме работы. Для обеспечения надлежащих условий контроля требуется создание адекватной масштабируемой модели радиолокационной обстановки и сигналов других устройств РЛС, обеспечивающих функционирование блока цифровой обработки сигналов в режиме реального времени и полном наборе штатных циклограмм [2].

Обобщенная модель РЛС, используемая в АПК, представлена на рисунке 1. В качестве основных имитируемых зондирующих сигналов в АПК реализованы квазинепрерывные и фазокодоманипулированные сигналы [3].

Вектор параметров объекта локации $\overrightarrow{P_Л} = (\alpha, \gamma, D, v, \sigma)$, где α – азимут объекта локации; γ – угол места объекта локации; D – дальность до объекта локации; v – относительная скорость объекта локации; σ – эффективная площадь рассеяния.

Математическая модель отраженного сигнала зондирующей посылки выражается в виде

$$s_0(t) = \Phi_{ЗС}\left(t, \overrightarrow{P_{ЗС}}, \overrightarrow{P_Л}\right),$$

где $\Phi_{ЗС}$ – функция, определяющая зависимость значений отраженного сигнала от времени и параметров зондирующего сигнала $\overrightarrow{P_{ЗС}}$ и параметров объекта локации $\overrightarrow{P_Л}$.

Математическая модель сигнала помехи (естественного или искусственного происхождения):

$$n_i(t) = \Phi_П\left(t, \overrightarrow{P_П}\right),$$

где $\overrightarrow{P_П}$ – вектор параметров помех внешней среды. В качестве помех внешней среды использованы заградительные, импульсные хаотические, уводящие и белый шум.

Каждый источник сигналов порождает соответствующее поле: $S_0(t, \vec{r})$ — для отраженного сигнала и $N_i(t, \vec{r})$ — для различных шумов, а результирующее поле является их суперпозицией:

$$R(t, \vec{r}) = S_0(t, \vec{r}) + N_0(t, \vec{r}) + \cdots + N_N(t, \vec{r}).$$

Параметры приемного устройства $\overrightarrow{P_A}$ определяют геометрическую форму, координаты и размеры антенной решетки, значение промежуточной частоты, уровень собственных шумов. С учетом значений этих параметров в приемном устройстве формируются сигналы основного $s_{OA}(t)$ и разностных каналов $s_{PA1}(t), s_{PA2}(t)$.

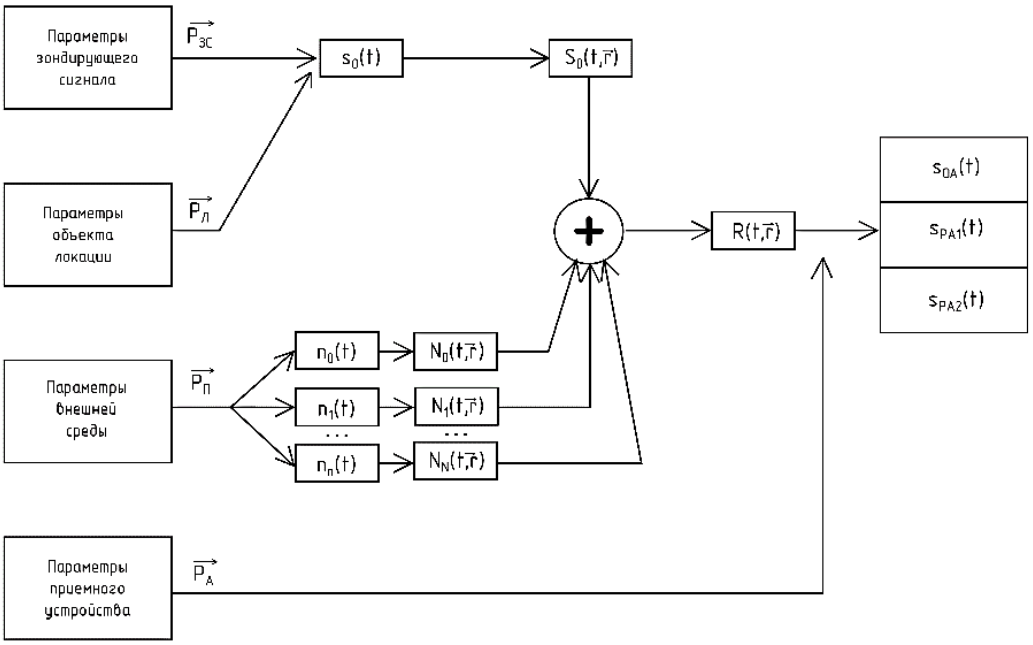


Рисунок 1 — Обобщенная модель РЛС

Особенностью разработанной авторами имитационной модели является наличие механизма адаптивного изменения ее точности для обеспечения контроля функционирования системы в режиме жесткого реального времени с учетом ограниченных вычислительных ресурсов. Снижение вычислительной сложности имитационной модели производится за счет учета особенностей структуры объекта контроля и алгоритмов его функционирования, в частности, моделирование радиолокационной обстановки на промежуточной частоте.

Аппаратные средства комплекса

Вышеперечисленные требования к имитационной модели определили выбор аппаратных средств комплекса. Авторами реализована модульная система, использующая архитектуру виртуальных приборов [4] на базе открытого стандарта PXI. Данная технология позволяет проектировать масштабируемые (до 18 модулей), высокопроизводительные (пропускная способность шины PCI Express достигает 63 Гб/с) системы реального времени под управлением операционной системы NI Linux Real-Time, а также содержит необходимые аппаратные модули, позволяющие генерировать высокочастотные сигналы с требуемыми характеристиками.

На рисунке 2 представлена структурная схема АПК. Комплекс состоит из следующих программных подсистем: подсистема базовых функций – управляет работой комплекса и реализует параллельные вычисления в режиме реального времени; подсистема формирования и обработки управляющих сигналов периферийных устройств – отвечает за формирование и прием сигналов, имитирующих работу внешних по отношению к блоку обработки цифровых сигналов устройств (система управления лучом (СУЛ), приемо-передающая система (ППДС) и т.д.) в соответствии с протоколами обмена данными (МКИО, UART, SPI, McBSP); подсистема формирования сигналов радиолокационной обстановки – формирует отраженные сигналы, принимаемые основной и компенсационными антеннами; подсистема взаимодействия с пользователем – организует взаимодействие оператора с АПК и формирование отчетности.

Аппаратная реализация комплекса выполнена на базе шасси NI PXIe-1095, включающее в себя аппаратные модули PXI. В состав аппаратных средств комплекса вошли 16-ядерный контроллер NI PXIe-8880; интерфейсная плата AIT MIL-STD-1553 обеспечивает обмен информацией по ГОСТ Р 52070-2003; модуль ввода-вывода NI PXIe-6363, позволяющий формировать и принимать аналоговые и цифровые управляющие сигналы; модуль синхронизации NI PXIe-6674T позволяет генерировать тактовые сигналы; осциллограф NI PXIe-5172; модуль NI PXIe-7976, обеспечивающий обмен информацией с блоком обработки сигналов по интерфейсам UART, SPI, McBSP; приемопередатчики промежуточной частоты NI PXIe-5785 обеспечивают моделирование отраженных радиолокационных сигналов (до 3 ГГц).

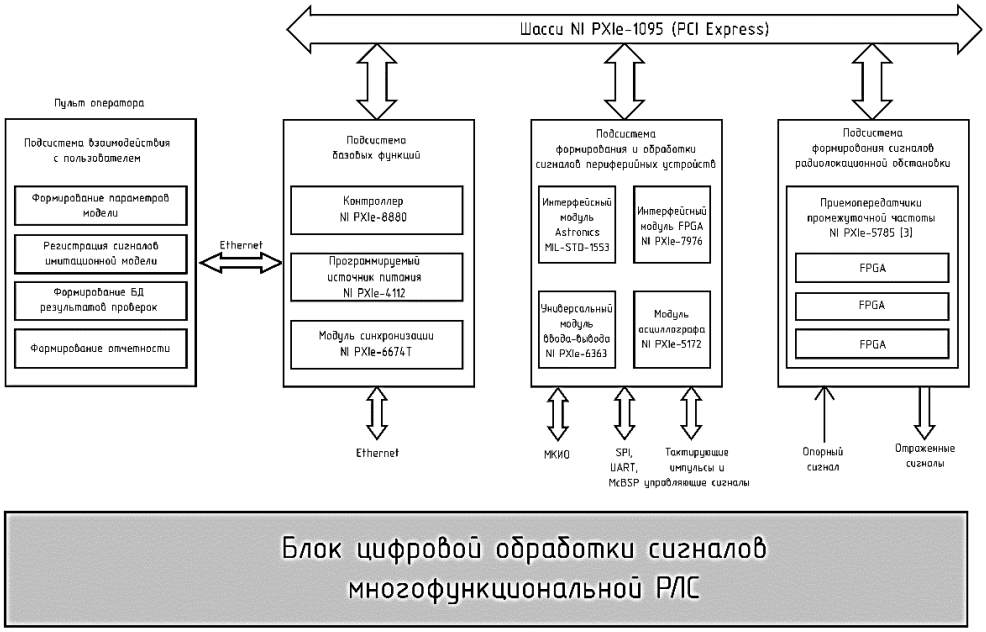


Рисунок 2 — Структурная схема комплекса

Особенности программных средств комплекса

Для создания программной системы использовались среды разработки LabVIEW Development System и Microsoft Visual Studio. Программирование кода подсистемы взаимодействия с пользователем было выполнено с использованием визуального языка программирования G, а динамически подключаемые библиотеки взаимодействия с блоком обработки цифровых сигналов РЛС написаны на языке C++. Для реализации алгоритмов имитационного моделирования использовался программный модуль LabVIEW Real-Time, обеспечивающий работу системы в режиме жесткого реального времени. Модуль включает в себя набор функций и утилит, такие как Timed Loop структуры (или детерминированные циклы) – определяют фиксированное время выполнение итерации с возможностью выбора приоритета выполнения; планировщик LabVIEW Timed Loop Scheduler – встроенный инструмент, выделяющий потокам ресурсы процессора (время, память) и регулирующий конфликтные ситуации.

Для реализации многозадачности под каждый имитируемый компонент станции (СУЛ, ППДС и т.д.) или внешнее устройство выделено отдельное процессорное ядро. Схема планирования процессорного времени системы реального времени представлена на рисунке 3. На схеме представлено распределение ядер процессора (Tsk) в соответствии имитируемым устройством (Dev), также указаны модули PXI, реализующие протоколы обмена на физическом уровне (с указанием ключевых управляющих или тактирующих сигналов). Подпрограмма, реализующая управляющий цикл и выполняющийся на контроллере (Host) был назначен высший приоритет «критический ко времени». Всем остальным программным модулям был назначен «нормальный» приоритет. Схема привязана к временной шкале, относительно которой распределяются все возможные прерывания, соответствующие штатной циклограмме работы.

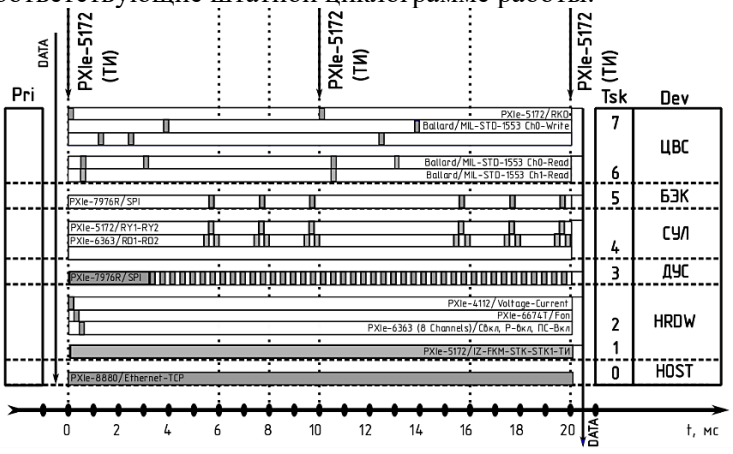


Рисунок 3 — Схема планирования процессорного времени системы реального времени

На рисунке 4 представлена структурная схема программного обеспечения комплекса. Для разрешения проблемы разделяемых ресурсов и для исключения ситуации взаимно исключающей блокировки (мьютекс) были подобраны средства обмена данными между потоками и задачами.

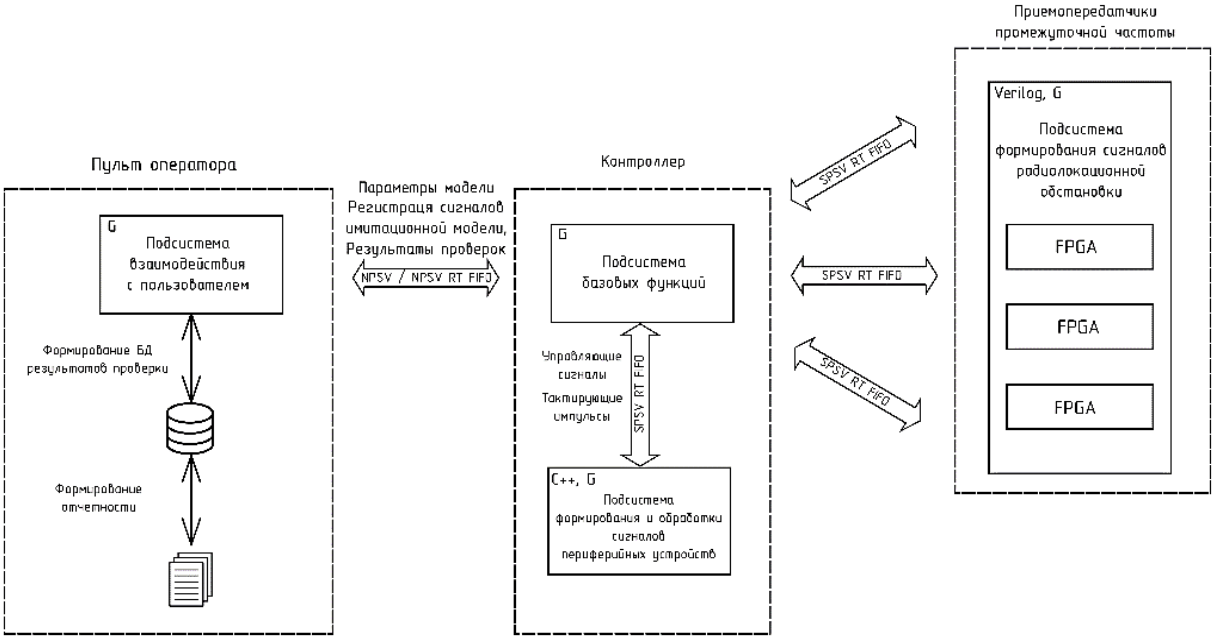


Рисунок 4 — Структурная схема программного обеспечения комплекса

Для обмена данными между пультом оператора и контроллером предложен протокол, реализующий взаимодействие посредством переменных общего доступа Network-puplished Shared Variables (NPSV), а обмен данными в рамках одного процесса был реализован через переменные общего доступа Single-process Shared Variables (SPSV) с буфером RT FIFO, позволяющим сохранить детерминизм при передаче данных.

Заключение

В докладе рассмотрены основные результаты проектирования аппаратно-программного комплекса отработки алгоритмического и программного обеспечений блока цифровой обработки сигналов многофункциональной РЛС. Представленный АПК, реализующий имитационную модель радиолокационной обстановки и информационно-управляющие сигналы РЛС, позволяет существенно сократить сроки отработки БПО, своевременно выявлять ошибки алгоритмического и программного обеспечений.

Использование модульной архитектуры АПК позволяет наращивать его функциональные возможности путем подключения специализированных прецизионных модулей. Стандарт PXI позволяет гибко использовать и адаптировать под свои нужды существующее системное и прикладное программное обеспечение, а также разрабатывать собственные платы.

Экспериментальный образец АПК представлен на рисунке 5. Основные технические характеристики разработанного комплекса:

- Ядро процессора контроллера - 16-ядерный процессор XEON;
- Интерфейсы подключения периферийных устройств к АПК - USB 2.0 (4), USB 3.0 (2);
- Максимальная полоса пропускания осциллографа - 100 МГц;
- Количество каналов аналогового ввода – 32;
- Количество каналов цифрового ввода/вывода – 32;
- Количество каналов аналогового вывода – 4;
- Разрядность аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователей – 16 бит;
- Модель ПЛИС, используемая в приемопередатчиках промежуточной частоты, - Kintex Ultrascale KUO60;
- Максимальная полоса пропускания приемопередатчика – до 3 ГГц;
- Модель ПЛИС, используемая для реализации протоколов обмена SPI, UART, McBSP, - Kintex-7 410T.

Рисунок 5 – Экспериментальный образец АПК

Литература

1. Черкесов Г.Н. Надежность аппаратно-программных комплексов. Учебное пособие. — СПб.: Питер, 2005. — 479 с.:ил.
2. Богданов А.Ю. и др. Особенности построения систем цифровой обработки сигналов импульсно-доплеровских РЛС // Цифровая обработка сигналов и ее применение: 18 международная конференция DSPA-2016. Москва: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2016. С. 751-754.
3. Цифровая обработка сигналов в многофункциональных радиолокаторах. Методы. Алгоритмы. Аппаратура. Коллективная монография / Под ред. Г.В. Зайцева. — М.:Радиотехника, 2015. — 376 с.
4. Модульные измерительные системы для автоматизированных испытаний [Электронный ресурс]. // Инженерные решения. 2016. URL: http://nitec.n-sk.ru/upload/lib/Understanding a Modular\%20Instrumentation System for Automated Test.pdf (дата обращения: 21.01.2021).

HARDWARE-SOFTWARE COMPLEX OF ALGORITHMIC AND SOFTWARE VERIFICATION OF A DIGITAL SIGNAL PROCESSING DEVICE MULTIFUNCTIONAL RADAR

Kim T., Platanov S., Romanovskiy A., Sotnikov A., Chukhrov S., Mamaev V.

Bauman Moscow State Technical University

In this article is considered architecture, organization and technical features hardware-software complex (HSC) of simulation modelling signals multifunctional radar. This complex is created for algirithnic and programms verification device of digital radar signal processing. Authors proposed generalized radar station model on which developed modular system HSC. HSC built using PXI standart. Also, the software features and the main technical features of HSC are presented.

ОПТИМИЗАЦИЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ДЛЯ РЕЖИМА РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ С НИЗКОЙ ЗАДЕРЖКОЙ ДЛЯ IP-АУДИОКОДЕКА IP LINK ONE

асп. Малеев Д.В.

Нижегородский государственный технический университет им Р.Е. Алексеева

В статье описаны методы снижения задержек обработки аудиоданных в IP-аудиокодеке нового поколения. Исследована скорость обмена данными между процессором Freescale i.MX6 и ПЛИС Xilinx Artix-7 XC7A15T по шине PCI Express без использования DMA и пакетных транзакций. Выявлены параметры, позволяющие повысить скорость обмена данными, измерен прирост пропускной способности по сравнению с базовым вариантом, предлагаемым Xilinx. Исследована стабильность отправки прерываний по шине PCI Express, реализовано исправление обнаруженных недостатков. Описаны методы оптимизации параметров ОС и архитектуры ПО для снижения задержек обработки данных. Благодаря использованию разработанных методов стала возможной обработка пакетов данных в реальном времени с интервалом до 2 мс.

На сегодняшний день в теле- и радиовещании наблюдается тенденция к переводу каналов связи «Студия – Передатчик» (в англоязычном написании Studio-Transmitter Link, STL) на IP-сети [1]. По сравнению с предшествующими (не IP-технологиями), новая технология обладает несколькими преимуществами, наиболее значимыми среди которых являются [2]:

– снижение стоимости развёртывания и эксплуатации канала связи за счёт использования сетевого оборудования общего назначения;

– повышение качества, помехозащищённости и надёжности доставки сигнала за счёт применения цифровых способов кодирования и передачи данных;

– защита сигнала от несанкционированного доступа и изменения за счёт применения криптографических методов защиты информации;

– резервирование каналов связи, а также возможность автоматического бесшовного переключения между основным и резервным каналом связи;

– автоматическое восстановление работоспособности сети;

– возможность настраивать ширину канала связи в широких пределах.

Компания GatesAir (США) совместно с ООО «Теком» (г. Нижний Новгород) разрабатывают IP-аудиокодек нового поколения IP Link One. Устройство предназначено для кодирования, декодирования и передачи аудио через IP-сети в среде STL. Оно поддерживает ввод и вывод аудиосигнала в аналоговом и цифровом (AES3) форматах; передаёт один полнодуплексный аудиопоток и метаданные; поддерживает работу с современными стандартами кодирования аудио, включая различные варианты AAC и Opus; использует механизмы коррекции ошибок и резервирования канала передачи данных и т.д.

Для снижения стоимости IP-аудиокодека нового поколения использована ПЛИС Xilinx Artix-7 XC7A15T, отличительной особенностью которой является низкая стоимость при сохранении поддержки PCI Express 1.0 и 2.0. В качестве вычислительного модуля (SoM) использован модуль Technexion EDM1-IMX6. Основу модулей составляет процессор Freescale i.MX6 архитектуры ARM с вычислительными ядрами Cortex A9, поддерживающий PCI Express 1.0 и 2.0; модули доступны в трёх вариантах: 1 ядро и 512 МБ памяти, 2 ядра и 1 ГБ памяти, а также 4 ядра и 2 ГБ памяти.

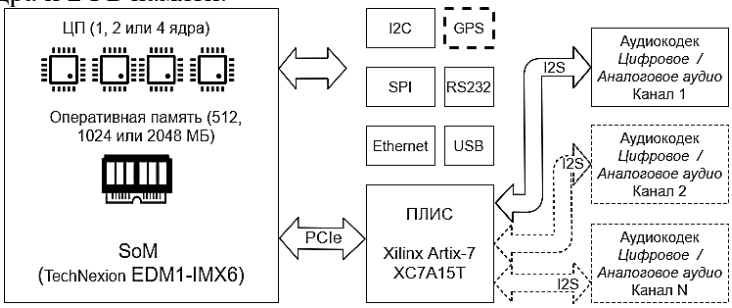


Рисунок 1 – Структурная схема устройства

Целью данной работы является оптимизация параметров программных компонентов для обеспечения детерминированных задержек обработки аудиоданных даже при небольшом размере аудиобуфера (вплоть до 2 мс) с одновременным обеспечением пропускной способности, достаточной для работы четырех полнодуплексных аудиопотоков.

Для этого были решены следующие задачи:

1. Измерена пропускная способность шины PCI Express в устройстве, произведена доработка ПО для её увеличения.

2. Измерена скорость и стабильность отправки прерываний по шине PCI Express, произведена доработка ПО для устранения ошибок и повышения стабильности.

3. Доработано ПО для уменьшения задержки при обработке аудиобуферов.

Структурная схема устройства представлена на рисунке 1.

I. Измерение пропускной способности шины PCI Express.

Хотя шина PCI Express обладает большой пропускной способностью (до 500 МБ/с в режиме PCIe 2.0 x1 [3]), её возможности ограничиваются конкретной технической реализацией. Выбранная ПЛИС поддерживает PCI Express, однако у неё недостаточно ёмкости для реализации механизма DMA. Это значит, что операции чтения/записи аудиобуфера ПЛИС будут занимать ресурсы ЦП, отбирая их у других задач. Кроме того, IP-ядро PCI Express (производитель Xilinx) в качестве пользовательского интерфейса предоставляет только AXI-Stream, а предлагаемая Xilinx упрощенная реализация конвертера AXI-Stream – AXI4Lite не поддерживает пакетные транзакции. Полная реализация данного конвертера задействует слишком большое число логических элементов. В свою очередь, использование ПЛИС большей ёмкости удорожает устройство и является нецелесообразным, поскольку далее будет показано, что поддержка достаточного количества аудиоканалов может быть реализована на выбранной ПЛИС. Выбранная СнК i.MX6 также обладает ограничениями [4]. В зависимости от размера пакета данных, параметров кэша и выбранного мастера шины (ARM или IPU) скорость записи по шине PCI Express может изменяться в диапазоне 109..344 МБ/с, а скорость чтения – в диапазоне 29..211 МБ/с. Таким образом, практическая скорость обмена данными по шине PCI Express существенно отличается от теоретической. Для получения объективной информации о скорости обмена данными необходимо измерить её на реальном устройстве.

Пропускную способность шины будем измерять количеством полнодуплексных стерео аудиоканалов с частотой дискретизации 48 кГц и размером слова 32 бит. Один аудиоканал потребует пропускной способности $S_1 = 48000 \times 32 \times 2 \times 2 = 6144000$ бит/с $= 0{,}732$ МБ/с.

Для измерения пропускной способности шины с учётом вышеописанных ограничений была разработана программа, которая выполняет три вида измерений:

1. Запись 48000 отсчётов в аудиобуфер и измерение времени выполнения этой операции.

2. Чтение 48000 отсчётов из аудиобуфера и измерение времени выполнения этой операции.

3. Чередующиеся запись и чтение 48000 отсчётов из аудиобуфера и измерение времени выполнения этой операции.

Для повышения точности каждое измерение выполняется 1000 раз.

При выполнении измерений было выявлено, что наибольшее влияние на пропускную способность шины оказывают такие параметры IP-ядра Xilinx PCI Express, как Maximum Link Speed (максимальная скорость передачи данных, B_{PCIe}) и AXI Interface Frequency (тактовая частота шины AXI, F_{AXI}); при этом другие параметры не оказывают заметного влияния.

На стороне СнК существенное влияние на пропускную способность шины оказывает загруженность процессорного ядра, которое осуществляет обмен данными. Одноядерный модуль показывает худшие результаты, поскольку тестовое приложение делит ресурсы процессора с другими приложениями; двух- и четырёхъядерные модули показывают одинаковые результаты.

Таблица 1

Результаты измерения пропускной способности шины при различных параметрах

Типоперации / Конфигурация	Чтение, буф.	Запись, буф.	Чтение/запись, буф.	Прирост пропускной способности, %
B_{PCIe}=2,5 ГТ/с, F_{AXI}=62,5 МГц	5,2	38,8	4,7	0
B_{PCIe}=2,5 ГТ/с, F_{AXI}=125 МГц	5,9	38,8	5,2	11,2
B_{PCIe}=2,5 ГТ/с, F_{AXI}=250 МГц	6,4	38,8	5,5	18,9
B_{PCIe}=5 ГТ/с, F_{AXI}=62,5 МГц	7,5	38,6	6,3	35,7
B_{PCIe}=5 ГТ/с, F_{AXI}=125 МГц	9,1	38,5	7,4	58,7
B_{PCIe}=5 ГТ/с, F_{AXI}=250 МГц	10	38,2	8,0	71,6

Результаты измерений представлены в таблице 1. Исходя из полученных результатов были выбраны параметры IP-ядра PCI Express B_{PCIe}=5 ГТ/с, F_{AXI}=125 МГц, которые обеспечивают прирост скорости полнодуплексного обмена данными 58,7% по сравнению с исходным вариантом. Вариант с максимальным приростом скорости B_{PCIe}=5 ГТ/с, F_{AXI}=250 МГц не был использован из-за существенного повышения температуры ПЛИС во время обмена данными.

II. Измерение скорости и стабильности отправки прерываний по шине PCI Express.

При использовании прерывания устройство отправляет ЦП сообщение о том, что требуется обработка данных. При этом ЦП может приступить к обработке данных сразу, вытеснив низкоприоритетную задачу,

либо отложить обработку, если в данный момент выполняется высокоприоритетная задача. При отсутствии прерываний вычислительные ресурсы могут быть использованы для решения других задач.

Выбранные СнК и ПЛИС поддерживают следующие типы прерываний PCIe: Legacy, MSI, MSI-X. При выполнении измерений было выяснено, что Legacy прерывания некорректно реализованы в контроллере PCIe на СнК:

– короткие прерывания могут быть пропущены контроллером; необходимо существенно увеличивать длительность импульса;

– слишком длинные импульсы прерываний приводят к зависанию ОС;

– нестабильная работа в других случаях, которая выражается в зависаниях и пропусках прерываний.

Прерывания MSI реализованы корректно в контроллере PCIe на СнК, не приводят к зависанию и не требуют удлинения импульса прерывания. Однако была обнаружена ошибка в адаптере AXI Stream – AXI4 Lite (pcie_axi_lite_v1_0_0), предлагаемом фирмой Xilinx для использования на ПЛИС совместно с IP-ядром PCIe [5]. При отправке прерывания MSI IP-ядро на короткий промежуток времени выставляло сигнал неготовности (Busy), который не учитывался адаптером, в результате чего происходила потеря данных. Предлагаемое в данной работе исправление (рисунок 2) заключается в добавлении буфера FIFO (axis_data_fifo_0) глубиной 16, который позволит избежать потери данных при неготовности IP-ядра за счёт краткосрочного хранения данных в буфере.

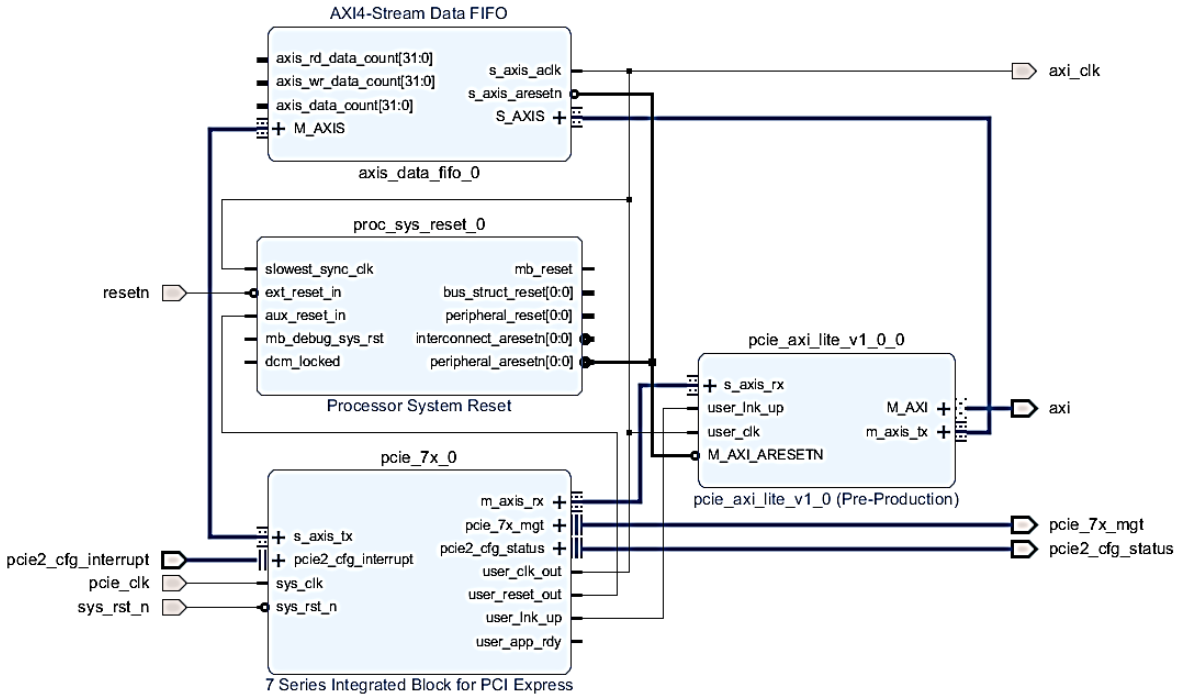


Рисунок 2 – Структурная схема модифицированного адаптера AXI Stream-AXI4 Lite

Полученные результаты показывают, что прерывания MSI обеспечивают высокую стабильность и скорость доставки сообщений от ПЛИС к ЦП, а период отправки сообщений может быть существенно меньше 1 мс.

В программе ПЛИС в качестве аудиобуферов используются 2*N двойных (пинг-понг) буферов, где N – количество каналов. Каждый из этих буферов отправляет запрос на прерывание при заполнении одной половины, чтобы ПО обработало накопленные в ней данные. Возможна ситуация, когда от разных аудиобуферов отправляется несколько запросов прерываний с коротким интервалом (рисунок 3, а). Это снижает производительность и увеличивает задержку обработки буферов, поскольку для обработки каждого прерывания происходит операция переключения контекста. Для снижения влияния этого эффекта было предложено группировать несколько запросов прерываний в один. Установка минимального интервала между прерываниями, равного 1 мс, позволила избавиться от единичных пропусков в обслуживании буферов (рисунок 3, б).

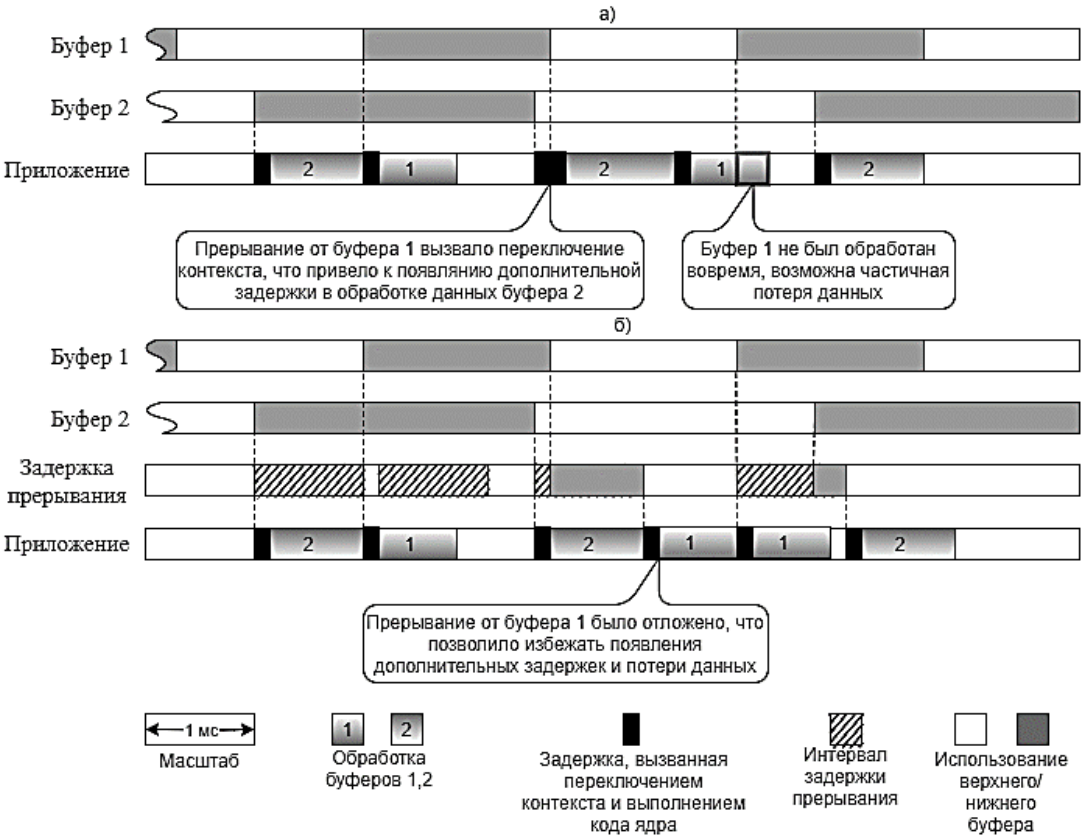


Рисунок 3 – Обработка прерываний: а) без группирования; б) с группированием

III. Доработка ПО для уменьшения задержки обработки аудиобуферов.

Приложение IP Link использует три потока для обработки аудиоданных (рисунок 4, а):

- Capture – используется для захвата и буферизации аудио- и метаданных;
- Encode – используется для кодирования аудио- и метаданных;
- Decode – используется для декодирования аудио- и метаданных.

Изначальная реализация использовала обработку прерываний и аудиобуферов в потоках Capture и Decode. Тестирование показало, что в данном случае присутствуют пропуски в обработке буферов. Поскольку Linux не является ОС реального времени, такое поведение ожидаемо. Существуют рекомендации [6] по снижению задержек в ОС Linux, на основе которых были внесены следующие изменения:

1. Изоляция одного ядра ЦП с помощью параметра загрузки ОС isolcpus=1, что позволяет использовать его для задач реального времени в монопольном режиме.

2. Отключение функций энергосбережения с помощью команды echo performance > /sys/devices/system/cpu/cpu1/cpufreq/scaling_governor.

3. Разрешение планировщику выделять 100% процессорного времени для высокоприоритетных задач с помощью команды sysctl –w kernel.sched_rt_runtime_us = 1000000.

Существенное влияние на работу задач реального времени оказывают прерывания от периферийных устройств. Одним из таких устройств является сетевой контроллер, который отправляет прерывания в любой момент времени, а их интенсивность зависит от скорости входных данных. В ядре Linux основной ветки существует проблема: программный обработчик прерываний ksoftirqd игнорирует назначенный ему приоритет и может забрать вычислительные ресурсы у любого процесса в произвольный момент времени. Это означает, что с помощью утилиты ping можно нарушить работу задачи реального времени. Для исправления этой проблемы существует патч [7], который восстанавливает работоспособность механизма приоритетов для ksoftirqd.

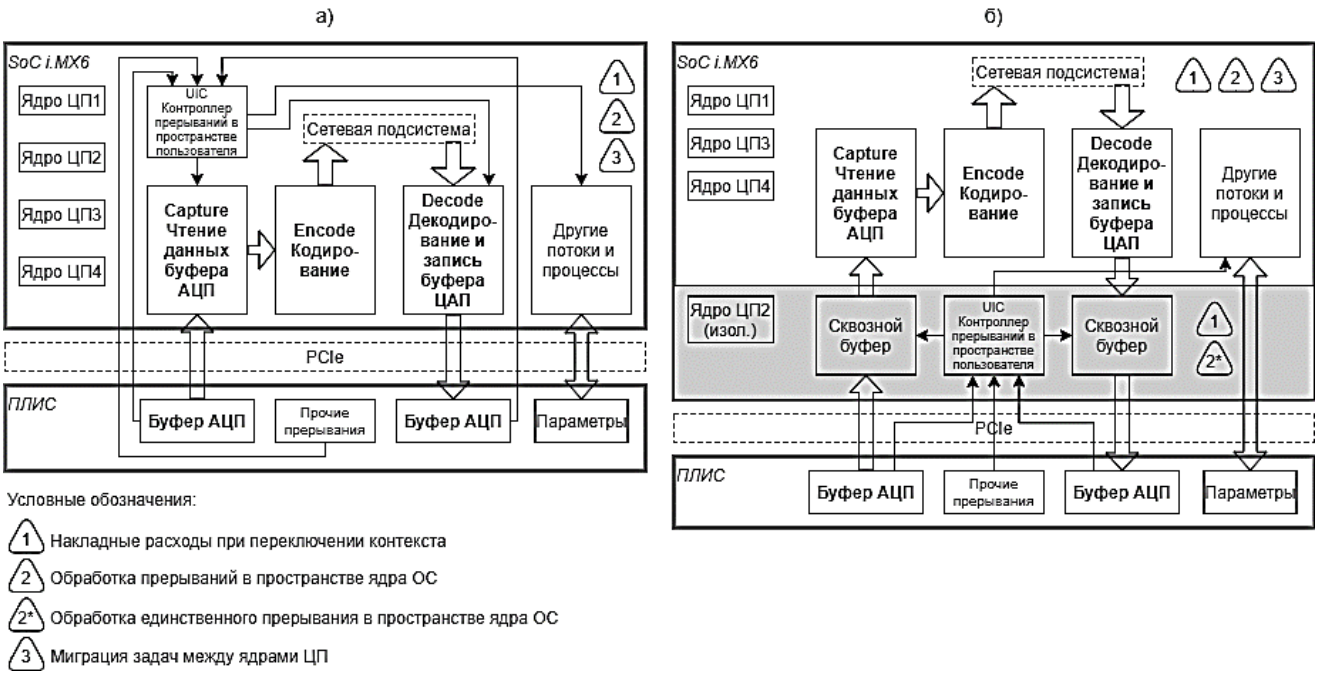


Рисунок 4 – Обработка аудиобуферов в приложении: а) до оптимизации; б) после оптимизации

Другие периферийные устройства, такие как USB-накопитель, MicroSD карта, I2C и SPI чипы также могут вызывать нежелательные задержки в задачах реального времени. Однако ядро Linux основной ветки не позволяет как-либо снизить приоритет прерываний для этих устройств. Для решения этой проблемы существует патч PREEMPT_RT [9], который создает отдельные потоки для каждого обработчика прерывания, благодаря чему возможно назначить приоритет для каждого прерывания. Это позволяет приложениям пространства пользователя с высоким приоритетом перехватывать управление у программного кода пространства ядра с низким приоритетом. Для этого были внесены следующие изменения:

1. Понижен приоритет обработчика прерываний системного таймера для ядра ЦП 2.
2. Понижен приоритет обработчика прерываний сетевого контроллера.
3. Прерывания прикреплены к процессорным ядрам ЦП 1, ЦП 3, ЦП 4 с целью исключить ядро ЦП 2 из обработки прерываний.

Для использования выделенного ядра процессора были внесены изменения в разрабатываемое ПО (рисунок 4, б):

1. Для контроллера прерываний в пространстве пользователя (UIC) был установлен наивысший приоритет, а соответствующий поток был закреплен за ядром ЦП 2.

2. Операции чтения/записи аудиобуферов были выделены в отдельные потоки и закреплены за ядром ЦП 2. В этих потоках был реализован сквозной буфер, задача которого – обеспечить согласование между подсистемами реального и не реального времени. Последняя отличается присутствием случайных и достаточно больших по величине задержек, которые существенно превышают поставленный в данной работе минимальный интервал обмена пакетами аудиоданных 2 мс. Сквозной буфер сглаживает эти задержки путём накопления нескольких пакетов аудиоданных и отправки их на ПЛИС в нужный момент времени, определяемый прерыванием по шине PCI Express. В данной работе глубина буфера была ограничена 8 пакетами аудиоданных.

Таким образом, реализованные в данной работе улучшения ПО разрабатываемого IP-аудиокодека позволили добиться стабильной обработки четырёх аудиобуферов для четырёх полнодуплексных аудиопотоков с глубиной вплоть до 2 мс.

Выводы:

1. В данной работе исследована скорость обмена данными между ПЛИС Artix-7 XC7A15T и процессором i.MX6 по шине PCI Express без использования DMA. В результате аппаратных ограничений фактическая скорость обмена данными оказалась существенно ниже теоретической. Для повышения скорости обмена данными выявлены и оптимизированы параметры, наиболее сильно влияющие на неё.

2. Произведена оценка стабильности и максимальной скорости отправки прерываний по шине PCI Express, реализован метод группирования прерываний для снижения задержки при обработке данных.

3. Выявлен недостаток в адаптере AXI Stream – AXI4 Lite (pcie_axi_lite_v1_0_0), предложенном фирмой Xilinx, который приводит к потере данных при отправке прерываний; реализовано исправление данного недостатка.

4. На основе существующих рекомендаций разработаны и внедрены изменения в конфигурации ОС, направленные на снижение задержек в работе задач реального времени.

5. Реализованы улучшения ПО, которые задействуют возможности реального времени ОС, благодаря чему снизились задержки в обработке аудиобуферов.

6. Благодаря произведённым улучшениям стала возможной одновременная обработка аудиобуферов для четырёх полнодуплексных аудиопотоков с глубиной буфера вплоть до 2 мс в реальном времени.

Литература

1. DoubleRadius. IP STL: A Broadcaster's Guide. https://www.doubleradius.com/IP-stl-broadcasters-guide.html (дата обращения 10.02.2021)
2. GatesAir. Intraplex Audio Codecs for Broadcast STL and Distribution. https://www.gatesair.com/products/transport/audio-contribution-distribution (дата обращения 10.02.2021)
3. Википедия. PCI Express. https://ru.wikipedia.org/wiki/PCI_Express (дата обращения 10.02.2021)
4. NXP Community. i.MX6Q PCIe EP/RC Validation and Throughput. https://community.nxp.com/t5/i-MX-Processors-Knowledge-Base/i-MX6Q-PCIe-EP-RC-Validation-System/ta-p/1126624 (дата обращения 10.02.2021)
5. Xilinx, Jason Lawley, Sanjay Rai. 7 Series FPGAs Gen2 Integrated Block for PCIe to AXI4-Lite Bridge. https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp1286-pcie-axi4-lite-bridge.pdf (дата обращения 10.02.2021)
6. RedHat. Advanced tuning procedures to optimize latency in RHEL for Real Time. https://access.redhat.com/documentation/en-us/red_hat_enterprise_linux_for_real_time/8/html-single/tuning_guide/index (дата обращения 10.02.2021)
7. Eric Dumazet. softirq: let ksoftirqd do its job. https://lwn.net/Articles/698807/ (дата обращения 10.02.2021)
8. М. Тим Джонс. Анатомия Linux-архитектур реального времени. https://www.ibm.com/developerworks/ru/library/l-real-time-linux/index.html (дата обращения 10.02.2021)

DATA PROCESSING OPTIMIZATION FOR LOW LATENCY REALTIME MODE IN IP LINK ONE AUDIO CODEC

P.G. Maleev D.V.

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

Methods for decreasing data processing latencies in new generation IP audio codec are described. PCI Express data rate in system with Freescale i.MX6 CPU and Xilinx Artix-7 XC7A15T FPGA without DMA and burst transactions is investigated. Options for data rate increasing are revealed, and gain of data rate is shown for each case. Stability of PCI Express interrupts is investigated, fix for discovered issue is implemented. OS and Software latency optimization techniques are demonstrated. With usage of the described methods, it is possible to achieve low latency realtime audio data processing with down to 2 ms packet interval.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 8.
СИСТЕМЫ «ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ», ИСКУССТВЕННЫЙ ИНТЕЛЛЕКТ И РОБОТОТЕХНИКА.

Systems of "technical vision", artificial intelligence and robotics.

АЛГОРИТМ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ПРИ ОПРЕДЕЛЕНИИ ДОПУСТИМОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ОБСЛУЖИВАНИЯ ЗАЯВКИ В ДИНАМИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКЕ

доц., д.т.н. Гончаренко В.И.[1,2], проф. д.т.н. Лебедев Г.Н.[2],
доц., к.т.н. Михайлин Д.А.[2] , н.с. Журавлева Н.Г.[1]

[1]Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова Российской академии наук
[2]Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)

В докладе рассматривается организация групповых действий малой и беспилотной авиации в режиме «воздушного такси», когда не существует регулярного расписания полётов между пунктами назначения, а заявки поступают «по вызову» на перелеты в пункты, состав которых заранее неизвестен и носит случайный характер. Решается многокритериальная задача планирования группового полета в режиме «воздушного такси». Сформирован облик экспертной системы управления длительностью наблюдения при поиске и обнаружении наземных объектов. Предложен алгоритм выполнения операции обслуживания в виде процедуры нечёткой логики, состоящей из нескольких типов функций принадлежности, учитывающих применение оптико-электронной системы или радиолокационной системы, в зависимости от высоты полёта. На входе экспертной системы кроме перечисленных выше факторов в оценке приоритета обслуживания очередного объекта дополнительно учитываются: потраченное время на обслуживание этого объекта; запланированное оставшееся время на обслуживание до конца полета; оставшийся запас топлива по сравнению с запланированным. На выходе экспертной системы формируется предложение для принятия решения - продолжить поиск цели или прекратить.

Введение

В настоящее время актуальной становится задача организации воздушного движения малой авиации при обслуживании новых заявок, возникающих в ходе полета группы летательных аппаратов (ЛА) [1]. Трудность решаемой задачи состоит в обеспечении требуемой оперативности планирования в самом полете авиационной группировки и получении результатов выбранных перелетов, гарантирующих их безопасность при непересечении маршрутов и частичной потере живучести [2-7]. Наряду с планируемой организацией группового полёта и самим перелётом из одного пункта в другой для беспилотных ЛА (БЛА) необходимо правильно указать допустимое время обслуживания каждого объекта, определяющее продолжительность поиска его обнаружения в нужном месте и распознавания типа объекта.

Нужно особое правило прекращения обслуживания, когда обнаружение возникает не сразу, чему мешает ряд неблагоприятных факторов, таких как ограниченный запас топлива, малое оставшееся время до конца полёта, низкая важность обнаруживаемого объекта. Эти факторы можно учесть с помощью подхода, основанного на аппарате нечёткой логики [8, 9]. Предложенный подход позволит получить новое качество текущего планирования воздушного движения для перспективного класса малой и беспилотной авиации, работающих по заявкам в режиме такси.

Для оценки допустимой длительности обслуживания каждого пункта при подлете к нему предлагается построить экспертную систему нечеткой логики при действии ряда факторов, имеющих различную физическую природу (ограниченный запас топлива, отставание или опережение графика, важность обслуживаемых пунктов и т.д.).

Целью исследования является разработка алгоритма нечеткой логики принятия решения при определении допустимой длительности обслуживания заявки в динамической обстановке.

Постановка задачи

Необходимо решить задачу при следующих допущениях.

1. Рассматриваются три класса обслуживаемых объектов – неподвижные пункты, координаты местоположения которых и переменные важности заданы, динамические объекты (ДО) наблюдения с

заданным графиком их наблюдения и мобильные объекты (МО), график обслуживания которых не задан, но требуется его определить путем прогнозирования движения МО при их известных курсах и ожидаемых скоростях.

2. Задание на обслуживание может поступать случайным образом и во время полета ЛА.

3. Задано число N однотипных ЛА, $(N < n+M)$, а для каждого ЛА - текущие координаты X_i, Y_i, Z_i, $i = \overline{1,N}$ при полете с заданной скоростью V и возможном многократном наблюдении объектов.

4. Обслуживание каждого наземного объекта планируется одним ЛА и только один раз при требуемом качестве наблюдения. При снижении этого качества и других изменениях динамической обстановки необходимо оперативное планирование новых заданий во время самого полета.

В результате решения задачи требуется:

сформировать оперативные планы групповых действий ЛА с учётом своевременности соблюдения графика наблюдения динамических и мобильных объектов и ограниченной длительности самого наблюдения;

обеспечить «в нужное время и в нужном месте» наблюдение мобильных и других объектов в заданные интервалы времени для их обнаружения и распознавания на изображениях, поступающих от оптико-электронной системы ЛА;

по результатам обнаружения и распознавания скорректировать полетное задание.

Разработка алгоритма нечеткой логики

Обычно, в результате выполнения алгоритма маршрутизации для ЛА назначается следующий объект наблюдения. В итоге, например, в боковом канале управления ЛА, формируется заданный курс следования к очередному объекту наблюдения.

По прибытию в пункт назначения ЛА выполняет процедуру поиска заданного объекта. Поиск МО может выполняться с применением бортовых оптических или радиолокационных средств получения изображения местности. Таким образом, сценарий обслуживания МО можно охарактеризовать фактом выполнения двух операций: обнаружение и выполнение обмена.

Пусть при мониторинге рассматриваются три следующих фактора: риск неудачи обнаружения объекта в указанном месте, растущий при увеличении времени τ неуспешного поиска; значительный текущий расход топлива $\Delta V_т$ по сравнению с задуманным планируемым расходом $\Delta V_п$ на данное время t полёта; значительное время t полёта по сравнению с запланированным временем t_0, что соответствует опасности невыполнения оставшегося полётного задания.

С позиций нечёткой логики это соответствует числу лингвистических переменных m = 3, а для введения единообразия функций принадлежности трём качествам (термам) – «неопасно» (F_1), «опасно» (F_2), «очень опасно» (F_3) введём в качестве аргументов безразмерные нормированные переменные x_i (i=1, 2, 3), которые зависят от реальных физических переменных τ, t и $\Delta V_т$.

Алгоритм выполнения операции обслуживания можно описать в виде процедуры нечёткой логики, состоящей из функций принадлежности, учитывающих применение оптико-электронной системы (ОЭС) (см. рисунок 1) или радиолокационной системы (РЛС) (см. рисунок 2), в зависимости от высоты полёта (X_1).

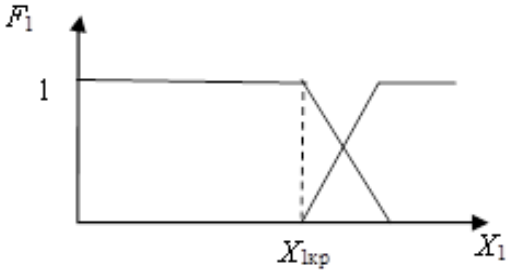


Рисунок 1 – Функция принадлежности для выполнения обнаружения с помощью ОЭС или РЛС в зависимости от высоты полета

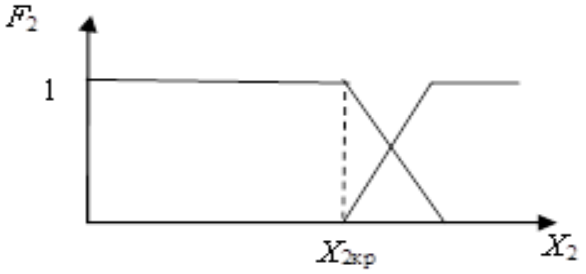


Рисунок 2 – Функция принадлежности для выполнения обнаружения с помощью ОЭС или РЛС в зависимости от освещенности

Поиск вначале выполняется с применением ОЭС в зависимости от степени освещенности. При отсутствии возможности работы с ОЭС, в частности из-за погодных условий и высотном полете, в работу вступает бортовая РЛС ЛА.

Эффективность работы пеленгационного оборудования МО зависит от наклонной дальности до ЛА (F_3) и может быть представлена в виде функции, представленной на рисунок 3.

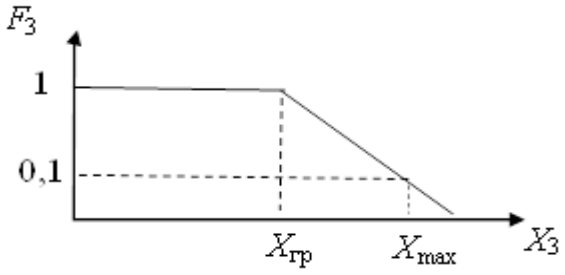


Рисунок 3 – График зависимости эффективности работы пеленгационного оборудования МО от дальности до ЛА

На входе экспертной системы кроме перечисленных выше факторов в оценке приоритета обслуживания очередного объекта дополнительно учитываются:

τ – потраченное время на обслуживание этого объекта;

t – запланированное оставшееся время на обслуживание до конца полета;

$\Delta V_т$ – оставшийся запас топлива по сравнению с запланированным;

На выходе – альтернатива j=1 (продолжить поиск цели) либо j=2 (прекратить).

Таким образом, свёртка величин $F_1(X_1)$, $F_2(X_2)$ и $F_3(X_3)$ позволит получить оценку возможности выполнения обслуживания и факта его выполнения.

Тогда условие возможности обслуживания можно представить в виде неравенства

$$[F_1(X_1) + F_2(X_2)] > 0.2, \quad (1)$$

а условие выполнения обслуживания (при выполнении условия обнаружения):

$$[F_1(X_1) + F_2(X_2)] \cdot F_2(X_3) > 1. \quad (2)$$

Если в течение заданного времени нахождения ЛА в районе поиска МО неравенство (2) не было выполнено, то поиск МО прекращается, он считается обслуженным, и ЛА продолжает выполнение полётного задания.

В итоге, разработанная функциональная схема экспертной системы нечеткой логики представлена на рисунке 4.

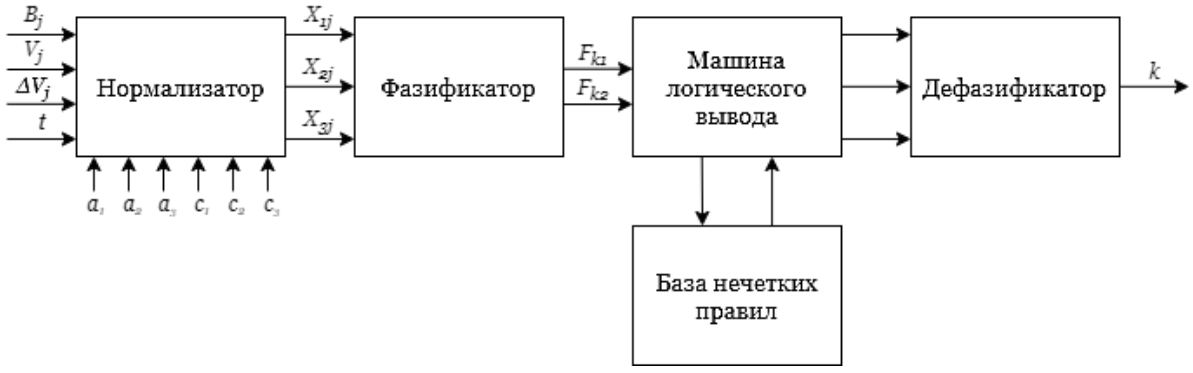


Рисунок 4 – Функциональная схема экспертной системы нечеткой логики

На её входе кроме динамической важности B_j очередного объекта обслуживания учитываются $(t-\tau)$ – несвоевременность обслуживания очередного объекта; ΔV_j – оставшийся запас топлива по сравнению с запланированным $\Delta V_{кон}$. Тогда при ухудшении перечисленных факторов искомый коэффициент уверенности K в продолжении поиска цели падает, как показано на рисунке 5.

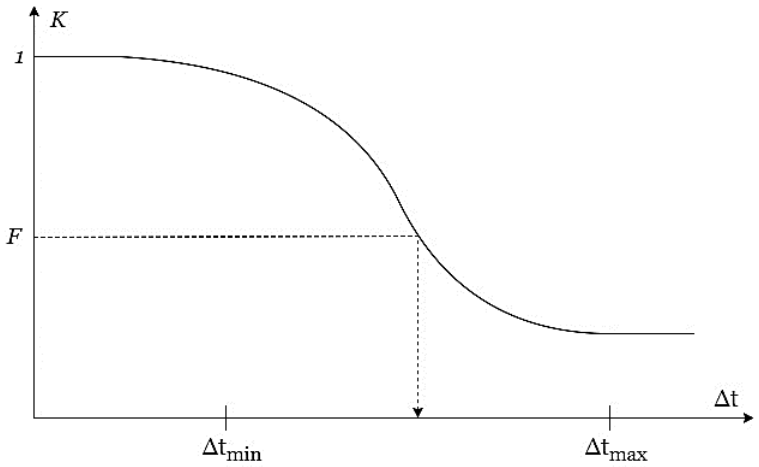


Рисунок 5 – График падения коэффициента уверенности в ходе поиска цели при ухудшении негативных факторов в зависимости от продолжительности наблюдения Δt_j

Получаемый на выходе экспертной системы коэффициент K уверенности в продолжении обслуживания равен:

$$K = (F_{11} + F_{12})(F_{21} + F_{22})(F_{31} + F_{32}) . \quad (3)$$

При достижении этого коэффициента заданного порога F процесс поиска прекращается. Это позволяет в целом сэкономить общее время выполнения всего полета. Полученные результаты исследований показывают, что предложенная экспертная система по существу является адаптивной, в отличие от ранее известных.

Заключение

В ходе проведенных исследований показано, что в сложных полетных ситуациях для повышения эффективности планирования целесообразно использовать элементы искусственного интеллекта. Для внедрения элементов искусственного интеллекта в процедуры поддержки принятия решения предложен алгоритм, в котором выполняется оценка допустимой длительности обнаружения объекта при подлете ЛА с помощью нечеткой логики. Это позволяет сэкономить время полета в условиях несоблюдения его графика и ограниченного запаса топлива. На основе разработанного алгоритма обоснован облик экспертной системы управления длительностью наблюдения при поиске и обнаружении наземных объектов.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №20-08-00652 а.

Литература

1. **Шибитов А.Б.** Городская аэромобильность // Пленарные доклады 1-й Международной конференции «Беспилотные летательные аппараты» в рамках 19-й Международной конференции «Авиация и космонавтика» (24 ноября 2020 г., Москва). URL: http://aik.mai.ru (дата обращения: 03.02.2021).
2. Ким Н.В., Крылов И.Г. Групповое применение беспилотного летательного аппарата в задачах наблюдения // Труды МАИ, 2012, №62, http://mai.ru//upload/iblock/bbb/gruppovoe-primenenie-bespilotnogo-letatelnogo-apparata-v-zadachakh-nablyudeniya.pdf.
3. Evdokimenkov V.N., Krasilshchikov M.N., Kozorez D.A. Development of pre-flight planning algorithms for the functional-program prototype of a distributed intellectual control system of unmanned flying vehicle groups // INCAS Bulletin. 2019. T. 11. № 1. pp. 75-88. DOI: 10.13111 / 2066-8201.2019.11.S.8.
4. Мелехин В.Б., Хачумов М.В. Планирование автономным беспилотным летательным аппаратом эффективных маршрутов облета целей // Авиакосмическое приборостроение. 2020. № 4. С. 3-14. DOI: 10.25791/aviakosmos.04.2020.1150.

5. Ozlem Sahin Meric. Optimum Arrival Routes for Flight Efficiency // Journal of Power and Energy Engineering. 2015. № 3. С. 449–452.
6. Патент 02321954 США МПК8 B 61 L 3/12 3/22, H 04 L1/00, H 04 Q 7/38 7/20. Интеллектуальная система связи, управления, и контроля для наземных транспортных средств/ Пелтц Д.М., Смит Ю.А., Краелинг М., Фой Р.Д., Пелтонен Г.П., Келлнер С.Э., Брайнт Р.Ф., Джонсон Д.К., Деларуэль Д.Г.; заявитель и патентообладатель Дженерал Электрик Компани. - № 2004136603/09; заявл. от 01.04.2003; опубл. 10.04.2008.
7. Ребров В.А., Рудельсон Л.Е., Черникова М.А. Модель сбора и обработки заявок на полеты в задаче планирования авиарейсов // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2007. № 3. С. 97-111.
8. Ивашова Н.Д., Михайлин Д.А., Чернякова М.Е., Шаныгин С.В. Нейросетевое решение задачи оперативного планирования маршрутного полета беспилотных летательных аппаратов и назначение времени наблюдения наземных объектов с помощью нечеткой логики при отображении этих результатов на экране компьютера до вылета // Труды МАИ. 2019. №104. 17 с. URL: http://trudymai.ru/published.php?ID=102223.
9. Лебедев Г.Н., Мирзоян Л.А. Нейросетевое планирование действий по облету наземных объектов группой летательных аппаратов // Авиакосмическое приборостроение. 2005, №12, С. 34-40.

FUZZY LOGIC ALGORITHM OF DECISION-MAKING WHEN DETERMINING THE PERMISSIBLE DURATION OF REQUEST SERVICE IN A DYNAMIC SITUATION

Assoc., Doctor of Engineering Goncharenko V.I.[1,2], Professor, Doctor of Engineering Lebedev G.N.[2] , Assoc., Ph.D. tech. Sciences Mikhaylin D.A., Researcher Zhuravleva N.G.[1]

[1]V.A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of Russian Academy of Sciences,
[2]Moscow Aviation Institute (National Research University)

The report examines the group actions organization of small and unmanned aircraft in the "air taxi" mode. There is no regular flight schedule between destinations, and requests are received "on call" for flights to destinations, whose composition is unknown in advance and is of a random nature. The multicriteria task of planning a group flight in the "air taxi" mode is solved. The shape of the expert system for controlling the duration of observation during the search and detection of ground objects has been formed. An algorithm for performing a service operation in the form of a fuzzy logic procedure is proposed. It consisting of several types of membership functions, taking into account the use of an optoelectronic system or a radar system, depending on the flight altitude. At the input of the expert system, in addition to the factors listed above, in estimation the priority of servicing the next object, the following are additionally taken into account: the time spent on servicing this object; planned remaining time for service until the end of the flight; the remaining fuel supply compared to the planned one. At the output of the expert system, a proposal is formed for making a decision - to continue the search for a goal or to stop. At the output of the expert system alternative for making a decision is formed - to continue the search for a target or to stop.

АЛГОРИТМ РАБОТЫ САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ РАДИОСЕТИ ДЛЯ МАЛЫХ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

асп. Гурьянов Е.Д., студ. Шустров П.А., студ. Пинтюгов Д.М.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Предложен алгоритм работы самоорганизующейся радиосети в безлицензионном радиодиапазоне для группы минироботов, а также малогабаритный робототехнический комплекс, на базе которого осуществляется реализация самоорганизующейся mesh сети с помощью радиомодулей. Данный алгоритм позволяет в автоматическом режиме выбирать свободную частоту для запуска mesh сети, а также в случае «падения» маршрутизатора – запускать алгоритм автоматического назначения нового. Также описывается разработанное устройство – маршрутизатор для данного робототехнического комплекса.

Беспроводная ячеистая сеть стала перспективной парадигмой проектирования беспроводных сетей следующего поколения. Беспроводные ячеистые сети (WMNs) состоят из клиентов сети и маршрутизаторов сети, где последние формируют беспроводную инфраструктуру/магистраль и взаимодействуют с проводными сетями для того чтобы обеспечить многоскачковое беспроводное подключение к Интернету для клиентов сети. В настоящее время беспроводная ячеистая сеть стала одной из наиболее перспективных концепций для самоорганизующихся и автоматически настраиваемых беспроводных сетей, обеспечивающих адаптивное и гибкое беспроводное подключение к Интернету для мобильных пользователей. Такая концепция может быть использована для различных технологий беспроводного доступа, например, таких как беспроводная сеть на основе стандартов IEEE 802.11, 802.15, 802.16. Разработка беспроводная ячеистой сетевой технологии имеет дело со сложными проблемами архитектуры и проектирования протоколов, и есть растущий интерес к этой технологии среди исследователей как в академических кругах, так и в промышленности. Существует много текущих исследовательских проектов в различных университетах и промышленных исследовательских лабораториях [1-4].

Рассматриваемый проект включает в себя разработку и исследование самоорганизующейся радиосети безлицензионного диапазона 2,4 ГГц для группы минироботов. Одной из важных задач при подборе оборудования являлось ограничение по габаритам и потребляемой мощности устройства, поскольку мобильные роботы, представленные на рисунке 1а, имеют малые габариты (35x35x35 мм) и аккумулятор небольшой ёмкости (250 мАч). Поэтому в качестве устройств связи выбраны радиомодули nrf24l01+.

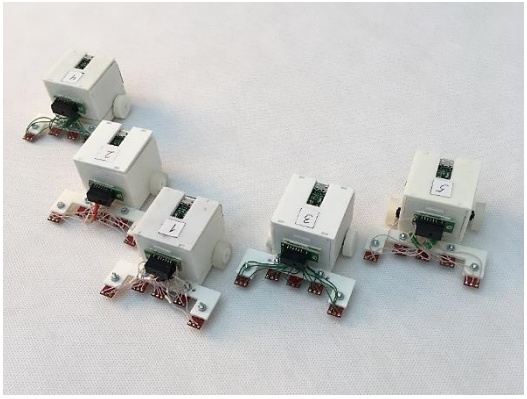


Рисунок 1а. Группа минироботов

Рисунок 1б. Разработанный маршрутизатор

Для удобства работы с узлом сети с помощью персонального компьютера разработан контроллер-маршрутизатор. Устройство унифицировано с контроллерами минироботов, антенна имеет диаграмму направленности аналогичную антенне на радиомодулях nrf24l01+, а само устройство заключено в пластиковый корпус.

Используемые в проекте чипы nrf24l01+ позволяют перестраивать несущую частоту в диапазоне от 2,4 до 2,528 ГГц с шагом в 1 МГц, выбирать уровни мощности от -18 дБм до 0 дБм с шагом в 6 дБм, а также выбирать скорости передачи данных – 512 кбит/с, 1 Мбит/с и 2 Мбит/с. Для функционирования

самоорганизующейся радиосети используется библиотека RF24Mesh, которая находится в открытом доступе.

Поскольку сеть работает в том же диапазоне, что и устройства Wi-Fi, на малой мощности (-8 дБм), и работающие рядом роутеры могут внести серьёзную помеху в её работу, разработан и реализован алгоритм выбора свободной несущей частоты для функционирования радиосети. Блок-схема указанного алгоритма представлена на рисунке 2.

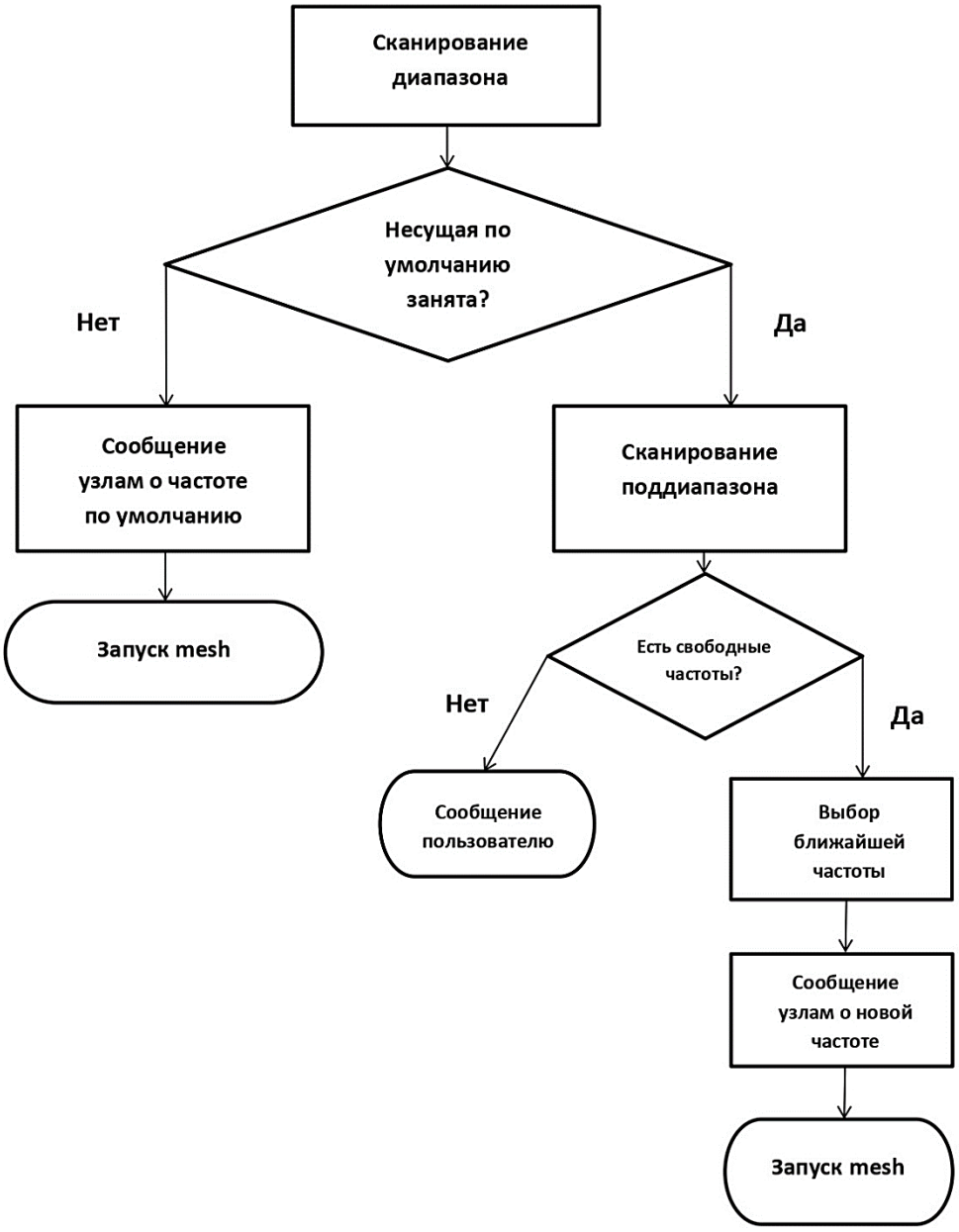


Рисунок 2. Блок-схема алгоритма выбора несущей частоты

В начале работы алгоритма все узлы работают в широковещательном режиме на техническом канале 2,470 ГГц. Этот канал выбран в силу его удалённости от основных каналов работы устройств Wi-Fi. В данной конфигурации устройство-маршрутизатор выполняет функцию назначения аналогов динамических IP адресов в данной сети. В остальном его функционал не отличается от других устройств сети. Однако при отключении устройства-маршрутизатора сеть «падает» т. е. становится неактивной. Для предотвращения такой ситуации разработан алгоритм «принятия полномочий» т. е. некоторые узлы, в максимуме все, могут принимать на себя роль маршрутизатора. Блок-схема данного алгоритма представлена на рисунке 4.

Алгоритм является продолжением алгоритма, приведенного на рисунке 2. Принятие функционала мастер-узла назначается в зависимости от nodeID номера (аналог MAC адреса) узла. То есть, если узлу присвоен nodeID 1 и за 1x10 попыток узел не смог подключиться к сети, то он становится мастером. Если «падает» и этот узел, и узел с nodeID 2 не смог за 2x10 попыток подключиться к сети, то nodeID 2 становится мастером и так далее. В настоящее время ведётся работа по автоматическому формированию таблицы соответствий при смене nodeID узлов, поскольку пока только узел с nodeID 0 может являться мастером. Таблица соответствий необходима затем, чтобы оставшиеся узлы в сети понимали, что после перезапуска сети узел с nodeID 1 стал узлом с nodeID 0, а узел, имевший nodeID 0, выбыл из сети, поскольку посылка сообщения конкретному узлу отправляется на адрес nodeID.

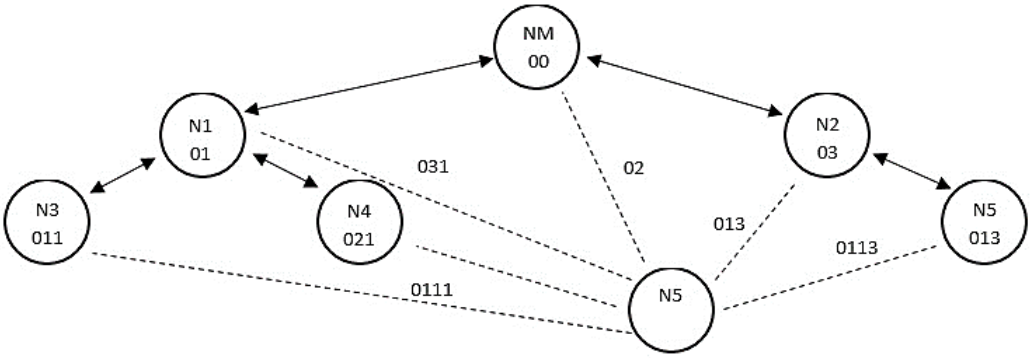


Рисунок 3а. Стандартная конфигурация подключений

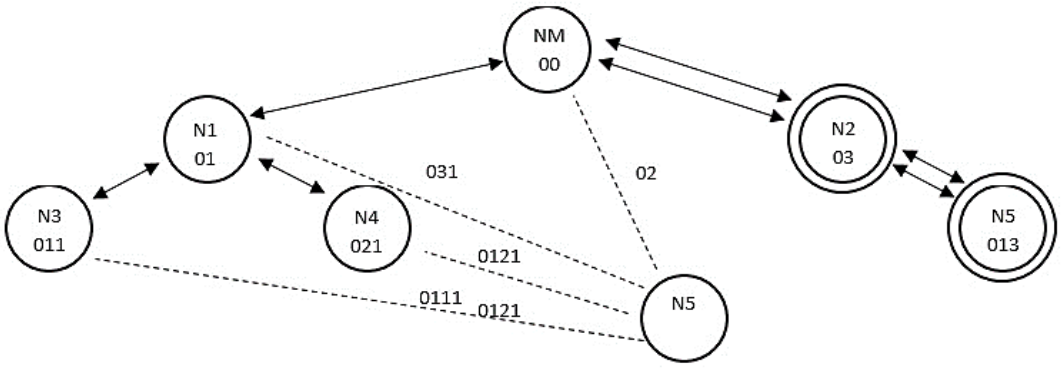


Рисунок 3б. Конфигурация подключений с «выделенной веткой»

В настоящее время ведутся работы по написанию алгоритма для атоматической организации временной «выделенной ветки» в сети. Основное отличие «выделенной ветки» заключается в «жёсткой» привязке адресов к узлам сети и ограничением возможности подключения к ним новых на некоторое время. На рисунке 3а показаны возможные точки подключения для узла с nodeID5 (отмечены пунктиром), они же отмечены на рисунке 3б. На рисунке 3б «выделенная ветка» отмечена двойными кружками и двойными стрелками. Такая функция необходима в случае передачи большого объёма важной информации одним из узлов ветке или же увеличившейся нагрузкой на один из узлов в ней.

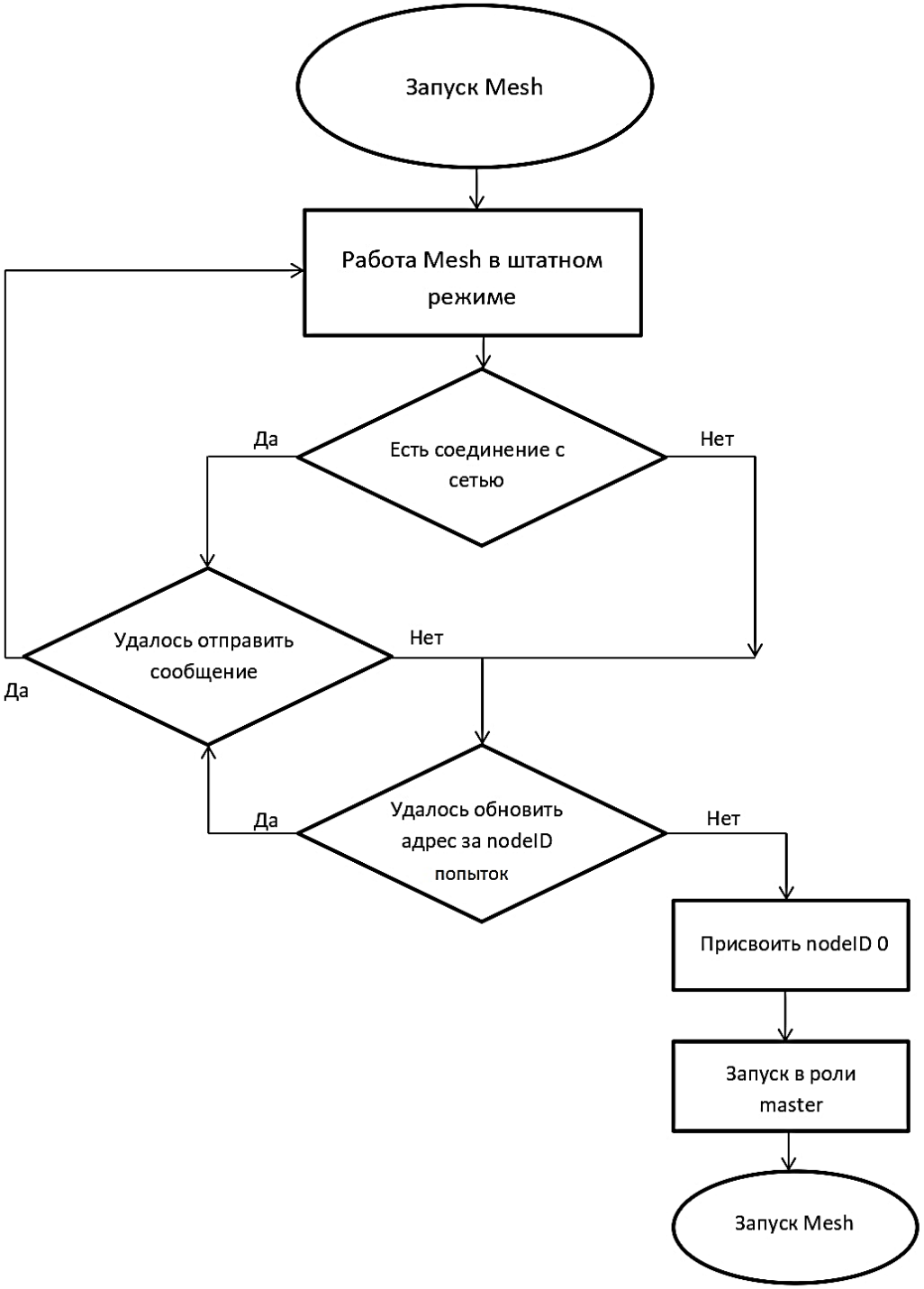


Рисунок 4. Блок-схема алгоритма восстановления сети

Данные алгоритмы соединены в один и реализованы на группе мобильных минироботов. Также ведётся разработка алгоритма сканирования частотного диапазона во время работы сети, детектирования помехи и переноса рабочей частоты.

Литература

1. Hossain E., Leung K. Wireless Mesh Networks. Architectures and Protocols – Springer Science+Business Media, LLC, 2008 – 323 p.
2. Каляев И.А., Капустян С.Г., Гайдук А.Р. Самоорганизующиеся распределенные системы управления группами интеллектуальных роботов, построенные на основе сетевой модели // Управление большими системами: сборник трудов. 2010. С. 605–639.
3. Александров В.А., Кобрин А.И. Аппаратно-программный комплекс для моделирования задач группового управления мобильными роботами // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2011. – С. 88–95.
4. Проскочило А.В., Воробьев А.В., Зряхов М.С., Кравчук А.С. Анализ состояния и перспективы развития самоорганизующихся сетей // Автоматика. Вычислительная техника. 2015. № 19 (216). Выпуск 36/1 С. 177–186.

SELF-ORGANIZING RADIO NETWORK OPERATION ALGORITHM FOR SMALL MOBILE OBJECTS

Guryanov E.D., Pintyugov D., Shustrov P.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The algorithm of operation of a self-organizing radio network in an unlicensed radio range for mini-bots is described. A small-sized robotic complex is described, on the basis of which a self-organizing mesh network is implemented using radio modules. This algorithm allows you to automatically select the free frequency to start the mesh network, and also in the event of a “fall” of the router, run the algorithm for automatically assigning a new one. The article also describes the developed device router for this robotic complex.

РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЕ ЗАДАЧ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ РОБОТОВ В МУЛЬТИАГЕНТНЫХ СИСТЕМАХ

асп. Кренев А.А., асп. Коковкина В.А.

Ярославский государственный университет имени П.Г. Демидова

Рассматриваются некоторые проблемы, возникающие при переводе задач, рассчитанных для отдельных автономных роботов, в аналогичные задачи в мультиагентных системах, обладающих некоторой групповой политикой, а также соответствующих спецификациям этих задач алгоритмических решений. Проблемы рассматриваются на примере задачи нахождения пути в лабиринте с несколькими роботами, в нём находящимся. В качестве концептуальной системы для разрешения данных проблем предлагается понятие областей ответственности, и это понятие предлагается к экспликации в терминах абстрактной семантики ресурсов. Проводится анализ данного подхода и находятся некоторые сложности, методы разрешения которых также приводятся. Предлагается устанавливать области ответственности контрактным образом при участии деонтической и доксастической логик.

Существует проблема распараллеливания некоторых задач для группы роботов по примеру (экземпляру) задачи, специфицированной для конкретного робота. Это имеет практические причины: например, таковой является масштабирование системы от варианта с одним роботом до варианта с несколькими, и необходимо понять, как алгоритм, написанный для решения некоторой конкретной задачи, но для одного робота, превратить в алгоритм, подходящий для группового поведения роботов – а для этого нужно уметь переводить сами спецификации задач в групповой вид под мультиагентные системы. Либо же иное: изначально имелась система с группой роботов, но потом было выяснено, что в некотором конкретном контексте не хватает группового поведения. Кроме того, обычно легче написать алгоритм для одного робота по причине более лёгкой и очевидной архитектуры, следующей из более простой спецификации задачи, чем сразу писать алгоритм для целой группы роботов.

Приведём пример простой задачи, иллюстрирующей приоритеты общего исследования – задачи нахождения выхода из лабиринта, – и покажем, в чём заключаются трудности с ней в рамках этой проблемы. Стоит заведомо заметить, что приоритеты общего исследования столь же иллюстрируются также задачами построения карт, слежения за группой объектов, слежения за некоторой местностью и так далее. В каждой из них будет своя собственная специфика, но общая направленность и общее содержание проблемы остаются примерно одними и теми же.

Задача нахождения выхода из лабиринта одним роботом является типовой для мобильных роботов. Допустим, существует алгоритм для одного мобильного робота, а затем требуется масштабировать систему до нескольких мобильных роботов. Если всего лишь произвести запуск по экземпляру этого алгоритма для каждого робота, то в лучшем случае будет столько же решений для одного и того же лабиринта, сколько есть роботов, а в худшем случае роботы также будут друг другу мешать, так как исходный алгоритм не содержал никакой информации о других роботах, и для каждого робота каждый другой робот будет частью карты или как минимум некоторым динамическим объектом на ней. Значит, если не стоит задачи следовать политике роевого интеллекта (swarm intelligence), необходимо каким-то образом согласовывать запущенные экземпляры такого алгоритма, обогатив информацию каждого робота до существования и координат других роботов в группе и каким-либо превратив задачу в коллективную, получив под неё другой алгоритм, характерный для группового поведения.

Также выглядит нерациональным просто с точки зрения использования ресурсов отправлять сразу всех роботов искать выход из лабиринта, что может быть гипотетическим аргументом против роевого подхода к организации мультиагентных систем. Даже если это не так, то как минимум роевые подходы будут предоставлять меньший контроль относительно потребления.

Возвращаясь к теме типологии задач, можно сказать, что у коллективной задачи в отличие от индивидуальной на первый взгляд есть некоторые особенности. Во-первых, результат выполнения задачи должен быть в некотором смысле один для всей группы. Во-вторых, если не распределять ответственность, лежащую на каждом роботе в решении коллективной задачи, то задача выполняется неорганизованным образом. Как это выглядит в решении задачи построения карты: роботы ищут выход из лабиринта, зная друг о друге и представляя единый результат, но они ничего не делают для того, чтобы согласовывать друг с другом, например, какие предполагаемые зоны лабиринта кто исследует и каким образом он это делает относительно других. Сама идея разделения предполагаемой карты (здесь: лабиринта) на зоны является привлекательной в том смысле, что позволяет исследовать её быстрее. Но даже если нужно будет решать общую задачу с перекрывающимися областями – это всё равно вполне можно рассмотреть так, что у роботов есть какие-то собственные области ответственности, которые в данном случае просто являются общими

между роботами, и далее остаётся найти, каким образом оптимизировать работу роботов (для построения карт это более актуально).

Решая подпроблему рационального использования ресурсов в задаче поиска выхода из лабиринта, можно посмотреть на эту задачу так, чтобы определять некоторого робота на специальную роль искателя выхода, где по решению задачи этот робот оповещает остальных роботов о найденном им пути. Но у этого решения есть такой минус, что просто при выделении такой роли повышается ранг одного робота, а остальные, без предпринятия других мер, ставятся ему в полную зависимость. Такая стратегия выглядит не очень эффективной в силу того, что даже если ведущий робот никогда не сломается и не перевернётся, он может начать выполнять повторяющиеся действия, в зависимости от назначенного ему алгоритма, и это по сути купирует решение задачи, так как остальные будут находиться в состоянии ожидания решения. Почему это так может произойти. Во-первых, очень легко спроектировать и написать программу, представляющую систему, полную машине Тьюринга [1], что запускает многие теоретические и практические проблемы, такие, как, например, проблема остановки: программа может реализовывать нежелательный бесконечный цикл. От этого вполне можно избавиться в тотальных языках, если не поступать таким образом, как описано в [2, 3], с дополнительными примерами в [4, 5], но тогда стоит вопрос, что именно может сделать эта программа. Но даже в этом случае, и это во-вторых, нет общего решения задачи взаимодействия робота с динамической физической средой, в контексте конкретного программно-аппаратного окружения, и это тоже может приводить к некоторому повторяющемуся нерелевантному поведению, пусть здесь и нельзя считать, что это бесконечный цикл.

С этой задачей можно справиться, если либо определяется управляющий модуль, который прерывает конкретное ролевое поведение, либо создаётся групповая политика, по которой ожидающие роботы выбирают нового ведущего, и это инициируется некоторым набором условий, но определение эффективных условий для инициации контекстно-зависимо.

В данном случае есть эвристика, которая упрощает проблему и её решение посредством выбора в качестве ведущих целого пула роботов по некоторому алгоритму из группы. Если откажет один робот или если он перейдёт к повторяющемуся поведению, то может не отказать и не перейти любой другой из пула. Но в таком случае вновь появляется проблема распределения ответственности, уже по причине недостатка группового поведения раньше.

При обобщении изложенного можно наблюдать необходимость распределять ответственность между агентами некоторой системы (не обязательно в задаче поиска выхода из лабиринта), а также получить в некотором смысле общий результат, превращая задачу для одного агента в коллективную с решением, базирующимся на некоторой групповой политике.

Выводы на этом этапе являются такими:

1. Результат должен быть в некотором смысле один (общий);
2. Задача рассматривается с точки зрения областей ответственности;
3. Области ответственности могут быть общими и нет;
4. В приоритетах исследования такие области ответственности, которые связаны с пространством и / или объектами в этом пространстве;
5. Кроме моделирования того, как могут быть представлены области ответственности, мы должны знать, как получать групповое поведение касательно распределённой ответственности (как работать в группе при её наличии): например, нам требуется оптимизировать работу роботов при построении общей карты.

Как это можно рассмотреть с математической точки зрения.

Во-первых, области ответственности могут быть рассмотренными с точки зрения абстрактной семантики ресурсов, представленной такими вещами, как, например, линейная логика (linear logic) [6], логика разделения (separation logic) [7] или логика с ветвящимся контекстом (bunched logic) [8], а также исчисление серквентов (cirquent calculus) [9, 10].

Во-вторых, экземпляры исходного индивидуального алгоритма, дополняемые до групповой политики, могут быть рассмотрены с точки зрения некоторого исчисления процессов. Исчисление процессов и алгебры процессов – это большое семейство исчислений, рассматривающих абстракцию над распределёнными и конкурентными системами [11].

Существуют работы, объединяющие тематику процессов, действий и ресурсов [12, 13, 14].

[14] даёт следующие определения: есть множество атомарных ресурсов Res, включающее пустой ресурс e; банчем («связкой», «кустом») является дерево, листья (конечные узлы) которого помечены атомарными ресурсами, а внутренние узлы – через операции $\oplus$ либо $\otimes$, которые интерпретируются так: в $r \oplus s$ либо r, либо s может использоваться процессом, но не оба ресурса; в $r \otimes s$ ресурсы r и s выделяются на обработку

некоторому подпроцессу конкурентного произведения процессов (например, r и s начинают обрабатываться параллельно в рамках процесса $P \parallel Q$). Банчевым ресурсом будет $R \coloneqq r|R \oplus R|R \otimes R$. На основе этого определяются модели ресурсов (см. [14], страница 5). Идеей текущей работы является задание ответственностей через семантику ресурсов. Здесь это банчевые ресурсы.

Далее вводится понятие действия. Действие (action) в данном контексте – это некоторое событие в системе, позволяющее судить о развитии (изменении) ресурсов и процессов, с ними связанных. Действие в [14] определяется как $a \coloneqq 1|\alpha|a \cdot a$, где множество действий не обязательно является моноидом, поскольку 1 не обязательно является единицей для оператора $\cdot$. Данный оператор нужен для объединения действий. 1 является примитивным действием.

Частичная функция $\mu: \mathbb{A} \times \mathbb{R} \rightharpoonup \mathbb{R}$, где $\mathbb{A}$ – множество структурированных действий, а $\mathbb{R}$ – множество банчевых ресурсов, называется функцией модификации, если для $R, S \in \mathbb{R}$ и $a, b \in Act$, где Act – множество атомарных действий α_i, выполняется:

1. При $\mu(a,R), \mu(b,S), R \otimes S \in \mathbb{R}$ будет, что $\mu(a,R) \otimes \mu(b,S), \mu(a \cdot b, R \otimes S) \in \mathbb{R}$ и также $\mu(a \cdot b, R \otimes S) = \mu(a,R) \otimes \mu(b,S)$. Это значит, что мы хотим, чтобы модификация ресурсов через действия подчинялась данному условию: действуя a на R и b на S и получая в итоге банчевые ресурсы, а также когда $R \otimes S$ тоже банчевый ресурс, упомянутые банчевые ресурсы по результатам действий на ресурсы, параллельно обрабатываемые (т.е. $\mu(a,R) \otimes \mu(b,S)$), являются тоже банчевым ресурсом и при этом синтаксически тем же самым ресурсом, что и $\mu(a \cdot b, R \otimes S)$, и это тоже банчевый ресурс.
2. При $\mu(a,R) = R'$, $\mu(b,S) = S'$ и $R' \otimes S' \in \mathbb{R}$ будет, что $R \otimes S \in \mathbb{R}$.
3. $\mu(1,R) = R$.

Ресурсы, действия и функции модификации являются параметрами для исчисления банчевых ресурсов и процессов. Далее в [14] задаётся полное исчисление процессов (раздел 2).

Отдельно определяется модальная логика ресурсов и процессов в двух отдельных семантиках для MBI, или модальной логики ветвящихся импликаций ($\sim$-семантика и $\sim_{\equiv}$-семантика). Определение формул для каждой одинаково: $\varphi \coloneqq p|\bot\ |\top|\varphi \wedge \varphi|\varphi \vee \varphi|\varphi \to \varphi|\langle a\rangle\varphi|[\alpha]\varphi|I|\varphi * \varphi|\varphi -\!\!* \varphi|\langle a\rangle_{\upsilon}\varphi|[\alpha]_{\upsilon}\varphi$. Это можно расширить аддитивными кванторами $\exists$ и $\forall$ и их мультипликативными аналогами $\exists_{\upsilon}$ и $\forall_{\upsilon}$. Операторы $*$ и $-\!\!*$ – мультипликативные конъюнкция и импликация соответственно. I – единица. Мультипликативные операторы $\langle a\rangle_{\upsilon}$ и $[\alpha]_{\upsilon}$ используются для добавления дополнительных ресурсов путём сокрытия ресурсов (hiding).

Если коротко, модальные операторы используются для суждений о том, какое положение дел будет после введения некоторого действия в систему. В $\sim$-семантике $\langle a\rangle\varphi$ истинно тогда, когда существуют такие R', E', что $R, E \to^a R', E'$ и $R', E' \vDash \varphi$; $[\alpha]\varphi$ истинно тогда, когда для всех R', E'. $R, E \vDash \varphi$ читается как «в состоянии R, E есть такое свойство, что (формула φ)».

$R, E \to^a R', E'$ интерпретируется как «Процесс E с доступным ресурсом R под действием a становится процессом E' с доступным ресурсом R'».

В $\sim_{\equiv}$-семантике $\langle a\rangle\varphi$ истинно тогда, когда существует такие b, R', E', что $R, E \to^b R', E'$, а также $a \equiv b$ и $R', E' \vDash_{\equiv} \varphi$; $[\alpha]\varphi$ истинно тогда, когда для всех b, R', E'. Оператор $\equiv$ означает эквивалентность действий. То есть, здесь формулы удовлетворяются относительно набора эквивалентных действий, а не просто тех же самых действий. Подробнее в [14], разделы 4 и 5.

Нужно повториться, что основной идеей текущей работы является моделирование зон ответственностей для роботов через абстрактную модель ресурсов так, чтобы область ответственности была ассоциирована с ресурсом: ресурсом для решения задачи в некотором процессе относительно робота является доступная ему зона ответственности. Однако в контексте робототехники по задачам, подобным нахождению выхода из (реального) лабиринта, существуют определённые проблемы при их решении в данном в [14] логическом фреймворке.

Во-первых, физическое поведение роботов самих по себе рассматривается скорее не как дискретное, а как поведение в непрерывном реальном времени. Тем не менее, взаимодействие роботов на программном (не физическом) уровне считается дискретным. Значит, необходимо обогатить исчисление процессов и ресурсов элементами непрерывного времени, оставив для взаимодействия и в некотором виде элементы дискретного времени. Некоторые идеи можно попробовать почерпнуть в [15], статье по алгебре процессов разного времени.

Кроме того, кажется, по подобным задачам нужно прибегать к асинхронной обработке процессов. Асинхронный фрагмент исчисления процессов менее выразителен, т.е. с помощью него можно сделать меньше операций, чем при помощи синхронного.

Поскольку, видимо, многие интересующие задачи имеют дело с разделением ответственности над пространством (например, деление карты на зоны, местности на регионы слежения и т.п.), а здесь

предлагается моделирование во фреймворке ресурсов, действий и процессов, то возникает вопрос, адекватно ли моделировать пространство как ресурс, как минимум в данном случае. Для того, чтобы разобраться в этом, можно посмотреть [16].

В конце концов, моделирование такого рода предполагает третью сторону, которая может являться в данном случае управляющим сервером и где групповая политика в смысле пункта 5 определяется отдельно. Децентрализованные же системы не могут пользоваться просто такими описаниями. Здесь следует специфицировать такую систему, чтобы сами роботы выстраивали, каким образом они вместе будут задавать друг для друга области ответственности. Таким образом, в децентрализованной системе задачи пункта 5 если не выходят в область задач определения областей ответственности, то эти задачи становятся друг на друга похожими.

Чтобы унифицировать решение данной проблемы с децентрализованными системами, можно придумать некоторый логический фреймворк, который будет реализован, возможно, на базе тех или иных вариаций игровых и эпистемических или близких логик. Почему: игровые логики позволяют использовать методы теории игр для характеристики коллективного поведения, а эпистемические логики рассматривают тематики знания и обновления убеждений.

В данном случае, возможно, задачи пункта 5 и определения областей ответственности будут различаться так: разграничение ответственностей будет происходить игровым способом при привлечении средств логик ресурсов и процессов, а также возможном привлечении тематики контрактов [17]; оптимизация задач и все остальные действия могут быть происходить при участии распределённого сетевого планировщика и других алгоритмов с привлечением игровой семантики так, чтобы планирование и остальное имели коллективный характер.

Тематика привлечения контрактов может быть описана условно следующим образом, а также для чего это нужно и как это объединяемо здесь с тематикой логик ресурсов и процессов.

Во-первых, необходимо согласовать модель действий в исчислении процессов с ресурсами с моделью действий в динамической деонтической логике и принимаемой моделью обновления убеждений: в теории Альчуррона – Гарденфорса – Макинсона (AGM), или в теории Катсуно – Мендельзона (KM), или в некоторой другой, менее популярной, теории.

Во-вторых, можно описать распределение ответственностей через получаемую при сочетании динамической деонтической и доксастической логик абстрактную модель контрактов. Здесь это значит, что ответственности будут распределяться как минимум таким образом, чтобы принятие ответственности не приводило к противоречиям в имеющейся системе убеждений агента, необходимой для корректного обновления поступаемой информации, и при этом само не противоречило уже сложившимся системам норм (например, уже заключённым контрактам на области ответственности). Кроме этого, модель контрактов саму можно обогатить при помощи введения целей и намерений (BDI и подобные), игровых и коалитивных логик (для определения соответствия общему плану действий) и других.

Литература

1. Surprisingly turing-complete [Электронный ресурс] / Branwen G. – Электрон. текст. дан. – 2019 – Режим доступа: https://www.gwern.net/Turing-complete, свободный (на 10.02.2020).
2. McBride C. Turing-completeness totally free // Springer, Cham, International Conference on Mathematics of Program Construction, MPC 2015 (Königswinter, Germany, June 29 – July 1, 2015). – Pages 257-275. – DOI: 10.1007/978-3-319-19797-5_13.
3. Turing-completeness totally freer [Электронный ресурс]. – Электрон. текст. дан. – 2016 – Режим доступа: https://effectfully.blogspot.com/2016/12/turing-completeness-totally-freer.html, свободный (на 10.02.2020).
4. Game of Life in Agda [Электронный ресурс]. – Репозиторий – 2014 – Режим доступа: https://github.com/serendependy/game-of-life-agda, свободный (на 10.02.2020).
5. A Brainfuck interpreter written in Agda [Электронный ресурс]. – Репозиторий – 2016 – Режим доступа: https://github.com/wouter-swierstra/Brainfuck, свободный (на 10.02.2020).
6. Girard J.-Y. Linear logic // Elsevier, Theoretical Computer Science, Volume 50, Issue 1. – 1987. – Pages 1-101. – DOI: 10.1016/0304-3975(87)90045-4.
7. Reynolds J.C. Separation logic: a logic for shared mutable data structures // Proceedings 17th Annual IEEE Symposium on Logic in Computer Science (Copenhagen, Denmark, 22-25 July, 2002). – Pages 55-74. – DOI: 10.1109/LICS.2002.1029817.

8. O'Hearn P., Pym D. The logic of bunched implications // Cambridge University Press, Bulletin of Symbolic Logic, Volume 5, Issue 2. – 1999. – Pages 215-244. – DOI: 10.2307/421090.
9. Japaridze G. Introduction to cirquent calculus and abstract resource semantics // Oxford University Press, Journal of Logic and Computation, Volume 16, Issue 4. – 2006 – Pages 489-532. – DOI: 10.1093/logcom/exl005.
10. Xu W. A cirquent calculus system with clustering and ranking // Elsevier, Journal of Applied Logic, Volume 16. – 2016. – Pages 37-49 – DOI: 10.1016/j.jal.2016.04.003.
11. Fokkink W. Process algebra: an algebraic theory of concurrency // Springer, Berlin, Heidelberg, International Conference on Algebraic Informatics. CAI 2009 (Thessaloniki, Greece, May 19-22, 2009). – Pages 47-77. – DOI: 10.1007/978-3-642-03564-7_3.
12. Pym D., Tofts C. A calculus and logic of resources and processes // Springer, Formal Aspects of Computing, Volume 18. – 2006. – Pages 495-517. DOI: 10.1007/s00165-006-0018-z, 10.1007/s00165-007-0047-2 (errata '2007).
13. Collinson M., Pym D. Algebra and logic for resource-based systems modelling // Cambridge University Press, Mathematical Structures in Computer Science, Volume 19, Issue 5. – 2009. – Pages 959-1027 – DOI: 10.1017/S0960129509990077.
14. Anderson G., Pym D. A calculus and logic of bunched resources and processes // Elsevier, Theoretical Computer Science, Volume 614. – 2016. – Pages 63-96. – DOI: 10.1016/j.tcs.2015.11.035
15. Baeten J.C.M., Middelburg C.A. Process algebra with timing: real time and discrete time // Elsevier, Handbook of Process Algebra. – 2001. – Pages 627-684. – DOI: 10.1016/B978-044482830-9/50028-X.
16. Handbook of Spatial Logics // Springer. – 2007. – DOI: 10.1007/978-1-4020-5587-4.
17. Кренев А.А., Антипов В.А. Элементы теории взаимной регуляции автономных роботов в мультиагентных системах // Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, Цифровая обработка сигналов и её применение, DSPA-2019 (Москва, 27-29 марта 2019). – Страницы 496-501.

TASK PARALLELIZATION IN MULTI-AGENT ROBOT SYSTEMS

Krenev A.A., Kokovkina V.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Some problems that arise when translating tasks designed for individual autonomous robots into similar tasks in multi-agent systems with some group policy and algorithmic solutions corresponding to the specifications of these tasks are considered. Problems are considered by the example of the task of maze solving with several robots. The concept of areas of responsibility is proposed as the basis of conceptual framework for resolving these problems, and this concept is proposed for explication (clarification) in terms of abstract resource semantics. This approach is analyzed and some difficulties are found, the resolution methods of which are also given. It is proposed to establish areas of responsibility in a contractual manner with the participation of deontic and doxastic logics.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ СИСТЕМ ВИДЕОАНАЛИТИКИ НА СТРОИТЕЛЬНЫХ ПЛОЩАДКАХ

магистрант Котов Н.В., к.т.н. Назаровский А.Е., к.т.н. Хрящев В.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты работы алгоритмов автоматического детектирования объектов классов «башенный кран», «строительная мобильная техника», «человек на строительной площадке» с камер видеонаблюдения. Обучение и тестирование алгоритмов осуществлялось на наборе изображений MSCOCO и оригинальной базе из 5357 изображений, собранных с камер видеонаблюдения на разных строительных площадках. Сравниваются результаты обработки изображений алгоритмами на основе разных архитектур сверточных нейронных сетей: модификации SSD, YOLO и EfficientDet (вариант архитектуры - EfficientNetB4). Наилучший результат в детектировании объектов показал алгоритм на основе EfficientDet в соответствии со значениями метрики качества: mAP = 0,81, F1 мера = 0,968, полнота R = 0,993, точность P = 0,947. Алгоритм на данной архитектуре выбран как наиболее подходящий для дальнейшей разработки системы комплексного мониторинга работ и трекинга активности подрядчика на строительной площадке.

В условиях современных темпов застройки городских территорий существуют строительные объекты, сроки выполнения работ на которых могут отклоняться от генерального плана в силу определенных обстоятельств. Для контроля этого осуществляется мониторинг хода работ, посредством постоянного наблюдения человеком с помощью сети камер видеонаблюдения, установленных на территории строительного объекта. Учитывая большое количество постоянно перемещающихся объектов, производить контроль и отслеживать активность проведения работ становится проблематично. Введение системы компьютерного зрения и методов искусственного интеллекта помогает решить данную проблему. Обнаружение объектов разных классов с помощью видеокамер, таких как башенный кран, мобильная строительная техника и человек является необходимым элементом системы мониторинга обстановки на строительной площадке и трекинга активности.

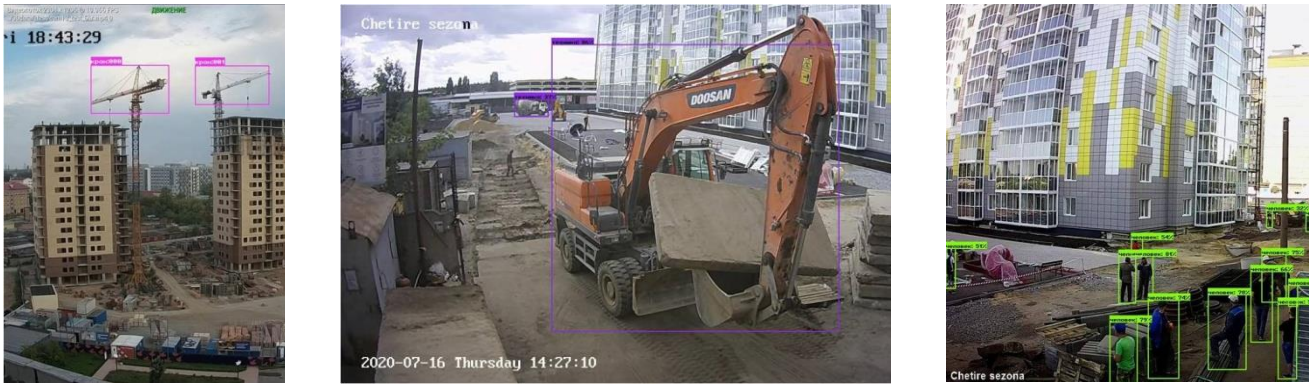
В последнее время достигнут значительный прогресс в области детектирования объектов с использованием сверточных нейронный сетей. Современные детекторы в разных конфигурациях, такие как SSD [1], YOLO [2, 3], показывают высокую точность и быстродействие для использования в современных встраиваемых системах. Особенно высокий интерес представляет детектор EfficientDet [4] с базовой частью EfficientNet (B0-B7) [5] – новый вид детекторов, представленный в 2020 году, который является оптимизированным с точки зрения масштаба сети, т.е. ширины, глубины, и параметра входного разрешения.

Данная работа направлена на создание системы трекинга активности и автоматического мониторинга хода строительных работ, в основе которой находятся сверточные нейросетевые детекторы объектов. Для обучения и тестирования алгоритмов использовались видеозаписи с камер наблюдения, расположенных на строительных объектах. Были собраны записи с 10 камер видеонаблюдения, которые имели следующие характеристики:

- Разрешение 1920x1080 пикселей;
- Частота следования кадров 25 кадров/секунду;
- Время сбора видео для обучающей базы в дневной промежуток дня составило от 10 минут до нескольких часов;

Обучающая и тестовая выборки состояли из набора изображений MSCOCO [6] и оригинальной базы изображений, собранной с камер видеонаблюдения. Размер выборок: обучающая – 19965 изображений, тестовая – 998 изображений. Объектам на каждом изображении ставился в соответствие один из трех классов: башенный кран, мобильная строительная техника, человек. Примеры изображений детектированных классов представлены на Рисунке 1.

Построение алгоритма детектирования предусматривает выбор архитектуры сети, алгоритма оптимизации сети, типа аугментации данных, настройку параметров аугментации данных. В данном исследовании используется оптимизатор Adam [7] с параметрами $\beta1 = 0.9$, $\beta2 = 0.999$ (коэффициенты забывания градиента для первых и вторых моментов соответственно), $\varepsilon=10^{-8}$ (малое слагаемое, предотвращающее деление на ноль), а также скорость обучения $\alpha = 10^{-3}$.



(а) (б) (в)

Рисунок 1 – Примеры изображений детектированных объектов разных классов:
а – башенный кран; б – строительная мобильная техника; в –человек.

Важным моментом в детектировании объектов является выбор архитектуры сверточной нейронной сети и ее параметров, которая позволит достичь наиболее лучшего результата в детектировании объектов разных классов. В данной работе рассмотрены алгоритмы на основе сверточных нейронных сетей SSD300 (величина входного слоя SSD– 300x300 пикселей) с модификацией VGG16 [1], YOLOv2 [3], EfficientDet с основой EfficientNetB4 [5].Для алгоритма на основе последней архитектуры рассчитаны параметры модели:

- Коэффициент ширины 1,4;
- Коэффициент глубины 1,8;
- Расширение по умолчанию 380;
- Величина дропаута последнего слоя 0,4.

При обучении использовалась аугментация данных. Параметры аугментации, выбранные для обучения на собранной базе, представлены ниже:

- Диапазон контрастности (0,9; 1,1);
- Диапазон яркости (-1; 1);
- Диапазон оттенков (-0,05; 0,05);
- Диапазон насыщения (0,95; 1,05).

В качестве метрик оценки качества работы алгоритма приняты [8]: средняя точность по классу (AP), средняя точность по всем классам (mAP), полнота (R), точность (P), F1-мера:

$$\mathrm{AP} = \frac{\sum_{i=1}^{N} Pi}{N}, \quad (1)$$

$$mAP = \frac{\sum_{i=1}^{K} APi}{K}, \quad (2)$$

$$R = \frac{TP}{TP+FN}, \quad (3)$$

$$P = \frac{TP}{TP+FP}, \quad (4)$$

$$\mathrm{F1} = \frac{2RP}{R+P}, \quad (5)$$

где TP – истинно-положительное решение, FN – ложно-отрицательное решение FP – ложно-положительное решение, Pi – i-я точность измерения, N–количество значений порога, K – количество классов.

Для трекинга активности было проведено сравнение результатов детектирования алгоритмом с размеченными человеком данными через определенные промежутки времени в течение времени тестирования: для мобильной техники и человека – через 15 секунд, для башенного крана – 30 секунд. По

полученным данным произведен расчет метрик R, P, F1-мера по всем классам. Обучение алгоритмов проводилось на видеокарте NVIDIA GTX 1080. Результаты тестирования алгоритмам представлены в Таблице 1.

Таблица 1

Результаты тестирования нейросетевых алгоритмов

Алгоритм	mAP
YOLOv2	0,776
SSD300+VGG16	0,786
EfficientNetB4+EfficientDet	0,813

Исходя из полученных результатов, наилучшее значение метрик качества при детектировании различных объектов получается при использовании алгоритма на основе сверточной нейронной сети EfficientDet на базе EfficientNetB4. При сравнении по метрике mAPрезультат для EfficientDet показал разницу с SSD300 на 0,037.

В соответствии с выражениями (3)-(5) были получены значения метрик для всех классов конфигурации сети EfficientDet. Значения метрик представлены в Таблице 2.

Таблица 2

Метрика	Башенный кран	Мобильная техника	Человек
F1-мера	0,915	0,99	1,0
P	0,859	0,984	1,0
R	0,979	1,0	1,0

Исходя из полученных значений рассчитаны результирующая точность, полнота и F1-мера как арифметическое среднее приведенных в таблице значений по всем классам: P=0,947, R=0,993, F1=0,968.

В Таблице 3 приведены значения метрик точности (AP) для разных классов с используемыми в исследовании архитектурами нейронных сетей типа SSD, YOLO и EfficientDet на базе EfficientNetB0.

Таблица 3

Сравнительные результаты работы нейросетевых детекторов по критерию точности по классам

Алгоритм	AP (башенный кран)	AP (строительная техника)	AP (человек)
YOLOv2	0,81	0,78	0,74
SSD300+VGG16	0,84	0,77	0,75
EfficientNetB4+EfficientDet	0,89	0,81	0,74

Исходя из полученных результатов, лучшие значения метрик при тестировании получены на алгоритме EfficientDet. По метрике AP результаты для класса «человек» получились сравнимыми при тестировании сетей разных архитектур.

Еще один важный параметр работы алгоритмов детектирования – это время обработки одного кадра. При исследовании измерение среднего времени обработки 1 кадра производилось с помощью встроенного функционала языка Python. Результаты измерения времени обработки одного кадра представлены в Таблице 4.

Таблица 4

Результаты тестирования алгоритма по критерию времени обработки одного кадра

Алгоритм	Среднее время обработки 1 кадра, сек
SSD300+VGG16	0,039
YOLOv2	0,045
EfficientNetB4+EfficientDet	0,1

Как показали результаты тестирования, наилучшим временем обработки одного кадра видеопотока стал алгоритм на основе сверточной сети SSD с базовой частью VGG16 – 0,039 секунды. Результаты исследования показали, что использование архитектуры детектора объектов EfficientDet с базовой частью EfficientNetB4 позволяет получить наилучшие результаты для детектирования объектов разных классов на строительном объекте для задачи комплексного мониторинга и трекинга: для башенного крана (AP=0,89), для строительной мобильной техники (AP=0,81), для людей (AP=0.74). Время обработки одного кадра оказалось самым высоким и составило 0,1 секунды, но этот результат является допустимым для современных требований по детектированию объектов в режиме реального времени. Алгоритм на данной архитектуре

выбран как наиболее подходящий для дальнейшей разработки системы комплексного мониторинга работ и трекинга активности подрядчика на строительной площадке.

Литература

1. Liu, W., Anguelov, D., Erhan, D., Szegedy, C., Reed, S., Fu, C. Y., & Berg, A. C. SSD: Single shot multibox detector // In European conference on computer vision, Springer, Cham, October 2016.P. 21-37.
2. Redmon, J., Divvala, S., Girshick, R., &Farhadi, A. You only look once: Unified, real-time object detection // In Proceedings of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2016. P. 779-788.
3. Derakhshani, M. M., Masoudnia, S., Shaker, A. H., Mersa, O., Sadeghi, M. A., Rastegari, M., &Araabi, B. N. Assisted excitation of activations: A learning technique to improve object detectors // In Proceedings of the IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2019. P. 9201-9210.
4. Tan, M., Pang, R., & Le, Q. V. EfficientDet: Scalable and efficient object detection // In Proceedings of the IEEE/CVF conference on computer vision and pattern recognition, 2020. P. 10781-10790.
5. Tan, M., & Le, Q. EfficientNet: Rethinking model scaling for convolutional neural networks // In International Conference on Machine Learning, PMLR, May 2019. P. 6105-6114.
6. Lin, T. Y., Maire, M., Belongie, S., Hays, J., Perona, P., Ramanan, D., Zitnick, C. L. Microsoft coco: Common objects in context // In European conference on computer vision, Springer, Cham, September, 2014. P.740-755.
7. Николенко С.И., Кадурин А.А., Архангельская Е.О. Глубокое обучение. Питер: Спб., 2018. 480 с.
8. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. ДМК-Пресс, 2017. 652 с.

NEURAL NETWORK ALGORITHMS DEVELOPMENT FOR VIDEO ANALYTICS SYSTEMS AT CONSTRUCTION SITES

Kotov N.V., Nazarovsky A.E., Khryashchev V.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The results of the operation of algorithms for detecting objects of the classes "tower crane", "construction mobile equipment", "a man at a construction site" from CCTV cameras are presented. The training and testing of the algorithms was carried out on a set of MSCOCO images and an original base of 5357 images collected from CCTV cameras at various construction sites. The results of image processing by algorithms based on different architectures of convolutional neural networks are compared: modifications of SSD, YOLO and EfficientDet (architecture variant - EfficientNetB4). The best result in object detection was shown by the algorithm based on EfficionDet in accordance with the values of the quality metric: mAP = 0.81, F1 measure = 0.968, completeness R = 0.993, accuracy P = 0.947. The algorithm based on this architecture was chosen as the most suitable for the further development of a system for integrated monitoring of works and tracking of activity at the construction site.

О ВОПРОСАХ СЕМАНТИЧЕСКОЙ СЕГМЕНТАЦИИ НА ОБЛАКАХ ТОЧЕК ВО ВРЕМЕНИ ЧЕРЕЗ ПОИСК ПОВЕДЕНЧЕСКИХ ПАТТЕРНОВ ДВИЖЕНИЯ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ ТРЕКИНГА ОБЪЕКТОВ, РЕГИСТРИРУЕМЫХ ЛИДАРОМ

асп. Кренев А.А.

Ярославский государственный университет имени П.Г. Демидова

В данной работе рассматривается проблема кроссвременной идентичности относительно облаков точек в перспективе поиска поведенческих паттернов движения по (потенциальным) траекториям как промаркированным по времени сериям облаков точек. Проблема заключается в том, как рационально можно определить, что маркер, получаемый во время t, это в некотором смысле тот же маркер, что получаемый в t+1. В этом случае поиск паттернов движения является одной из эвристик, при помощи которой данный вопрос возможно переформулировать в более строгом виде. Здесь это интерпретация вопроса о кроссвременной идентичности через: выявление возможных путей как пространственно-временных структур, наблюдаемых в указанных выше траекториях в рамках интеллектуального анализа данных; определение того, как мы можем это согласовать с задачей трекинга объектов относительно выбираемой формальной системы, репрезентирующей соотношения точек и объектов, где последние фиксируются лидаром в терминах отпечатков на фотодетекторе, из которых, с учётом времени отклика, формируются облака точек.

В робототехнике, в рамках области технического зрения на примитивных данных, существует проблема сопоставления предполагаемых семантических данных между соседними кадрами видеопотока, если на каждом таком кадре нам доступны только облака точек. Например, источником таких данных является круговой лидар, и зрение доступно только в контексте данных дальномера. Даже при решении задачи построения карты – в рамках SLAM – истинные семантические данные такого рода явно не формируются, так как для каждой (интересующей нас) точки просто дополняется как параметр массив координат в вероятностном пространстве, где каждая координата характеризует некоторую степень убеждённости в принадлежности этой точки к некоторому маркеру в топологической структуре карты окрестности. Карта окрестности имеет семантическую роль того, как, исходя из данных робота, можно говорить о реальном окружении последнего. В случае вопроса о сопоставлении данных между кадрами требуется ввести пространственно-временную структуру, благодаря которой можно отобразить множество точек в кадре t на множество точек в кадре $t + 1$ таким образом, чтобы это отображение выражало нужные семантические данные. Эти структуры – топологическая структура карты и пространственно-временная структура на сериях кадров, несут разные семантические роли.

Проблему нахождения семантических структур между кадрами легко проиллюстрировать двумя разными примерами. Первый пример касается визуализации данных. Второй пример касается ведения (tracking) динамических объектов.

Рассмотрим первый пример. При визуализации подобная структура помогла бы разрешить проблему окрашивания областей видимой области карты – точнее, наиболее правдоподобного варианта соответствия сырых данных на текущем кадре и уже сформированной карты – во времени, где окрашивание помогало бы человеку различать объекты, которые прямо сейчас регистрирует робот. Допустим, робот зарегистрировал стену, и при визуализации мы выделяем её синим цветом. На самом деле, на уровне человека, стена преставляет собой сложенные рядом пластиковые кубики. Робот врезается в стену, и она деформируется, превращаясь в набор отдельно стоящих кубиков. Будет неправильным выделять все эти кубики тем же синим цветом, что и стена, если мы намерены сегментировать данные, меняющиеся во времени. Значит, если бы у нас была явная семантическая структура, описывающая соответствие объектов между сериями кадров, мы бы могли качественно визуализировать разбивание стены как наблюдаемое событие через плавный переход окраски кубов от синего к новому выделенному для каждого куба собственому цвету в рамках нужной задержки перекраски. Конечно, в данном случае это бы значило, что мы моделируем подобную семантическую структуру так, что объекты могут разбиваться, образуя собственные дериваты, но в любом случае это иллюстративно.

Рассмотрим второй пример. При ведении динамических объектов возможно то, что последние смешиваются друг с другом во времени так, что строго наглядно было бы сложно или невозможно ответить на вопрос, как производится соответствие объектов между кадрами, а также возможно ли это вовсе, если у нас есть только облака точек, но при введении математической модели, описывающей подобную структуру, у нас были бы точные способы оценить (в рамках самой модели) потенциальную доступность подобной информации, и чем лучше наша модель, тем больше оценок мы сможем совершить. К таковым оценкам могли бы относиться правдоподобность такого-то рода взаимоотношений между объектами в t и объектами в $t + 1$, за одну итерацию успевшие передвинуться в уже установленной стае (flock) или в рое (swarm). Стаи и рои являют собой некоторый аналог оптических потоков в компьютерном зрении, но в задачах анализа групповых паттернов движения. Например, наша модель могла бы учитывать различия в уже установленных

скоростях, торможении и извилистости траекторий этих объектов, и на базе накопленой статистики мы вполне могли бы сделать некоторые предположения в этом вопросе.

Эти примеры не говорят о том, что проблема ограничивается только задачами визуализации и трекинга динамических объектов. В целом наличие успешной математической модели, выражающей таковые семантические отношения, помогло бы в задачах сегментации как наблюдаемых областей сквозь поступающий шум, так и карты, обогатив последнюю объектной структурой, дополняющей исходную топологическую.

Небольшое эссе о возможных эвристиках автор привёл в [1]. В данной же работе рассматривается эвристика поведенческого анализа паттернов движения в интеллектуальном анализе данных [2-7]. В [1] производилась ссылка на область интеллектуального анализа данных о движении через работу [2]. В последней предлагались алгоритмы на базе регионов интересов, включая алгоритм на основе скученности (density) как критерия формирования кластеров объектов. Этот критерий визуально иллюстрируется на рисунке 1:

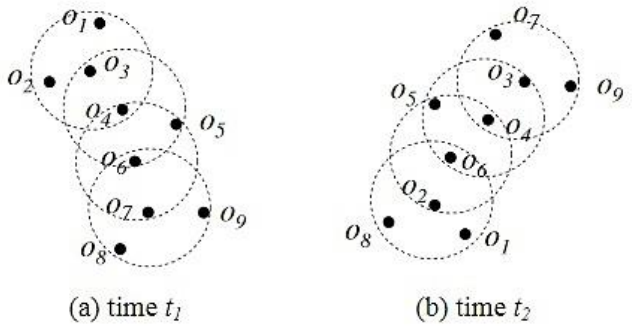


Рисунок 1. Кластеры на основе критерия скученности, взято из [3].

Для демонстрации модели в подобной эвристике приведём базовые определения из [2]:

1. Пусть (S, A) является промаркированной по времени серией (temporally annotated sequence), где S – список облаков точек, а A – временных меток. Тогда (S, A) является содержащейся внутри порогового значения τ (τ-contained) для входящей последовательности $I = \langle (I_0, t_o), \dots, (I_m, t_m) \rangle$, что обозначается как $(S, A) \preccurlyeq_\tau I$, если и только если каждое облако точек серии является подмножеством облака последовательности, а разницы по модулю между задержками при каждом шаге перелистывания облаков точек у серии (α_i) и у последовательности (α_i') будут ниже или равны порогу: $|\alpha_i - \alpha_i'| \leq \tau$ для всех i. Временные метки как раз определяют значение временных разниц между облаками: $s_0 \rightarrow^{\alpha_1} s_1 \rightarrow^{\alpha_2} \dots \rightarrow^{\alpha_n} s_n$. Так мы можем формировать и кластеризовывать сугубо внутривременные структуры в рамках критерия, описываемые через экземпляры времени, временные дистанции, временные интервалы, продолжительности по времени (подробности в [4]) и частоту. Дополнительный материал: [8, 9]. На базе этих вещей можно сформировать более сложные концепции по типу регулярности, сезонности, временных аномалий в поведении и так далее.
2. Будем называть двумерной ST-последовательностью, или, формально, 2D-траекторией, $T = \langle (x_0, y_0, t_o), \dots, (x_k, y_k, t_k) \rangle$, где x, y обозначают пространственные координаты, а t – время. Это значит, что здесь траектория понимается как множество логически допустимых путей, которые могли бы пройти объекты. Функцией окрестности пусть будет N, задающая для каждой пары x, y множество соседних точек. Эта функция описывает окрестность для каждой точки в пространстве такую, куда может быть совершён пространственный переход. Тогда мы можем ввести понятие содержания внутри пространственной окрестности (spatial containment): пространственная структура $S = \langle (x_0, y_0), \dots, (x_n, y_n) \rangle$ содержится в T, что обозначается как $S \preccurlyeq_N T$, если и только если каждая координата S находится в окрестности соответствующей координаты T. Так мы можем работать с сугубо внутрипространственными структурами. Так, найденный паттерн траектории будет описываться как $(x_0, y_0) \rightarrow^{\alpha_1} (x_1, y_1) \rightarrow^{\alpha_2} \dots \rightarrow^{\alpha_n} (x_n, y_n)$. Структуры здесь будут описываться в терминах пространственной позиции, пространственной дистанции, направления, границ, пересечений, схожести цельно взятых путей, схожести их фрагментов, пройденных расстояний, дальности, размеров (подробнее в [4]) и форм (см. [13-14]). Дополнительный материал: [10-14, 20]. В качестве количественных исследований на более сложных явлениях в области распространено такое как выявление популярных мест, определение типичных путей у агентов и так далее.

3. Содержание в пространстве-времени $\preccurlyeq_{N,\tau}$ моделируется так: берём ST-последовательность T, порог по времени τ и паттерн траектории, или T-паттерн, (S, A) и утверждаем, что (S, A) содержится в T, если и только если существует субпоследовательность T' для T такая, что $S \preccurlyeq_N T'$ и разницы по модулю между задержками будут меньше или равно порогу τ. Так мы можем работать со структурами, организованными во времени и пространстве, описываемыми через пространственно-временные позиции; через топологические и обычные количественные свойства траекторий, по которым можно исследовать их взаимоподобие: например, DTW-алгоритмы в контрасте с расстоянием Фреше; через скорость и ускорение; через изменение направлений. Подробнее в [4], дополнительный материал в [15-16].

Дальше проводится тот или иной тип анализа данных. Это подробно описано в [5].

В рамках этой эвристики вопрос о кроссвременной идентичности ставится как задача №1 о нахождении удовлетворительной модели, описывающей взаимные свойства точек; модель должна быть основана в рамках интеллектуального поведенческого анализа данных на паттерны движения. Эту задачу автор именует как IE-задачу (internal-extrinsic), поскольку она опирается на те свойства точек (и только точек – поэтому internal), которые взаимно (extrinsic) для них характерны. В нужном смысле обратной задачей было бы создание модели, которая позволила бы роботам самостоятельно определять, как могут двигаться точки именно как репрезентирующие объекты (external), находящиеся в некоторой физической среде и взаимодействующие с ней (extrinsic). Этот тип задачи назовём EE-задачей. Увы, подобная задача была бы довольно сложной, и разбор последней даже в самых общих чертах выходит далеко за пределы этой работы. Сопутствующим материалом к внутренней задаче автор назвал бы [17-20]. Вариантом II-задачи являлось бы исследование, как облака данных представлены как результат измерений в контексте логического содержания самого измерения. Например, какую версию эпистемической репрезентации подразумевает модель подобного измерения: нужно ли тут считать, что робот получает данные, в некотором смысле подобные тому, что мы видим, или отражающими только общую структуру? Подробнее в [21]. Вариантом же EI-задачи было бы определение, какие внутренние свойства необходимо рассматривать при моделировании объектов. Такие свойства могли бы касаться онтологических (в смысле компьютерных наук) или физических параметров. Например, в некоторых приложениях лучше моделировать объекты с учётом параметры массы, а не параметра веса. II- и EI-задачи были продемонстрированы сугубо в классификационном ключе, и к данной проблеме собственного отношения не имеют.

Дополнительно к задаче №1 ставится вопрос о том, насколько ли приемлемо правило Лейбница о «тождестве неразличимых» относительно объектов самих по себе, напрямую роботу не доступных (что не мешает нам иметь к ним доступ самостоятельно и как моделировать онтологии таких объектов, так и заведомо описывать физические модели к ним). Задачей является построить формальную систему, логически моделирующую допустимые отношения между объектами и разнесёнными параметром глубины по длительности отклика светового импульса точечными отпечатками этих объектов на фотодетекторе. Это задача №2.

В [1] на вопрос об идентичности сквозь время в нужном техническом контексте были подобраны эвристики так, как люди могли бы их рецептивно предложить. В тексте выше была развёрнута конкретная эвристика, а вопрос об идентичности был переформулирован в две задачи. Сейчас же введём модель того, как мы можем рассматривать понятие идентичности сквозь время в контексте переформулировки в рамках логического анализа с максимальными условиями высказываемости (assertability) идентифицирующих утверждений в этой перспективе.

Пусть O – множество внешних объектов, где каждый объект привязан к некоторой временной инфинитезимали, а L – некоторое множество местностей, или локалей. Локали являются абстракциями допустимых наблюдений пространственных частей возможных объектов. Функция $m: L \rightharpoonup (S, A)$ является измерением и отображает часть локалей в облако точек для каждой итерации a с последующим перелистыванием. Характер перелистывания зависит от тика часов измерителя и процесса измерения, проводящегося в континуальном времени. Также скажем, что некоторое непустое подмножество $Snap$ для L возможно описывает некоторый объект o в a для каждого такого подмножества, т.е. при истинной интерполяции f измерений локалей мы можем получить объект o', качественно и нумерично идентичный $o \in O$, т.е. $o = o'$. Запишем это как $\Diamond \exists o \in O: f\big(m(Snap)\big) = o$. В реальных условиях мы по многим причинам не можем говорить о непогрешимых интерполяциях, поэтому примем $\Diamond \exists o \in O: f\big(m(Snap)\big) \approx o$.

При этом необходимо учесть, что o является наблюдаемой частью объекта целиком, или õ. Допуская ненаблюдаемые в момент t части объектов, в общем случае также утверждаем, что $Po\tilde{o}$, где Pxy – отношение включённости (parthood) x в y. Самой обычной задачей ведения (tracking) объектов является та, где моделируется объект целиком: он может быть наблюдаем под разным смещением и разным углом поворота

по горизонтали и вертикали. В таком случае ведение объекта – это ведение õ. В случае трёхмерного лидара возможно говорить об объекте õ через o_1 и o_2 в t только тогда, когда те перекрываются (overlap): Oo_1o_2, где $Oxy \coloneqq \exists z{:}\, PPzx \wedge PPzy$, где $PPxy \coloneqq Pxy \wedge \neg Pyx$. Тогда: $Oo_1o_2 \rightarrow Po_1\tilde{o} \wedge Po_2\tilde{o}$. В случае двухмерного лидара критерий перекрытия не работает при вертикальном смещении и при вращении вокруг горизонтальной оси. Здесь можно говорить об õ при схожести (по критериям из [13-14]) o_1 и o_2 и допущении, что при данных преобразованиях наблюдаемые части õ изменяются достаточно плавно, т.е. преобразование g допустимо моделировать как гладкую функцию, а любая её используемая интерполяция f из o_1 и o_2 допустимо будет предполагать один и тот же алгоритм с одним и тем же оцениванием погрешности и одними и теми же входными параметрами для всех рассматриваемых объектов. Тогда говорим: $[Similar(o_1, o_2)] \wedge [\forall g \in O \rightarrow O{:}\, Smooth(g)] \wedge \left[\forall f_{1,2} \in O \times O \rightarrow O, \forall o_{1,2} \in O{:}\, f_{1,2}\$\{o_1, o_2\} \wedge f_1 \sim f_2\right] \oplus Oo_1o_2 \rightarrow Po_1\tilde{o} \wedge Po_2\tilde{o}$, где \$ обозначает оператор применения функции, $\sim$ – оператор идентичности используемого алгоритма (см. [22]), $\oplus$ – операция XOR. В каждом случае проблема нахождения Oo_1o_2 где $g(o_1) = o_2$, на базе облаков точек решается через нахождение моментных инвариантов для g (см. [13]), и также в каждом случае антецедент при консеквенте $Po_1\tilde{o} \wedge Po_2\tilde{o}$ определяет эпистемические условия, при которых можем утверждать консеквент, который позволяет говорить об объекте õ в t. Чтобы говорить об õ, распространённом в $[t, t+1]$, где o_1 зафиксировано в t, o_2 – в $t+1$, необходимо зафиксировать кроссвременную идентичность o_1 и o_2 так, чтобы выполнялось $Po_1\tilde{o} \wedge Po_2\tilde{o}$.

Далее скажем, что абстракция физической процедуры $\mathbb{P}$, по которому проводится m, является известной. Эта абстракция описывает физическую процедуру и представлена в виде вычислимой программы и, через изоморфизм Карри-Говарда, вычислимого доказательства $\mathscr{p}$. Утверждаем, что: предикация являеется назначением свойства, $\forall \mathscr{p} \in \mathcal{P}{:}\, A!\,\mathscr{p}$ – все доказательства являются абстрактными объектами, $\exists! \mathscr{p} \in \mathcal{P}, \exists! \mathbb{P} \in Procs, \forall P{:}\, \mathscr{p}P \rightarrow P(\mathbb{P})$ – найдутся конкретные $\mathscr{p}$ и $\mathbb{P}$, где для $\mathscr{p}$ любое кодируемый им предикат P выполняется через $\mathbb{P}$. Определение предиката абстрактности $A!$ и интерпретация кодирования (encoding) xP даны в [23]. Так получаем, что есть случаи, где все свойства, кодируемые конкретным доказательством, являются свойствами соответствующей конкретной физической процедуры. Так возникает возможность абстрактно говорить о физической процедуре в математических терминах некоторого доказательства.

Для получения $Snap$ из облаков данных складывается задача постановки обратного к $\mathscr{p}$ доказательства, и по сути, с учётом физических особенностей $\mathbb{P}$ и тех данных, которые доступны, а это облака точек, де-факто это просто вопрос постановки обратных задач. Далее допустим, мы смогли получить $Snap'$ такой, что $Snap \approx Snap'$. После мы должны интерполировать $Snap'$, но проблема в том, что вопрос об интерполяции стоял в модальном контексте. Результат интерполяции может соответствовать, а может и не соответствовать некоторому объекту.

Здесь речь начинает заходить об ограничении O. Объекты должны быть диспозиционально доступными. Это значит, что всегда можно предложить некоторый тест, который бы показал, есть объект o при данных условиях или нет и такой, что $f\big(m(Snap')\big) \approx o$; то есть, наличие объекта тестируемо. Объекты будут представлены как потенциально вычислимые и при этом (не)подтверждаемые в ходе интерполяции. Во-первых, это значит, что (не)наличие объектов должно конструироваться, а доказательства чистого существования не принимаются. Во-вторых, мы должны включить в нашу логику отрицание как неудачу (negation as failure). В-третьих, это значит, что, согласно интерпретации в [24], $\Diamond\varphi$ при $\varphi \coloneqq \exists o \in O{:}\, f\big(m(Snap')\big) \approx o$ заменяется на $\exists x{:}\, POT[\lambda x.\, \varphi](x)$, где POT назначает x потенциальное свойство φ. Из-за трудности анализа потенциальных свойств ограничим их до склонностей (propensities) к обнаружению. Это легко связывается с понятием склонностной вероятности (propensity probability), и можно сказать, что для каждого конструируемого объекта задаётся склонностная вероятность успеха нахождения. Склонность к φ – это степень, в которой причинно-следственные факторы имеют тенденцию вызывать φ. В данном случае скажем, что объекты хуже или лучше распознаваемы из-за их каузальных свойств в связи друг с другом, со средой и с измерителем. Чтобы мы могли верно работать с вероятностями такого рода, нужно их строить на базе более простых и использовать методы статистики с каузальным выводом [25]. В свою очередь, любой тест должен быть таким, чтобы вероятностная оценка была возможна. Также требуется уточнить: $\approx$ понимается как отношение расплывчатого (vague) тождества. Это требует использования характерных семантик, разрешающих подобные вопросы [26] – например, нечётких или супервалюционистских.

Очевидно, что не всегда необходимо вычислять $Snap$ по некоторой модели измерения, достаточно шумоподавления и детектирования аномалий в облаках точек. Приводить результат в континуальный вид также не всегда требуется. Часто каузальность как таковая не нужна и упрощается до регулярности. В такой ситуации физические объекты õ являются целыми над нестрогими коллекциями точек, успешно находимых с вычисляемой степенью регулярности.

Таким образом, можно прийти к тремя выводам.

Во-первых, объекты в данном определении очевидно не отражают того, как мы наблюдаем объекты вне разработки средств технического зрения, но это даёт возможность говорить о них внутри разработки в сугубо техническом контексте, что полезно для решения технических задач, таких как, в частности, проиллюстрированных примером о визуализации и примером о ведении динамических объектов, смешиваемых в стае или рое, которые они сами же образуют.

Во-вторых, кроссвременная идентичность как понятие внутри практики поведенческого анализа паттернов движения возникает здесь в терминах кластеров получаемых пространственно-временных траекторий. Ничего больше, как изменения кластеров во времени и пространстве, понятие идентичности тут не содержит, поэтому моделирование внутренних особенностей выстраивания спатиотемпоральных взаимосвязей остаётся на разработчике.

В-третьих, вопрос об идентичности неразличимых внешних объектов здесь не встаёт при ограничении на объекты, предложенном автором, условиях для $Po_1\tilde{o} \wedge Po_2\tilde{o}$ и факте, что значения облаков точек зависят только от физических измерений, в данном случае лидара.

Литература

1. Кренев А.А. Обзор методов семантической сегментации на облаках точек во времени // Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, Физика, техника и технология сложных систем (Ярославль, 22 апреля–18 мая 2020). – Страницы 208-209.
2. Giannotti F., Nanni M., Pinelli F., Pedreschi D. Trajectory pattern mining // KDD ’07: Proceedings of the 13th ACM SIGKDD international conference on Knowledge discovery and data mining (San Jose, August, 2007). – Pages 330-339. DOI: 10.1145/1281192.1281230.
3. Jeung H., Yiu M.L., Jensen C.S. Trajectory Pattern Mining // Springer, Computing with Spatial Trajectories. – 2011. – Pages 143-177. DOI: 10.1007/978-1-4614-1629-6_5.
4. Ranacher P., Tzavella K. How to compare movement? A review of physical movement similarity measures in geographic information science and beyond // Cartography and Geographic Information Science, Volume 41, Issue 3. Geographic information science: a multi-disciplinary and multi-paradigmatic discipline. – 2014. – Pages 286-307. DOI: 10.1080/15230406.2014.890071.
5. Zheng Y. Trajectory Data Mining: An Overview // ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology, Volume 6, Issue 3. – 2015. – Pages 1-41. DOI: 10.1145/2743025.
6. Yuan G., Sun P., Zhao J., Li D., Wang C. A review of moving object trajectory clustering algorithms // Artificial Intelligence Review, Volume 47. – 2016. – Pages 123-144. DOI: 10.1007/s10462-016-9477-7.
7. Atluri G., Karpatne A., Kumar V. Spatio-Temporal Data Mining: A Survey of Problems and Methods // ACM Computing Surveys, Volume 51, Issue 4. – 2018. – Pages 1-41. DOI: 10.1145/3161602.
8. Prior A. Past, Present and Future // Oxford University Press. – 1967. ISBN-13: 9780198243113. DOI: 10.1093/acprof:oso/9780198243113.001.0001.
9. Allen J.F. Maintaining knowledge about temporal intervals // Communications of the ACM, Volume 26, Issue 11. – 1983. – Pages 832-843. DOI: 10.1145/182.358434.
10. Handbook of Spatial Logics // Springer. – 2007. – DOI: 10.1007/978-1-4020-5587-4.
11. Smith B. Mereotopology: A theory of parts and boundaries // Data & Knowledge Engineering, Volume 20, Issue 3. – 1996. – Pages 287-303. DOI: 10.1016/S0169-023X(96)00015-8.
12. Hahmann T., Grüninger M. Region-Based Theories of Space: Mereotopology and Beyond // IGI Global, Qualitative Spatio-Temporal Representation and Reasoning: Trends and Future Directions. – 2012. – Pages 1-62. DOI: 10.4018/978-1-61692-868-1.CH001.
13. Flusser J., Suk T., Zitová B. Moments and Moment Invariants in Pattern Recognition // Wiley. – 2009. ISBN: 978-0-470-69987-4.
14. Biasotti S., De Floriani L., Falcidieno B., Frosini P., Giorgi D., Landi C., Papaleo L., Spragnuolo M. Describing shapes by geometrical-topological properties of real functions // ACM Computing Surveys, Volume 40, Issue 4. – 2008. – Pages 1-87. DOI: 10.1145/1391729.1391731.
15. Kurata Y., Egenhofer M.J. The Head-Body-Tail Intersection for Spatial Relations Between Directed Line Segments // AGILE, GIScience 2006: Geographic Information Science (Münster, September 20-23, 2020). – Pages 269-286. DOI: 10.1007/11863939_18.

16. Van de Weghe N., Kuijpers B., Bogaert P., De Maeyer P. A Qualitative Trajectory Calculus and the Composition of Its Relations // GeoS 2005: GeoSpatial Semantics (Mexico City, November 29-30, 2005). – Pages 60-76. DOI: 10.1007/11586180_5.
17. Brewka C. Nonmonotonic Reasoning: Logical Foundations of Commonsense // Cambridge University Press. – 1991. ISBN-10: 0521383943, ISBN-13: 978-0521383943.
18. Mueller E.T. Commonsense Reasoning // Elsevier. – 2014. ISBN: 9780128014165.
19. Agenda Relevance: A Study in Formal Pragmatics // Elsevier. – 2003. ISBN: 9780444513854.
20. Handbook of Knowledge Representation // Elsevier. – 2008. ISBN: 9780444522115.
21. Frigg R., Nguyen J. Models and Representation // Springer Handbook of Model-Based Science. – 2017. – Pages 49-102. DOI: 10.1007/978-3-319-30526-4_3.
22. Moschovakis Y.N. The Formal Language of Recursion // The Journal of Symbolic Logic, Volume 54, Issue 4. – 1989. – Pages 1216-1252. DOI: 10.2307/2274814.
23. Principia Logico-Metaphysica [Электронный ресурс] / Zalta E.N. – Электрон. текст. дан. – 2021 – Режим доступа: https://mally.stanford.edu/principia.pdf, свободный (на 28.02.2021).
24. Vetter B. Potentiality: from Dispositions to Modality // Oxford University Press. – 2015. ISBN-13: 9780198714316. DOI: 10.1093/acprof:oso/9780198714316.001.0001.
25. Pearl J., Glymour M., Jewell N.P. Causal Inference in Statistics: A Primer // Wiley. – 2016. ISBN: 978-1-119-18684-7.
26. Williamson T. Vaguenes in Reality // The Oxford Handbook of Metaphysics. – 2005. – Pages 690-715. DOI: 10.1093/oxfordhb/9780199284221.003.0024.

SOME CONSIDERATIONS FOR SEMANTIC SEGMENTATION ON POINT CLOUDS OVER TIME THROUGH TRAJECTORY PATTERN MINING FOR LIDAR-REGISTERED OBJECT TRACKING

Krenev A.A.

Demidov Yaroslavl State University

This paper considers the problem of cross-time identity in point cloud sequences from the perspective of trajectory pattern mining (TPM), where the trajectory is a sequence of sets of spatial coordinates and time stamps. The problem is how to rationally determine that the marker received at time t is in some sense the same as the one received at t+1. In this case, the search for motion patterns in TPM is one of the heuristics by which this question can be reformulated in a stricter form. In this case, it is the interpretation of the cross-time identity problem through finding possible paths as spatiotemporal structures observed in the above trajectories in the framework of data mining and through determining how we can relate pathfinding to the object tracking relative to the chosen formal system that represents the relations of points and objects, where the latter are recorded by the LiDAR in terms of prints on the photodetector, from which, taking into account the impulse response time, point clouds are formed.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА «БУДИЛЬНИК РАССВЕТА»

студ. Куделина Н.А., студ. Панина Ю.А., асп. Гурьянов Е.Д.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В статье представлен принцип функционирования, разработанного авторами устройства, «Будильник рассвета». Идея работы устройства основана на исследованиях о влиянии спектра излучаемого света на гормон мелатонин, отвечающий за пробуждение и отход человека ко сну. Авторами был проведён анализ опубликованных ранее исследований по этой тематике и на их основе подобраны необходимые осветительные компоненты разработанного устройства. В статье приведены ссылки на эти исследования, описаны составляющие устройства, а также приведён алгоритм функционирования устройства, написанный авторами.

Перешагнув порог 21 века, возникла неразрывная связь человека и современных коммуникационных систем. Сложно представить день без подключения к интернету, без мобильной связи и без использования различных электронных устройств. Научно-технический прогресс последних лет плотно связан с интеллектуальным продуктом и изобретениями, получаемыми в результате инновационной деятельности. В настоящее время наблюдается тенденция увеличения количества мобильных телекоммуникационных устройств, таких как ноутбуки, планшеты, смартфоны и дополнительных смарт - аксессуаров.

За последние года ускорился в несколько раз ритм жизни в мегаполисах. В связи с активным развитием многоэтажной застройки в городах люди получают всё меньшее количество солнечного света. Развитие заполярной зоны, работа в условиях полярного дня и ночи при ламповом освещении также играет негативную роль в биоритмах человеческого организма, поскольку отсутствует естественное освещение. Задача будильника заключается в улучшении качества сна человека, а также помощь в восстановлении режима и улучшение работоспособности [1,2].

Современными исследованиями установлено, что гормон мелатонин влияет на сон человека (чем меньше его в организме, тем легче переносится пробуждение). Разрушение данного гормона происходит при дневном свете [3,4].

Известно, что использование RGB светодиодов также оказывает негативное воздействие. Смоделированный с помощью них белый свет по своему спектральному составу значительно отличается от естественного белого света, поскольку имеет неравномерное распределение в видимой части спектра, а состоит из пиков красного, зелёного и синего цветов.

Для получения, наиболее приближенного к естественному свету, необходимо использовать люминофорные светодиоды, создаваемые на основе синего, фиолетового или ультрафиолетового светодиода (экспериментальные образцы), имеющие в своём составе слой специального люминофора, преобразующего в результате фотолюминесценции часть излучения светодиода в свет в относительно широкой спектральной полосе с максимумом в области жёлтого.

Использование белых светодиодов с различной цветовой температурой позволяет моделировать рассвет и закат при естественном освещении. Так известно, что цветовая температура при закатном Солнце равна 2000 К, за 1 час до заката 3500 К, утреннего Солнца 4300-4500 К и рассеянного солнечного света в районе 12 часов дня 6770 К [5]. Таким образом, имея три ленты белых светодиодов с цветовыми температурами «Тёплый белый» (3000-3500 К), «Белый» (5500 – 6000 К) и «Холодный белый» (6000 К) мы имеем возможность смоделировать режимы «Закат», «Рассвет» и «Дневное освещение».

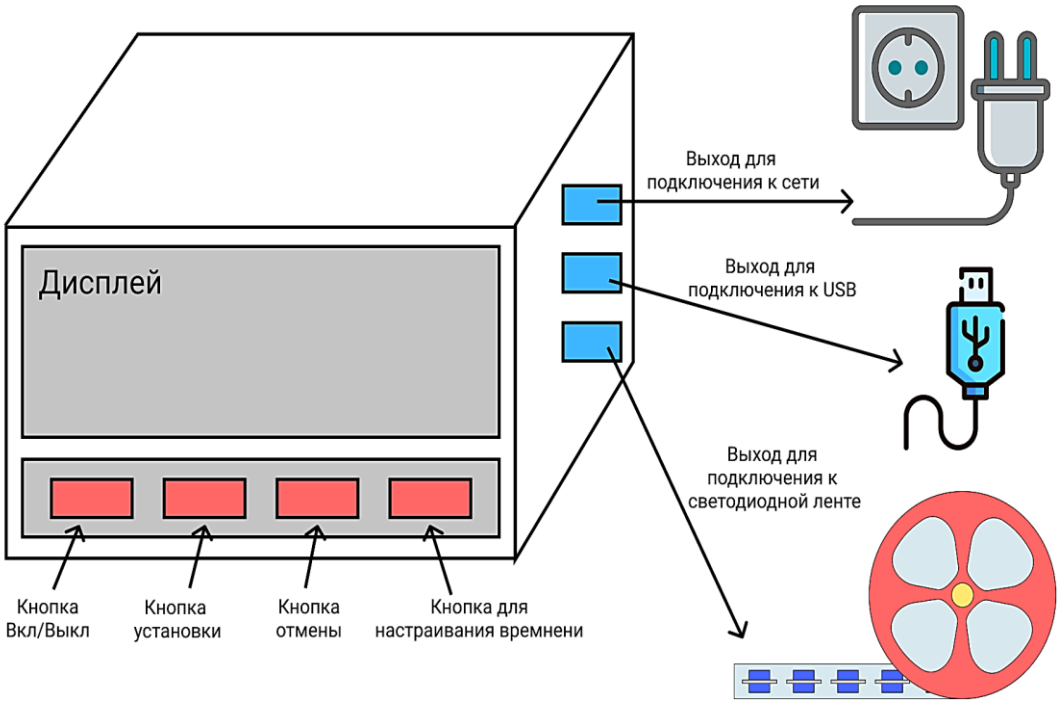


Рисунок 1 – Макет устройства

Общий вид устройства схематично представлен на рисунке 1. В качестве контроллера был выбран чип ESP32. Микроконтроллер зарекомендовал себя на рынке, как высокоинтегрированный чип, выполненный для решений, требующих минимальных показателей энергопотребления, выполнен в миниатюрном корпусе 6x6 мм. Его преимущество для данного устройства заключается в том, что у этого микроконтроллера уже имеются встроенные модули Wi-Fi и Bluetooth. Модуль часов выполнен на основе чипа DS-1302. Отличительной особенностью модуля является автономное питание, поэтому при отсутствии внешнего питания часы всегда будут отсчитывать верное время (это избавит пользователей устройства устанавливать время каждый раз при отключении устройства из сети).

В финальном образце устройства предполагается использование OLED дисплея, а так же, применение готовых контроллеров для лент (в экспериментальном образце используются самодельные).

В результате было собрано стационарное устройство с применением аддитивных технологий, в его состав входит микроконтроллер ESP32, три светодиодных ленты белого света с различной теплотой, модуль часов реального времени MH-Real-Time Clock Modules-2, фоторезистор, 4 кнопки (On/Off (включить/выключить устройство), Set (кнопка установки будильника), Reset (кнопка отмены)), переменный резистор (для быстрой настройки времени) и LCD дисплей. Блок-схема компонентов устройства представлена на рисунке 2.

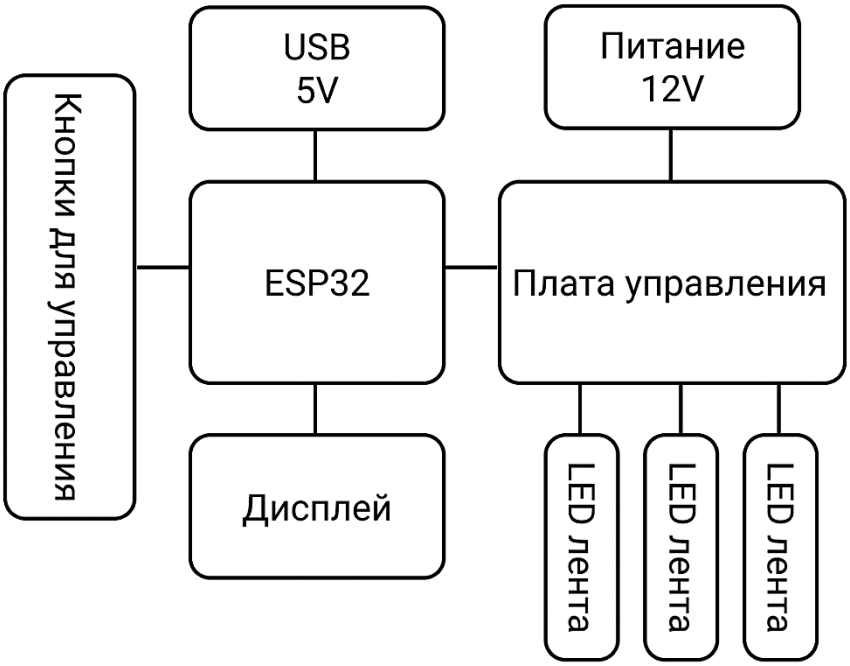


Рисунок 2 – Блок- схема устройства

Первая версия устройства была разработана с управлением с помощью 4 кнопок на передней панели устройства: On/Off (включить/выключить устройство), Set (кнопка установки будильника), Reset (кнопка отмены) и переменного резистора (для быстрой настройки времени). Логика установки будильника с помощью кнопок представлена на рисунке 3.

Поскольку чип ESP32 имеет встроенные Bluetooth и Wi-Fi была реализована функция удалённого доступа к будильнику с помощью смартфона или персонального компьютера. При настройке будильника через Bluetooth или Wi-Fi используются «горячие» команды, представленные в таблице 1.

Таблица 1

Команды для управления будильником

SET/set	Установка будильника
RESET/reset	Отмена / Выключение будильника
STATUS/status	Статус будильника
TIME/time	Текущее время

Рисунок 3 – Логика управления будильником с помощью кнопок

Проведённые исследования показывают, что проблема нарушения сна выявляется у подавляющего числа людей. Опросы, в частности проведённый авторами среди студентов Ярославского государственного университета, показывают, что такая проблема наблюдается и в достаточно раннем возрасте. Отчасти эти проблемы связаны с отсутствием гигиены сна, а также с нарушением естественных ритмов организма из-за нестабильного рабочего графика, жизни в городах с плотной застройкой, проживании или работы в условиях полярного дня и полярной ночи. Предлагаемое нами решение, не является медицинским вмешательством и носит вспомогательную и рекреационную функцию.

Благодаря высокой автоматизации и взаимодействию с широко распространёнными гаджетами, данное устройство будет легко воспринято потребителями и встроено в повседневную жизнь.

Однако стоит оговориться, что, несмотря на широкую распространённость подобных решений и большое количество «самоделок», многие из них не базируются на психологических и медицинских исследованиях.

Литература

1. Уолкер, М. Зачем мы спим. Новая наука о сне и сновидениях / М. Уолкер. — [пер. с англ. В.М. Феоклистовой]. — Москва : Азбука-Аттикус, КоЛибри, 2019. — 480 с. — Текст : непосредственный.

2. The effect of dawn simulation on the cortisol response to awakening in healthy participants / L. Thorna [и др.]. — Текст : непосредственный // PNEC. — 2004. — № 29. — С. 925–930.

3. Фазы и стадии сна. — Текст : электронный // experimental-psychic : [сайт]. — URL: https://experimental-psychic.ru/fazy-stadii-sna/#a7
4. Циркадные ритмы: почему дневной свет так важен для хорошего сна?. — Текст : электронный // bbc : [сайт]. — URL: https://www.bbc.com/russian/features-48326088
5. Восприятие цвета. Физика. — Текст : электронный // profhairs : [сайт]. — URL: https://www.profhairs.ru/addons/books/strast-k-tsvetu/34388/

DEVELOPMENT OF THE DEVICE "DAWN ALARM CLOCK"

Kudelina N. A., Panina Y. A., Guryanov, E. D.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The article describes the principle of operation of the device "Dawn Alarm Clock" developed by the authors. The idea of the device is based on research on the effect of the spectrum of emitted light on the hormone melatonin, which is responsible for waking up and going to sleep. The authors analyzed previously published studies on this topic and based on them selected the necessary lighting components of the developed device. The article provides links to these studies, describes the components of the device, and also provides an algorithm for the functioning of the device, written by the authors.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ С БПЛА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕЗАКОННЫХ СВАЛОК ТВЕРДЫХ БЫТОВЫХ ОТХОДОВ

студ. Ларионов Р.В., доц. Хрящев В.В., асп. Павлов В.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты применения методов глубокого обучения в задаче сегментации незаконных мусорных свалок на изображениях с БПЛА. В ходе исследования собрана база из 1114 RGB-изображений 87 свалок на территории Ярославской области. В качестве алгоритма сегментации использована сверточная нейронная сеть на основе архитектуры U-Net с кодировщиком ResNet-34, предварительно обученным на базе изображений Imagenet. Обучение и тестирование алгоритмов проведено на суперкомпьютере NVIDIA DGX-1. Качество работы алгоритмов оценивалось с использование коэффициента Серенсена и метрики F1. Полученные значения коэффициента Серенсена и метрики F1, составили 0,31 и 0,18 соответственно.

Одной из основных экологических проблем субъектов РФ является увеличение площадей для размещения отходов производства и потребления, твердых бытовых отходов (ТБО) и неопасных промышленных отходов, в том числе строительных. Объекты для захоронения малоопасных отходов (полигоны, свалки) со временем становятся источниками химического загрязнения природных ландшафтов и геологической среды [1].

В настоящее время выработан ряд методик выявления мусорных свалок на основе визуального анализа изображений [2]. К ним относятся визуальное дешифрирование по снимкам сверхвысокого разрешения, полуавтоматическая и автоматическая классификация снимка (методом главных компонент, максимального правдоподобия и др.). При правильной подготовке данных указанные методы позволяют успешно решать задачу выделения свалок (с точностью 95% и выше), оценивать положение их границ, объём отходов и их динамику во времени [3].

Ограничения существующих методов состоят в по-прежнему высоких трудозатратах на осуществление мониторинга, необходимости непосредственного участия человека в подготовке материалов для автоматического дешифрирования и регулярного проведения полевых работ. В связи с этим, представляется перспективным применение анализа с использованием методов глубокого обучения для оперативного выявления, картографирования и мониторинга свалок на основе данных дистанционного зондирования [4].

Для проведения экспериментов на территории Ярославской области, общей площадью покрытия около 45 км^2, был произведен визуальный наземный поиск мест складирования отходов с линейными размерами более 4 м. Обнаружены и зафиксированы географические координаты 87 свалок ТБО с различным составом мусора: строительные материалы, бытовые отходы, покрышки, разрушенные бетонные конструкции и плиты. Каждый объект был сфотографирован с использованием БПЛА DJI Mavic Air с высоты от 30 до 230 м с шагом в 10 м. Максимальная высота варьировалась в зависимости от внешних факторов, таких как ветер и радиопомехи от близлежащих сооружений. Съемка проведена весной-летом в светлое время суток. В конечном итоге, получено 1114 трехканальных RGB-изображений незаконных свалок ТБО с максимальным разрешением 4056×3040 пикселей. Примеры полученных изображений представлены на рисунке 1. Для предотвращения переобучения нейронной сети, случайным образом отобраны по два изображения каждой свалки. Таким образом, обучающая база изображений составляет 174 изображения.

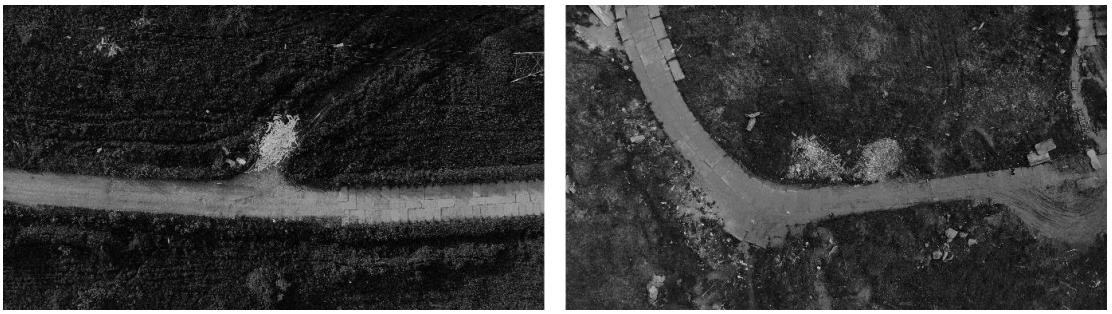


Рисунок 1 – Примеры изображений незаконных свалок ТБО с БПЛА

На изображениях могут присутствовать блики от крыш зданий, воды, автомобилей и т.п. Все это приводит к наличию одиночных пикселей с близким к нулю значением яркости и пикселей с близким к максимальному значением яркости, то есть имеется импульсный шум. Подобные помехи смещают гистограмму изображения в область темных или светлых пикселей, что приводит к общему затемнению изображения. Это негативно сказывается на длительности процесса обучения нейронных сетей и может приводить к ошибочным результатам. Для устранения этой проблемы была проведена эквилизация гистограммы [5].

Экспертная разметка изображений проведена с использованием свободно распространяемого программного обеспечения LabelMe [6]. Каждая свалка на изображении была обведена полигоном. Сформированный файл разметки в формате json содержит координаты точек контура полигона. Из полученного файла затем были сформированы бинарные маски, в которых пиксель со значением «1» относится к свалке, а пиксели со значением «0» к свалкам не относятся.

Для обучения нейронной сети из всех больших изображений сформированы патчи размером 256×256 пикселей с шагом 128 [5]. Таким образом, соседние патчи пересекаются наполовину. Пересечение наполовину сделано для устранения нежелательных артефактов, возникающих на месте стыка патчей. Полученный таким образом набор патчей случайным образом перемешан и поделен на обучающую и тестовую выборки в отношении 80:20, из обучающего набора 10% изображений выделены в валидационный набор для контроля процесса обучения. Статистика набора изображений, сформированного описанным выше способом, представлена в таблице 1. Примеры патчей и соответствующие бинарные маски показаны на рисунке 2.

Таблица 1

Статистика сформированных тренировочного и тестового набора изображений

	Обучающая выборка	**Тестовая выборка**
Всего патчей	2250	612
Патчей с объектами	495	153
Патчей без объектов	1755	459

Рисунок 2 – Примеры сформированных патчей и соответствующих бинарных масок

Для увеличения общего количества обучающих изображений и повышения их разнообразия проведена аугментация из трех этапов [5]:

- Повороты изображения на 90, 180, 270 градусов, зеркальные отражения изображений. За счет этих операций, обучающая выборка увеличилась в 8 раз;
- Хроматические искажения. Изображения переводились из цветовой модели RGB (красный, зеленый, синий) в HSV (тон, насыщенность, значение). Затем в этом базисе к HSV добавлялись случайные значения.
- Случайные сдвиги, растяжения до 20% от исходного размера изображения и повороты фрагментов на небольшой угол в пределах от -15 до +15 градусов.

Для решения задачи сегментации незаконных свалок ТБО использован метод машинного обучения на основе сверточной нейронной сети и идеологией U-Net [7].

Архитектура сети U-Net приведена на рисунке 3. Она состоит из кодировщика и декодировщика.

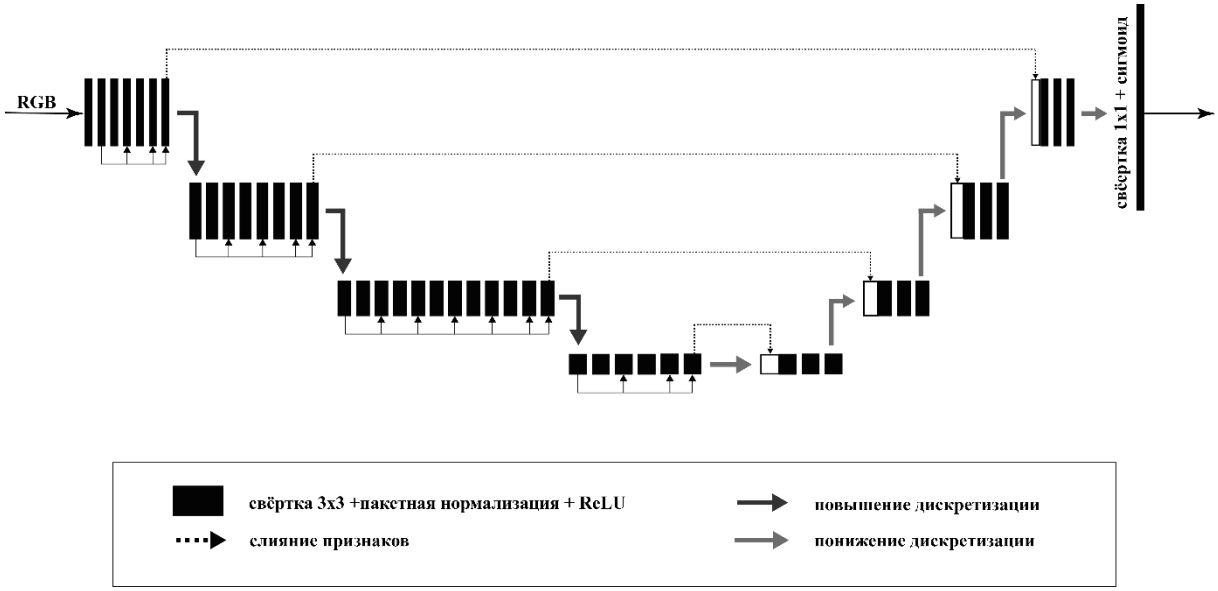


Рисунок 3 − Архитектура нейронной сети U-ResNet34

В качестве кодировщика признаков из входного изображения использована архитектура нейронной сети ResNet-34 [8]. Данная архитектура характеризуется наличием дополнительными связи между сверточными слоями, что позволяет обучать действительно глубокие сети.

Декодировщик содержит 4 одинаковых блока. В каждом блоке сначала происходит повышение дискретизации в два раза, за которым следует свертка с ядром 2×2, которая уменьшает количество каналов свойств. Далее следует объединение с соответствующим образом обрезанной картой свойств из кодировщика. После идут две последовательные свертки с ядрами 3×3, за которым следует функция активации ReLU. В конце декодировщика находится сверточный слой 1×1 с сигмоидной функцией активации для окончательной попиксельной классификации: на выходе имеется вектор значений вероятности принадлежности пикселя к классу «свалка» и к классу «не свалка». Путем установления порогового значения вероятности, создается бинарная маска. В итоге, нейронная сеть U-ResNet34 имеет 24 млн обучаемых параметров и 47 сверточных слоев.

Обучение нейронной сети производилось с использованием суперкомпьютера NVIDIA DGX-1 на одной видеокарте NVIDIA Tesla V100 с 16 ГБ памяти на протяжении 100 эпох. В качестве оптимизатора использован алгоритм Adam. В качестве функции потерь использована бинарная кросс-энтропия плюс коэффициент Серенсена, которая вычисляется по следующей формуле:

$$Loss = BCE + dice,$$

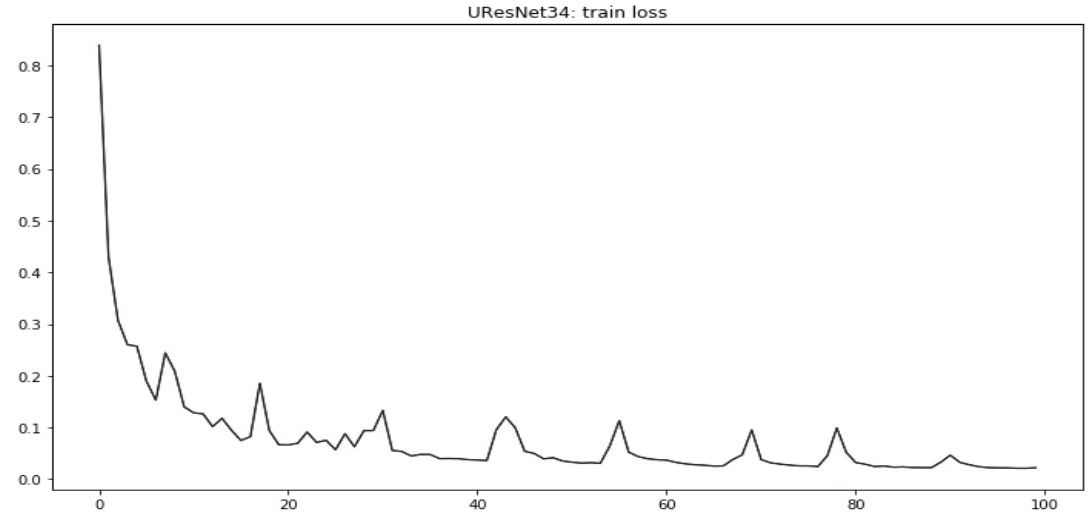
$$BCE = -\sum_{x,y}(x\ \log(y) + (1-x)\log(1-y)).$$

Для качественной оценки качества работы разработанного алгоритма использовались коэффициент Серенсена (dice) и метрика F1-score.

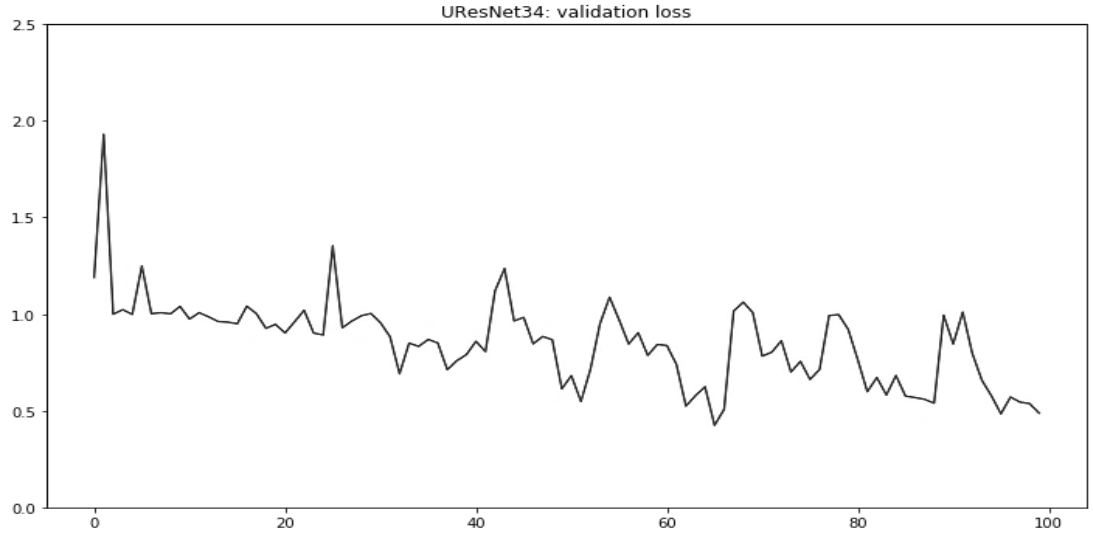
В таблице 2 представлены полученные результаты обучения нейронной сети U-ResNet34 на тестовом наборе изображений. На рисунке 5 изображены графики изменения функции потерь в зависимости от эпохи на тренировочном и валидационном наборах.

Таблица 2 – Результаты обучения нейронной сети U-ResNet34 для сегментации незаконных свалок ТБО после 100 эпох

Метрики	Тестовая выборка
F1	0,18
Precision	0,23
Recall	0,15
True Positive	118,0
False Positive	1373,0
False Negative	863,0
Dice	0,31



а)



б)

Рисунок 4 – Значение функции потерь в зависимости от эпохи: а) на тренировочном наборе изображений; б) на валидационном наборе изображений

Согласно результатам, представленных в таблице 2, значение коэффициента Серенсена достигло значения 0,31, значение метрики F1 – 0,18. Стоит обратить внимание на большое количество ложных срабатываний

алгоритма. Это происходит из-за того, что в силу разнообразия типа мусора в свалках на изображениях тренировочный набор необходимо увеличивать, а также проводить более грубые аугментации.

Таким образом, в ходе работы собрана и размечена база изображений незаконных свалок ТБО с БПЛА, содержащая 1114 изображений. Предложенный нейросетевой алгоритм после соответствующей доработки можно использовать для обнаружения незаконных свалок ТБО на изображениях с БПЛА.

Литература

1. Shrivastava P., Mishra S., Katiyar S. K. A Review of Solid Waste Management Techniques Using GIS and Other Technologies // 2015 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN). 2015. Pp. 1456-1459.
2. Singh A. Remote Sensing and GIS Applications for Municipal Waste Management. Journal of Environmental Management. Vol. 243. 2019. Pp. 22–29.
3. Vrancken C., Longhurst P., Wagland S. Critical Review of Real-Time Methods for Solid Waste Characterisation: Informing Material Recovery and Fuel Production // Waste Management, Vol. 61. 2017. Pp. 40-57.
4. Glanville K., Chang H. C. Remote sensing analysis techniques and sensor requirements to support the mapping of illegal domestic waste disposal sites in Queensland, Australia // Remote Sensing, Vol 7, No 10, Pp. 13053-13069.
5. Larionov R., Khryashchev V. Wildfire Segmentation on Satellite Images using Deep Learning // 2020 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). 2020. Pp. 1-5.
6. LabelMe. URL: https://github.com/wkentaro/labelme (дата обращения: 3.01.2021).
7. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation // Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2015. Lecture Notes in Computer Science. Springer. 2015. Vol 9351. Pp. 234–241. doi: 10.1007/978-3-319-24574-4_28
8. He. K., Zhang X., Ren S., Sun J. Deep Residual Learning for Image Recognition // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2016. Pp. 770-778.

DUMPS DETECTION IN AERIAL IMAGES

R. Larionov, V. Khryashchev, V. Pavlov
P.G. Demidov Yaroslavl State University

The results of the deep learning methods application for illegal dumps segmentation on UAVs images are presented. A database of 1114 RGB images in Yaroslavl, Russia was collected. Segmentation algorithm was based on U-Net convolutional neural network with a ResNet-34 encoder pre-trained on Imagenet dataset. The algorithms were trained and tested on NVIDIA DGX-1 supercomputer. The performance of the algorithms was assessed using the Dice coefficient and F1-score. The final values of the Dice coefficient and the F1 metric were equal to 0.31 and 0.18 respectively.

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ И КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛИПОВ ТОЛСТОЙ КИШКИ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МЕТОДАМИ ГЛУБОКОГО МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

асп. Лебедев А.А.[1], асп. Казина Е.М.[1],
студ. Журавлева А.С.[1], к.м.н. Завьялов Д.В.[2]

[1]Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
[2]Ярославская областная клиническая онкологическая больница

Представлены результаты тестирования алгоритма дифференциации глубины инвазии рака на эндоскопических изображениях полипов слизистой толстой кишки. База эндоскопических изображений была подготовлена из результатов колоноскопических исследований врачами Ярославской областной онкологической больницы. В качестве архитектур сверточных нейронных сетей рассматривались VGG16, VGG19, MobileNetV1 и MobileNetV2, предварительно обученные на общедоступных базах ImageNet и Kvasir Dataset. Наиболее высокие показатели mAP (общая усредненная точность детектирования) и AP (средняя точность) показывают архитектуры VGG16 и MobileNetV1. При этом достигается высокая точность детектирования как при оценке цветных изображений (mAP составил 80,45 и 72,02 соответственно), так и для черно-белых изображений (74,05 и 61,56 соответственно). Интеграция подобных систем и алгоритмов в эндоскопическую практику позволит сократить допускаемые клинические ошибки.

Технологии искусственного интеллекта (ИИ) позволяют значительно упростить решение экспертных задач той или иной сложности. В области медицины автоматизированные системы поддержки принятия врачебного решения становятся незаменимым инструментом диагностирования и выявления предполагаемых злокачественных новообразований в желудочно-кишечном тракте. Основой для таких систем, как правило, являются предварительно обученные сверточные нейронные сети, позволяющие детектировать и классифицировать объекты интереса на изображениях [1-2].

Представляет практический интерес применение ИИ в эндоскопической диагностике, чтобы помочь врачам принимать правильное клиническое решение. В специальной литературе представлены результаты исследований по использованию ИИ для выявления и дифференциальной диагностики колоректальных полипов [3, 4]. Так, например, в исследовании японских авторов описано применение ИИ для выявления на эндоскопических изображениях опухолевых поражений желудка [5].

Настоящая работа посвящена разработке и внедрению системы поддержки принятия врачебного решения на основе нейросетевых алгоритмов для дифференциации глубины инвазии рака толстой кишки. Для проведения обучения и тестирования алгоритмов использовалась база данных, подготовленная специалистами из Ярославской областной клинической онкологической больницы (ЯОКОБ). В исследования включены эндоскопические изображения, полученные при выполнении диагностической колоноскопии у 76 пациентов, в том числе 34 (44,7%) мужчин и 42 (55,3%) женщин, средний возраст составил 66,4 года. Глубина инвазии опухоли оценена при морфологическом исследовании операционного материала, полученного после хирургического или эндоскопического удаления опухоли. Все клинические наблюдения (были дифференцированно объединены в три условные группы: первую группу (группа с поверхностной инвазией опухоли) составили пациенты со злокачественными эпителиальными новообразованиями толстой кишки с глубиной опухолевой инвазии менее 1000 мкм, (n=24, – 32%); вторую группу (группа с глубокой инвазией опухоли) составили пациенты с глубиной инвазии 1000 мкм и более (n=35; – 46%); третью группу – пациенты без патологических изменений слизистой оболочки толстой кишки (n=17; – 22%). Таким образом, всего было отобрано 59 пациентов с опухолями (таблица 1).

Для разработки нейросетевой системы поддержки принятия врачебного решения был использован подход, который состоял из пяти последовательных этапов.

На первом этапе были созданы вариации алгоритма SSD (Single Shot Detector) – нейросетевой архитектуры, выполняющей определение наличия или отсутствия объекта определённого домена на изображении, нахождение границ этого объекта в системе координат пикселей исходного изображения. В качестве базовых алгоритмов были выбраны архитектуры VGG16, VGG19, которая при схожем принцип организации содержит большее число весовых слоев, а также MobileNetV1 и MobileNetV2.

Таблица 1

Характеристика включенных в анализ клинических наблюдений с эпителиальными новообразованиями толстой кишки

Фактор	Категория	n-	%
Глубина инвазии	<1000мкм	24	40,7
	≥1000 мкм	35	59,3
Размер	< 20 мм	27	45,8
	≥ 20 мм	32	54,2
Локализация	Прямая кишка	21	35,6
	Сигмовидная кишка	27	45,7
	Нисходящая кишка	2	3,4
	Поперечная ободочная кишка	4	6,8
	Восходящая кишка	4	6,8
	Слепая кишка	1	1,7
Дифференцировка опухоли	G1	36	61
	G2	22	37,3
	G3	1	1,7

На втором этапе было выполнено предварительное обучение базовых архитектур нейронных сетей на общедоступных базах изображений. Для предварительного обучения была использована база «ImageNet», которая содержит более 14 млн. цветных разноразмерных изображений, принадлежащих одному из 21800 классов. Вторая используемая база– «Kvasir Dataset» состоит из 4000 изображений, собранных в гастроэнтерологических отделениях четырех норвежских клиник и предварительно аннотированных опытными врачами-эндоскопистами [7].

На третьем этапе создана оригинальная база эндоскопических изображений и выполнена ее разметка. Из базы данных эндоскопических изображений ЯОКОБ были отобраны изображения, полученные при выполнении колоноскопий у 76 пациентов, которые содержали от 6 до 15 изображений поверхности каждой опухоли, из их числа были выбраны два наиболее четких, одно из которых было получено при осмотре в белом свете, а другое – при осмотре режиме узкоспектрального изображения (NBI). Всего для исследования были выбраны 152 цветных изображения, которые содержали три класса: а) «поверхностная инвазия» (n=48, 32%), представленная изображениями поверхности опухоли с глубиной инвазии менее 1000мкм; б) «глубокая инвазия» (n=70, 46%), включавшая изображения опухолей с инвазией ≥1000мкм и в) «норма» (n=17, 22%), состоявшая из изображений участка неизмененной слизистой оболочки толстой кишки.

На четвертом этапе выполнялась аугментация данных эндоскопических снимков и их преобразование в полутоновый вид. Были использованы: аугментация, представляющая собой рандомизацию яркости и контрастности, рандомизацию насыщенности и тона, а также случайное зеркальное отражение по горизонтали и случайное масштабирование снимка.

На пятом этапе осуществлялось обучение и тестирование разработанных алгоритмов на базе нейронных сетей SSD на оригинальной базе данных с использованием предварительно обученных весов и методов дополнительной аугментации данных. Изображения в оригинальной базе данных были распределены на обучающую и тестовую выборку в отношении 82/18: обучающий набор данных включал в себя 124 эндоскопические фотографии, а тестовый – 28; обучающие и тестовые изображения не имели в своем составе одинаковых данных и не содержали изображений, полученных у одного и того же пациента.

Для оценки качества алгоритмов использовались метрики точности (P), чувствительности (R), F1-мера. Использованы также такие параметры, как средняя точность детектирования (AP), общая усредненная точность детектирования по всем классам (mean Average Precision, mAP). Для общей оценки, характеризующей качество обучения алгоритма в данном исследовании, использовалось значение параметра «функция потерь» (ssd_loss), оценивающая разницу между оценочными и истинными значениями для базы данных и в целом определяющая точность прогноза в конкретной выборке.

Описанные выше алгоритмы были реализованы на базе центра искусственного интеллекта и цифровой экономики ЯрГУ им. П.Г. Демидова на суперкомпьютере NVIDIA DGX-1, построенном на видеоускорителях Tesla P100. После завершения обучения нейросетевых алгоритмов на оригинальной базе эндоскопических изображений, было проведено тестирование разработанных алгоритмов, причем как для полноцветных изображений (таблица 2), так и для полутоновых (таблица 3).

Таблица 2

Результаты тестирования разработанных алгоритмов для полноцветных изображений

Базовая сеть	Предварительное обучение	ssd_loss	mAP	F1	P	R
VGG16	ImageNet	6,05	80,45	0,78	0,78	0,78
VGG16	Kvasir	9,82	55,88	0,62	0,99	0,44
VGG19	ImageNet	6,53	59,47	0,57	0,5	0,67
MobileNetV1	ImageNet	7,43	55,23	0,60	0,55	0,67
MobileNetV1	Kvasir	4,85	72,02	0,80	0,73	0,89
MobileNetV2	Kvasir	9,45	65,90	0,78	0,78	0,78

Полученные результаты демонстрируют, что лучшие результаты по общей усредненной точности детектирования по всем классам при анализе полноцветных изображений поверхности опухоли были показаны алгоритмом SSD на основе сети VGG16, предварительно обученном на ImageNet (mAP=80,45). В выбранном нами алгоритме значение метрики mAP являлось ключевым для анализа качества работы детекторов. Алгоритм MobileNetV1, обученный на базе Kvasir, продемонстрировал mAP 72,02, при этом метрика ssd_loss была максимально низкой (4,85), что свидетельствует о ее наибольшей достоверности. Вместе с тем показатель R (чувствительность) и F1 так же были максимально высокими (0,89 и 0,80 соответственно).

Таблица 3

Результаты тестирования разработанных алгоритмов SSD для полутоновых изображений

Базовая сеть	Предварительное обучение	ssd_loss	mAP	F1	P	R
VGG16	ImageNet	6,52	74,05	0,80	0,73	0,89
VGG16	Kvasir	10,01	54,76	0,53	0,50	0,56
VGG19	ImageNet	6,66	58,37	0,56	0,56	0,56
MobileNetV1	ImageNet	7,73	51,85	0,58	0,50	0,68
MobileNetV1	Kvasir	6,68	61,56	0,76	0,67	0,89
MobileNetV2	Kvasir	6,76	58,85	0,71	0,75	0,67

Эти результаты демонстрируют, что лучшие результаты mAP при анализе полутоновых изображений поверхности опухоли были так же показаны алгоритмом SSD на основе сети VGG16, предварительно обученном на ImageNet (mAP=74,05) и MobileNetV1, обученной на Kvasir (mAP=61,56). При этом для VGG16 метрика ssd_loss была максимально низкая из всех созданных архитектур (6,52), а R (чувствительность) максимально высокой (0,89).

В результате проведенного исследования была разработана пилотная система поддержки принятия врачебного решения на основе нейросетевых алгоритмов для дифференциации глубины инвазии рака толстой кишки. После обучения на оригинальной базе данных, результаты работы системы на тестовой выборке продемонстрировало высокие результаты. Так наиболее высокие показатели mAP (общая усредненная точность детектирования) и AP (средняя точность) имели архитектуры нейронной сети VGG16, предварительно обученной на наборах данных ImageNet, и нейронной сети MobileNetV1, предварительно обученной на Kvasir Dataset. При этом точность детектирования была максимально высокая как при оценке полноцветных изображений (mAP составил 80,45 и 72,02 соответственно), так и для полутоновых изображений (74,05 и 61,56 соответственно).

Из представленных результатов следует, что более высокие оперативные характеристики демонстрирует анализ полноцветных изображений поверхности опухоли. Характеристики модели, реализованной на полутоновых изображениях, имеет более низкий результат, что говорит о важности именно цветовых характеристик поверхности опухоли. Однако модель с полутоновыми изображениями может быть реализована при выполнении колоноскопии при помощи эндоскопов производителей, отличных от использованных в данном исследовании и имеющих свои особенности цветопередачи, что позволит сделать предложенную нейросетевую систему более унифицированной.

Литература

1. Russell S, Norvig P. Harlow: Pearson Education; 2009. Artificial intelligence: a modern approach. 3rd ed; pp. 1–3.

2. Ясницкий Л. Н. Введение в искусственный интеллект. — М.: Издат. центр «Академия», 2005. — 176 с.

3. Byrne MF, Chapados N, Soudan F, et al. Real-time differentiation of adenomatous and hyperplastic diminutive colorectal polyps during analysis of unaltered videos of standard colonoscopy using a deep learning model. Gut. 2019; 68:94–100. doi: 10.1136/gutjnl-2017-314547.

4. Zhang R, Zheng Y, Mak TW, et al. Automatic detection and classification of colorectal polyps by transferring low-level CNN features from nonmedical domain. IEEE J Biomed Health Inform. 2017; 21:41–47. doi: 10.1109/JBHI.2016.2635662.
5. Hirasawa T, Aoyama K, Tanimoto T, et al. Application of artificial intelligence using a convolutional neural network for detecting gastric cancer in endoscopic images. Gastric Cancer. 2018; 21:653–660. doi: 10.1007/s10120-018-0793-2.

6. Blaivas L, Blaivas M. Are Convolutional Neural Networks Trained on ImageNet Images Wearing Rose-Colored Glasses? A Quantitative Comparison of ImageNet, Computed Tomographic, Magnetic Resonance, Chest X-Ray, and Point-of-Care Ultrasound Images for Quality. J Ultrasound Med. 2020 Aug 5. doi: 10.1002/jum.15413. Epub ahead of print. PMID: 32757235.

7. Borgli, H., Thambawita, V., Smedsrud, P. H., Hicks, S., Jha, D., Eskeland, S. L., Randel, K. R., Pogorelov, K., Lux, M., Nguyen, D., Johansen, D., Griwodz, C., Stensland, H. K., Garcia-Ceja, E., Schmidt, P. T., Hammer, H. L., Riegler, M. A., Halvorsen, P., de Lange, T. (2020). HyperKvasir, a comprehensive multi-class image and video dataset for gastrointestinal endoscopy. Scientific data, 7(1), 283. https://doi.org/10.1038/s41597-020-00622-y.

COLON MUCOSA POLYPS DETECTION AND CLASSIFICATION BASED ON COLONOSCOPY IMAGE ANALYSIS BY DEEP LEARNING METHODS

Lebedev A.A., Kazina E.M.,
Zhuravleva A.S., Zavjaloff D.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University
Yaroslavl Regional Cancer Hospital

The results of algorithm testing for differentiating the depth of cancer invasion on polyps of the colon mucosa are presented. The dataset of endoscopic images was prepared from the results of colonoscopic examinations by the doctors of the Yaroslavl Regional Oncological Hospital. VGG16, VGG19, MobileNetV1, and MobileNetV2, previously trained on publicly available data from ImageNet and Kvasir Dataset, were considered as convolutional neural network architectures. The VGG16 and MobileNetV1 architectures show the highest mAP (overall average detection accuracy) and AP (average accuracy) values. At the same time, the detection accuracy is high both when evaluating color images (mAP was 80.45 and 72.02, respectively) and for grayscale images (74.05 and 61.56, respectively). The integration of algorithms into endoscopic practice will serve to partially optimize medical activities, and will also affect the reduction of clinical errors.

СЕГМЕНТАЦИЯ СПУТНИКОВЫХ СНИМКОВ НА ОСНОВЕ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ U-NET

асп. Багаев С.М., проф., д.т.н. Медведева Е.В.

Вятский Государственный университет

Предлагается метод сегментации мультиспектральных спутниковых снимков на основе сверточной нейронной сети U-net. Алгоритм включает этапы: подготовки входных данных, модификации структуры сверточной нейронной сети (СНС) с учетом параметров исследуемых изображений, обучения СНС на сформированной обучающей выборке, сегментации тестовых снимков. Предлагается подход по повышению точности выделенных классов объектов при ограниченной тренировочной выборке изображений и вычислительных ресурсах. Приводятся результаты экспериментальных исследований, подтверждающие высокую точность сегментируемых объектов.

Сегментация изображений высокого пространственного разрешения, получаемых со спутников при дистанционном зондировании Земли (ДЗЗ), является эффективным инструментом сельскохозяйственного и экологического мониторинга земной поверхности с целью предотвращения чрезвычайных ситуаций [1]. Применение различных методов сегментации позволяет сократить время, затраченное на решения задач обнаружения и распознавания целевых объектов, а в некоторых случаях полностью автоматизируют этот процесс.

Существуют различные подходы к методам сегментации спутниковых снимков: на основе выделения признаков яркости, цвета или текстуры; на основе анализа гистограмм, кластеризации, анализа ближайших соседей, наращивания спектральных областей и т.д. [1-3]. Для повышения точности выделения областей интереса используют совокупность различных методов сегментации или больший набор признаков, что усложняет обработку данных. В то же время растущие объемы пополняемых данных ДЗЗ требуют повышенных скоростей обработки и точности сегментации, особенно при большом классе объектов.

Перспективным подходом к сегментации областей интереса на спутниковых снимках является подход на основе сверточных нейронных сетей (СНС) [4-6].

В данной статье рассмотрена задача многоклассовой сегментации мультиспектральных спутниковых снимков на основе СНС, которая позволяет автоматизировать процесс выделения областей интереса с высокой точностью.

За последние годы появилось множество структур СНС зарекомендовавших себя в различных прикладных задачах. В данной работе была выбрана СНС U-net, обеспечивающая хорошие результаты по сегментации объектов на биомедицинских изображениях при использовании небольшого количества данных [7]. Кроме того, сеть U-net обладает хорошей производительностью и часто используется для сегментации медицинских изображений [6-9] и спутниковых снимков [10, 11].

Базовая архитектура U-net состоит из сжимающего и расширяющего путей и выполняет следующую процедуру: пошагово уменьшает размерность изображения с некоторыми преобразованиями и затем восстанавливает предсказанные маски из сжатого изображения. В данной работе для выполнения задачи многоклассовой сегментации были введены следующие изменения в архитектуру сети U-net:

– увеличена глубина нейронной сети путем добавления новых слоев сжатия и пулинга для расширения формируемой карты признаков;

– изменена размерность входного окна для обработки изображений 112×112, а также размерности выходного слоя и параметры остальных слоев;

– добавлены слои Batch normalization после каждого сжатия и Dropout после каждого из шагов веток сжатия и расширения, за исключением выходного полносвязного слоя;

– в качестве функции активации использована экспоненциальная линейная единица - функция Elu, которая позволяет повысить эффективность обучения, избегая проблем связанных с появлением Dead ReLU [12].

Структура модифицированной СНС U-net показана на рисунке 1.

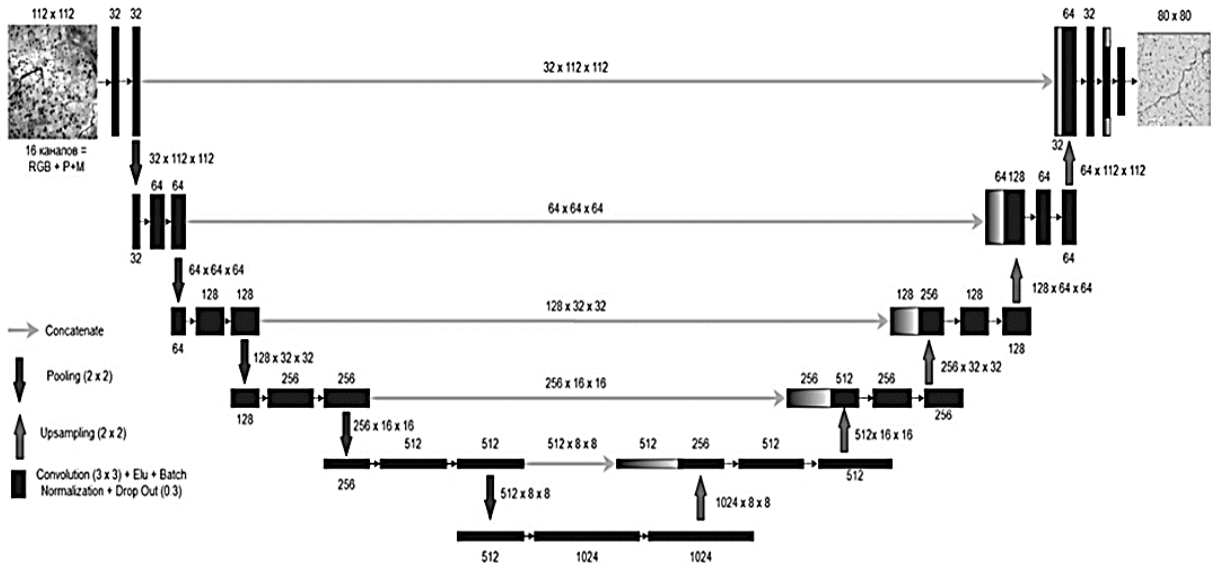


Рисунок 1 – Структура модифицированной СНС

В качестве входных данных применялись мультиспектральные снимки видимого и инфракрасных 16-ти спектральных диапазонов, сформированные датчиками спутника World View 3 [13]. Набор данных состоял из тренировочных и тестовых изображений. Тренировочный набор, используемый для обучения сети, включал 80 различных снимков областей поверхности земли. Данные снимки содержали объекты следующих классов: здания и другие искусственные сооружения, асфальтовые и грунтовые дороги, деревья, поля и сельскохозяйственные угодья, водоемы и реки, автотранспорт.

На первом этапе выполнялось предварительное обучение СНС. В качестве обучающей выборки использовались 20 изображений размером ~3400x3400 пикселов, размеченных на соответствующие классы. Для выполнения обучения входные снимки масштабировались к одному размеру 3472 x 3472 пикселей путем дополнения нулями по краям изображения, которые затем заполнялись зеркальными отражениями исходного изображения. Далее снимки разделялись на пересекающиеся фрагменты размером 112x112 с перехлестом в 16 пикселей. Фрагменты изображения собирались в один большой пакет и подавались на вход сети.

Для расширения тестовой выборки применялись процедуры зеркального отображения по вертикали и горизонтали, а также поворот фрагментов изображения на произвольный угол.

Таким образом, обучение сети проводилось на 13448 выборок, соответствующих установленным пороговым значениям по площади полигонов выделяемых классов. Для оптимизации и корректировки весов нейронной сети использовался встроенный оптимизатор Adam.

Сверточная нейронная сеть обучалась на данных выборках в течение 250 эпох. Параметр всех слоев Dropout задан равным 0.2. Для процесса валидации были использованы 5 изображений размером ~ 3300x3300 пикселей. Валидация проводилась на 1012 случайно выбранных кадрах 112x112 из тестового мультиполигона.

Для оценки результатов обучения нейронной сети, в частности для оценки точности выделения целевых классов на тестовых изображениях, применялась метрика Жакарра.

Наиболее часто встречаемые на изображениях классы хорошо определяются обучаемой сетью, что приводит к повышению общей точности сегментации и снижению корректировки весов нейронной сети в каждой итерации. При этом выделение более редких классов, таких как здания и грунтовые дороги, становиться менее точным и практически не улучшается в дальнейшем.

Результаты оценки точности нахождения объектов, относящихся к разным классам, а также пороги принятия решений о наличии таких объектов на изображении представлены в таблице 1.

Таблица 1.
Результаты оценки точности выделенных классов базовым алгоритмом

Класс	Коэффициент Жакарра	Порог бинаризации
Здания	0.72	0.3
Строения	0.65	0.2
Дороги	0.56	0.1
Грунтовые дороги	0.69	0.3
Деревья	0.97	0.2
Поля	0.92	0.9
Реки	0.76	0.2
Водоемы	0.82	0.9

Результаты, приведенные в таблице 1, свидетельствуют о высокой точности выделенных классов объектов. Наиболее точным является выделение объектов, относящихся к классам «Деревья» и «Поля» за счет преобладания представителей данных классов в тестовой выборке при обучении. Меньшую точность выделения имеют объекты класса «Строения» и «Здания» из-за высокой схожести объектов данного класса. Оценка общей точности коэффициентом Жаккара для разных спутниковых снимков составила от 0.76 до 0,86.

Время обработки одного набора спутниковых изображений (10 изображений) размером до 3600x3600 не из обучающей выборки и тестового набора составило менее 10 секунд (на компьютере с конфигурацией: видеокарта NVIDIA GTX 1080Ti 8 GB; процессор Ryzen 2600x с 4.0 GHz; объем RAM – 16 Gb).

Для повышения точности сегментируемых областей за счет повышения точности выделения объектов более редких классов, при невозможности увеличения аппаратных ресурсов и нехватке в тренировочной выборке изображений с равномерным статистическим распределением классов, целесообразным подходом является использование отдельно обученных сетей для работы с каждым конкретным классом, с последующим объединением результатов их работы. Это связанно с тем, что при использовании изображений с неравномерным статистическим распределением классов при обучении сети происходит ориентация нейронной сети на выделение наиболее часто встречаемых классов. Потому тренировка отдельной копии нейронной сети для каждого отдельного класса позволяет достичь более высокой точности итоговой точности сегментации. При таком подходе в n раз (n - число выделяемых классов) возрастает общее время обучения сети, но снижается потребность в общем качестве (с точки зрения распределения классов объектов на изображениях) и объеме необходимых тренировочных изображений. Модель может быть расширена дополнительными слоями, что позволит получить больше карт функций, однако это технически сложно реализовывать из-за растущих требований к видеопамяти памяти GPU. Также затруднительно невозможно увеличить размер пакета во время обучения или увеличить размеры входного слоя (например, используя кадры 144x144 в качестве входных данных) из-за нехватки оперативной памяти.

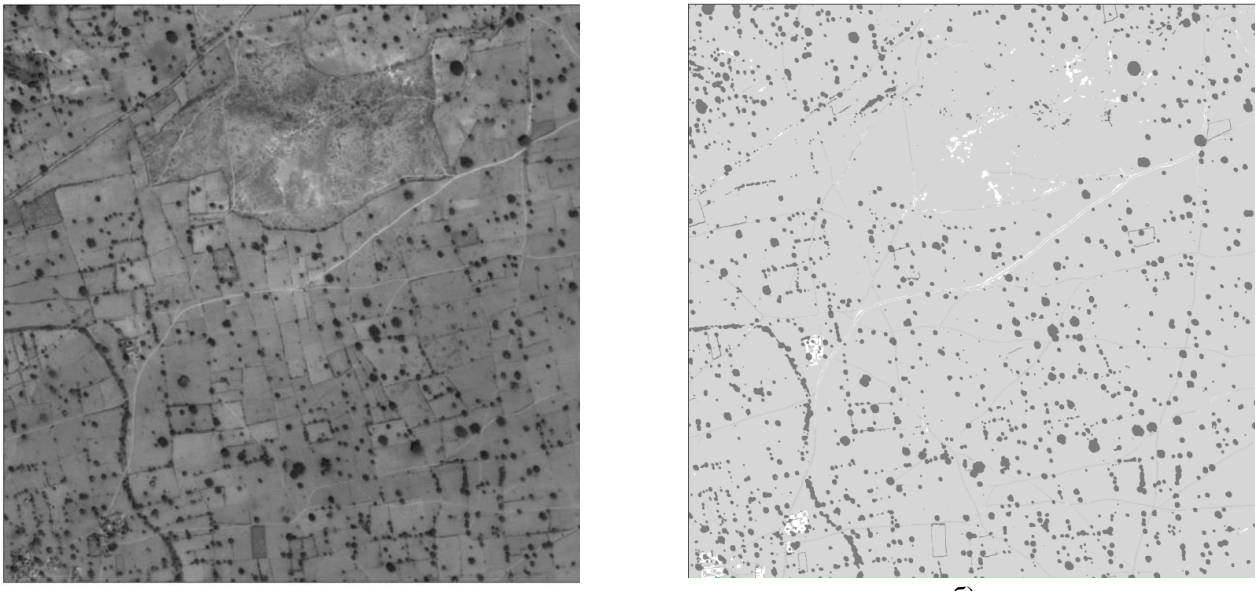
В таблице 2 приведены результаты оценки точности выделенных классов объектов улучшенным алгоритмом. Результаты получены при условиях: оптимизатор Nadam (lr 0.1 до 50 эпох, 0.01 до 100, далее 0.001), Dropout (0.3).

Таблица 2.
Результаты оценки точности выделенных классов объектов улучшенным алгоритмом

Класс	Коэффициент Жаккарда	Эпохи обучения
Здания	0.84	184
Строения	0.82	184
Дороги	0.79	184
Грунтовые дороги	0.75	219
Деревья	0.95	200
Поля	0.96	200
Реки	0.89	234
Водоемы	0.84	243

Из сравнения результатов, приведенных в таблицах 1 и 2, виден выигрыш в точности выделенных классов объектов. Наибольший выигрыш – у объектов схожих классов (грунтовые и асфальтовые дороги, здания и строения), который составляет от 9 до 41%. Оценка общей точности коэффициентом Жаккара для разных спутниковых снимков составила 0.86.

На рисунке 2 пример сегментации спутникового снимка: а) исходное изображение, поданное на вход сети; б) результат сегментации разработанным алгоритмом.



а) б)

Рисунок 2 – Пример сегментации спутникового снимка

Заключение. В работе предложен базовый и улучшенный алгоритмы сегментации спутниковых снимков на основе СНС U-net. Алгоритмы позволяют классифицировать объекты по десяти классам.

Оценка точности сегментированных областей с помощью коэффициента Жаккара базовым алгоритмом составила 0.84. Среднее время обучения для каждой эпохи на тестовой конфигурации - 20 минут.

Улучшенный алгоритм позволил повысить точность сегментации за счет повышения точности выделения объектов более редких классов при ограниченной тренировочной выборке изображений и вычислительных ресурсах. Для объектов разных классов выигрыш в точности выделения объектов составляет от 1 до 41%. Время обработки одного изображения с учетом отдельного распознавания каждого класса и объединения результатов - около 100 сек.

Литература

1. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. М.: Техносфера, 2010. 594 с.
2. Medvedeva E. and Evdokimova A. Detection of Texture Objects on Multichannel Images // in 24th Conf.of Open Innovations Association (FRUCT). 2019. pp. 249 – 254.
3. Medvedeva E., Trubin I., Kurbatova E. Methods of filtration and texture segmentation of multicomponent images. Intelligent Systems Reference Library. Springer International Publishing Switzerland. 2018. vol. 135. pp. 97-118.
4. Khryashchev V.V., Larionov R.V., Ostrovskaya A.A., Semenov A. Modification of u-net neural network in the task of multichannel satellite images segmentation // Proceedings of 2019 IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). 2019. p. 8884452.
5. Jonathan L., Shelhamer E., Darrell T. Fully convolutional networks for semantic segmentation // Proc. of the IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition. 2015.
6. Overton T., Tucker A. DO-U-Net for Segmentation and Counting: Applications to Satellite and Medical Images, in book: Advances in Intelligent Data Analysis XVIII. 2020. pp.391-403.

7. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation // Intern. Conf. on Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention. Springer International Publishing. 2015.
8. Akbas C. E., Kozubek M. Condensed U-Net (CU-Net): An Improved U-Net Architecture for Cell Segmentation Powered by 4x4 Max-Pooling Layers // in IEEE 17th International Symposium on Biomedical Imaging. Iowa: IEEE. 2020. pp. 446-450.
9. Bell S., Zsom A., Conley J., Spade D. Automated identification of multinucleated germ cells with U-Net. PLOS ONE. 15. 2020. e0229967. 10.1371/journal.pone.0229967.
10. Guo Y., Cao X., Bainian L., Gao M. Cloud Detection for Satellite Imagery Using Attention-Based U-Net Convolutional Neural Network. Symmetry. 12. 1056. 10.3390/sym12061056.
11. Gudzius P., Kurasova O., Filatovas E. Optimal U-Net Architecture for Object Recognition Problems in Multispectral Satellite Imagery. 2019. 1-2. 10.1109/AICCSA47632.2019.9035305.
12. Activation Functions Explained - GELU, SELU, ELU, ReLU and more// URL: https://mlfromscratch.com/activation-functions-explained/#/.
13. Dstl Satellite Imagery Feature Detection// URL: kaggle.com/c/dstl-satellite-imagery-feature-detection/.

SEGMENTATION OF SATELLITE IMAGES BASED ON THE U-NET CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK

PhD stud. Bagaev S. M., prof. Dr Medvedeva E.V.

FSBEI HE «Vyatka State University»

The authors present an algorithm for segmentation of multispectral satellite images based on a convolutional neural network U-net. It includes the following stages: preparation of input data, modification of the structure of a convolutional neural network (CNN) taking into account the parameters of the studied images, training CNN on the generated training sample and segmentation of test images. The authors propose an approach to improve the accuracy of the selected classes of objects with a limited training sample of images and computational resources. The results of experimental studies are presented, which confirm the high accuracy of the segmented objects.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ОДНОПЛАТНОГО МИКРОКОМПЬЮТЕРА И РАЗЛИЧНЫХ КОДЕКОВ СЖАТИЯ

студ. Михайлов Д.А., асп. Мохов А.А., асс. Коковкина В.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Исследуется система передачи видеоинформации с помощью трех кодеков сжатия. В качестве передающих устройств используются одноплатные микрокомпьютеры Raspberry Pi. Такие платы широко распространены, поэтому для них существует множество различных дистрибутивов.

Актуальность темы заключается в том, что в реальных приложениях нужно знать, какой кодек оптимален для каких-либо условий плохой видимости, низкой скорости передачи данных или ситуации, когда камера находится в движении. Все эти факторы существенно влияют на качество передачи видеоинформации. Полученные результаты можно использовать при построении систем технического зрения мобильных роботов, заменяющих человека при работе в условиях, когда его жизнь или здоровье подвергаются опасности.

Кодирование или сжатие цифрового видеосигнала имеет большое значение для передачи видео по различным каналам связи, особенно по радиолинии, позволяя уменьшить количество передаваемой информации. Сегодня сжатие и кодирование используются при работе с любой видеоинформацией. Иначе загрузка, обработка, редактирование, воспроизведение и хранение соответствующих видеофайлов требовало бы огромного количество времени и больших по объему хранилищ данных. Кодирование же убирает все эти проблемы. Сама идея кодирования достаточно проста. При использовании специальных кодеков поток видеоинформации непрерывно анализируется ими и ненужные/неважные фрагменты данных попросту отсекаются, что помогает значительно уменьшить объем видеофайла.

В работе исследована система для передачи видеоинформации с помощью кодеков сжатия. В качестве передающих устройств используются одноплатные компьютеры компании Raspberry Pi Foundation. Известно, что микрокомпьютер Raspberry Pi 3 Model B+ пользуется большой популярностью среди разработчиков программного обеспечения (ПО), поэтому для данной модели существует множество различных дистрибутивов с открытым исходным кодом.

1. Одноплатный компьютер

На сегодняшний день существует достаточно много разных одноплатных компьютеров. Компьютеры размером с кредитную карту (бывают модели и больше, и меньше, но это своеобразный стандарт) уже довольно известны. Они хорошо изучены и широко применяются в различных бытовых и научных сферах. Количество задач, с которыми справится такой компьютер, довольно велико. Например, на них можно установить почти полноценный Linux, превратив устройство в неплохую машину для работы с документами, веб-сёрфинга, прослушивания музыки и других относительно несложных задач.

В работе рассматривается система на основе микрокомпьютеров фирмы Raspberry Pi, а именно Raspberry PI 3b+ – одноплатный компьютер размером с банковскую карту (рисунок 1). Он обладает большими графическими возможностями, поэтому его можно использовать различными способами, из которых интересна возможность его использования для разработки измерительных и робототехнических систем с применением датчиков и исполнительных механизмов.

2. Кодеки сжатия

Сжатие видеоизображения – сокращение и удаление избыточных видеоданных с целью оптимизации хранения и передачи файлов цифрового видео. В ходе этого процесса исходный видеосигнал обрабатывается с помощью алгоритма сжатия, в качестве результата преобразуясь в файл, готовый к передаче по каналу связи и хранению. Для воспроизведения сжатого файла применяется инверсный алгоритм, который фактически дает то же самое видеоизображение, что и оригинальный источник видеосигнала. Время, требуемое для сжатия, отправки, распаковки и отображения файла, называется временной задержкой. Чем более сложен алгоритм сжатия, тем больше будет задержка – при одинаковой вычислительной мощности вычислительных средств.

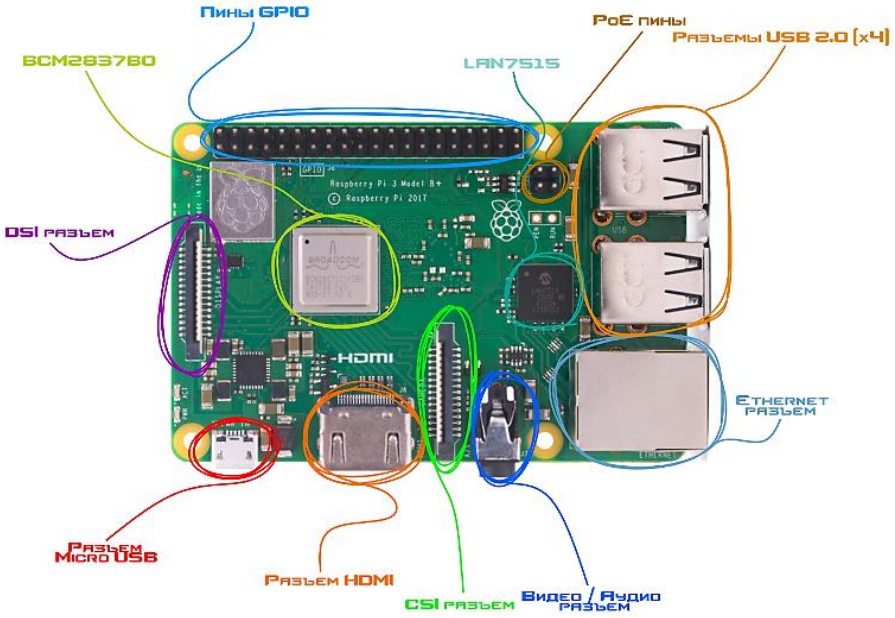


Рисунок 1. Одноплатный микрокомпьютер Raspberry Pi 3 Model B+

Совместная работа пары алгоритмов, реализующих оба вышеописанных процесса, называется видеокодеком (само слово «кодек» произошло от сокращения слов «кодер/декодер»). Видеокодеки, реализующие разные стандарты, как правило, несовместимы
друг с другом, поэтому видеоданные, сжатые с использованием одного стандарта, нельзя распаковать с применением другого. Причиной тому является тот факт, что разные алгоритмы используют различные методы для сжатия информации, и, соответственно, алгоритмы распаковки тоже отличаются.

Кодек – часть программного/аппаратного обеспечения, сжимающая и/или распаковывающая цифровое видео, которая получает файл и оптимизирует его посредством кодирования. В зависимости от версии кодека меняются правила преобразования данных. Следовательно, от кодека зависит качество видео и его размер. Десять минут видео без кодирования занимает несколько гигабайт памяти, тогда как после прогонки через кодек качество остается практически неизменным, но размер видеофайла уменьшается в несколько раз. Он представляют собой особый тип программы, который преобразует данные для более удобной передачи и хранения, а потом осуществляет обратный процесс – декодирование – для воспроизведения и просмотра. Различают кодеки для видеопотоков и аудио.

Видеокодеки предназначены для сжатия и восстановления видеоданных. Примеры: MPEG, H.264,VC-1.

Существует распространённое заблуждение, что кодеки воспроизводят медиафайлы. На деле, воспроизведением занимаются медиапроигрыватели, а основная задача кодеков состоит в экономии места. Фильмы или музыка в базовом варианте имеют огромный вес, их сложно записывать на диски, выкладывать в Интернет. Сжатие кодеками позволяет сократить размер в десять раз или даже больше. При этом качество видео практически не страдает.

Сжатие происходит за счёт устранения избыточных данных. В исходном видеофайле сотни тысяч кадров, и каждый из них занимает немало памяти. Но во многих сценах, особенно статичных, где герой, к примеру, любуется видом из окна, от кадра к кадру мало что изменяется. Нет необходимости сохранять множество одинаковых изображений, когда можно оставить только меняющиеся фрагменты (рисунок 2). Этот подход является одним из основных при сжатии видеороликов.

3. Передача информации по сети

В работе используется одноплатный компьютер Raspberry pi 3 b+ с камерой. Она снимает изображение и передает на другое устройство по радиосети Wi-Fi с помощью программы vlc player, применяя различные кодеки сжатия: H.264, MPEG-2, VC-1. Также используется программа Kodi, которая позволяет оценить различные параметры передаваемого видеоизображения. Тем самым можно проанализировать, какой кодек лучше для каких-либо условий.

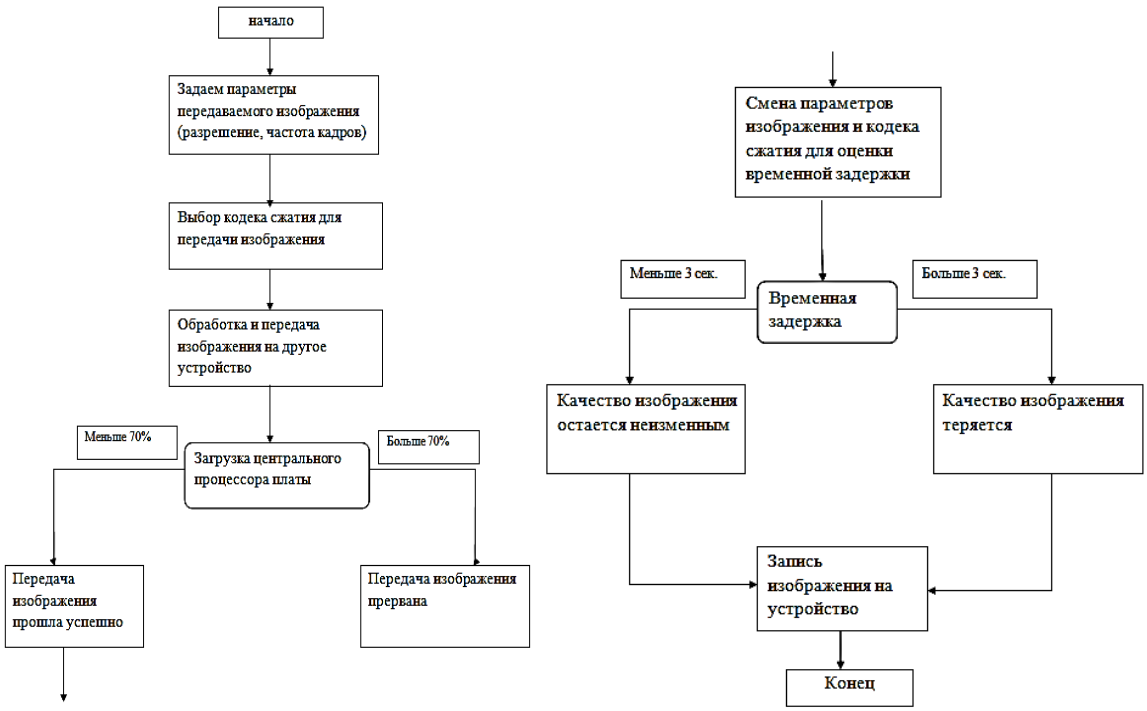


Рисунок 2. Блок-схема алгоритма передачи изображения

Для построения оптимальной видеосистемы при выборе формата видео необходимо учитывать следующие факторы:

- характер и интенсивность изменений в кадре;
- пропускную способность сети;
- частоту смены кадров;
- желаемое качество изображения (напрямую зависит от коэффициента сжатия);
- допустимое время задержки;
- бюджет системы.

При исследовании используется 3 кодека, поддерживаемые платой Raspberry Pi.

Один из них уже встроенный, остальные доступны при покупке лицензии.

Сравнения идет по вышеперечисленным параметрам, а также сравнивается расстояние между источником и получателем изображения, статика и динамика камеры, производительность платы.

Проверяются три кодека с использованием программы VLC, путем изменения частоты кадров и движения камеры (проверяем качество). Из программы Kodi берутся параметры и заносятся в таблицу.

Для построения масштабных систем, использующих цифровые камеры, оптимальным форматом является кодек H.264. Он требует сравнительно низкой ширины канала, обеспечивает высокую скорость передачи данных, а видеоархив в этом формате занимает минимальный объем дискового пространства. Однако для построения видеосистем с низкими требованиями к производительности (небольшая частота кадров, малое разрешение камер), приемлемым вариантом остается использование более старых кодеков MPEG-2 и VC-1. Примечательно, что потери качества изображения в данных форматах меньше, по сравнению с H.264.

В ходе выполнения работы получены результаты, представленные в таблице 1.

Заключение

Установлено, что лучше всего для передачи видеоизображения через одноплатный компьютер Raspberry Pi 3 Model B+ подходит кодек H.264, так как с его помощью удалось передать видеопоток практически без видимых потерь качества изображения. Исследования

Таблица 1.

Параметрическое сравнение кодеков

Кодек	Частота кадров (fps)	Задержка (с)	Загрузка ЦП (%)	Качество изображения
H.264	10 15 20 25 30	16 7,5 2 1 0,5	26 15 17 34 20	Размытое Размытое Переменчивое Резкое Резкое
MPEG-2	10 15 20 25 30	- 0,5 0,7 - 0,9	95 82 71 91 80	- Размытое Резкое - Размытое
VC-1	10 15 20 25 30	- - 0,4 2,5 -	98 97 85 87 98	- - Резкое Размытое -

проводились при разных частоте кадров и разрешении, а также без повышенной нагрузки на центральный процессор (ЦП). Параллельно можно отметить, что кодеки MPEG-2 и VC-1 примерно одинаково передавали видеопоток с указанными характеристиками. Следует отметить, что достаточно эффективной является их работа при средних значениях частоты кадров или высоком проценте загрузки ЦП. Хотя потеря видеопотока в этих условиях относительно велика, но наблюдается хорошее качество передаваемого изображения при движении камеры.

Литература

1. Визильтер Ю. В. Обработка и анализ цифровых изображений / С. Ю. Желтов, В. А. Князь, А. Н. Ходарев, А. В. Моржин. – М.: ДМК Пресс, 2007. – 464 с.
2. Воробьев Л. В. Системы и сети передачи информации: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Л. В. Воробьев, А. В. Давыдов, Л. П. Щербина. – М.: Издательский центр «Академия», 2009. – 336 с.
3. Воротников С. А. Информационные устройства робототехнических систем: Учеб пособие / С. А. Воротников. – М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2005. – 384 с.
4. Зуева Е. Ю. Компьютерное зрение в ИПМ им. В.М. Келдыша РАН - история развития. Режим доступа: http://www.keldysh.ru/papers/2009/art04/Zueva_09.html (дата обращения 03.06.2019).
5. Катыс Г. П. Обработка и сжатие кодеками визуальной информации / Г. П. Катыс. – М.: Машиностроение, 1990. – 320 с.
6. Костюк В. И. Промышленные роботы: Конструирование, управление, эксплуатация / А. П. Гавриш, Л. С. Ямпольский, А. Г Карлов, В. И. Костюк. – К.: Вища школа, 1985.
7. Куафе Ф. Взаимодействие робота с внешней средой: Пер. с франц. – М.: Мир, 1985. – 285 с.
8. Лысенко О. Машинное зрение. Режим доступа: https://www.kit-e.ru/assets/files/pdf/2007_01_66.pdf (дата обращения 03.06.2019).
9. Мобильные роботы. Робот-колесо и робот-шар: моногр. / Под ред. А. В. Борисова, И. С. Мамаева, Ю. Л. Караваева. – М.: Гостехиздат, 2013.
10. Мошкин Б. И. Техническое зрение роботов / А. А. Петров, В. С. Титов, Ю. Г. Якушенков, Б. И. Мошкин; Под общ. ред. Ю. Г. Якушенкова. – М.: Машиностроение, 1990. – 272 с.

RESEARCH OF VIDEO INFORMATION TRANSMISSION USING DIFFERENT COMPRESSION CODES

Mikhailov D., Mokhov A., Kokovkina V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The system of video information transmission using three compression codecs is investigated. Raspberry Pi single-board microcomputers are used as transmitting devices. Such boards are widely distributed, so there are many different distributions for them.

The relevance of the topic is that in real-world applications, you need to know which codec is optimal for any conditions of poor visibility, low data transfer rate or a situation where the camera is in motion. All these factors significantly affect the quality of video transmission. The results obtained can be used in the construction of technical vision systems for mobile robots that replace a person when working in conditions where his life or health is in danger.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ CLDNN В ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ

асп. Набилков В.Д., проф., д.т.н. Приоров А.Л., доц., к.т.н. Дубов М.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Выполнение задачи автоматическое распознавание видов модуляции с помощью глубоких нейронных сетей является перспективным направлением в создании интеллектуального когнитивного радио. В работе представлена гибридная модель сверточной нейронной сети CLDNN (Convolutional Long Short-Term Deep Neural Network), представляющая собой интеграцию сверточной нейронной сети и слоя LSTM. Модель сети CLDNN используется в задачах классификации временных рядов, что и представляет собой распознавание модуляций. Использование модели для классификации типа модуляции позволяет получить среднюю точность 88,7 % при ОСШ 0 дБ.

Введение

Задача автоматического определения вида модуляции актуальна для многих приложений в области телекоммуникаций и систем связи. Выполнение классификации принятых радиосигналов по видам модуляций позволит облегчить получение данных о типе передающих устройств, модели беспроводной передачи данных, характеристиках используемых сигналов. Дальнейшее предоставление точных данных об использующемся виде модуляции позволит усовершенствовать процесс демодуляции и последующей обработки сигнала, сделав систему связи более адаптивной к изменяющимся условиям среды (радиоканала) [1].

С развитием технологий искусственного интеллекта, в частности глубокого обучения, нейросетевые алгоритмы все чаще применяются в области телекоммуникаций. В работе методы глубокого обучения применены к задаче распознавания видов модуляций. Предложена модель сверточной нейронной сети, которая превосходит классические методы, основанные на выделении признаков [2].

Дальнейшего улучшения классификации можно достигнуть за счет применения альтернативных архитектур нейронных сетей. Например, за счет изменения методов обучения сети, интеграции различных типов сетей, таких как CHH, PHC.

Набор данных

Использовались два набора данных, состоящих из сгруппированных по величине отношения сигнал/шум (ОСШ) и типу модуляции образцов I/Q компонент. Набор данных RADIOML 2016.10B содержит 10 классов модуляций с различными значениями ОСШ в диапазоне от -20 до 18 дБ. Наиболее крупный набор данных RADIOML 2018.01A включает в себя 24 вида модуляции со значениями ОСШ от -20 до 30 дБ [3-4]. Пример визуализации данных с различными значениями ОСШ и типом модуляции представлен на рисунке 1.

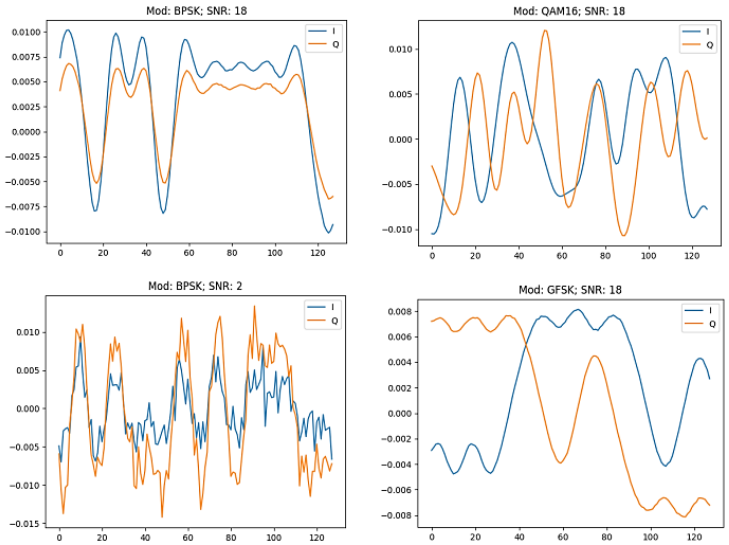


Рисунок. 1. Примеры визуализации данных из набора для различных видов модуляции и ОСШ

Модель нейронной сети

Представлена модель гибридной нейронной сети для классификации видов модуляции радиосигналов. В качестве основы для решения задачи распознавания видов модуляции используется гибридная сверточная нейронная сеть архитектуры CLDNN [5]. Архитектура сети представляет собой комбинацию сверточной нейронной сети, слоя LSTM и полносвязных слоев. Применение такой архитектуры обусловлено ее высокой производительностью на задачах, связанных с обработкой последовательностей и временных рядов [6-8]. Примером такой задачи является распознавание речи (speech-to-text). Архитектура сети представлена на рисунке 2.

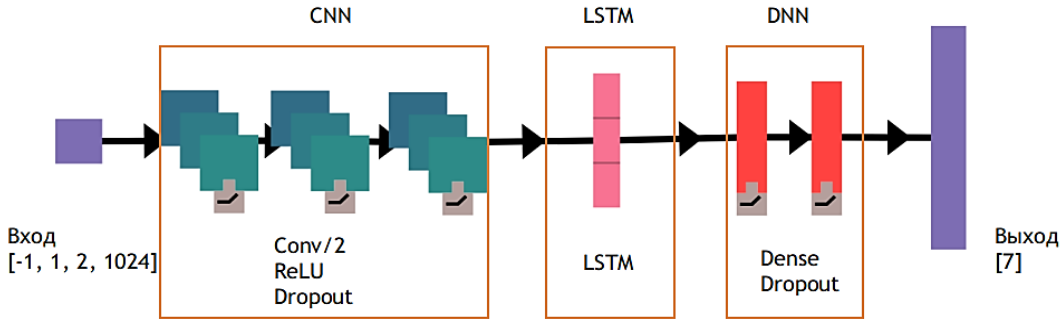


Рисунок. 2. Архитектура сверточной нейронной сети CLDNN

Данные на входе сети представляют собой временные последовательности – отчеты I/Q компонент. Сверточные слои преобразуют входные последовательности в карты признаков и уменьшают размерность. Для каждого сверточного слоя в качестве входных данных используются признаки предыдущего слоя. Слой LSTM обеспечивает поиск временной когерентности различных типов модуляции за счет имеющейся информации о предыдущем состоянии.

Реализация нейронной сети осуществлялась с помощью фреймворка Tensorflow/Keras. Веса сверточных слоев предварительно заданы с помощью инициализации Ксавьера. В качестве оптимизатора использовался метод адаптивной оценки моментов (Adam).

Обучение нейронной сети происходило на данных, представляющих собой два вектора отсчетов I/Q компонент сигнала. Для каждого типа модуляций в наборе данных содержалось по 10^4 выборок сигналов размерностью 1024 отсчета. Входной размер сети соответствовал размеру выборок из набора данных: 2x1024. Обучение сети производилось с использованием CUDA Toolkit 10.2 на GPU Nvidia GTX 1060 6Gb.

Результаты оценки среднего значения точности распознавания модуляций при различном значении ОСШ представлены на рисунке 3. Тестовый набор сигналов для 10 типов мудуляций составлял 10 % от тренировочного набора (10649 примеров).

На рисунке 4 приведена матрица ошибок, показывающая точность классификации для каждого класса (типа модуляции) в форме вероятности. Среднее значение всех полей равно общей точности классификации нейронной сети.

Заключение

Установлено, что типы модуляций QAM-16, QAM-64 классифицируются с малой точностью из-за схожести сигнальных созвездий.

Экспериментальные результаты показали, что модель сверточной нейронной сети архитектуры CLDNN выполняет распознавание 10 различных типов модуляции со средней точностью 88,7 % при ОСШ 0 дБ.

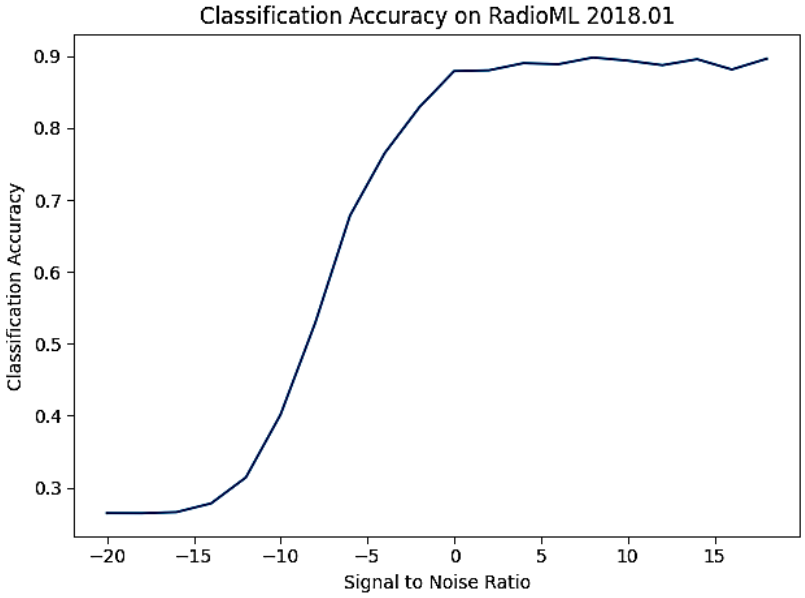


Рисунок. 3. Зависимость точности распознавания от значений ОСШ

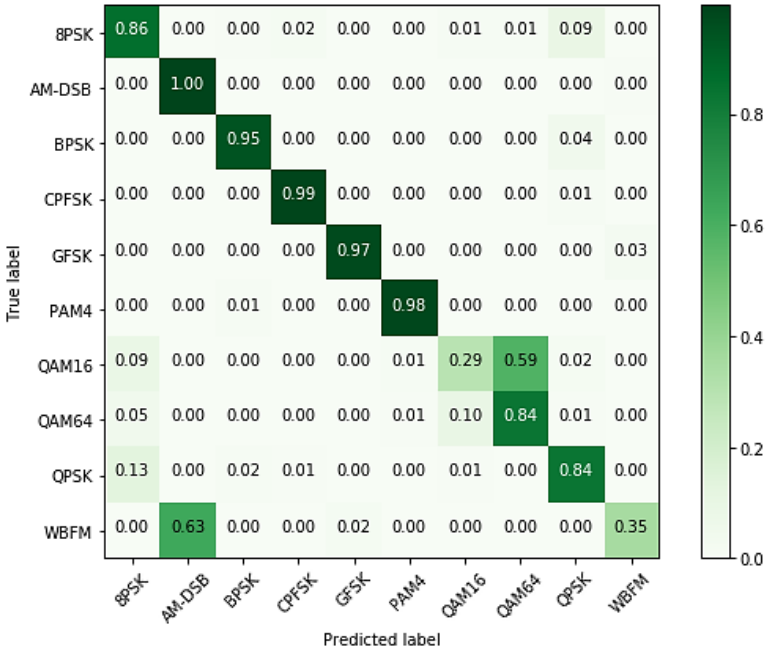


Рисунок. 4. Матрица ошибок для сигналов с ОСШ 0 дБ

Литература

1. Zhu Z., Nandi A.K., Automatic Modulation Classification Principles, Algorithms and Applications 2015.
2. O'Shea T., Roy T., Clancy T.C., Over the Air Deep Learning Based Radio Signal Classification // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing vol. 12. 2018. pp. 168-179.
3. O'Shea T. J., West N. E. Radio machine learning dataset generation with gnu radio. 2016.
4. RF Datasets For Machine Learning [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.deepsig.ai/datasets.

5. Sainath T.N., Vinyals O., Senior A., Sak H. Convolutional long short-term memory, fully connected deep neural networks // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2015. pp. 4580-4584.

6. Zhang D., Ding W., Zhang B., Xie C., Li H., Liu C., Han J., Automatic Modulation Classification Based on Deep Learning for Unmanned Aerial Vehicles // MDPI Sensors (Basel) 2018.

7. Фокин Г.А. Обзор моделей радиоканала связи с беспилотными летательными аппаратами // Труды учебных заведений связи. Изд. Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича. 2018. Т. 4, № 4. С. 85-101.

8. Mathworks. Modulation Classification with DeepLearning. Accessed on April 5, 2019. [Электронный ресурс]. URL:https://www.mathworks.com/help/comm/examples/modulation-classification-with-deep-learning.html

USE OF THE CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORK CLDNN FOR CLASSIFICATION OF MODULATION TYPES

Nabilkov V.D., Priorov A.L., Dubov M.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Performing the task of automatic recognition of modulation types using deep neural networks is a promising direction in the creation of intelligent cognitive radio. The paper presents a hybrid model of the convolutional Long Short-Term Deep Neural Network (CLDN), which is an integration of the convolutional neural network and the LSTM layer. The CDN network model is used in time series classification tasks, which is the recognition of modulations. Using the model to classify the type of modulation allows you to get an average accuracy of 88.7 % at 0 dB SNR.

О МНОГОВАРИАНТНОМ ПРОГНОЗИРОВАНИИ РАСХОДА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА ОСНОВЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ И МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

студ. Неудахина Я.А., доц., к.т.н. Трофимов В.Б.

Национальный исследовательский технологический университет «МИСиС»

В работе рассматривается задача прогнозирования электропотребления на основе данных центральных тепловых пунктов одного из московских теплоснабжающих предприятий. Целью работы является повышение точности прогнозирования расхода электроэнергии центральных тепловых пунктов. Помесячное электропотребление предлагается прогнозировать с помощью нейросетевой модели прогнозирования временных рядов с учетом среднемесячной температуры воздуха в качестве внешнего, метеорологического фактора. В работе предлагается схема многоструктурного алгоритмического блока для прогнозирования суммарного расхода электроэнергии центральных тепловых пунктов по методу двойного прогнозирования. Состоящий из трех элементарных прогнозаторов многоструктурный прогнозный блок выдает несколько дополняющих друг друга вариантов прогноза, которые возможно совмещать и выбирать наиболее рациональные из них.

Введение. Задача прогнозирования электропотребления (ЭП) является одной из ключевых в современной энергетике. Экономическая целесообразность расчетов с поставщиками электроэнергии зависит от того, насколько адекватно энергосбытовая организация оценит объем расхода электроэнергии своих объектов.

За последнее десятилетие стремительная цифровизация российского ТЭК простимулировала отечественные предприятия к внедрению на свои объекты автоматизированных систем учета электроэнергии (АСКУЭ). Именно на основе полученных с помощью АСКУЭ данных формируется прогноз объемов ЭП производственных объектов.

Для достижения желаемой точности прогнозирования предлагается использовать искусственные нейронные сети (ИНС) для прогнозирования временных рядов ЭП центральных тепловых пунктов (ЦТП).

Описание автоматизированной системы учета электроэнергии. АСКУЭ теплоснабжающего предприятия представляет собой двухуровневую систему с выделенными распределенными функциями для каждого уровня. Информационно-вычислительный комплекс включает: серверы сбора, обработки и хранения данных АСКУЭ РТС, КТС и ЦТП; автоматизированное рабочее место (АРМ) для ежесуточного формирования и отправки данных коммерческому оператору, АО «СО ЕЭС» и смежным субъектам ОРЭМ; систему обеспечения единого времени (СОЕВ) вышеупомянутых АСКУЭ. Информационно-измерительный комплекс включает: многотарифные счетчики электрической энергии с возможностью хранения профиля нагрузки и журналов событий; трансформаторы тока и напряжения с соответствующим классом точности; каналообразующее оборудование. АСКУЭ соответствует техническим требованиям ОРЭМ и является средством измерения, которое дает точную информацию о количестве купленной электрической энергии и мощности.

Статистические данные электропотребления центральных тепловых пунктов. ЭП ЦТП имеет сезонный характер. Количество ЭП возрастает в октябре, то есть с наступлением отопительного сезона, и уменьшается в мае. Первичные данные были сгруппированы по структуре и разделены на данные имеющие сезонный характер и данные, не имеющие сезонного характера, но являющиеся близкими по структуре. В модели прогнозирования, предлагаемой в работе, среднемесячная температура выступает в качестве внешнего, метеорологического фактора.

Прогнозирование методом экстраполяции на основе экспоненциального сглаживания. Для прогнозирования временных рядов широко применяется метод экстраполяции на основе экспоненциального сглаживания. Оно реализуется посредством экспоненциального фильтра, от параметра сглаживания α, ($0<\alpha<1$) которого зависит то, насколько сильным будет влияние последнего наблюдения исследуемого ряда данных (1).

$$\tilde{X}_{сг}(i)=\tilde{X}_{сг}(i-1)+\alpha\cdot(X_M(i)-\tilde{X}_{сг}(i-1)), \quad (1)$$

где $\tilde{X}_{сг}(i-1)$ – предыдущее сглаженное значение, результат работы фильтра; α, ($0<\alpha<1$) – параметр сглаживания; X_M – значения исходного временного ряда.

Например, временной ряд показаний электросчетчиков ЦТП №9274 был сглажен при помощи экспоненциального фильтра (α=0,7). Для уменьшения влияния возмущений было проведено усреднение трех реализаций экспоненциального фильтра за 2016–2018 гг. (рисунок 1 слева).

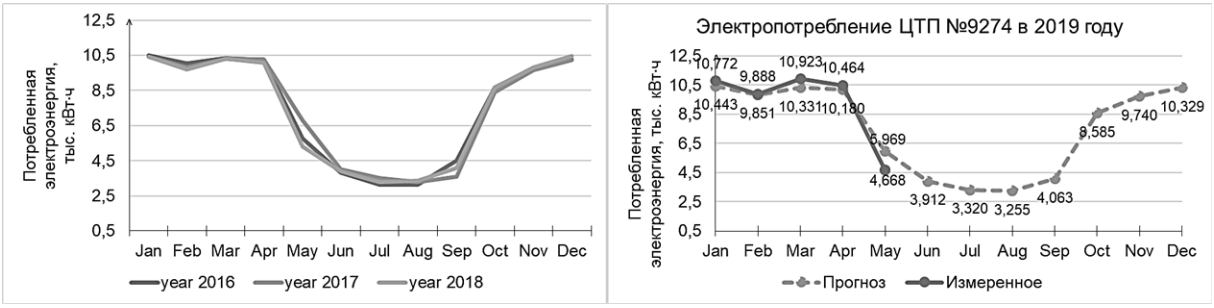


Рисунок 1. Реализации экспоненциальных фильтров для данных за три года (слева) и прогноз электропотребления ЦТП на 2019 год (справа)

Результирующий прогноз расхода электроэнергии для ЦТП №9274 на 2019 год представлен на рисунке 1 справа. Из графика видно, что метод экстраполяции на основе экспоненциального сглаживания показывает удовлетворительный результат в качестве метода прогнозирования данных, содержащих сезонную составляющую [1]. Однако, в отличие от нейросетевых методов, рассмотренный статистический метод не учитывает влияние внешних факторов.

Прогнозирование на базе искусственных нейронных сетей. Для временных рядов ЭП ЦТП с явной сезонной составляющей формируются обучающие и контрольные выборки отдельно для «зимнего» (октябрь–апрель) и «летнего» (май–сентябрь) периодов [2]. В качестве входных переменных в модели с учетом предыстории ЭП выступают измеренный расход электроэнергии ЦТП (k), ретроспективные данные ЭП за один и два предыдущих месяца (k-1 и k-2 соответственно), а также средние температуры соответствующих месяцев [3]. Так как прогнозирование осуществляется на месяц вперед, то целевой вектор, представляющий собой требуемый выход, содержит значения фактического (измеренного) ЭП в следующем месяце (k+1). Аналогично создавались обучающие выборки для модели без учета предыстории ЭП.

В программе Statistica Neural Networks была построена нейросетевая модель – многослойный перцептрон (MLP). MLP состоит из: N входных нейронов, распределяющих входные сигналы на входы нейронов промежуточного слоя сети (N=2 и N=4 соответственно для модели без учета и с учетом предыстории ЭП); 2N+1 нейронов скрытого слоя, обрабатывающих входные сигналы; одного выходного нейрона, который формирует отклик сети на входное воздействие, то есть выдает прогноз. Во избежание проблемы шумового насыщения в качестве функции активации нейронов в скрытом слое сети была выбрана униполярная (логистическая) функция.

MLP настраивался на данных из обучающей выборки по алгоритму обратного распространения ошибки (АОРО). Качество полученной нейросетевой прогнозной модели было оценено диаграмме рассеяния – почти все отклонения прогнозных значений от измеренных значений временного ряда находились внутри доверительного интервала. Прогнозные и измеренные значения ЭП представлены на рисунке 2.

Визуальный анализ совмещенных графиков реального временного ряда измеренных значений ЭП и временного ряда, сформированного моделью, позволяет сделать вывод о высокой аппроксимирующей способности полученной нейросетевой модели. Тесная корреляционная связь наблюдается между значениями исходного временного ряда и прогнозными значениями.

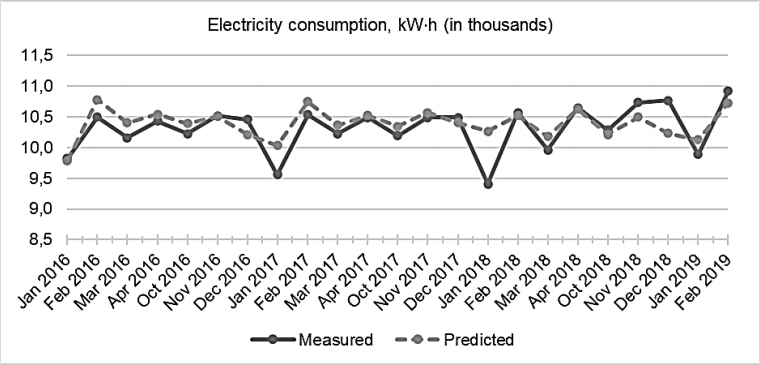


Рисунок 2. Прогнозные и измеренные значения ЭП

Для исследования созданной модели ИНС была настроена на обучающей выборке и проверена на верификационной выборке. Обе выборки данных, с учетом и без учета предыстории, использовались для обучения MLP.

Для разработки многовариантного прогнозатора [4] было сделано три копии MLP. Каждая из копий была обучена с разными начальными условиями – первоначальные значения весовых коэффициентов генерировались случайным образом. Многовариантный прогноз ЭП ЦТП №9274 на апрель 2019 года представлен на рисунке 3 слева, а усредненный – на рисунке 3 справа.

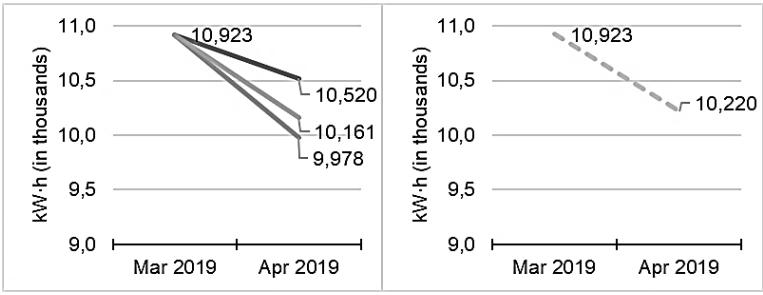


Рисунок 3. Многовариантный прогноз (слева) и усредненный прогноз (справа)

Для достижения желаемой точности прогнозирования рекомендуется учитывать ретроспективные данные в качестве переменной при построении модели прогнозирования.

Многовариантное прогнозирование. ИНС могут выступать в качестве инструмента многовариантного прогнозирования [5]. В работе в качестве расчетного показателя (РП) выступает суммарный объем ЭП нескольких ЦТП.

Решение задачи методом двойного прогнозирования РП может осуществляться по двум методическим ветвям [6]: A^{I} – прогнозирование динамики первичных величин с вычислением требуемых оценок РП по прогнозированным данным; A^{II} – вычисление РП по фактическим данным о первичных величинах с прогнозированием динамики РП.

Схема предлагаемого в работе многоструктурного многовариантного алгоритмического блока для прогнозирования РП (МАБ ПРП) представлена в соответствии с рисунком 4. Блок для прогнозирования состоит из трех элементарных прогнозаторов, каждый из них представляет соответствующую модель прогнозирования. МАБ ПРП выдает несколько дополняющих друг друга вариантов прогноза, которые возможно совмещать и выбирать наиболее рациональные из них.

Первый вариант прогнозной оценки РП $\hat{R}^{I}$ рассчитывается по формуле (2):

$$\hat{R}^{I}=\hat{X}_{\text{ЦТП 9}}+\hat{X}_{\text{ЦТП 9274}}+\hat{X}_{\text{ЦТП 70}}+\hat{X}_{\text{ЦТП 1214}}+\hat{X}_{\text{ЦТП 1289}}+\hat{X}_{\text{ЦТП 1756}}, \quad (2)$$

где $\hat{X}_{\text{ЦТП 9}}=\alpha_1\hat{X}_{\text{exp сгл ЦТП 9}}+\alpha_2\hat{X}_{\text{ИНС бп ЦТП 9}}+\alpha_3\hat{X}_{\text{ИНС сп ЦТП 9}}$ – спрогнозированная первичная величина, где $\alpha_1+\alpha_2+\alpha_3=1$.

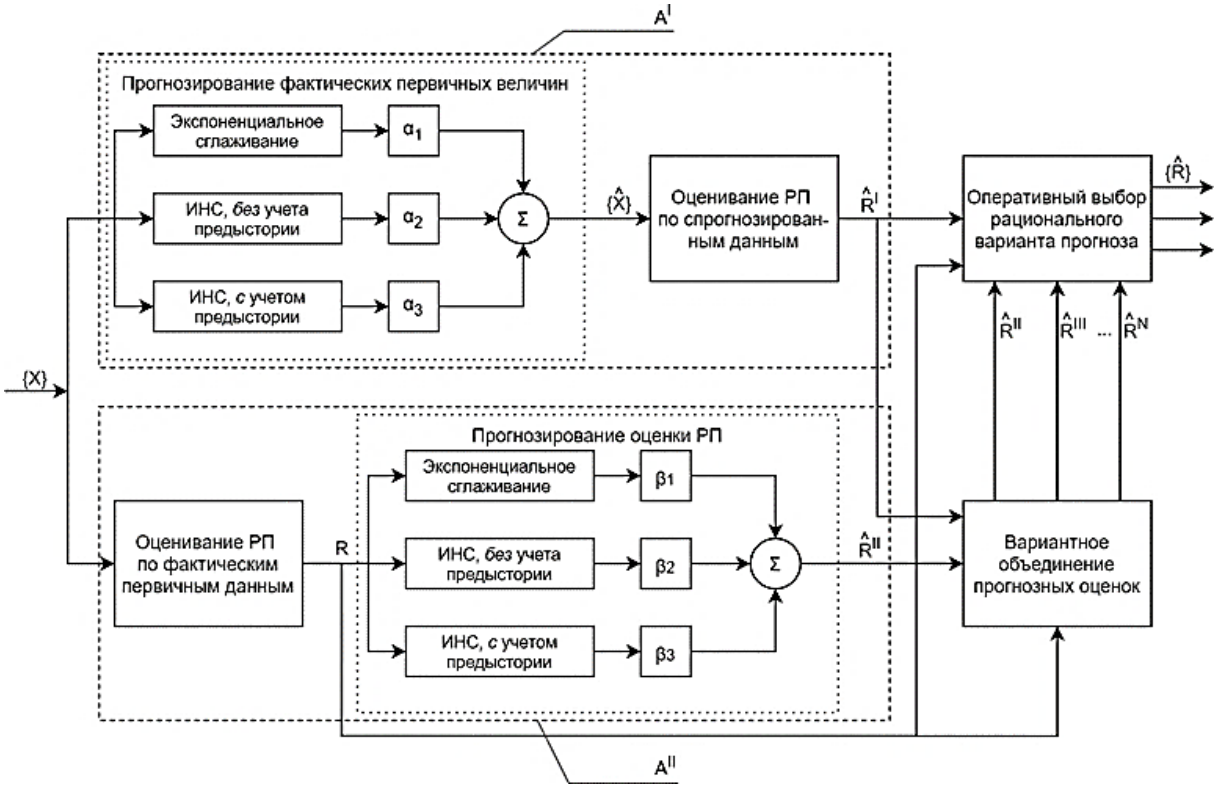


Рисунок 4. Схема многовариантного МАБ для прогнозирования суммарного расхода электроэнергии ЦТП

Ряд оценок РП R рассчитывается по формуле (3):

$$R=X_{\text{ЦТП }9}+X_{\text{ЦТП }9274}+X_{\text{ЦТП }70}+X_{\text{ЦТП }1214}+X_{\text{ЦТП }1289}+X_{\text{ЦТП }1756}, \quad (3)$$

где $X_{\text{ЦТП }9}$, $X_{\text{ЦТП }9274}$, $X_{\text{ЦТП }70}$, $X_{\text{ЦТП }1214}$, $X_{\text{ЦТП }1289}$, $X_{\text{ЦТП }1756}$ – «фактические» (измеренные) первичные величины ЭП.

Второй вариант прогнозной оценки РП $\hat{R}^{II}$ рассчитывается по формуле (4):

$$\hat{R}^{II}=\beta_1\hat{R}_{\text{exp сгл}}+\beta_2\hat{R}_{\text{ИНС бп}}+\beta_3\hat{R}_{\text{ИНС сп}}, \quad (4)$$

где $\hat{R}$ – прогнозная оценка РП, полученная с помощью соответствующей модели прогнозирования; $\beta_1+\beta_2+\beta_3=1$.

Расчет прогнозных оценок РП для данных с выраженной сезонной составляющей проводится для каждого сезона («зима» и «лето») по отдельности. На рисунке 5 представлены графики изменения фактических (измеренных) и вариантных прогнозных значений суммарного расхода электроэнергии для «зимнего» и «летнего» сезонов соответственно.

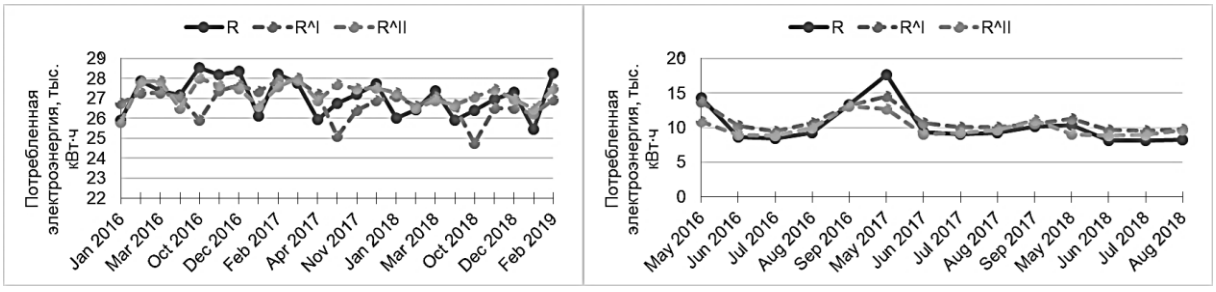


Рисунок 5. Изменения измеренных и вариантных прогнозных значений («зима» – слева, «лето – справа)

Из графиков можно сделать вывод о том, что оба варианта прогнозной оценки РП способны учитывать сезонность данных и подтверждать друг друга. Для достижения желаемой точности прогнозирования рекомендуется учитывать оба варианта прогнозной оценки РП.

Заключение. Темпы цифровизации российского энергетического сектора и экономики в общем диктуют строгие требования к качеству прогнозов. Это, в свою очередь, обусловливает переход к современным интеллектуальным технологиям прогнозирования, а также широкое применение методов на основе искусственного интеллекта в интеллектуальных системах управления [7], включая системы срочного прогнозирования.

В связи с особенностями структуры временных рядов данных электропотребления рекомендуется объединять статистические и «интеллектуальные» методы прогнозирования для разработки многоструктурных прогнозных блоков.

Литература

1. Jónsson T., Pinson P., Nielsen H., Madsen H. Exponential Smoothing Approaches for Prediction in Real-Time Electricity Markets. Energies. – 2014. – Vol. 7(6). – Pp. 3710–3732.
2. Tso G.K.F., Yau K.K.W. Predicting electricity energy consumption: A comparison of regression analysis, decision tree and neural networks // Energy. – 2007. – Vol. 32(9). – Pp. 1761–1768.
3. Kazakidis S.A., Kokkosis A.I., Moustris K.P., Paliatsos A.G. Electricity Consumption Prognosis with the Combination of Smart Metering and Artificial Neural Networks. // MEDPOWER 2012. – Cagliari, 2012. – Pp. 1–6.
4. Лукашин Ю.П. Адаптивные методы краткосрочного прогнозирования временных рядов: Учеб. пособие. – М.: Финансы и статистика, 2003. – 416 с.
5. Трофимов В.Б. Нейросеть как инструмент многовариантного прогнозирования // XII Туполевские чтения: Международная молодежная научная конференция. Т. III. – Казань: Изд-во Казанского гос. техн. университета, 2004. – С. 144–145.
6. Бондарь Н.Ф., Авдеев В.П., Кулаков С.М. Многовариантное прогнозирование расчетных показателей. – Новокузнецк: СибГИУ, 1998. – 239 с.
7. Васильев С.Н., Новиков Д.А., Бахтадзе Н.Н. Intelligent Control of Industrial Processes / Proceedings of the 7th IFAC Conference on Manufacturing Modelling, Management, and Control (MIM '2013, Saint Petersburg). Laxenburg: International Federation of Automatic Control, 2013. С. 49–57.

ABOUT MULTIVARIANT ELECTRICITY CONSUMPTION FORECASTING BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS AND MACHINE LEARNING

Neudakhina Y.A., Trofimov V.B.

National University of Science and Technology MISiS

This paper examines the problem of forecasting electric power consumption of central heating stations based on the data of a Moscow heating supply company. The aim of this research is to increase the accuracy of forecasting electricity consumption for central heating supply stations. The features of the proposed neural-network forecasting model include historical data of electricity consumption, and average monthly temperature as an external, meteorological factor. The multistructural algorithmic block for forecasting total electricity consumption of central heating supply stations proposed in this work is based on the dual forecasting method. The block consists of three predictor units, which allow to produce several complementary projection variants that can be combined, so the most rational of them can be selected.

АЛГОРИТМ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ДЛЯ МОБИЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПРИКЛАДНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

асп. Потапов Е.В., д.т.н. Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Алгоритмы и системы технического зрения предназначены для работы с цифровыми изображениями с целью извлечения из них необходимой информации. Они находят широкое применение в различных областях науки, техники, медицины и др. В качестве платформы для тестирования алгоритмов используется мобильная система прикладного телевидения сферической формы, внутри которой установлена цифровая камера и микрокомпьютер. В ходе исследования спроектированы и созданы два прототипа сферических мобильных устройств, на базе которых реализованы и модифицированы современные алгоритмы детектирования объектов на основе сверточных нейронных сетей семейств YOLO и MobileNETSSD. Алгоритмы протестированы на базе полученных прототипов. Результаты подтверждают способность алгоритмов обнаруживать объекты в режиме реального времени даже на базе устройств с относительно низкой вычислительной мощностью.

Системы технического зрения и прикладного телевидения на настоящий момент имеют широкое применение в различных областях науки, техники и медицины. К сферам прикладного использования таких систем можно отнести системы видеоаналитики, слежения и видеомониторинга, охранные системы видеонаблюдения. Разработка алгоритмов детектирования объектов на изображениях является одним из востребованных направлений технического зрения.

Ключевым компонентом таких систем являются сенсоры технического зрения [1]. Одним из наиболее распространенных сенсоров является цифровая камера, которая работает в видимом диапазоне спектра и позволяет получать цифровые изображения, которые содержат в себе информацию, требующую интеллектуальной обработки с использованием различных методов. Эти методы решают такие задачи прикладного телевидения, как детектирование и распознавание объектов интереса, слежение за обнаруженными объектами.

Для работы с изображениями, поступающими с сенсоров систем технического зрения, предложено множество алгоритмов – от простых методов сегментации на основе связных компонент, k-средних, метода бинаризации Оцу, метода детектирования на основе каскадов Хаара – до современных методов глубокого обучения, а именно – сверточных нейронных сетей [2, 3]. Сверточные нейронные сети (СНС) хорошо учитывают структуру и локальные особенности цифрового изображения благодаря своей архитектуре, что делает их эффективными для решения высокоуровневых задач по работе с цифровыми изображениями, таких как распознавание образов, детектирование объектов и других. Главной особенностью такой архитектуры нейронной сети считаются сверточные слои, формируемые на основе операции свертки, пришедшей из низкоуровневого технического зрения.

По своей сути робот с набором сенсоров и микрокомпьютером может считаться отдельной подвижной системой технического зрения. Благодаря своим габаритам и маневренности мобильные роботы полезны в работе разведывательных служб, служб специального назначения, при спасательных операциях, а также в быту и на производстве.

Поскольку мобильные роботы разнообразны, то имеется множество вариантов их классификации. Чаще всего их делят по способу передвижения: колесные, гусеничные, шагающие, гибридные [4, 5]. Конструкция определенного робота зависит от конкретной задачи. Робот сферической формы [6] обладает несколькими важными преимуществами перед роботами других конструкций: более низкая вероятность опрокидывания и застревания в углах помещений, возможность всенаправленного движения с нулевым радиусом поворота (омни-движение), удобство размещения компонентов внутри корпуса и его герметичность.

В ходе исследования спроектированы и собраны 2 прототипа сферических мобильных устройств, вычислительным ядром которых является микрокомпьютер Raspberry Pi 4. Их конструкция и характеристики подробно описаны в [7–8]. Целью текущего исследования является создание алгоритма детектирования объектов для использования в задаче разведки труднодоступных помещений на базе мобильных устройство с низкой вычислительной мощностью.

В качестве алгоритмов технического зрения в работе применялись различные методы детектирования лиц и людей, такие как построение гистограмм направленных градиентов (HOG), сверточные нейронные сети (СНС) YOLO (версии 1, 2 и 3) [9], YOLO-tiny, MobileNETSSDv2 (Single Shot MultiBox Detector) [10]. Эти СНС выбраны благодаря высокой скорости детектирования без уменьшения точности и качества по сравнению с другими подобными нейронными сетями (НС).

Алгоритм построения гистограмм направленных градиентов показал достаточно низкую точность детектирования объектов и худшую скорость работы по сравнению с современными скоростными СНС

(англ. Rapid-CNN). Нейронная сеть MobileNETSSDv2 специально разработана для использования в мобильных устройствах, поэтому требует значительно меньших вычислительных мощностей по сравнению с сетями архитектуры YOLO (в частности, v3 и ее модификаций). Архитектура YOLOv3 состоит из 106 слоев, включающих в себя слои детектирования, остаточные слои и слои повышающей дискретизации (рис. 1). Одной из ее особенностей является наличие трех слоев на выходе, предназначенных для обнаружения объектов различного размера.

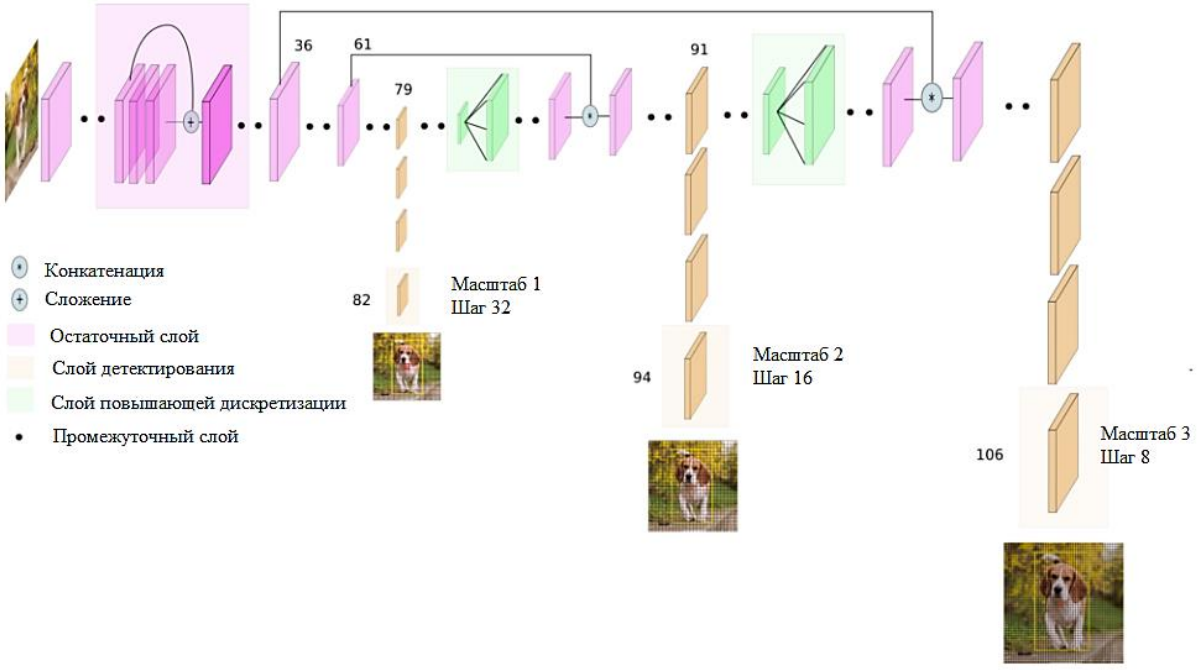


Рис. 1. Структурная схема сверточной нейронной сети YOLOv3

Существует также СНС YOLOv3-tiny, которая имеет меньше слоев в своей архитектуре и использует модель весов в 7 раз компактнее и легче по сравнению с основной сетью YOLOv3. Это позволяет существенно сократить требования к вычислительной мощности устройства (в частности, к оперативной памяти), инициализирующего НС, и, соответственно, уменьшить время детектирования.

Структурная схема СНС MobileNETSSDv2 изображена на рис. 2. Одними из нововведений стали блок расширяющей свертки (создает отображение входного тензора в пространстве большей размерности) в самом начале сети и блок «бутылочного горлышка» в конце сети (уменьшает размерность выходного тензора).

Среднее время детектирования всех объектов на изображении с разрешением 360x480 пикселей (по выборке из 25 тестовых изображений) в случае запуска алгоритма «на борту» сферического робота, т. е. на базе микрокомпьютера Raspberry Pi Zero W, а также на базе более производительного микрокомпьютера Raspberry Pi 4 и при использовании упомянутых СНС показано на рис. 3.

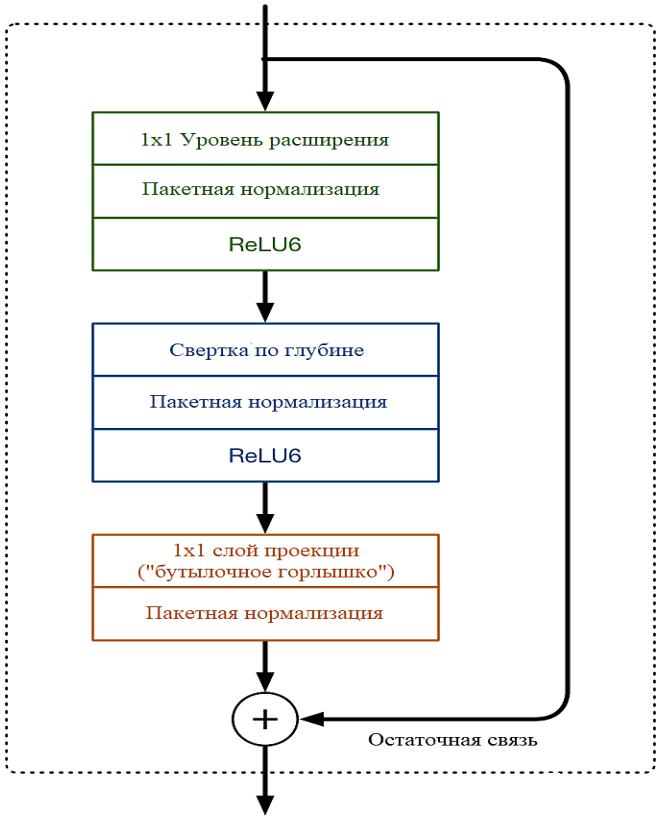


Рис. 2. Структурная схема основного составного блока СНС MobileNet SSDv2

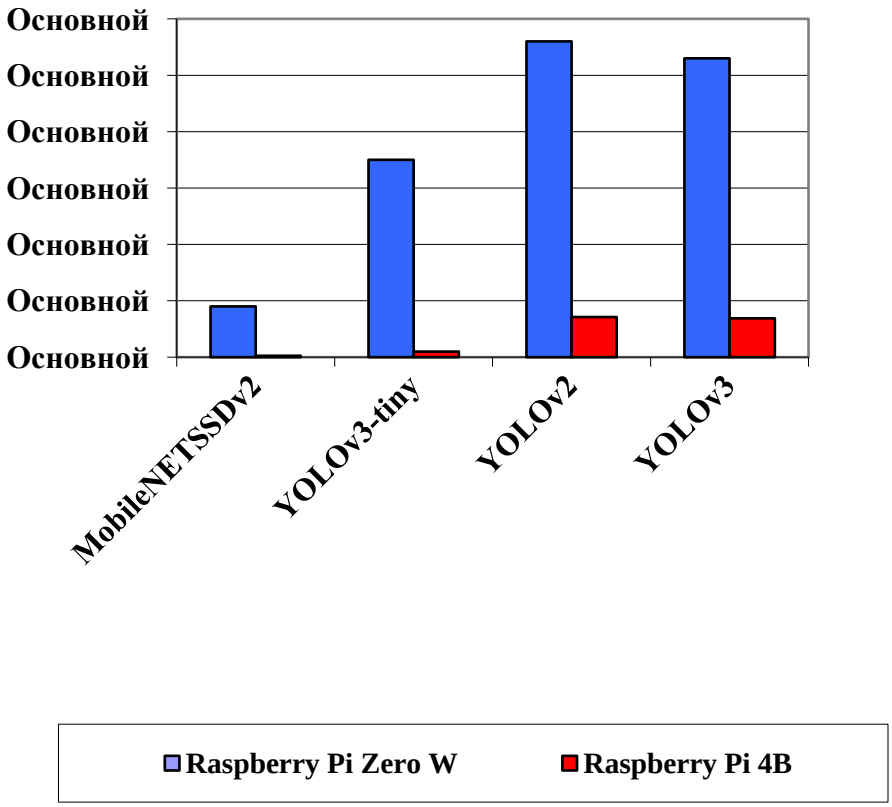


Рис. 3. Диаграмма зависимости времени обработки одного изображения от используемой СНС и модели микрокомпьютера

Как видно из диаграммы при установке внутрь сферического робота микрокомпьютера последнего поколения Raspberry Pi 4 с 4 гигабайтами оперативной памяти вместо Raspberry Pi Zero W время детектирования сокращается в 36 раз для СНС YOLOv3-tiny (с 35 с до 0,98 с) и в 39 раз для СНС MobileNETSSDv2 (с 9 с до 0,23 с).

В табл. 1 представлены результаты работы алгоритма на основе СНС YOLOv3-tiny, обученной на базе данных изображений COCO [11] при работе на базе микрокомпьютера Raspberry Pi 4. Параметр «точность детектирования человека» отражает предсказанную вероятность нахождения человека на изображении. Аналогичные результаты, но для СНС MobileNETSSDv2 отражены в табл. 2.

Таблица 1.

Результаты работы сверточной нейронной сети YOLOv3-tiny

Разрешение входного изображения, пиксель	**Время детектирования, с**	**Точность детектирования человека, %**
224x224	0,98	58
416x416	0,97	62
1920x1920	0,98	80
240x360	0,98	92
360x480	0,98	90
480x640	0,97	81
640x860	0,97	95
720x960	0,97	98
720x1080	0,97	98
1080x1920	0,97	99
1440x1920	0,98	98
1944x2592	0,98	98

Таблица 2.

Результаты работы сверточной нейронной сети MobileNETSSDv2

Разрешение входного изображения, пиксель	**Размер окна, пиксель**	**Время детектирования, с**	**Точность детектирования человека, %**
224x224	200x200	0,21	99,6
416x416	200x200	0,21	99,7
1920x1920	250x250	0,56	99,78
240x360	200x200	0,22	99,4
360x480	200x200	0,23	92,4
480x640	250x250	0,29	87,51
640x860	250x250	0,31	98,8
720x960	250x250	0,32	97,85
720x1080	250x250	0,33	82,28
1080x1920	250x250	0,44	95,4
1440x1920	300x300	0,58	98,93
1944x2592	300x300	0,76	98,49

Используемые СНС обучены на основе базы данных изображений COCO. Усредненная точность детектирования по всем классам (англ. mAP – mean average precision) для сети YOLOv3-tiny – 57%, для сети MobileNETSSDv2 – 43,1%:

$$mAP = \frac{\sum_{i=1}^{n} P_{cp}(n)}{n}, \qquad P_{cp} = \sum_{i=1}^{k} P(x_i),$$

где $P_{ср}$ – средняя точность детектирования по каждому классу объектов, n – количество классов объектов, которые детектирует НС, x_i – пример из тестовой выборки, k – размер тестовой выборки, а $P(x_i)$ – точность детектирования конкретного класса объектов на конкретном тестовом изображении.

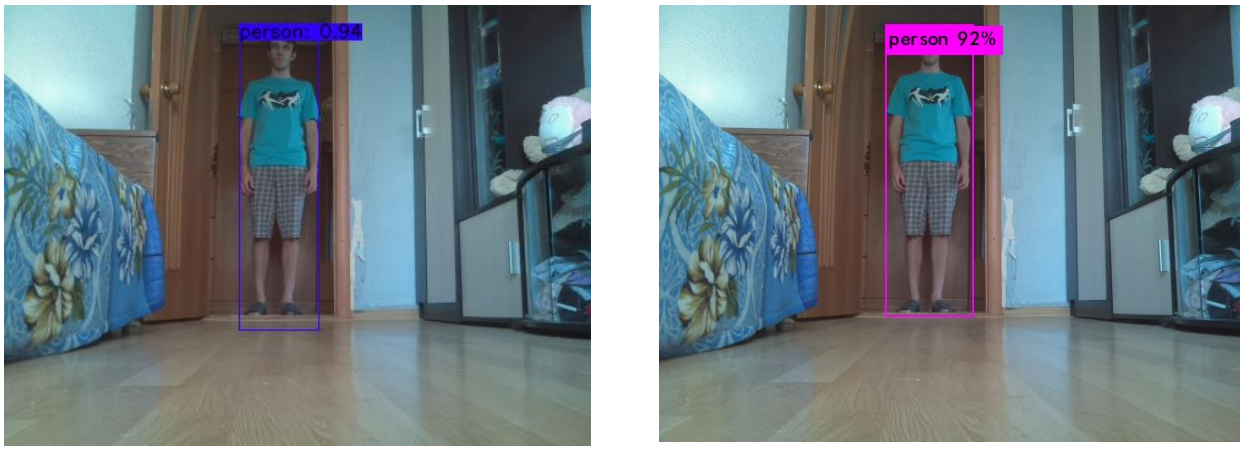
Примеры детектирования объектов на основе тестовых изображений, полученных с помощью разработанных сферических роботов, представлены на рис. 4а (для сети YOLOv3-tiny) и рис. 4б (для сети MobileNETSSDv2).

Как видно из приведенных в табл. 1, 2 результатов, СНС YOLOv3-tiny имеет большую точность на прямоугольных изображениях, нежели на обрезанных квадратных (это связано с размером ячеек). Время детектирования этой сетью не зависит от разрешения входного изображения, так как размер сетки, которой входное изображение разбивается на ячейки, задан изначально при обучении сети. Однако от разрешения зависит точность детектирования, а также количество соседних объектов, которые может обнаружить сеть.

В отличие от YOLO, MobileNETSSDv2 показывает разную скорость работы в зависимости от разрешения входного изображения. Время работы увеличивается пропорционально увеличению разрешения изображения. При этом наибольшая точность детектирования объекта в кадре не зависит от разрешения изображения, что позволяет использовать изображения небольших размеров и достигать более высоких скоростей работы по сравнению с сетью YOLOv3-tiny.

Однако данные в табл. 1, 2 не отражают одно важное преимущество СНС YOLOv3-tiny над MobileNETSSDv2. Сеть YOLOv3-tiny совершает гораздо меньше ложных срабатываний благодаря тому, что обрабатывает все изображение сразу. Кроме того, сеть MobileNETSSDv2 приходится подстраивать при изменении разрешения детектируемых изображений, что абсолютно не нужно при использовании сети YOLOv3-tiny.

На текущий момент данные СНС детектируют несколько групп объектов, среди которых наиболее интересными и важными для решения поставленной задачи являются люди, распространенные домашние животные (кошки, собаки), а также часть предметов мебели. В результате работы алгоритма на выходе получается изображение с выделенными в ограничивающие рамки (англ. bounding box) обнаруженными объектами с указанием предсказанной вероятности для каждого объекта.



а) б)

Рис. 4. Примеры детектирования объектов сетью: а) MobileNETSSDv2; б) YOLOv3-tiny

При передаче данных с камеры на удаленный терминал, на среднестатистическом персональном компьютере можно добиться работы алгоритма детектирования в реальном времени (до 60 кадров/с).

Таким образом, в настоящее время разработанные сферические роботы могут перемещаться по гладким поверхностям (полу) со скоростью до 0,26 м/с, снимать HD-видео в реальном времени и передавать его на удаленный терминал через беспроводную сеть Wi-Fi, а также детектировать объекты «на борту». Из-за нехватки вычислительной мощности микрокомпьютера Raspberry Pi Zero W он не может производить детектирование объектов с помощью современной СНС в реальном времени. В этом случае предпочтительно передавать данные с камеры на удаленный терминал с высокой вычислительной мощностью и проводить детектирование объектов на его базе. Однако проведенные тесты показали, что при установке внутрь мобильного устройства более современного микрокомпьютера Raspberry Pi 4 время детектирования уменьшается в разы, и в этом случае детектирование в реальном времени можно производить непосредственно «на борту» устройства с частотой 4,34 кадра в секунду при использовании разрешения входных изображений 360x480 пикселей или с частотой 3 кадра в секунду при использовании HD изображений (720x1080 пикселей).

В дальнейшем планируется внедрить и протестировать другие современные СНС для сравнения и поиска наиболее подходящей из них для решения поставленных задач. Первой будет СНС «Pelee» [12], специально разработанная для работы на мобильных устройствах с небольшой вычислительной мощностью. По результатам доступных тестирований СНС Pelee быстрее YOLOv3. Кроме того, рассматривается возможность использования Raspberry Pi 4 в качестве основного микрокомпьютера, так как она на порядок превосходит текущие платы по производительности и будет способна запускать СНС в режиме реального времени.

Литература

1. Муратов Е.Р., Юкин С.А., Ефимов А.И. Сенсоры технического зрения / – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. 74 с.
2. Corke P. Robotics, Vision and Control. Springer, 2011.
3. Рашид Т. Создаем нейронную сеть / – СПб.: ООО «Альфа-книга», 2017. 272 с.
4. Budiharto W. Modern robotics with Opencv. SciencePG, 2014.
5. Ипатов А.А. Обзор сферических роботов // Сборник трудов 21-й междунар. конф. DSPA-2019, – М.: 2019. С. 483–487.
6. Борисов А.В., Павловский Д.В., Трещев Д.В. Мобильные роботы: робот-колесо и робот-шар / Сб. работ. – М.: Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2013. 532 с.
7. Ипатов А.А., Потапов Е.В., Романов А.А. Подвижная система технического зрения на базе мобильных сферических устройств // 22-я науч. конф. «Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA-2020». – М.: 2020.
8. Potapov E.V., Ipatov A.A., Priorov A.L., Romanov A.A. Developing Spherical Mobile Devices for Indoor Exploration // Proc. IEEE Int. Conf. 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), URL: https://ieeexplore.ieee.org/document/9166095/authors#authors – Svetlogorsk, Russia. 2020.
9. Redmon J., Farhadi A. Yolov3: An incremental improvement // Preprint arXiv:1804.02767, 2018.
10. Mark Sandler, Andrew Howard, Menglong Zhu, Andrey Zhmoginov, Liang-Chieh Chen. MobileNetV2: Inverted Residuals and Linear Bottlenecks // 2018 IEEE/CVF Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Salt Lake City, UT, 2018. pp. 4510–4520.
11. База данных тестовых изображений COCO // https://cocodataset.org/#home 15.03.2020.
12. Robert J. Wang, Xiang Li, Charles X. Ling. Pelee: A Real-Time Object Detection System on Mobile Devices // Preprint arXiv:1804.06882v3, 2019.

OBJECT DETECTION ALGORITHM FOR MOBILE COMPUTER VISION SYSTEM

Potapov E., Priorov A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Computer vision algorithms and systems are designed to work with digital images in order to extract the necessary information from them. They are widely used in various fields of science, technology, medicine, etc. As a platform for testing algorithms, a spherical mobile computer vision system is used. A digital camera and a microcomputer are installed inside of this system. In the research, two prototypes of spherical mobile devices were designed and created. On it’s basis modern object detection algorithms were implemented and modified. These algorithms are based on convolutional neural networks of the YOLO and MobileNETSSD families. The algorithms have been tested on the created prototypes. The results confirm the algorithm’s ability to detect objects in real time, even on devices with relatively low processing power.

МОДИФИКАЦИЯ НЕЙРОСЕТЕВОЙ VGG-АРХИТЕКТУРЫ В ЗАДАЧЕ МУЛЬТИМОДАЛЬНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ

асп. Стефаниди А.Ф., доц. Топников А.И., проф. Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В работе рассматривается мультимодальной алгоритм идентификации личности на основе анализа голосовой и лицевой биометрии. Метод представляет собой оригинальную двунаправленную сверточную нейронную сеть CNN-VGGMulti. В качестве топологии сети была выбрана модификация VGG-архитектуры. Разработанный алгоритм классифицирует личность на основе параллельного анализа речевых сигналов и цифровых изображений лиц. Результаты исследования могут быть использованы при разработке систем контроля и управления доступом.

Введение. Системы биометрической идентификации личности стали неотъемлемой частью нашей повседневной жизни. Можно отметить, что сейчас почти любое современное мобильное устройство оборудовано сканером отпечатков пальцев или использует встроенную камеру для аутентификации пользователя по лицу. Крупные банки занимаются разработкой современных мобильных приложений для предоставления банковских услуг, где также применяются технологии лицевой и голосовой биометрии. Интеллектуальные системы видеонаблюдения используются в местах массового пребывания и скопления людей для поиска и распознавания подозрительных личностей и преступников в динамичном потоке. Дополнительно стоит отметить использование систем биометрии для контроля и управления доступом на закрытых предприятиях и объектах высокой секретности. Биометрические методы определения личности получили высокую популярность, поскольку в отличие от паролей и токенов, физиологические особенности человека не могут быть украдены, потеряны или забыты. Однако стоит отметить, что любая унимодальная система имеет свойственный ей ряд ограничений. Биометрия на основе анализа отпечатков пальцев является контактным методом, что уменьшает область практической применимости данной технологии. Системы распознавания пользователя по лицу имеют сильную зависимость от уровня освещенности, ракурса, качества фоторегистратора, чувствительна к возвратным изменениям и мимике. Система идентификации диктора зависит от эффектов канала передачи информации и микрофона, физиологических особенностей говорящего, акустических свойств окружающей среды [1-3].

В работе описывается разработка метода мультимодальной идентификации личности с использованием лицевой и голосовой биометрии. Такой подход позволяет создать систему бесконтактного сбора биометрических данных, обладающую высоким уровнем надежности. Использование двух биометрических параметров существенно уменьшает вероятность фальсификации данных [3, 4].

Описание набора данных. Для проведения эксперимента использовалась популярная база VoxCeleb1 – это аудиовизуальный набор данных, состоящий из коротких фрагментов человеческой речи и цифровых изображений лиц, извлеченных из видео-интервью [5]. Процесс подготовки данной базы представляет собой оригинальный метод сбора биометрических данных и состоит из нескольких этапов. В начале авторы выбрали список известных людей из базы лиц VGG Face, который насчитывает 2622 личности. На втором этапе для каждого класса отбирали по 50 самых популярных YouTube-видео. Для того чтобы поиск был более точным, авторы комбинировали имя знаменитости со словом "интервью" при каждом поисковом запросе. Это позволило повысить вероятность того, что конкретный человек действительно присутствует на видео. Детектирование и выравнивание лиц выполнялись с использованием HOG-детектора и ансамбля регрессионных деревьев [6, 7]. Для трекинга лиц применялись подходы, описанные в [8, 9]. Следующим этапом из видео выделялся звуковой сигнал, содержащий речь конкретного человека. Идея заключается в синхронизации движения рта на видео и в речи. Тем самым мы можем сказать, какому именному лицу принадлежит образец речевой активности. Для этого использовалась нейронная сеть SyncNet [10]. Такой подход способен фильтровать дубляж и закадровый голос. На последнем этапе выполнялась верификация детектированных лиц. В качестве классификатора применялась сеть CNN VGG Face, обученная на наборе данных VGG Face [11].

База VoxCeleb1 содержит речевые аудиозаписи известных людей, обладающих различными расовыми, национальными, профессиональными и возрастными особенностями. Набор состоит из более 150000 речевых сигналов для 1251 класса. Помимо речи VoxCeleb1 представляет набор цифровых изображений лиц, которые были детектированы и вырезаны в процессе обработки видеороликов. Суммарное количество изображений составляет более 1,2 млн. экземпляров. Изображения обладают следующими свойствами: лица имеют разный угол поворота/наклона головы, цвет лица/волос, наличие/отсутствие очков/бороды, усов; съемка с различными сценами и степенью освещенности [5].

Благодаря наличию хорошо структурированной и размеченной базы данных VoxCeleb1, состоящей из цифровых изображений лиц и речевых сигналов, открывается возможность разработки мультимодальной системы идентификации на основе двух биометрических параметров – лицо и голос. Поскольку набор является достаточно крупным и требовательным к вычислительным ресурсам, было решено уменьшить количество классов с 1251 до 50.

Предобработка данных и описание архитектур сетей. В таблице 1 указана статистика исследуемой части аудиовизуальной базы VoxCeleb1. Речевые сигналы в наборе данных Voxceleb1 представлены в формате wav с частотой дискретизации 16 кГц. Для того, чтобы аудиоданные можно было компоновать в массивы одной размерности, все речевые сигналы должны быть одной длины. Из каждого речевого сигнала выделялся фрагмент длительностью в 3 секунды согласно методике, изложенной в [5]. Фрагменты выбирались по принципу случайного выделения из оригинального сигнала.

Таблица 1.

Статистика анализируемой части набора данных VoxCeleb1

	Обучение	Проверка	Тест	Общее
Изображения	43243	2382	2447	48072
Речевые сигналы	5730	271	322	6323

Оригинальные звуковые данные представляют собой изменение амплитуды колебаний во времени, что является не самой информативной формой представления речевого сигнала, поэтому в работе использовались мел-частотные кепстральные коэффициенты (МЧКК). При решении задачи автоматического распознавания речи, как правило, применяется 40-80 фильтров. Мы сформировали банк из 80 треугольных мел-фильтров (рисунок 1). В итоге каждый речевой сигнал был представлен матрицей размером 80x301 [12].

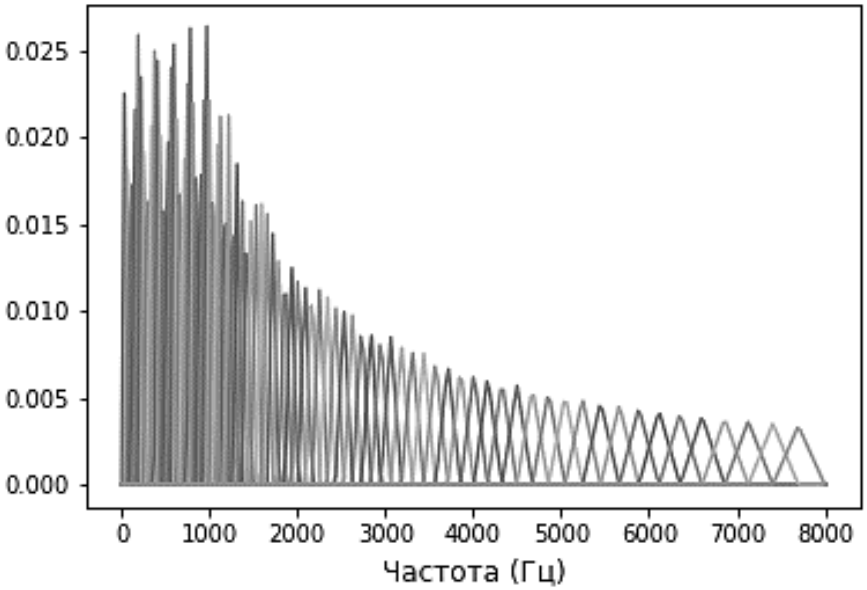


Рисунок 1. Банк из 80 треугольных мел-фильтров

В настоящее время публикуется большое количество интересных исследований на основе анализа наборов данных VoxCeleb1 и VoxCeleb2. Высокие результаты при проведении экспериментов получаются с использованием крупных архитектур: ResNet18, ResNet34, ResNet50 [5, 13]. Для нашей задачи они не подойдут, поскольку мы исследуем лишь небольшую выборку набора данных VoxCeleb1, которая составляет менее 5% от общего объема. Если применять очень глубокие архитектуры к такому малому набору данных, очевидно, что сеть будет переобучаться и обладать слабой обобщающей способностью. Поэтому для нашего исследования мы спроектировали более компактную сверточную нейронную сеть.

На рисунке 2 представлена CNN-VGGMulti – архитектура сети, используемая для создания мультимодальной системы распознавания личности на основе анализа цифровых изображений лиц и речевых сигналов.

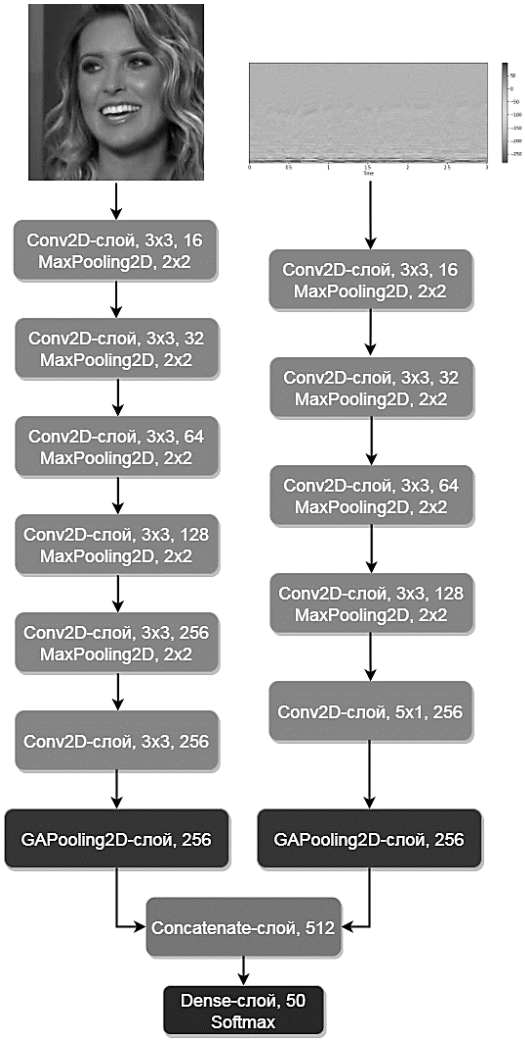


Рисунок 2. Архитектура сверточной нейронной сети CNN-VGGMulti

Данная сеть имеет два входа: один для приема цифровых изображений лиц размером 224x224x3, другой – для МЧКК-представления речевых сигналов. Стоит отметить очень важный факт, касающийся формирования новых признаков. Каждый из потоков реализованной сети CNN-VGGMulti имеет слой глобального усреднения (GAPooling2D). На выходе этих слоев формируются векторы одинаковой размерности по 256 значений, которые далее объединяются с использованием слоя конкатенации (Concatenate) в один общий вектор размерностью 512. Это делается для того, чтобы признаки, формируемые разными модальностями, имели равновесное влияние на итоговый результат классификации. Данная сеть является достаточно компактной и содержит 0,95 млн. весовых коэффициентов.

Результаты исследования мультимодального алгоритма на основе лицевой и голосовой биометрии. Опишем процесс обучения нейронной сети CNN-VGGMulti, а также проведем анализ результатов тестирования. В качестве оптимизатора применялся Adam (Adaptive moment estimation). На вход CNN-VGGMulti подавались тензоры размером 80x301x1 и 224x22x3. В процессе обучения уставлены следующие гиперпараметры: скорость сходимости алгоритма оптимизации 0,001, размер батча 8, количество эпох 100. На рисунке 3 представлен процесс обучения мудьтимодального алгоритма на основе сверточной нейронной сети CNN-VGGMulti. В качестве метрики оценки качества работы классификатора используется accuracy (acc) – доля правильных ответов.

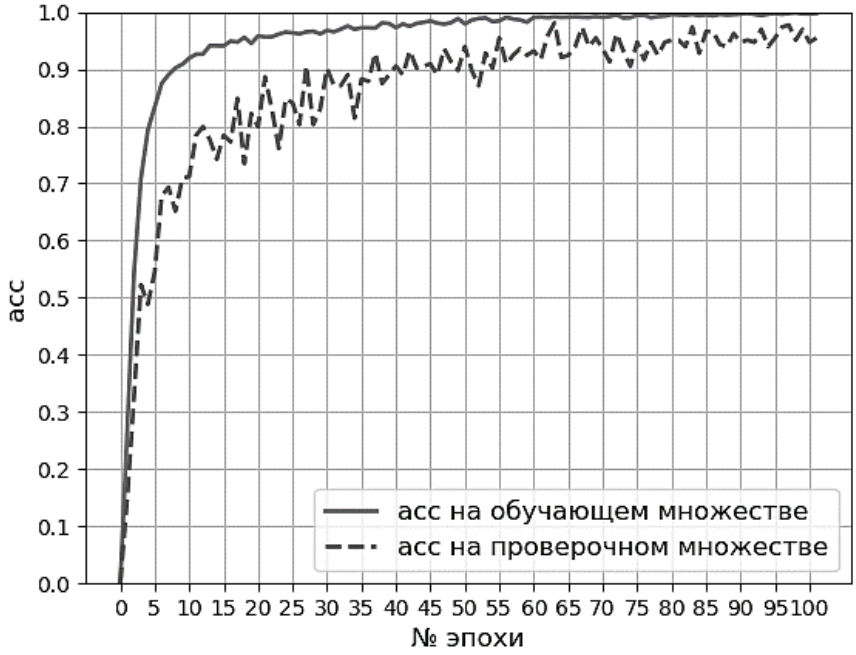


Рисунок 3. Кривые изменения доли правильных ответов в процессе обучения CNN-VGGMulti

Мультимодальная модель продемонстрировала высокие результаты работы. Оценка на обучающей выборке составила 99,88%, на проверочном и тестовом наборе данных – 98,11% и 97,19% соответственно. Видно, что бимодальный подход на основе комбинирования речевой и лицевой биометрии позволяет добиться высокой точности работы. Результаты исследования могут быть использованы для проектирования коммерческих систем распознавания личности.

Заключение. В работе рассматривался вопрос биометрической идентификации личности. В качестве источника аудиовизуальной информации использовался современный набор данных VoxCeleb1. Во время проведения исследований было принято решение уменьшить количество уникальных классов с 1251 до 50 , что позволило авторам более динамично проводить опытные работы на всех этапах эксперимента. Анализ речевых сигналов основывался на выделении мел-частотных кепстральных коэффициентов.

В ходе исследования реализован алгоритм распознавания личности с использованием комбинированного анализа речевых сигналов и цифровых изображений лиц. В основе метода лежит разработка архитектуры двунаправленной сверточной нейронной сети CNN-VGGMulti. Мультимодальная модель показала высокую точность работы. Оценка на проверочном и тестовом наборе данных составила 98,11% и 97,19% соответственно. Результаты исследования работы бимодального алгоритма свидетельствуют о возможности практической применимости комбинированного подхода в реальных системах распознавания личности.

На следующем этапе исследования планируется сбор двух оригинальных наборов данных. Первый набор будет представлять собой аудиовизуальные записи людей в рамках проведения ZOOM-конференций. Второй набор будет состоять из речевых сигналов, собранных в реальных акустических условиях с использованием мобильных устройств с различными техническими характеристиками. Аудиовизуальные данные будут применяться для анализа точности работы предложенного в данной статье мультимодального решения, а также для создания новых методов идентификации личности на основе голосовой и лицевой биометрии.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90158.

Литература

1. Хайкин С. Нейронные сети: Полный курс. Пер. с англ. Куссуль Н.Н., Шелестова А. Ю. – М.: Издательский дом Вильямс, 2008. – 1103 с.
2. Матвеев Ю.Н. Технология биометрической идентификации личности по голосу и другим модальностям // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». – 2012. – № 3. – С. 46–61.
3. Стефаниди А.Ф., Приоров А.Л., Топников А.И., Хрящев В.В. Модификация VGG-архитектуры в задачах унимодальной и мультимодальной биометрии // Цифровая обработка сигналов. – 2020. – №3. – С. 35-40

4. Stefanidi A., Topnikov A., Tupitsin G., Priorov A. Application of convolutional neural networks for multimodal identification task // 26th Conference of Open Innovations Association FRUCT. – 2020. pp. 423-428.
5. Nagrani A., Chung J.S., Zisserman A. VoxCeleb: a large-scale speaker identification dataset // In Proceedings Interspeech. – 2017. Web: https://arxiv.org/abs/ 1706.08612v2.
6. King D.E. Dlib-ml: A machine learning toolkit // The Journal of Machine Learning Research. – 2009. – Vol. 1. pp. 1755–1758.
7. Kazemi V., Sullivan J. One millisecond face alignment with an ensemble of regression trees // In Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. – 2014. pp. 1867–1874.
8. Chung J. S., Zisserman A. Lip reading in the wild // In Proceedings of the Asian Conference on Computer Vision. – Springer, Cham, 2016. pp. 87-103.
9. Everingham M., Sivic J., Zisserman A. Taking the bite out of automatic naming of characters in TV video // Image and Vision Computing. 2009. – Vol. 27, no. 5. pp. 545-559.
10. Chung J. S., Zisserman A. Out of time: automated lip sync in the wild // In Workshop on multi-view lip-reading. – Springer, Cham, 2016. pp. 251-263.
11. Simonyan K., Zisserman A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition // arXiv preprint arXiv:1409.1556. – 2014.
12. Kopparapu S.K., Laxminarayana M. Choice of Mel filter bank in computing MFCC of a resampled speech // 10th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA 2010). – 2010. pp. 121-124.
13. Chung J.S., Nagrani A., Zisserman A. VoxCeleb2: Deep Speaker Recognition // In Proceedings Interspeech. – 2018. pp. 1086-1090.

MODIFICATION OF VGG NEURAL NETWORK ARCHITECTURE FOR MULTIMODAL IDENTIFICATION TASK

Stefanidi A.F., Topnikov A.I., Priorov A.L.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The paper considers a multimodal algorithm for person identification based on the analysis of voice and facial biometrics. The method is an original bidirectional convolutional neural network CNN-VGGMulti. A modification of VGG-architecture was chosen as the network topology. The developed algorithm classifies a person based on the parallel analysis of speech signals and facial images. The research's results can be used to develop access control and management systems.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ МЕТОДОВ ПРИ РЕШЕНИИ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

проф. О.Ю. Макаров, асс. А.В. Хвостов

Воронежский государственный технический университет

На основе анализа особенностей процесса многокритериальной оптимизации тепловых характеристик узлов с применением генетического алгоритма предложен метод построения комплексного критерия по нескольким показателям качества проектирования печатных плат. Показателей качества, выбранные на основе анализа опыта и требований в области проектирования печатных плат, таковы, что вступают в противоречия с друг другом. Для обоснованного выбора оптимального расположения элементов на плате разработана методика определения комплексного критерия, позволяющего сделать обоснованный выбор по многим показателям качества. Полученный комплексный критерий, построенный на основе анализа парных предпочтений различных показателей качества, позволяет на практике осуществить оптимальный выбор точек расположения элементов и их соединений и существенно упростить процессы разработки топологии печатной платы.

Введение.

Конструкторское проектирования является одним из важнейших этапов разработки радиоэлектронных устройств (РЭУ). В ходе размещения элементов осуществляется выбор оптимальных конструктивных критериев, задающих расположение функциональных и логических элементов и их электрических связей на коммутационном пространстве, с учетом заданных ограничений. Проектирование высокотехнологичных изделий представляет собой математически трудную задачу синтеза со сложной системой начальных условий и ограничений, при этом одновременное улучшение всех критериев качества системы невозможно, а сами критерии проектирования, как правило, носят взаимоисключающий характер[1]. Оптимальное размещение электронных компонентов на ПП требует нахождения компромисса между различными критериями качества конструкции, которые выражаются функциями пригодности (ФП)[2]. Функции пригодности должны быть связаны монотонной зависимостью с близостью решений к гипотетическому идеальному решению. Однако, ввиду различной природы исследуемых критериев качества, отражающих различные характеристики конструкции, мощности рассеивания и рабочей температуры компонентов, ФП вступают в конфликт друг с другом. Помимо этого, основной тенденцией в развитии радиоэлектроники является увеличение производительности изделий путем увеличения плотности упаковки и энергопотребления на единицу полезной площади. Практика показала, что улучшение тепловых характеристик конструкции более эффективно, чем попытки решать проблему отвода тепла в уже готовой конструкции, разработанной без учета тепловых критериев. В ряде случаев это дает возможность отказаться от принудительного охлаждения. В виду данных фактов, к вопросу оптимизации тепловых процессов необходим системный подход, учитывающий подавляющее большинство основных факторов сразу.

Решение компоновочной задачи основано на совместном применении теории графов и методов генетического поиска с последующим моделированием результата. С помощью генетического алгоритма осуществляется поиск такой позиции размещаемого элемента, при которой оптимизируется выбранный параметр качества, в данном случае - рабочая температура элемента, и обеспечиваются наиболее благоприятные условия для последующего электрического монтажа. Эволюционные методы показывают высокую результативность либо при применении специализированных разновидностях генетического поиска, либо при эффективном управлении поиском в процессе решения[3]. Для повышения эффективности многокритериальной оптимизации с помощью генетического алгоритма предлагается использовать комплексный критерий оптимальности, построенный на основе анализа парных предпочтений различных показателей качества, учитываемых при проектировании ПП.

Основная сложность в постановке задачи оптимизации размещения заключается в выборе функции пригодности. ФП отражают различные параметры, от которых зависит оптимальность результата проектирования. При нескольких показателях качества появляется возможность вариации весовых коэффициентов каждого качества, что придает алгоритму определенную гибкость и позволяет легко организовать стратегию, приводящую к наиболее быстрому субоптимальному решению. ФП находится в зависимости от переменных — варьируемых величин, изменяемых в процессе оптимизации для получения наилучшего решения. На основе анализа [4], была выбрана ФП, сочетающая оптимальные условия трассировки с учетом влияния температурных полей.

$$F(q_0)=\min N(0{,}5 \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} C_{i,j} l_{i,j}) + M*\min N(F_t), \quad (1)$$

где $l_{i,j}$ - расстояние между точками привязки элементов i и j; $C_{i,j}$ весовые коэффициенты матрицы связности ЭРЭ; M – коэффициент масштабирования; Ft- критерий оптимизации с учётом температурных полей.

В [5] описывает широкий класс весовых оценок попарно взвешенных связей формулой:

$$c_{ij}=\sum_{s=1}^{g} f_{ij}^{(s)}\, x(p_s), \quad (2)$$

где $f_{ij}^{(s)}$ — вес s-й цепи, связывающей элементы i и j; $x(\rho_s)$ — коэффициент учета размера цепи, равный $2/\rho_s$; ρ_s — число эквипотенциальных выводов s-й цепи; g — число цепей, связывающих элементы i и j.

Величина определяет важность s-й цепи с точки зрения минимизации ее длины. С помощью системы топологического проектирования P-CAD значение весовых оценок можно получить из специального файла (расширение *.net) [6].

Анализ критериев качества

При проектировании ПП разработчику необходимо сформировать критерий оптимизации с учётом температурных полей, учитывающий взаимное влияние различных критериев качества. Комплексный показатель качества, применяемый в ФП, сочетает в себе несколько отдельных показателей, отражающих различные физические процессы [7], можно представить в следующем виде:

$$F_t \rightarrow \min \quad (3)$$

$$Ft=F(T)+F(\vartheta cp)+F(U)+F(S)+F(\sigma_\vartheta)\rightarrow \min \quad (4)$$

где:

F(T) - индивидуальная температура элемента,

$$F(T)=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\frac{T_i}{T_{imax}}, \quad (5)$$

где T_i-температура элемента i; T_{imax}- максимально допустимая температура элемента i; n- количество элементов.

$F(\vartheta cp)$ - средний перегрев,

$$F(\vartheta cp)=\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\vartheta_i, \quad (6)$$

где ϑi – перегрев i-того элемента; n- количество элементов.

F (U) – условие электромагнитной совместимости высокочастотных элементов,

$$F(U)=\frac{1}{l}\left[\sum_{i=1}^{l}\left(\sum_{j=i+1}^{l}\left(\frac{L_{i-j}}{L_{max}}\right)\right)\right], \quad (7)$$

где $Li\text{-}j=\sqrt{(x_i-x_j)^2-(y_i-y_j)^2}$; (xi,$x_j$) и (yi,yj)- позиция элемента I и J; Lmax-максимальное расстояние между элементами i и J.

F(S) –ограничение по площади печатной платы,

$$F(S)=\frac{S}{S_{max}}, \quad (8)$$

где $S=(X_{max}-X_{min})\cdot(Y_{max}-Y_{min})$; $S_{max}=(x_{max}\cdot y_{max})$, где X_{max}, X_{min} и Y_{max}, Y_{min}- максимальный и минимальный размер ПП.

$F(\sigma_\vartheta)$- среднеквадратичное отклонение от среднего перегрева

$$F(\sigma_\vartheta)=\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(\vartheta_{cp}-\vartheta_i), \quad (8)$$

где ϑ_{cp} – средний перегрев; ϑi – перегрев i-того элемента.

Вышеописанные критерии имеют различную физическую природу и накладывают ограничения друг на друга при совместном применении. Их относительные веса могут быть рассчитаны с использованием методов обработки экспертной информации. В частности, с использованием метода решения задач упорядочивания по набору признаков [8].

Практическое применение

Для применения вышеописанного метода необходимо:

- Определить критерии качества, участвующие в создании комплексного критерия;
- Создать граф отношений предпочтений критериев качества и определить соответствующую этому графу матрицу смежности;
- Получить собственный вектор матрицы, который является вектором относительных весов исследуемых критериев качества.
- Определить вектора всех весов критериев качества по каждому из исследуемых критериев;

- Составить матрицу весов критериев качества, столбцами которой являются полученные вектора весов критериев качества;

Вектор веса критерия качества определяется произведением матрицы весов критерия качества на собственный вектор матрицы. Для определения веса исследуемых критериев качества составляется граф отношения предпочтений критериев качества и определяется его матрица смежности. Для составления графа применены следующие правила: каждый признак равен самому себе по важности; отношение предпочтения «лучше», «хуже» отражены направлением стрелок графа; эквивалентные отношения отражены встречными стрелками.

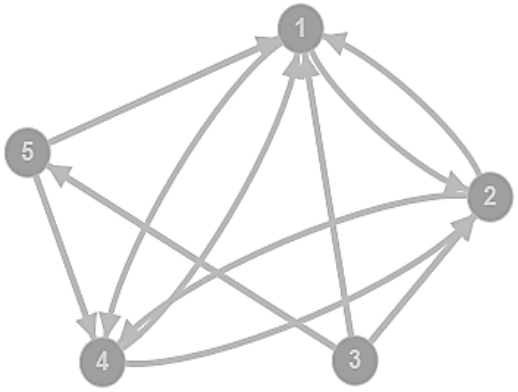


Рисунок 1. Граф предпочтений критериев качества при проектировании топологии ПП (1- индивидуальная температура элемента; 2-средний перегрев; 3-условие электромагнитной совместимости высокочастотных элементов; 4-ограничение по площади печатной платы; 5-среднеквадратичное отклонение от среднего перегрева.)

Данный граф может быть преобразован в матрицу связанности вершин графа следующего вида:

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Собственные числа матрицы определяются характеристическим уравнением вида:

$$\begin{pmatrix} 0-\lambda & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0-\lambda & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0-\lambda & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0-\lambda & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0-\lambda \end{pmatrix} = -\lambda^5 + 3\lambda^3 + 2\lambda^2 = (-1)(\lambda)(\lambda)(\lambda+1)(\lambda-2) \qquad (9)$$

Собственные числа матрицы предпочтений критериев качества: $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = 0, \lambda_3 = -1, \lambda_4 = -1, \lambda_5 = 2$.

Для наибольшего собственного числа матрицы предпочтений показателей качества λ_5=2 можно записать систему однородных линейных уравнений для определения собственного вектора матрицы:

$$A - \lambda * E = \begin{pmatrix} -2 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & -2 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & -2 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & -2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & -2 \end{pmatrix} = 0 \qquad (10)$$

Система однородных линейных уравнений, определяющая собственный вектор матрицы предпочтений критериев качества, решается методом Гаусса. После проведения эквивалентных преобразований она имеет следующий вид:

$$\begin{cases} x_1 - x_5 = 0 \\ x_2 - x_5 = 0 \\ x_3 - \frac{2}{3}x_5 = 0 \\ x_4 - x_5 = 0 \end{cases} \qquad (9)$$

Из уравнения 4 системы (9) найдем переменную $x_4 = x_5$. Из уравнения 3 системы (9) найдем переменную $x_3 = \frac{3}{2}x_5$. Из уравнения 2 системы (9) найдем переменную $x_2 = x_5$. Из уравнения 1 системы (9) найдем переменную $x_1 = x_5$.

Собственный вектор матрицы предпочтений показателей качества, таким образом, будет иметь следующий вид:

$$x = \begin{vmatrix} x_5 \\ x_5 \\ \frac{3}{2}x_5 \\ x_5 \\ x_5 \end{vmatrix} \quad (10)$$

При x5=1, собственный вектор матрицы предпочтений критериев качества, соответствующий максимальному собственному числу, будет иметь вид:

$$\phi = \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ \frac{3}{2} \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} \quad (11)$$

Проведя процедуру нормализации показателей качества проектировании топологии ПП в соответствии с правилом [11-13] получим:

$$f_j^*(x) = f_j(x) / \max_{x \in X} f_i(x) \quad (12)$$

Таким образом, можно получить нормализованный вектор матрицы предпочтений показателей качества проектировании топологии ПП следующего вида:

$$\phi^* = \begin{vmatrix} 0{,}6 \\ 0{,}6 \\ 1 \\ 0{,}6 \\ 0{,}6 \end{vmatrix} \quad (13)$$

Свертку показателей качества проектирования топологии ПП можно представить в виде:

$$Ft = \sum_{i-1\ldots6} \phi_i^* * x_i = x_3 + \sum_{i-1\ldots6, i\neq3} 0{,}6 * x_i, \quad (14)$$

где ϕ_i^* — значения коэффициентов значимости частных показателей качества проектировании топологии ПП в комплексном показателе качества.

Моделирование

Практическое применение комплексного критерия в оптимизации тепловых процессов продемонстрировано на примере решения задачи тепловой оптимизации модуля питания. Моделирование производилось только для самых теплонагруженных элементов модуля. Первоначальный вариант размещения был получен (по умолчанию) из системы схематического проектирования P-CAD 2006 и смоделирован в Pro/ENGINEER Mechanica. Оптимизация по тепловому критерию выполнялась с помощью модуля Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox системы MATLAB. Сравнение температуры радиоэлементов представлено в таблице 1.

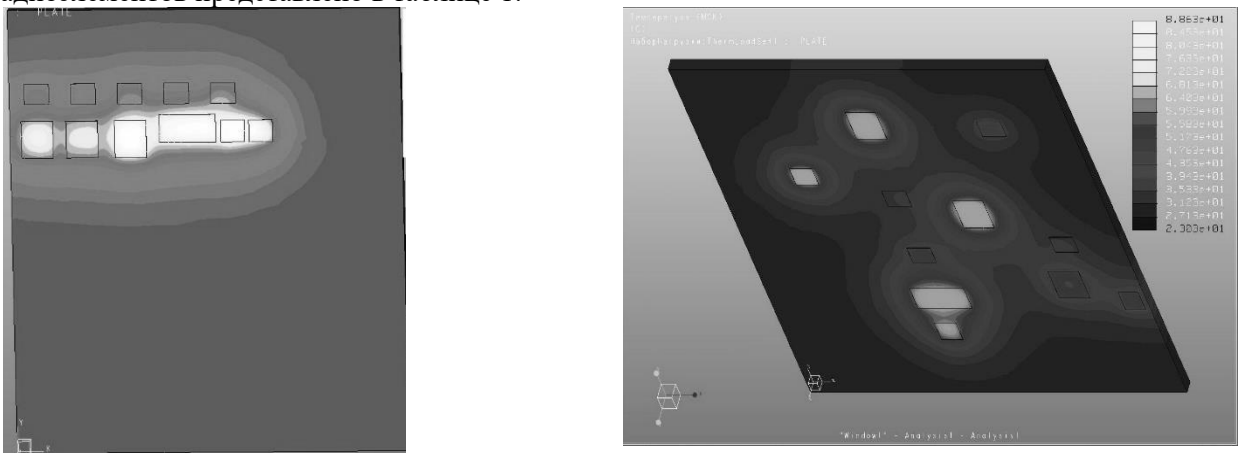


Рисунок 2- Результаты моделирования

Таблица 1

Результаты моделирования

№	Обозн. на плате	t корп., °C		Коэфф. тепловой нагрузки	
		Разм.1	Разм.2	Разм.1	Разм.2
1	VD1	65.64	51.84	0.437	0.345
2	VD2	53.325	36.225	0.355	0.241
3	VD3	66.22	46.72	0.441	0.311
4	VD4	55.42	35.42	0.369	0.236
5	VD5	62.84	60.34	0.418	0.4
6	DD2	102.18	88.68	0.817	0.7
7	DD5	78.12	56.92	0.624	0.45
8	DD6	103.07	87.17	0.824	0.69
9	DD9	94.4	73.6	0.755	0.58
10	DD10	99.825	88.625	0.798	0.7
11	DD25	96	85.8	0.768	0.68
Средняя		79.73	64.66	0.6	0.48
Максимальная		103.07	88.68	0.824	0.69

Результатом применения комплексного критерия качества в процессе оптимизации стало снижение средневзвешенного коэффициента тепловой нагрузки с 0.6 до 0.48, что позволяет сделать вывод о эффективности метода. Применение комплексного критерия качество позволяет эффективно решить проблему выбора из нескольких частных показателей качества, накладывающих ограничения друг на друга.

Литература

1. А.К. Гришко, А.В. Лысенко, С.А.Моисеев. Прогнозирование и оптимизация управления процессов проектирования сложных технических систем в масштабе реального времени// Журнал Надежность и качество сложных систем№21, стр. 40-45/ Пенза: изд-во ПГУ, 2018г.
2. М. В. Бураков. Генетический алгоритм: теория и практика: учеб. пособие / – спб.: ГУап, 2008. – 64 с.: ил.
3. А.И. Имамутдинов. Обеспечение вычислительной эффективности генетического поиска// Журнал Надежность и качество сложных систем№27, стр. 100-104 / Пенза: изд-во ПГУ, 2018г.
4. Хвостов А.В., Макаров О.Ю. Моделирование и оптимизация процессов теплообмена в радиоэлектронных устройствах с использованием эволюционных методов решения np-трудных задач // Проблемы обеспечения надежности и качества приборов, устройств и систем. Межвузовский сборник научных трудов. 2018г. С. 152-158.
5. А.В. Муратов, О.Ю. Макаров, В.С. Скоробогатов, М.В. Скоробогатов. Алгоритм парных перестановок для решения задач оптимизации компоновки и размещения элементов РЭС// Учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. / Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2001. 124 с.
6. А.В. Лопаткин. P-CAD 2004/Петербург: БХВ, 2006. 555с.
7. Дульнев Г.Н., Парфенов В.Г., Сигалов А.В. Методы расчета теплового режима приборов . М.: Радио и связь, 1990. 312 с.
8. А.И. Орлов. Теория принятия решений. Учебное пособие. М.:Экзамен, 2005. 656 с.
9. Волхович В.Л. Методы принятия решений по множеству критериев оптимальности // Сложные системы управления. — Киев: Наукова думка. 1968, Вып. 1.

10. Vanderpooten D. The construction of prescriptions in ontranking methods // Readings in Multiple Criteria Decision Aid / Ed. by C. Bana e Costa. — Heidelberg: Springer Verlag, Heidel-berg, 1990.— Pp. 184–216.
11. Figueira J., Mousseau V., Roy B. ELECTRE methods // Multiple criteria decision analysis: state of the art surveys / Ed.

DESIGN OF AN INTEGRATED CRITERION FOR OPTIMIZATION OF HEAT EXCHANGE PROCESSES IN RADIO-ELECTRONIC DEVICES, USING EVOLUTIONARY MODELING MODELS.

Prof. O.Y. Makarov, PhD student A.V. Khvostov

Voronezh State Technical University

Based on the analysis of the features of the process of multicriteria optimization of the thermal characteristics of PCB assembly using a genetic algorithm, a method is proposed for constructing a complex criterion based on several indicators of the quality of PCB design. The system of quality indicators is selected based on the analysis of Russian and international specialized literature in the field of design of PCB. Quality indicators conflict with each other. To make a reasonable choice of the optimal arrangement of elements on a PCB, a methodology has been developed for determining a complex criterion that allows you to make an informed choice on many quality indicators. The obtained complex criterion, based on the analysis of paired preferences of various quality indicators, makes it possible in practice to make the optimal choice of location points for elements and their compounds without the use of lexicographic methods for constructing narrowing sequences and to significantly simplify the process of developing a printed circuit board topology.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ГЛУБОКИХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ПОИСКА ПАТОЛОГИЙ НА ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ ЖЕЛУДКА

к.т.н. Хрящев В.В.[1], м.н.с. Среднякова А.С.[1],
к.т.н. Ганин А.Н.[2], к.м.н. Кашин С.В.[3]

[1]Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
[2]ООО «Точка зрения», Ярославль,
[3]Ярославская областная клиническая онкологическая больница

Представлены результаты тестирования алгоритмов детектирования раннего рака и иных патологий на эндоскопических изображениях слизистой оболочки желудка. Обучение и тестирование алгоритмов осуществлялось на оригинальной базе из 2797 эндоскопических изображений желудка. Проведено сравнение работы алгоритмов детектирования патологий, в основе которых находятся разные архитектуры сверточных нейронных сетей: модификации SSD и EfficientDet на базе EfficientNetB0. Установлено, что наилучшие результаты показывает алгоритм, в основе которого находится сверточная нейронная сеть EfficientDet. Время обработки одного изображения составило порядка 0,05 секунды. Данный алгоритм выбран для дальнейшей разработки системы поддержки принятия решения врача-эндоскописта.

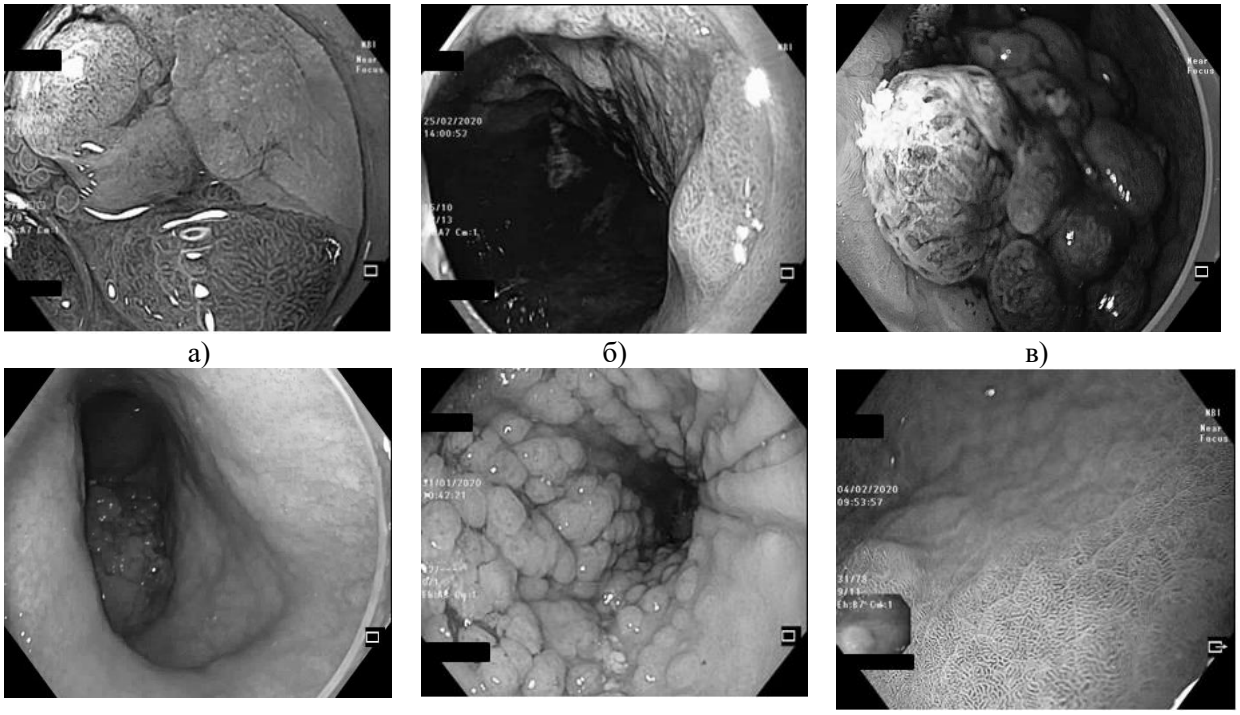
Внедрение в медицинскую практику новых высокотехнологичных методов эндоскопической диагностики направлено на выявление ранних форм рака и предраковой патологии пищеварительного тракта. Это позволяет проводить высокоэффективное лечение и предоставляет возможность снижения смертности от онкологической патологии пищевода, желудка и толстой кишки. К подобным современным методикам относятся, прежде всего, увеличительная и узкоспектральная эндоскопия, которые имеют высокую диагностическую точность, что позволяет считать эти методики «оптической биопсией» [1-3]. Упомянутые технологии относятся к методикам экспертного уровня и требуют от врача-эндоскописта высокого уровня подготовки и максимальной концентрации в процессе проведения исследования. В настоящее время использование информационно-коммуникационных технологий, в частности систем поддержки принятия решения позволяет решать сложные клинические задачи даже в условиях ограниченности временных ресурсов, в отсутствии возможности привлечения экспертов регионального и федерального уровней [4, 5].

Автоматизированные системы поддержки принятия клинического решения в эндоскопии позволяют объективно анализировать полученные в ходе исследования данные, прогнозировать патологические состояния, и, тем самым, помогать врачу в принятии дальнейшего клинического решения [1, 3-5]. В качестве основы для построения таких систем могут использоваться методы искусственного интеллекта. Данная работа направлена на создание системы поддержки принятия решения в области эндоскопии, в основе которой лежат сверточные нейронные сети для детектирования патологий.

Для обучения и тестирования алгоритмов использовались эндоскопические изображения слизистой оболочки желудка, полученные в результате извлечения кадров из реальных эндоскопических исследований специалистами Ярославской областной онкологической больницы [6, 7]. Всего было обработано 54 видеопоследовательности со следующими характеристиками:

— использовались эндоскопические видеосистемы: OLYMPUS EXERA III GIF-Q180 и OLYMPUS EXERA III GIF-HQ190;
— разрешение кадра – 768x576 пикселей;
— частота появления кадров – 25 кадров/секунду;
— длительность видеопоследовательности – от 7 секунд до 17 минут;
— время нахождения патологии в кадре – от 4 секунд до 6 минут.

Размер обучающей выборки составил 2797 шт. изображений, а тестовой – 174 шт. Объектам на каждом изображении в соответствие ставился один из трех классов: рак (902 шт.), ранний рак (297 шт.), иная патология (1772 шт.). Примеры изображений разных классов представлены на Рисунке 1.



а) б) в)

г) д) е)

Рисунок 1 – Примеры изображений слизистой оболочки желудка в собранной базе изображений: а, б – ранний рак; в, г – рак; д, е – иная патология.

Построение алгоритма на основе сверточной нейронной сети предполагает выбор архитектуры сети, алгоритма обучения, типа аугментации данных, а также настройку ряда параметров. Предыдущие исследования авторов показали, что наилучшие результаты в задаче анализа эндоскопических данных достигаются при использовании оптимизатора Adam [8] с параметрами: beta_1 = 0,9, beta_2 = 0,999 (коэффициенты забывания градиентов), epsilon = 10^{-8}.

Параметры для аугментации, позволяющие получить наилучшее качество работы алгоритмов детектирования на собранной базе эндоскопических изображений, приведены ниже:

- рандомизация яркости, диапазон: (-16; 16);
- рандомизация контрастности, диапазон: (0,3; 1,5);
- рандомизация насыщенности, диапазон: (0,5; 1,8);
- рандомизация тона, значение сдвига: 18;
- случайное перемешивание цветовых каналов: выключено.

Важным вопросом является выбор архитектуры сверточной нейронной сети и ее параметров, позволяющих достичь наилучшего результата детектирования патологий на используемых эндоскопических изображениях желудка. Для оценки качества работы алгоритмов использовались метрики [9]: точность, P (1); полнота, R (2); F1 мера (3); средняя точность по классу, AP (4); средняя точность по классам, mAP (5):

$$P=TP/(TP+FP), \quad (1)$$

$$R=TP/(TP+FN), \quad (2)$$

$$F1=2\cdot(P\cdot R)/(P+R), \quad (3)$$

$$AP=\frac{\sum_{r=1}^{N} P_r}{N}, \quad (4)$$

$$mAP=\frac{\sum_{i=1}^{K} AP_i}{K}, \quad (5)$$

где TP – истинно-положительные решения модели, FP – ложно-положительные ответы, FN – ложно-отрицательные решения, N – количество значений порога, K – число классов. Кроме того, в исследовании

рассматривались значения функции потерь (loss-функции) в качестве параметра, характеризующего качество обучения алгоритма.

Рассмотрены алгоритмы на основе сверточных нейронных сетей SSD с различными модификациями базовой части сети: VGG16, VGG19 [10], MobileNetV2 [11], Xception [12]. Величина входного слоя SSD – 300x300 пикселей. В качестве еще одного варианта сверточной нейронной сети выбрана EfficientDet с базовой частью EfficientNetB0 – новое семейство детекторов, предложенное в 2020 году в исследовании [13].

Обучение нейросетевых алгоритмов осуществлялось с использованием суперкомпьютера NVIDIA DGX-1. Результаты тестирования алгоритмов с различными архитектурами сверточных нейронных сетей представлены в Таблице 1.

Таблица 1

Результаты тестирования нейросетевых алгоритмов

Алгоритмы	F1 мера	mAP	Точность	Полнота	Количество эпох обучения
SSD300+MobileNetV2	0,743	0,511	0,813	0,684	38
SSD300+VGG19	0,849	0,653	0,886	0,816	61
SSD300+Xception	0,842	0,654	0,842	0,842	31
SSD300+ VGG16	0,842	0,771	0,842	0,842	30
EfficientDet+EfficientNetB0	**0,872**	**0,973**	**0,898**	**0,848**	**24**

Наибольшее значение метрик качества достигается при обработке эндоскопических изображений желудка алгоритмом на основе сверточной нейронной ети с архитектурой EfficientDet. Наибольший отрыв между значениями для разных алгоритмов достигается при анализе метрики средняя точность по классам (mAP), где результат больше наивысшего значения для SSD на 0,202.

В Таблице 2 приведены значения метрик точности (AP), вычисленной для различных классов, используемых в исследовании при запуске нейронных сетей класса SSD и нейронной сети EfficientDet.

Таблица 2

Сравнение результатов работы нейросетевых алгоритмов по точности

Алгоритмы	AP («рак»)	AP («ранний рак»)	AP («иная патология»)
SSD300+VGG19	0,805	0,873	0,284
SSD300+MobileNetV2	0,625	0,625	0,282
SSD300+Xception	0,704	0,810	0,445
SSD300+VGG16	0,707	0,896	0,409
EfficientDet+EfficientNetB0	**0,989**	**0,989**	**0,940**

Лучшие значения метрик получены при тестировании алгоритма на основе EfficientDet. Для класса SSD сетей результаты по точности по сравнению со стандартной архитектурой SSD300 и базовой сетью VGG16 удалось повысить для классов «рак» и «иная патология».

Другим важным параметром работы алгоритма детектирования патологий на эндоскопических изображениях является время обработки одного кадра. Для подсчета данного значения был реализован скрипт, осуществляющий тестирование алгоритмов на батчах, каждый из которых был составлен из 16 изображений из собранной базы эндоскопических снимков. Число итераций за этап тестирования по батчам равнялось 22. Для каждого из разработанных в рамках данного исследования нейросетевых алгоритмов было получено общее время тестирования, затраченное на обработку батчей за 22 итерации. На основе полученного значения было рассчитано среднее время обработки одного кадра как отношение общего времени

тестирования к произведению числа изображений в одном батче и числа итераций. Результаты тестирования приведены в Таблице 3.

Таблица 3

Результаты тестирования разработанных алгоритмов по скорости обработки

Алгоритмы	Общее время тестирования (число итераций за 1 с)	Среднее время обработки 1 кадра
SSD300+VGG16	13,566 с (1,6 итер/с)	0,039 с
SSD300+VGG19	13,485 с (1,61 итер/с)	0,038 с
SSD300+ MobileNetV2	13,727 с (1,620 итер/с)	0,039 с
SSD300+Xception	**12,644 с (1,74 итер/с)**	**0,036 с**
EfficientDet+EfficientNetB0	17,720 с (1,24 итер/с)	0,050 с

Анализ времени обработки одного эндоскопического изображения желудка показал, что наилучшей скоростью обработки обладает алгоритм на основе сверточной нейронной сети SSD с базовой сетью Xception – 0,036 секунд. Тем не менее, алгоритм на основе сети SSD300 с базовой сетью Xception показал более низкие значения точности детектирования патологий.

Наибольшее время обработки кадра получено для алгоритма на базе EfficientDet, который ранее оказался самым точным по качеству детектирования патологий на слизистой оболочке желудка, в соответствии со всеми анализируемыми метриками. В то же время, полученное для данного алгоритма значение (0,05 секунд) допускает его использование в режиме реального времени в практике врачей-эндоскопистов.

Таким образом, в результате исследования установлено, что использование архитектуры сверточной нейронной сети EfficientDet с базовой частью EfficientNetB0 позволяет получить наибольшие значения метрик качества детектирования рака (AP=0,989), раннего рака (AP=0,989) и иных патологий (AP=0,940) на эндоскопических изображениях слизистой оболочки желудка. Время обработки одного изображения таким алгоритмом удовлетворяет современным требованиям к системам поддержки принятия врачебных решений, функционирующих в режиме реального времени.

Литература

1. Голуб А.М. Современные методики эндоскопической диагностики в хирургии: учеб.-метод. пособие. Минск: БГМУ, 2011. 23 с.
2. Чернеховская Н.Е. Современные технологии в эндоскопии. М.: Российская медицинская академия последипломного образования, 2004. 136 с.
3. Куваев Р.О., Никонов Е.Л., Кашин С.В., Капранов В.А., Гвоздев А.А. Контроль качества эндоскопических исследований, перспективы автоматизированного анализа эндоскопических изображений // Кремлевская медицина. Клинический вестник. 2013. Т. 2. С. 51–56.
4. Кирсанова А.В. Современное состояние и перспективы развития экспертных медицинских систем // Новый университет. Серия «Технические науки». 2015. № 11. С. 45–46.
5. Фролова М.С., Фролов С.В., Толстухин И.А. Системы поддержки принятия решений для задач оснащения лечебных учреждений медицинской техникой // Университет им. В.И. Вернадского. Специальный выпуск. 2014. № 52. С. 106–111.
6. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Казина Е.М., Среднякова А.С., Журавлева А.С. Распознавание устья червеобразного отростка на эндоскопических изображениях прямой кишки на основе сверточной нейронной сети // Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2020): докл. 22-й междунар. конф. Москва, 2020. С. 638-642.
7. Хрящев В.В., Ганин А.Н., Лебедев А.А., Степанова О.А., Кашин С.В., Куваев Р.О. Разработка и анализ алгоритма детектирования патологий на эндоскопических изображениях желудка на основе сверточной нейронной сети // Цифровая обработка сигналов. 2018. № 3. С. 70–75.
8. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. ДМК-Пресс, 2017. 652 с.
9. Николенко С.И., Кадурин А.А., Архангельская Е.О. Глубокое обучение. Питер: Спб., 2018. 480 с.
10. Simonyan, K., Zisserman, A. Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition. CoRR, abs/1409.1556. 2015.

11. Review: MobileNetV2 – Light Weight Model (Image Classification). URL: https://towardsdatascience.com/review-mobilenetv2-light-weight-model-image-classification-8febb490e61c.
12. Chollet F. Xception: Deep learning with depthwise separable convolutions // arXiv Preprint, 2017. P. 1610–2357.
13. Mingxing Tan, Ruoming Pang, Quoc V. Le EfficientDet: Scalable and Efficient Object Detection // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, 2020.

DEEP NEURAL NETWORKS FOR DETECTING PATHOLOGIES ON STOMACH ENDOSCOPIC IMAGES

Khryashchev, V.V., Srednyakova A.S., Ganin A.N., Kashin S.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University
Tochka Zreniya LLC
Yaroslavl Regional Cancer Hospital

The study presents the results of testing algorithms for detecting cancer, early cancer and other pathologies on endoscopic images of the gastric mucosa. The training and testing of algorithms is carried out on the original basis of 2797 stomach images, brought together with specialists from the endoscopy department of the Yaroslavl Regional Clinical Oncological Hospital. In the course of the work, the results of image processing by algorithms based on different architectures of convolutional neural networks are compared: SSD modifications, as well as EfficientDet based on EfficientNetB0. The best detection quality is possessed by an algorithm based on the EfficientDet convolutional neural network, in accordance with the values of the quality metrics: F1 measure = 0.872, mAP = 0.973, Accuracy = 0.898, Recall = 0.848. The processing time for one image was about 0.05 seconds. This type of algorithm was chosen as the most suitable for the further development of a decision support system for endoscopists. Such system will further improve the quality of diagnostics of the gastrointestinal tract.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

Алексеев В.Ю. 10
Амчеславская М.А. 140
Артюшенко В.М. 42, 47
Багаев С.М. 218
Бартенев В.Г. 37
Башкиров А.В. 105
Бессонов В.А. 116
Бессонова Н.В. 32
Бобиков А.И. 5
Борзунов С.В. 10
Брюханов Ю.А. 14
Буркина О.Н. 5
Бурова А.Ю. 19
Вайханская Т.Г. 145
Валуйский Д.В. 150
Витязев С.В. 150, 163
Власова К.В. 32, 116
Воловач В.И. 42, 47
Воробьев А.П. 145
Галл Р.Д. 52
Ганин А.Н. 254
Гончаренко В.И. 179
Гурьянов Е.Д. 184, 204
Демехова А.С. 105
Дубов М.А. 24, 228
Егоров В.В. 58, 61, 95
Ершов М.Д. 101
Жукова Н.И. 24
Журавлева А.С. 214
Журавлева Н.Г. 179
Завьялов Д.В. 214
Зеленевский В.В. 58, 61, 95
Зеленевский Ю.В. 61
Зенов Б.В. 158
Иванова А.А. 163
Казина Е.М. 214
Калач П.К. 69
Карпова М.А. 10
Кашин С.В. 254
Ким Т.А. 168
Коваль М.С. 63
Коковкина В.А. 189, 223
Коняев П.А. 37
Костюков А.С. 105
Котов Н.В. 194
Кренев А.А. 189, 198
Куделина Н.А. 204
Кузнецов Л.С. 29
Кургузов В.В. 61
Кыздарбекова А.С. 121
Ланеев Е.Б. 140
Ларионов Р.В. 209
Лебедев А.А. 214
Лебедев Г.Н. 179
Ломоносова Е.Н. 63
Лукашевич Ю.А. 14
Львович И.Я. 111
Львович Я.Е. 111
Макаров О.Ю. 105, 248
Малеев Д.В. 173
Мамаев В.А. 168
Медведева Е.В. 218
Мелкова С.О. 140
Мельникова О.П. 145
Минина Е.Н. 125
Михайлин Д.А. 179
Михайлов Д.А. 223
Мишин В.Ю. 150
Молостова С.В. 32
Молчанов А.В. 150
Мохов А.А. 223
Муратов М.Н. 140
Набилков В.Д. 228
Назаровский А.Е. 194
Неудахина Я.А. 232
Никишкин П.Б. 150
Павлов В.А. 209
Панина Ю.А. 204
Пахотин В.А. 32, 116
Петров С.В. 32
Пинтюгов Д.М. 184
Платанов С.В. 168
Попов М.Ю. 69, 76, 90
Попова Н.В. 76, 90
Потапов Е.В. 237
Преображенский А.П. 111
Преображенский Ю.П. 111
Приоров А.Л. 228, 237, 243
Ржаных А.В. 58, 76, 95
Романовский А.С. 158, 168
Серебряков А.Е. 150
Симонов Р.В. 116
Слободсков О.Е. 69, 90
Смирнитская И.А. 130
Сотников А.А. 168
Среднякова А.С. 254
Стефаниди А.Ф. 243
Столяр В.Л. 135, 140
Стручалин В.П. 158
Суровцев В.В. 140
Тихонов С.И. 163
Топников А.И. 243
Трофимов В.Б. 232
Туровский Я.А. 10
Федоров В.Ф. 135, 140
Фролов А.В. 145
Хаблов Д.В. 85
Хвостов А.В. 248
Хрящев В.В. 194, 209, 254
Цимбал В.А. 90
Черкасов В.В. 69, 76, 90
Черноусов М.С. 95
Чиркин М.В. 150
Чистяков В.С. 116
Чопоров О.Н. 111
Чухров С.Ю. 168
Шевцов О.Ю. 158
Шнейдман Д.Д. 29
Шустров П.А. 184

23-я Международная конференция
«Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2021»,
Москва, Россия, доклады.

Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение

Выпуск: XXIII

Почтовый адрес:
107031, Москва, К-31, ул. Рождественка, д.:6/9/20, стр.1

Исполнительная Дирекция РНТОРЭС им. А.С. Попова

Телефоны:		E-mail:
(903) 201-53-33	организация	rntores@mail.ru
(915) 092-96-33	доклады	doklad-rntores@mail.ru
Тел/Факс: (985) 733-91-91	финансы	vznos-rntores@mail.ru

Сайт: http://www.rntores.ru/

ISBN 978-5-905278-45-7
УДК 621.391:004(082)
ББК 32.511
Ц75