

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 2/2021

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР
д.т.н., чл. кор. РАН Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:
д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ,
д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:
д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенов, д.т.н. Ю.И. Борисов,
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., проф. В.И. Джиган,
д.т.н., проф. В.В. Еремеев, д.т.н. Г.В. Зайцев,
Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,
д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мищенко,
д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н. А.Л. Приоров, д.т.н., проф. В.Г. Санников,
д.т.н., проф. Чиров Д.С.,
к.т.н., проф. В.С. Сперанский.

Адрес редакции:
г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8
Научный центр МТУСИ
Тел.: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.dspsa.ru

Издатель:
Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
Компьютерная верстка: И.А. Благодарова
Дизайн: М.В. Аверин

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Подписано в печать 28.04.21 г.
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 200 экз.

Заказ № 2537. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000 г.

УЧРЕДИТЕЛИ:

**АО «Инструментальные системы»
ФГУП «НИИ радио»
ООО «Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники
и связи им. А.С. Попова»**

В НОМЕРЕ:

Быховский М.А.

*Возможности создания низкоскоростных систем связи
с высокой спектральной
и энергетической эффективностью (часть 2)..... 3*

Вашкевич М.И.

*Анализ ошибок округления при реализации цепочки фазовых
звеньев в арифметике с фиксированной запятой 12*

Коротков А.С., Глуховский Е.М., Егоров А.И.

*История разработки стратегий стимуляции систем
кохлеарной имплантации 19*

Гуляев Г.А., Иванникова М.В., Рязанцев Л.Б., Унковский А.В.

*Исследование влияния траекторных неустойчивостей
полета носителя малогабаритной РЛС
с синтезированной апертурой на качество
формируемых радиолокационных изображений..... 25*

Попов Д.И.

*Принципы построения адаптивных
режекторных фильтров 32*

Попов Д.И.

Робастные алгоритмы режектирования пассивных помех..... 37

Горюшкин Р.С., Витязев В.В.

*Анализ применения адаптивных гребенчатый БИХ-фильтров
в задаче выделения узкополосного сигнала
на фоне широкополосного шума..... 42*

Цимбал В.А., Потапов С.Е., Потапова А.А.

*Математические модели доведения многопакетных
сообщений по ассиметричным каналам связи
с процедурой LLC..... 48*

Лебедев А.А., Хрящев В.В., Среднякова А.С., Казина Е.М.

*Разработка алгоритма детектирования полипов
на эндоскопических изображениях
с использованием сверточных нейронных сетей..... 55*

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен
в перечень ведущих рецензируемых научных изданий,
в которых по рекомендации Минобрнауки РФ,
должны быть опубликованы основные научные результаты
диссертаций на соискание ученой степени доктора
и кандидата наук

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – **82185**

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 2, 2021 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

Dr.Sci. (Tech.), Professor, Corresponding Member
of Russian Academy of Sciences U.N. Zubarev

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

Dr.Sci. (Tech.), Professor V.V. Vityazev,
Dr. Sci (Tech), Professor
Corresponding Member of RAS A.V. Dvorkovich

EDITORIAL BOARD:

Adzhemov A.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Alpatov B.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Bartenev V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Borisov Y.I., Dr.Sci.(Tech.)
Bruchanov Y.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor
Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)
Zubarev R.V.,
Kirpichnikov A.P.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Chirov D.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia
Research Center of MTUCI
Phone: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru,
vityazev.v.v@rsreu.ru
Web: <http://www.dspsa.ru>

Publisher:

Russian A.S. Popov Society for Radioengineering,
Electronics & Communications

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Bykhovskiy M.A.

*Possibilities of creating low-speed communication systems
with high spectral and energy efficiency (part 2).....3*

Vashkevich M.I.

*Roundoff errors analysis
in fixed-point allpass chain implementation.....12*

Korotkov A.S., Glukhovskiy E.M., Egorov A.I.

*History of the development of cochlear implantation systems
stimulation strategies19*

Gulyaev G.A., Ivannikova M.V., Ryazantsev L.B., Unkovsky A.V.

*Research on the effect of trajectory instability
of flight carrier small-size SAR on quality
of generated radar images.....25*

Popov D.I.

Principles of constructing adaptive rejection filters32

Popov D.I.

Robust algorithms for clutter rejection.....37

Goriushkin R.S., Vityazev V.V.

*Analyzing of the adaptive line enhancement
of narrowband signal using adaptive interpolated IIR filter.....42*

Tsimbal V.A., Potapov S.E., Potapova A.A.

*Mathematical models of multi-packet message delivery
by asymmetric communication channels
with the LLC procedure.....48*

Lebedev A.A., Khryashev V.V., Srednyakova A.S., Kazina E.M.

*Development of an algorithm for detecting polyps
on endoscopic images using convolutional neural networks.....55*



Subscription index: 82185 ("Rospechat")
ISSN: 1684-2634 9 771684 263005

ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ НИЗКОСКОРОСТНЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ С ВЫСОКОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТЬЮ (ЧАСТЬ 2)

Быховский М.А., доктор технических наук, профессор МТУСИ, e-mail: bykhmark@gmail.com.

POSSIBILITIES OF CREATING LOW-SPEED COMMUNICATION SYSTEMS WITH HIGH SPECTRAL AND ENERGY EFFICIENCY (PART 2)

Bykhovskiy M.A.

In this paper, we consider the possibility of creating low-speed communication systems in which messages are transmitted using signals with permutation modulation (PM) with extremely low power, and to correct errors that occur when demodulating such signals, the use of error-correcting codes (ECCs) with the maximum achievable code distance (MACD). As such ECCs, Reed-Solomon (RS) codes or low-density parity-check code (LDPC) codes can be used.

The paper describes two algorithms for the formation of ensembles of signals from the PM, analyzes the noise immunity of receiving signals from the PM, and discusses in detail issues related to the selection of ECC parameters for low-speed communication systems that can ensure high reliability of message reception and their high spectral efficiency.

It is shown that, in contrast to high-speed communication systems, in which two-dimensional AS with quadrature-amplitude modulation and ECCs with MACD are used for message transmission, in the studied low-speed systems, the optimal choice of their parameters allows their energy and spectral efficiency to be very close to the limiting ones - those that have the «perfect» Shannon system. It is also shown that the ECC used in these systems can have a relatively small length and its implementation is quite simple in technical terms.

Key words: Low-speed communication systems, signal transmission methods, spectral and energy efficiency, noise-resistant codes.

Ключевые слова: низкоскоростные системы связи, методы передачи сигналов, спектральная и энергетическая эффективность, помехоустойчивые коды.

Введение

Данная статья является продолжением статьи [1], в которой исследованы возможности создания высокоскоростных систем связи. Такие системы создаются, как правило, для передачи сообщений по магистральным линиям связи, в которых удельная скорость передачи сообщений может составлять $R_f = 3 \dots 10$ бит/сек·Гц. В [1] показано, что в высокоскоростных системах применение для передачи сообщений двумерных ансамблей сигналов (АС), таких, например, как М-позиционные сигналы с квадратурно-амплитудной модуляцией (M-QAM – Quadrature Amplitude Modulation) и помехоустойчивых кодов (ПК) с максимально достижимым расстоянием (МДР), приводит к заметному снижению энергетической и спектральной эффективности (ЭЭ и ЭС) создаваемой системы связи по отношению к «идеальной» системе Шеннона. Потери ЭЭ в таких системах могут составлять от 2,5 до 5 дБ.

В [1] показано, что в высокоскоростных системах приблизиться к эффективности «идеальной» системы Шеннона можно, не применяя помехоустойчивые коды (ПК), если для передачи сообщений использовать многомерные оптимальные АС, сигналы которых имеют большую длительность.

Однако в ряде случаев возникает необходимость создания систем связи, которые должны передавать со-

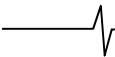
Рассмотрена возможность создания низкоскоростных систем связи, в которых передача сообщений осуществляется с использованием сигналов с перестановочной модуляцией (ПМ) с предельно низкой мощностью, а для исправления ошибок, возникающих при демодуляции таких сигналов, предусматривается применение помехоустойчивых кодов (ПК) с максимально достижимым кодовым расстоянием (МДР). В качестве таких ПК могут использоваться коды Рида-Соломона (RS) или низкоплотностные коды LDPC (Low-density parity-check code).

Описаны два алгоритма формирования ансамблей сигналов с ПМ, дан анализ помехоустойчивости приема сигналов с ПМ и подробно рассмотрены вопросы, связанные с выбором параметров ПК для низкоскоростных систем связи, которые позволяют обеспечить высокую надежность приема сообщений и их высокую спектральную эффективность.

Показано, что, в отличие от высокоскоростных систем связи, в которых для передачи сообщений применяются двумерные АС с квадратурно-амплитудной модуляцией и ПК с МДР, в исследованных низкоскоростных системах оптимальный выбор их параметров позволяет обеспечить их энергетическую и спектральную эффективность, весьма близкие к предельным – тем, которые имеет «идеальная» система Шеннона. Показано также, что применяемый в этих системах ПК может иметь сравнительно незначительную длину и его реализации является достаточно простой в техническом отношении.

общения с низкой удельной скоростью $R_f \leq 1$ бит/сек·Гц.

Такие системы связи также должны иметь высокие энергетическую и спектральную эффективность. Важность создания систем с высокой ЭЭ связана с тем, что снижение энергетики линии связи уменьшает стоимость ее



создания и эксплуатации, а также облегчает обеспечение ее электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими системами, работающими в общих с ней полосах частот. В спутниковых системах связи снижение на 1 дБ мощности бортового передатчика на искусственном спутнике Земли уменьшает затраты на его создание примерно на 1 млн. долл. США. Повышение СЭ системы связи также важно, так как частотный спектр является, как отмечалось в [1], весьма ценным и ограниченным природным ресурсом и должен использоваться экономно. Кроме того, передача сообщения с требуемой скоростью в каналах связи, имеющих предельно малую полосу частот, улучшает условия обеспечения ЭМС систем связи, работающих в эфире.

В современных высокоскоростных системах связи для передачи сообщений обычно применяются сигналы с QAM или другие двумерные АС, упомянутые в [1]. Для передачи сообщений с низкой скоростью в системах связи используются N -мерные сигналы, такие, например, как ортогональные и биортогональные сигналы [2, 3], а также сигналы с перестановочной модуляцией (ПМ), предложенные Слепяном [4, 5]. Особенностью таких АС является то, что у них удельная скорость передачи сообщений с увеличением размерности АС существенно уменьшается ($R_f \rightarrow 0$ при $N \rightarrow \infty$). Следует также отметить, что АС с N -мерными сигналами с ПМ не являются оптимальными и, как показано ниже, системы связи, их использующие, не могут при $N \gg 1$ приблизиться по своей ЭЭ и ЭС к «идеальной» системе Шеннона.

В данной работе рассмотрена возможность создания низкоскоростных систем связи, в которых передача сообщений осуществляется с использованием сигналов с ПМ с предельно низкой мощностью, а для исправления ошибок, возникающих при демодуляции таких сигналов, как и [1], предусматривается применение ПК с максимально достижимым кодовым расстоянием (МДР) между кодовыми комбинациями (КК). В качестве таких ПК могут использоваться коды Рида-Соломона (RS) или низкоплотностные коды (коды LDPC – Low-Density Parity-Check) [6-10].

Как известно, в ПК с МДР между длиной кодовой комбинации кода (N_q), количеством в ней информационных q -ичных символов (k), а также количеством исправляемых в КК ошибок (t) существует соотношение $2t + 1 = (N_q - k)$ [6]. Если учесть, что кодовая скорость равна $R_c = (k / N_q) \leq 1$, то это соотношение может быть записано в следующем виде: $\hat{t} = 0,5 \cdot (1 - R_c)$, где $\hat{t} = (t / N_q)$. Минимальное расстояние Хэмминга между разными КК у таких кодов равно $d_c = (2t + 1) = N_q(1 - R_c)$. При $R_c = const$ величина d_c увеличивается пропорционально увеличению длины кода N_q . У кодов RS параметры N_q , k , q и d_c связаны соотношениями $N_q = (2^q - 1)$, $k = (2^q - d_c)$. Кодовая комбинация таких кодов представляет собой последовательность q -ичных символов, каждый из которых может быть представлен последовательностью из q двоичных символов,

т.е. один q -ичный символ может принимать 2^q разных значений. Длина КК таких кодов, выраженная в количестве имеющихся в ней двоичных символов, равна $N_b = qN_q$.

Алгоритмы формирования N -мерных АС с ПМ

Опишем возможные алгоритмы формирования N -мерных АС с ПМ, где $N = 2 \cdot \text{int}(FT)$ (здесь и далее $\text{int}(x)$ – целая часть числа x), (FT) – нормированная длительность сигналов, F – полоса частот канала связи, T – длительность сигналов. Такие сигналы могут быть сформированы из N элементарных ортогональных сигналов (ЭОС) $S_i(t)$ ($i = 1 \dots N$) разными способами.

В системах с временным разделением сигналов каждый из ЭОС имеет длительность $\tau = 2T / N$ (T – длительность одного q -ичного символа). ЭОС $S_i(t)$ может быть передан в интервале времени $(T_{i-1}, T_{i-1} + \tau)$, где $T_{i-1} = (i-1)\tau$ и $i = 1 \dots N/2$. В этом интервале могут быть переданы два ЭОС, равные $S_{2i-1}(t) = \sin(\omega_0 t)$ и $S_{2i}(t) = \cos(\omega_0 t)$, где ω_0 – несущая частота передаваемых сигналов. За пределами указанного интервала времени каждый из сигналов $S_{2i-1}(t)$ и $S_{2i}(t)$ равен 0. Полоса частот, которую занимает каждый ЭОС в канале связи, равна, очевидно, $F = 1/\tau$, при этом $2(FT) = N$.

В системах с частотным разделением сигналов (системах OFDM, многочастотных системах) каждый из ЭОС имеет длительность, равную T . Отдельные ЭОС формируются на $(N/2)$ поднесущих и имеют вид

$$S_{2i-1}(t) = \sin(\omega_i t) \quad \text{и} \quad S_{2i}(t) = \cos(\omega_i t), \quad \text{где} \quad \omega_i = i \frac{2\pi}{T},$$

$$i = 1 \dots (N/2), \quad \text{а частотный разнос между соседними}$$

поднесущими равен $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T} = (\omega_{i+1} - \omega_i)$. В полосе частот F , которую занимают ЭОС, размещены все

$N = \frac{2\pi F}{\Delta\omega}$ поднесущих. Отметим, что в [11] исследован метод формирования многочастотных сигналов, для которых, в отличие от сигналов с OFDM, пик-фактор не растет с увеличением N .

Характеристики ЭЭ и СЭ систем связи, в которых могут применяться описанные виды ЭОС, теоретически не отличаются друг от друга. Существенным отличием таких систем является то, что в системах с временным уплотнением канала связи уровень внеполосных излучений существенно выше, чем в системах с частотным уплотнением, так как длительность ЭОС для этих двух случаев отличаются в $N = (2T/\tau) \gg 1$ раз.

В рассматриваемых в данной работе системах связи с ПМ каждый из сигналов, входящих в АС, формируется путем выбора k определенных ЭОС из N возможных.

Такой выбор может быть сделан $C_N^k = \frac{N!}{k!(N-k)!}$ спо-

собами (C_N^k – число сочетаний из N по k) и, таким образом, в АС имеется $M = C_N^k$ разных сигналов, с помо-

щью которых сообщения могут быть переданы по каналу связи с удельной скоростью передачи, равной, $R_f = \frac{\log_2 M}{(FT)}$. Каждому такому сигналу может быть присвоен номер $1 \leq m \leq M = 2^{R_f \cdot (FT)}$.

Рассмотрим процедуру определения параметра k , при котором АС с ПМ обеспечивает удельную скорость передачи сообщений, равную R_f . Обозначим v параметр, который показывает какую долю числа N составляет количество ЭОС, используемых для передачи сигналов в системе связи с ПМ. В этом случае $k = [\text{int}(vN) + 1]$. Используя формулу Стирлинга для вычисления значения M при $N \gg 1$ и $k \gg 1$, приходим к следующей приближенной, но достаточно точной формуле:

$$R_f(v) = \frac{\log_2 M}{(FT)} \cong \cong 2 \left[v \log_2 \left(\frac{1}{v} \right) + (1-v) \log_2 \left(\frac{1}{1-v} \right) - \frac{\log_2(Y(N, v))}{2FT} \right], \quad (1)$$

где $Y(N, v) = \sqrt{2\pi Nv(1-v)}$, причем $\frac{\log_2(Y(N, v))}{2FT} \rightarrow 0$ при $(FT) \rightarrow \infty$.

На рис. 1 приведены зависимости $R_f(v)$ при разных значениях N . Эти зависимости позволяют найти параметр k – количество ЭОС, которые должны входить в каждый сигнал АС с ПМ. Каждый такой сигнал позволяет передать по каналу связи последовательность, состоящую из $N_{bs} = R_f \cdot (FT)$ бит, или же последовательность из $N_{qs} = [R_f \cdot (FT) / q]$ q -ичных символов.

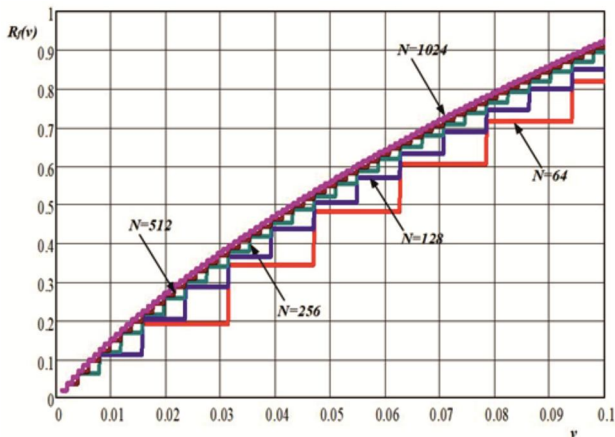


Рис. 1. Зависимости $R_f(v)$ при разных значениях N

Как видно из рис. 1, при больших значениях N эти зависимости сходятся к предельной кривой, практически совпадающей с построенной при $N = 1024$. Достаточно близко от предельной кривой находятся зависимости $R_f(v)$, построенные при $N = 512$ и $N = 256$. Для удельной скорости передачи $R_f(v) = 0,5$ бит/сек·Гц значение $v \cong 0,045$, т.е. каждый из сигналов, принадлежащих АС с N -мерным ПМ, должен иметь k ЭОС, причем их количество при $R_f(v) = 0,5$ составляет только

4,5 % от общего количества (N) ЭОС, из которых формируются все сигналы, принадлежащие АС. Алгоритм построения каждого из таких сигналов представляет собой процедуру определения по его номеру m номеров n_1, n_2, \dots, n_k тех ЭОС, которые входят в его состав.

Алгоритм нумерации вариантов размещения k символов единиц в последовательности, имеющей N позиций

Опишем алгоритм перечисления всех возможных вариантов размещения k символов единиц в последовательности, имеющей N позиций. Количество таких вариантов равно $C_N^k = \frac{N!}{k!(N-k)!}$. Присвоение номеров этим вариантам может быть сделано многими способами.

Опишем алгоритм формирования номера m принятого сообщения, который состоит в следующем. Если в демодуляторе определено, что $n_1 = 1, n_2 = 2, \dots, n_k = k$, а остальные $(N-k)$ значения $n_i = 0$ при $i > k$, то $m = 1$. Для любого другого варианта размещения единиц в рассматриваемой последовательности числа n_i должны удовлетворять следующим условиям $1 \leq n_1 < n_2 < \dots < n_{(k-1)} < n_k \leq N$ и $n_i \geq i$. Для определения номера m принятого сообщения, соответствующего k номерам (n_1, n_2, \dots, n_k) принятых ЭОС, отметим, что множество всех C_N^k вариантов размещения может быть разбито на $(N-k+1)$ подмножеств 1-го порядка, в каждом из которых первая из единиц занимает одну из позиций $n_1 = 1, n_1 = 2, \dots, n_1 = (N-k+1)$, а остальные $(k-1)$ единицы могут занимать в каждом подмножестве другие $(N-n_1)$ позиций. Количество вариантов размещения единиц в каждом таком подмножестве равно, очевидно, $C_{N-n_1}^{k-1}$. При этом общее количество вариантов размещения единиц на k позициях из N возможных равно сумме вариантов размещения во всех описанных подмножествах. Отсюда следует соотношение

$$C_N^k = \sum_{n_1=1}^{(N-k+1)} C_{N-n_1}^{k-1}. \quad (2)$$

Разным вариантам размещения единиц в подмножестве, соответствующем определенному значению n_1 в рассматриваемом варианте нумерации этих вариантов, могут быть присвоены номера m , лежащие в интервалах

$$V_1(n_1) = W_{1\min} \leq m \leq W_{1\max} = V_1(n_1) + C_{N-n_1}^k, \quad (3)$$

где $W_{1\min}$ и $W_{1\max}$ минимальное и максимальное значение границ, в которых может находиться номер m , если

$$\text{задано значение } n_1, \text{ а } V_1(n_1) = \left(\sum_{t=1}^{n_1} C_{N-t}^{k-1} \right) = (C_N^k - C_{N-n_1}^k).$$

Таким образом, для варианта размещения с известным номером позиции n_1 , на котором размещена первая единица, определены границы, в которых должен находиться номер этого варианта. Точное значение номера

m полностью определяется номерами всех позиций $n_i (i=1..k)$, на которых размещены единицы в последовательности длиной в N , т.е. $m = F(i_1, i_2, \dots, i_k)$.

Для уточнения границ номера m , когда известно значение параметра $n_2 \geq (n_1 + 1)$, следуем изложенной выше логике. При этом подмножество 1-го порядка, соответствующее определенному варианту размещений, при известном значении позиции n_1 , на которой стоит первая единица, разбиваем на $(N - n_2 + 1)$ подмножеств 2-го порядка, где параметр n_2 должен находиться в интервале $(n_1 + 1) \leq n_2 \leq (N - n_1 + 1)$.

Таким образом, в каждом из подмножеств 1-го порядка, соответствующее определенному значению n_1 и имеющее $C_{N-n_1}^{k-1}$ элементов, разбивается на $(N - n_1 + 1)$ подмножеств 2-го порядка, причем число элементов в каждом из этих множеств равно $C_{N-n_2}^{k-2}$. Таким образом,

$$C_{N-n_1}^{k-1} = \sum_{t=1}^{N-k-n_1+2} C_{N-n_1-t}^{k-2}. \quad (4)$$

В подмножествах 2-го порядка, соответствующих значениям $n_2 = (n_1 + t)$, имеются $C_{N-n_2}^{k-2}$ элементов.

Обозначив $V_2(n_1, n_2) = \sum_{t=1}^{n_2-n_1} C_{N-n_1-t}^{k-2} = (C_{N-n_1}^{k-1} - C_{N-n_2}^{k-1})$,

найдем уточненные границы, в которых лежит номер m , если известны значения n_1 и n_2 :

$$V_1(n_1) + V_2(n_1, n_2) + 1 = W_{2\min} \leq m \leq W_{2\max} = V_1(n_1) + V_2(n_1, n_2) + C_{N-n_2-1}^{k-1}. \quad (5)$$

Следуя изложенной процедуре, последовательно уточняем номер m и находим границы $W_{j\min}$ и $W_{j\max}$ для $j = 3..k$ (отметим, что $W_{k\min} = W_{k\max}$). В результате определяем точное значение номера

$$m = F(n_1, n_2, \dots, n_k), \quad (6)$$

для конкретного размещения k единиц и $(N - k)$ нулей на N позициях.

При модуляции сигналов с ПМ требуется решить задачу обратную той, которая была рассмотрена выше. В этом случае требуется, зная номер m передаваемого сообщения, определить значения n_i – номера позиций в последовательности длиной N , на которых расположены единицы. Эти позиции будут определять номера ЭОС, которые войдут в состав m -го сигнала, принадлежащего АС с ПМ. Значения n_i определяются путем последовательной проверки условий выполнения неравенств $W_{i\min} \leq m \leq W_{i\max}$, в которых параметры $W_{j\min}$ и $W_{j\max}$ были определены выше.

Отметим, что совокупность значений n_i и последовательности двоичных чисел 0 и 1 в двоичной записи числа m представляют собой индексы модуляции [5], которые используются для формирования сигнала с ПМ, т.е. для определения номеров тех ЭОС, которые будут излучаться в эфир на передающей стороне линии связи.

В системах связи с временным уплотнением передаваемый сигнал занимает $(N/2)$ временных интервала, длительность которых равна τ . В канал связи сигналы передаются только в тех временных интервалах, в которых находятся выбранные для передачи сообщений ЭОС. Причем, в каждом интервале времени для передачи могут быть выбраны как синусная, так и косинусная составляющие гармонического колебания частоты ω_0 , либо обе эти составляющие.

В многочастотных системах связи передаваемый сигнал может передаваться на $(N/2)$ поднесущих, длительность каждой из которых равна T . Для передачи сообщений используются ЭОС, представляющие собой как синусную, так и косинусную составляющие гармонического колебания частоты ω_i .

Целесообразно отметить, что процедуру формирования АС с ПМ можно существенно упростить, если количество возможных ЭОС (N) в АС с ПМ, а также количество ЭОС, из которых состоит каждый из входящих в АС сигналов (k), выбрать кратным целому числу L , т.е. принять, что $N = L \cdot K_o$ и $k = L \cdot k_o$, а также учесть приближенное соотношение $\log_2(C_N^k) / [L \cdot \log_2(C_{K_o}^{k_o})] \cong 1$.

Это соотношение показывает, что при $N \gg 1$ вместо одной сложной процедуры формирования C_N^k сигналов с ПМ можно использовать L существенно более простых процедур формирования $C_{K_o}^{k_o}$ таких сигналов, в каждой из которых осуществляется выбор только k_o ЭОС из K_o возможных. При этом упрощенная процедура формирования АС с ПМ при $v = (k/N) = const$ приводит к снижению не более, чем на 2..5 % удельной скорости $R_f(v)$ передачи сообщений АС с ПМ, если соблюдается условие $N \geq 64$.

В качестве иллюстрации точности приближенного соотношения отметим, что, например, $\log_2(C_{256}^{14}) \div \div [8 \cdot \log_2(C_{32}^2)] = 1,049$; $\log_2(C_{128}^7) / [4 \cdot \log_2(C_{32}^2)] = 1,018$. Таким образом, если разбить последовательность длиной $N = 256$ на $L = 8$ подпоследовательностей длиной $K_o = 32$, и для каждой подпоследовательности формировать m_i сигналов ($1 \leq m_i \leq M_i$), каждый из которых принадлежит к АС, состоящий из $M_i = C_{32}^2$ сигналов с ПМ, то в результате с помощью такой более простой процедуры формируется АС с ПМ, содержащий $M_L = M_i^L$ сигналов с ПМ, причем, так как $M_L \cong C_{256}^{14}$, то общее количество таких сигналов будет почти таким же, как при формировании АС по полной процедуре.

Описание системы связи, предназначенной для передачи сигналов с небольшой удельной скоростью

На рис. 2 представлена блок-схема системы связи, предназначенная для передачи сообщений с удельной скоростью R_f .

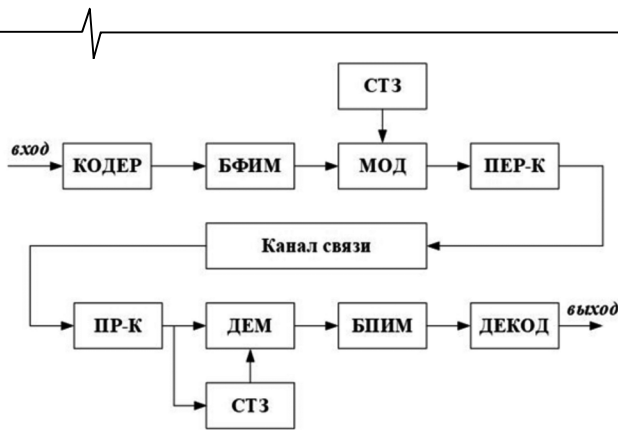


Рис. 2. Блок-схема системы связи, в которой применяется перестановочная модуляция

При поступлении на вход кодера (КОДЕР) системы связи двоичной последовательности в кодере формируется кодовая комбинация кода с МДР, состоящая из последовательности q -ичных символов, длина которой равна $N_q = (2^q - 1)$. Эта последовательность может быть разбита на блоки, состоящие из $N_{qs} < N_q$ q -ичных символов. Каждый такой блок символов можно рассматривать как номер сообщения m , которое должно быть передано по каналу связи с помощью сигналов с ПМ. Этот номер в блоке формирования индексов модуляции (БФИМ) с помощью алгоритма, описанного в предыдущем разделе, преобразуется в индексы модуляции – в k номеров n_1, n_2, \dots, n_k тех ЭОС, которые должны быть переданы по каналу связи. Индексы модуляции поступают на сигнальный вход модулятора (МОД), имеющего второй вход, на который подаются сигналы с выхода синтезатора опорных частот (СТЗ), которые используются при формировании ЭОС. В МОД формируется N -мерный сигнал с ПМ, который после усиления в передатчике (ПЕР-К), поступает в канал связи.

После прохождения канала связи и усиления в приемнике (ПР-К) принимаемый сигнал совместно с гауссовским шумом поступает на вход демодулятора (ДЕМ). На другой вход ДЕМ поступают сигналы с выхода СТЗ на приемном конце линии связи, который синхронизируется с принимаемым сигналом. В ДЕМ осуществляется синхронное детектирование всех N ЭОС, которые могут быть использованы для передачи сообщений в системе связи с ПМ. На выходах тех k синхронных детекторов (СД), на входы которых поступали ЭОС, содержащиеся в принятом сигнале, появляются напряжения, среднее значение которых имеет достаточно высокий уровень, а на выходах остальных $(N - k)$ СД появляются напряжения, обусловленные только шумом, поступившим на вход ДЕМ. Эти случайные напряжения имеют среднее значения, равное нулю. В результате обработки этих напряжений в ДЕМ осуществляется оценка индексов модуляции, которые соответствуют сигналу, поступившему на его вход. В результате демодуляции принятого сигнала определяются k номеров (n_1, n_2, \dots, n_k) тех СД, на выходах которых эти напряжения имеют наибольшие значения.

Номера n_1, n_2, \dots, n_k поступают на вход блока преобразования индексов модуляции (БПИМ) в номер принятого сообщения, представленный в виде последова-

тельности, состоящей из N_{qs} q -ичных символов. Несколько таких последовательностей объединяются и образуют последовательность длиной N_q , состоящую из символов, входящих в КК, переданной по каналу связи. Эта последовательность поступает на вход декодера (ДЕКОД), в котором исправляются ошибки принятых символов, которые, возможно, возникли при демодуляции сигналов с ПМ. На выход декодера поступает двоичная последовательность информационных символов, длина которой равна $N_{bl} = qN_qR_c$.

Покажем на примере, каким образом в рассматриваемой системе связи может быть передана кодовая комбинация ПК и МДР, имеющая длину $N_q = (2^q - 1)$, если удельная скорость передачи сообщений по линии связи составляет $R_f = 0,5$ бит/сек·Гц, нормированная длительность сигналов равна $(FT) = 128$ и $q = 8$. В данном случае каждый из сигналов, принадлежащих АС с ПМ, является переносчиком $N_{qs} = [R_f(FT) / q] = 8$ q -ичных символов. Так в коде с МДР каждая КК имеет длину $N_q = 255$, то все символы этой КК могут быть переданы с помощью $(N_q / N_{qs}) = 32$ сигналов, принадлежащих АС с ПМ.

Определение вероятности ошибки при демодуляции сигналов с ПМ

В данном разделе представлен анализ помехоустойчивости приема сигналов в системах связи, в которых сообщения передаются с помощью сигналов с ПМ. При формировании на передаче АС с ПМ в каждом интервале времени T , равном длительности сигналов, входящих в эти АС, из N ЭОС выбирается определенная группа из k ЭОС, которые используются для передачи сообщения с номером m . На выбранных ЭОС передается сообщение с номером m , а остальные $(N - k)$ ЭОС в канал связи не передаются. В оптимальном демодуляторе таких сигналов используются N синхронных детекторов, при этом на выходах определенных k из них в демодуляторе выделяются напряжения $U_{si} (i = 1 \dots k)$, определяющие принятое сообщение, а на выходах остальных $(N - k)$ СД выделяются напряжения U_{ni} , обусловленные только гауссовским шумом, действующим на входе приемника.

В системе с ПМ может быть передано $M = C_N^k$ сообщений и номер принятого сообщения определяется, как это показано ранее, номерами тех СД в демодуляторе, на выходе которых напряжения имеют наибольшее значение. Следует отметить, что в системах связи с ПМ мощность передатчика расходуется на передачу k разных ЭОС. Поэтому нормированное к мощности шума среднее значение напряжения на выходе тех k СД, на входы которых поступают переданные ЭОС, будет равно $\bar{U}_{si} = \sqrt{2N\rho_s / k}$, где ρ_s – отношение сигнал/шум на входе демодулятора. Так как каждый из передаваемых сигналов является переносчиком одного из M сообщений, номер которого может быть записан последовательно-

стью из $\log_2(M)$ двоичных знаков, то определенный выше параметр ρ_s связан с параметром ρ_b (ρ_b – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, приходящееся на один бит принятого сообщения) соотношением $\rho_s = \rho_b \cdot \log_2(C_N^k)$.

Из приведенных выше пояснений работы демодулятора сигналов с ПМ следует, что условия, при выполнении которых могут произойти ошибки при приеме сигналов, имеют следующий вид:

$$\min(|U_{si}|) \leq \max_{k \neq i}(|U_{nk}|) \quad (7)$$

В (7) U_{si} – напряжения на выходах тех k СД, на входы которых поступают ЭОС, U_{nk} – напряжения на выходах тех $(N-k)$ СД, на входы которых поступает только шум.

Для вычисления вероятности того, что условие (7) будет выполняться, заметим, что плотность распределение вероятностей величины $u_s = \min(|U_{si}|)$ в (7) может быть записана следующим образом:

$$p_s(u_s) = k p_{sk}(u_s) \left[\int_{u_s}^{\infty} p_{sk}(x) dx \right]^{(k-1)}, \quad (8)$$

а вероятность того, что при $u_s = const$ выполняется условие (7), равна $\{1 - F_n(u_s)\}$, где

$$F_n(u_s) = \left[\int_{-u_s}^{u_s} p_n(x) dx \right]^{N-k}. \quad (9)$$

В (8) и (9) $p_{sk}(x) = \frac{\exp\{-(x - \sqrt{2N\rho_s/k})^2/2\}}{\sqrt{2\pi}}$ и

$p_n(x) = \frac{\exp[-x^2/2]}{\sqrt{2\pi}}$. Таким образом, вероятность ошибки при демодуляции сигналов с ПМ определяется следующей формулой:

$$p_{ser}(\rho_b, k, N) = \int_0^{\infty} \{1 - [F_n(u_s)]^{(N-k)}\} p_s(u_s) du_s. \quad (10)$$

На рис. 3 представлены зависимости ρ_{ser} от $(FT) = N/2$ при $\rho_b = 1, 2$ и 3 дБ, $v = (k/N) = 0,02$ и $0,05$.

Из этих зависимостей видно, что при увеличении (FT) при небольших значениях $\rho_b = 0$ и $1,5$ дБ вероятности ρ_{ser} уменьшаются с увеличением N весьма медленно, однако при больших значениях $\rho_b = 3$ скорость их уменьшения возрастает. Из рис. 3 также видно, что при $N \geq 450$ значения ρ_{ser} изменяются весьма незначительно. Это связано с тем, что минимальное расстояние между разными сигналами в АС с ПМ пропорционально $\bar{U}_{si} \cong \sqrt{2\rho_s/v}$, где $v = (k/N)$. Таким образом, в АС с ПМ это расстояние, в отличие от оптимальных поперечно-сферических АС, рассмотренных в [1] и [5], не увеличивается с увеличением N . Это означает, что АС с ПМ не являются оптимальными с точки зрения возможности приближения систем связи, в которых они используются, к «идеальной» системе Шеннона.

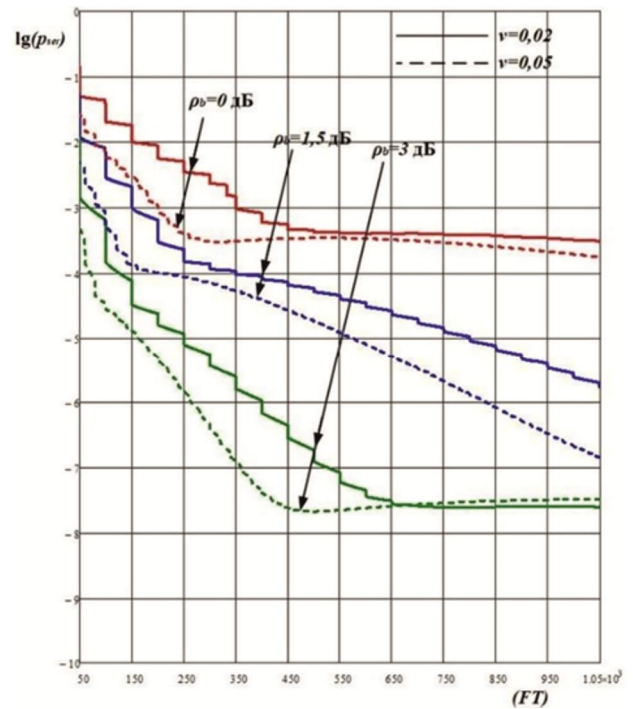


Рис. 3. Зависимости ρ_{ser} от FT при $v = 0,02$ и $0,05$ ($R_f = 0,25$ и $0,55$)

На рис. 4 представлены зависимости ρ_{ser} от (FT) при $\rho_b = -0,1, -0,5$ дБ и -1 дБ, $v = (k/N) = 0,02, 0,05$ и $0,1$ ($R_f = 0,25, 0,55$ и $0,1$). Эти зависимости рассчитаны при небольших значениях ρ_b , близких к пределу Шеннона для указанных выше удельных скоростей R_f передачи сообщений. Отметим, что предел Шеннона для определенного значения R_f определяется формулой [1, 12] $\rho_{bsh} = 10 \lg[(2^{R_f} - 1)/R_f]$.

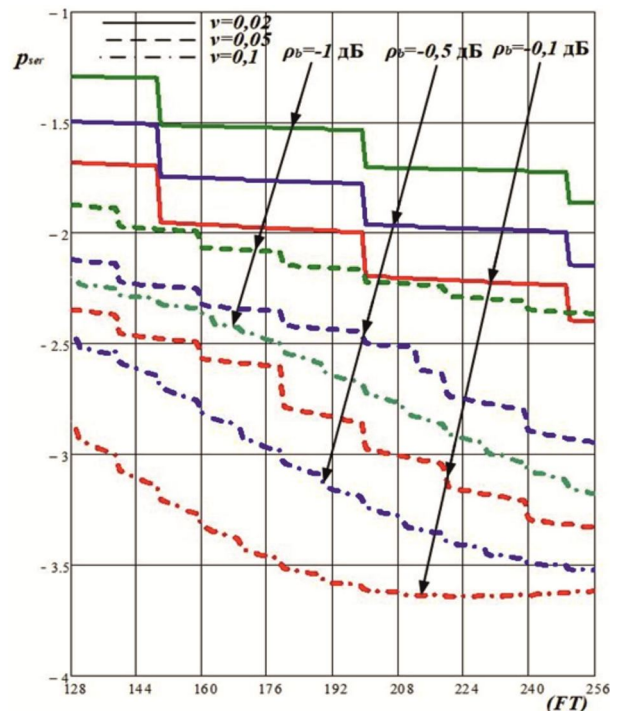


Рис. 4. Зависимости ρ_{ser} от FT при $v = 0,02, 0,05$ и $0,1$

Таблица 1. Значения $p_{ser}(FT = 128) / p_{ser}(FT = 256)$ и $p_{qs1}(FT = 128) / p_{qs2}(FT = 256)$ при разных значениях R_f и ρ_b

1	R_f бит/сек·Гц	0,25	0,55	0,9
2	N_{qs1} / N_{qs2}	48	8/16	16/32
3	ρ_b дБ	$p_{ser}(FT = 128) / p_{ser}(FT = 256)$ $p_{qs1}(FT = 128) / p_{qs2}(FT = 256)$		
4	-0,1	$0,02/5 \cdot 10^{-3}$ $5 \cdot 10^{-3}/6,25 \cdot 10^{-4}$	$5 \cdot 10^{-3}/10^{-3}$ $6,25 \cdot 10^{-4}/6,25 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-3}/10^{-3}$ $1,25 \cdot 10^{-4}/3 \cdot 10^{-6}$
5	-0,5	$0,032/7 \cdot 10^{-3}$ $8 \cdot 10^{-3}/10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}/2 \cdot 10^{-3}$ $10^{-3}/1,25 \cdot 10^{-4}$	$4 \cdot 10^{-3}/10^{-3}$ $2,5 \cdot 10^{-4}/3 \cdot 10^{-6}$
6	-1	$0,05/0,014$ $1,25 \cdot 10^{-2}/2 \cdot 10^{-3}$	$0,014/4 \cdot 10^{-3}$ $2 \cdot 10^{-3}/2,5 \cdot 10^{-4}$	$7 \cdot 10^{-3}/10^{-3}$ $4,3 \cdot 10^{-4}/3 \cdot 10^{-6}$

Для указанных выше скоростей предел Шеннона равен, соответственно, $-1,25$, $-0,74$ и $-0,167$ дБ. При таких небольших значениях ρ_b на входе демодулятора сигналов с ПМ вероятности ошибок в последовательности символов, появляющихся на выходе демодулятора, имеют довольно большие значения $\rho_{ser} = 10^{-3} \dots 10^{-2}$. Поэтому для того, чтобы обеспечить в системе связи с ПМ высокую надежность приема сообщений ошибки, возникающие при демодуляции, необходимо исправить, используя для этого ПК.

Зависимости рис. 4 показывают, что с увеличением (FT) – размерности АС с ПМ, вероятность ρ_{ser} уменьшается, однако из-за того, что АС с ПМ не является оптимальным по Шеннону, эта вероятность не может быть сделана меньше чем $\rho_{ser} \geq 3 \cdot 10^{-4}$. Так как с уменьшением ρ_{ser} эффективность исправления ошибок, возникающих при демодуляции сигнала, повышается, то, как видно из рис. 4, размерность АС с ПМ целесообразно выбирать (FT) = 256.

Отметим, что для определения вероятности ρ_{dec} – ошибки декодирования принятой КК требуется знание ρ_{qs} – вероятности ошибки при приеме одного q -ичного символа в последовательности символов, поступающих на вход декодера. Как показано в [1], значения ρ_{qs} и ρ_{ser} связаны приближенным соотношением $p_{qs} \cong p_{ser} / N_{qs}$, где N_{qs} – количество q -ичных символов, которые передаются каждым сигналом с ПМ. Значения N_{qs} определяются следующей формулой $N_{qs} = \text{int}[R_f(FT) / q]$.

На основе данных, приведенных на рис. 4, составлена табл. 1, в которой приведены значения величин $p_{ser}(FT = 128)$ и $p_{ser}(FT = 256)$ (в табл. 1 они обозначены $p_{ser}(FT = 128) / p_{ser}(FT = 256)$), а также при $q = 8$ аналогично значения величин $p_{qs1}(FT = 128) / p_{qs2}(FT = 256)$ при разных значениях R_f и ρ_b .

Данные табл. 1 будут использованы в следующем разделе для выбора параметров ПК с МДР, который обеспечивает вероятность ошибки одного бита информационного сообщения в рассматриваемой системе связи, равную $p_{bl} = 10^{-10}$.

Оптимальный выбор для ПК кодовой скорости и длины КК

В [1] показано, что вероятность p_{bl} связана с вероятностью ошибки декодирования КК p_{dec} соотношением $p_{bl} = p_{dec} / qN_q$, где N_q – длина КК кода с МДР, равная $N_q = (2^q - 1)$, а вероятность p_{dec} определяется следующей формулой [1]:

$$p_{dec} \cong e^{-N_q \left\{ 0,5(1-R_c) \ln \left[\frac{0,5(1-R_c)}{p_q} \right] + 0,5(1+R_c) \ln \left[\frac{0,5(1+R_c)}{1-p_q} \right] \right\}} \quad (11)$$

В (11) R_c – кодовая скорость ПК. Из (11) следует, что зависимость длины ПК от параметров R_c , p_{qs} и p_{dec} может быть определена с помощью следующей формулы:

$$N_q \cong \frac{\ln(1 / p_{dec})}{\Phi(R_c, p_{qs})} \quad (12)$$

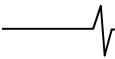
$$\Phi(R_c, p_{qs}) = 0,5(1-R_c) \ln \left[\frac{0,5(1-R_c)}{p_{qs}} \right] + 0,5(1+R_c) \ln \left[\frac{0,5(1+R_c)}{1-p_{qs}} \right]$$

Учитывая, что в (12) $p_{dec} = p_{bl} \cdot q \cdot N_q$, из (11) получим следующее уравнение для определения N_q : $N_q : N_q = \frac{\ln[(p_{be} \cdot q)^{-1}] + \ln(N_q)}{\Phi(R_c, p_{qs})}$. Это уравнение может быть решено методом итераций. В качестве первого приближения к его решению примем $N_q^1 = \frac{\ln[(p_{be} \cdot q)^{-1}]}{\Phi(R_c, p_{qs})}$,

второго – $N_q^2 = \frac{\ln[(p_{be} \cdot q)^{-1}] + \ln(N_q^1)}{\Phi(R_c, p_{qs})}$, а к качестве окончательного решения следующее:

$$N_q = \frac{\ln[(p_{bl} \cdot q)^{-1}] + \ln(N_q^2)}{\Phi(R_c, p_{qs})} \quad (13)$$

Вычисления значения N_q на третьей и четвертой итерации незначительно отличаются от значения N_q , полученного на второй итерации. Точность определения этого значения на второй итерации составляет примерно 10 %.



Кодовая скорость (R_c) и длина КК (N_q) должны быть выбраны так, чтобы энергетические потери (ЭП) [1] от применения ПК были бы минимальны, а вероятность ошибки декодирования, приходящаяся на один информационный бит (p_{bl}) была бы весьма незначительной (равной, например, $p_{bl} = 10^{-10}$). Если на вход декодера поступают n -ичные символы, некоторые из которых с вероятностью, равной p_{qs} , приняты с ошибкой, то среднее количество ошибочно принятых символов в КК длиной N_q равно $p_{qs} N_q$. Для их исправления должен применяться ПК, который может исправлять количество ошибок $t \geq N_q p_{qs}$. Как показано в [1] (формула (8)), из этого условия следует, что кодовая скорость ПК с МДР не должна превышать предельное значение, равное $R_{c0} = (1 - 2p_{qs})$.

В [1] и [5] отмечалось, что уменьшение кодовой скорости R_c приводит к снижению СЭ, равной $\mu_s = R_c < 1$, по сравнению с «идеальной» системой Шеннона. Снижение СЭ означает, что полоса частот, которую необходимо выделить для работы системы, в которой используются ПК, должна превышать минимально необходимую в $(1/\mu_s)$ раз.

Кроме того, применение ПК приводит к ЭП потерям по сравнению с «идеальной» системой Шеннона. Эти потери можно определить по формуле ([1, 5])

$$\Delta_{ПК}(R_f, R_c) = 10 \cdot \lg \left[\frac{2^{R_f} - 1}{2^{R_f R_c} - 1} \right] R_c \text{ дБ.} \quad (14)$$

Для того, чтобы уменьшить эти ЭП, значение R_c следует выбирать лишь немного меньше предельной, например, $R_c = 0,97 \cdot R_{c0}$. При этом СЭ системы будет иметь значение, близкое к предельно возможному – для низкоскоростных систем ЭП она составит 97 %. Кроме того, из-за применения ПК в рассматриваемых системах, в которых $R_f < 1$, будут весьма незначительны $\Delta_{ПК}(R_f, R_c) \cong 0$ (дБ). Поэтому в таких системах при $R_c \geq 0,75$ из-за применения ПК будет снижаться только СЭ этих систем.

На рис. 5 показаны зависимости $\log_2(N_q)$ от $R_c \leq 0,97 \cdot R_{c0}$ при $p_{qs} = 2 \cdot 10^{-3}$, $1,25 \cdot 10^{-3}$ и $3 \cdot 10^{-6}$ для случая, когда $p_{bl} = 10^{-10}$ и $(FT) = 256$. Из рис. 5 видно, что при меньших значениях R_c требуемая надежность приема может быть обеспечена с помощью ПК с меньшей длиной КК.

На основе данных табл. 1 и рис. 5 составлена табл. 2, в которой приведены данные о характеристиках низкоскоростных систем связи, использующих для пе-

редачи сообщений сигналы с ПМ, а для исправления ошибок, возникающих при демодуляции этих сигналов, ПК с МДР. Эти данные определены для случая, когда $(FT) = 256$. В первом столбце этой таблицы указаны удельные скорости передачи сообщений R_f (в бит/сек·Гц) в исследуемых системах; во втором, ρ_{bsh} – минимально возможное отношение сигнал/шум (в дБ) на входе демодулятора, приходящееся на один бит принятого сообщения в «идеальной» системе Шеннона, в которой обеспечивается абсолютная надежность передачи; в третьем, Δ_{dem} – энергетические потери, возникающие при демодуляции сигналов с ПМ, относительно «идеальной» системы Шеннона. Отметим, что из указанных в столбцах 4...8 двух цифр первая относится к системе, в которой кодовая скорость ПК равна $R_c = 0,8$, а вторая – когда $R_c = 0,9$.

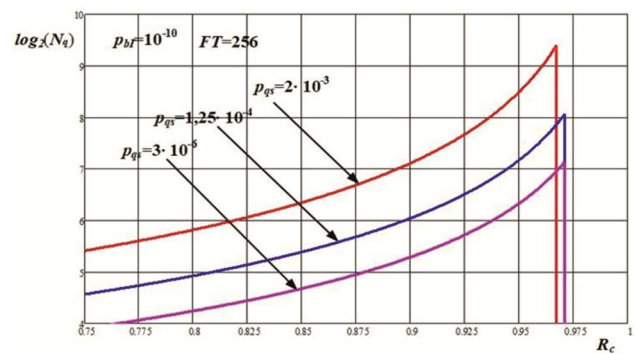


Рис. 5. Зависимости длины КК N_q от R_c , p_q и p_{bl}

В столбце 4 указаны данные о μ_s – СЭ рассматриваемых систем; в столбце 5 – данные о $\Delta_{ПК}$ – ЭП, связанных с применением в них ПК; в столбце 6 – данные о $\mu_{en} = -(\Delta_{dem} + \Delta_{ПК})$, коэффициенте ЭЭ этих систем, его значение, взятое со знаком «минус», определяет их ЭП по отношению к «идеальной» системе Шеннона; в столбце 7 – N_q – длина КК, выраженная в количестве в ней n -ичных символов, при которой на выходе декодера обеспечивается вероятность ошибочного приема одного информационного символа, равная $p_{bl} = 10^{-10}$; в столбце 8 – N_b – длина КК, определенная количеством имеющихся в ней двоичных знаков.

Данные табл. 2 показывают, что у исследуемых систем связи, в которых используются сигналы с ПМ и ПК с МДР, энергетические потери по отношению к пределу Шеннона весьма незначительны и при $R_f \leq 1$ бит/сек·Гц не превышают 0,5 дБ. Спектральную эффективность таких систем можно сделать весьма близкой к предельной, если параметры ПК выбрать так, чтобы кодовая скорость была бы близка к предельному значению ($R_c \cong 0,97 \cdot R_{c0}$). Однако при таком выборе длина КК становится значительной. Если допустимо, чтобы СЭ

Таблица 2. Данные о ЭЭ и СЭ системы с ПМ и длине кода с МДР

R_f	ρ_{bsh} дБ	Δ_{dem} дБ	μ_s	$\Delta_{ПК}$ дБ	μ_{en} дБ	N_q	N_b
0,25	-1,21	0,21	0,80,9	0,08/0,04	-0,29/-0,25	64/256	512/2048
0,55	-0,74	0,24		0,175/0,09	-0,415/-0,33	32/64	256/512
0,9	-0,167	0,167		0,3/0,167	-0,467/-0,334	32/64	256/512

создаваемой системы связи составляло бы 80 % или 90 % от предельной ($R_c = 0,8$ или $0,9$), то длина КК, необходимая для обеспечения требуемой надежности приема сообщений ($p_{bl} = 10^{-10}$), оказывается небольшой ($N_b = 256 \dots 2048$ бит).

Заключение

В данной работе исследованы возможности создания низкоскоростных систем связи, энергетическая (ЭЭ) и спектральная (СЭ) эффективности которых близки к «идеальной» системе Шеннона. В таких системах для передачи сообщений применяются многомерные АС с перестановочной модуляцией (ПМ), а также помехоустойчивые коды (ПК) с максимальным достижимым расстоянием (МДР), такие, например, как коды RS или LDPC.

В работе описаны два алгоритма формирования АС с ПМ – полный и существенно более простой в технической реализации, дан анализ помехоустойчивости приема сигналов с ПМ и подробно рассмотрены вопросы, связанные с выбором параметров ПК для низкоскоростных систем связи, которые позволяют обеспечить высокую надежность приема сообщений и их высокую СЭ.

Показано, что, в отличие от высокоскоростных систем связи, в которых для передачи сообщений применяются двумерные АС с QAM и ПК с МДР [1], в исследованных низкоскоростных системах оптимальный выбор их параметров позволяет обеспечить их ЭЭ и СЭ весьма близкие к предельным – тем, которые имеет «идеальная» система Шеннона. Показано также, что применяемый в этих системах ПК может иметь сравнительно незначительную длину КК, откуда следует, что его реализация является достаточно простой в техническом отношении. В качестве помехоустойчивого кода, который в таких системах может обеспечить высокую надежность приема сообщений, целесообразно использовать код RS небольшой длины.

Литература

1. Быховский М.А. Возможности создания высокоскоростных систем связи с высокой спектральной и энергетической эффективностью (часть 1) // Цифровая обработка сигналов, 2021, № 1, с. 20-31.
2. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Государственное энергетическое издательство. 1956.
3. Прокис Дж. Цифровая связь. // Перевод с английского под ред. Д.Д. Кловского. // М.: Советское радио, 2000
4. Slepian D. Permutation modulation. Proc. IEEE, vol. 53, Mar. 1965.
5. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. М.: Техносфера, 2018
6. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. М.: Мир, 1976.
7. Фролов А.А., Зяблов В.В. Границы минимального кодового расстояния для недвоичных кодов на двудольных графах, Проблемы передачи информации, 2011, выпуск 4, с. 27-42.
8. Фролов А.А. Корректирующие свойства недвоичных кодов с малой плотностью проверок. Диссертация на соискание научной степени ф.-м. наук. ИППИ им. А.А. Харкевича РАН, 2012.
9. Осипчук С.А. Повышение информационной эффективности беспроводных систем передачи на основе перераспределения ресурсов канала связи. КПИ, Диссертация на соискание научной степени к.т.н., Киев, 2015.
10. Uryvsky L., Osypchuk S. The analytical description of regular LDPS codes correcting ability. Institute of Telecommunication Systems National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute». Transport and Telecommunication. Vol. 15, № 3, 2014.
11. Быховский М.А. Метод формирования многочастотных сигналов и возможности их применения в системах связи. Цифровая обработка сигналов, № 1, 2019.

Уважаемые коллеги!

В связи с ликвидацией АО «Роспечать» подписка на журнал «Цифровая обработка сигналов» открыта в офисе РНТОРЭС им. А.С. Попова. Заявки можно подать в любое время Карпушкиной Галине Ивановне по нашему электронному адресу: vznos-rntores@mail.ru на 2021 и 2022 годы. Стоимость одного номера **600 руб.** Годовой выпуск – **4 номера**. Подписка оформляется по Договору или выставлением счёта на оплату для юридических и физических лиц. Готовые тиражи журнала будут доставлены в наш офис. Их можно будет получить по адресу: ул. Авиамоторная, д. 8 «Научный центр» МТУСИ (оф. № 612) или по почте на адрес, указанный при подписке, при предварительной оплате почтовых услуг на наш расчётный счёт (200,0 руб.).

АНАЛИЗ ОШИБОК ОКРУГЛЕНИЯ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ ЦЕПОЧКИ ФАЗОВЫХ ЗВЕНЬЕВ В АРИФМЕТИКЕ С ФИКСИРОВАННОЙ ЗАПЯТОЙ

Вашкевич М.И., к.т.н., доцент кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, e-mail: vashkevich@bsuir.by.

ROUND OFF ERRORS ANALYSIS IN FIXED-POINT ALLPASS CHAIN IMPLEMENTATION

Vashkevich M.I.

The necessity of allpass chain (cascade) implementation is emerged in the realization of audio signal processing systems based on allpass transformation. The use of allpass transformation makes it possible to obtain discrete systems in which representation of spectral information in close correspondence with that in the human ear. The purpose of this work was to study the quantization noise and roundoff errors in fixed-point implementation of allpass chain. Various schemes for quantizing the results of arithmetic operations were investigated: truncation, deterministic and probabilistic rounding, as well as the error spectral shaping method. The level of quantization errors, which depends on data word length, was analyzed. The best results are achieved when using the error spectral shaping method, and the worst when using truncation.

Key words: allpass transform, quantization, roundoff error, rounding, probabilistic rounding, error spectral shaping, allpass chain, fixed-point implementation.

Ключевые слова: фазовое преобразование, квантование, ошибки округления, округление, вероятностное округление, формирование спектра ошибки, цепочка фазовых звеньев, реализация с фиксированной запятой.

Введение

Реализация цепочки (или каскада) фазовых звеньев является практической задачей, возникающей при построении систем обработки речевых и звуковых сигналов на основе фазового преобразования (англ. *allpass transformation*) [1-5]. Фазовое преобразование широко используется для отображения спектра сигнала в психоакустическую шкалу барков, которая также называется шкалой критических частотных полос (англ. *critical band rate*) [6]. Отображение спектральной энергии сигнала в частотную шкалу Барков позволяет получить представление спектральной информации близкое к тому, которое формируется в ухе человека.

В работе [7] было предложено использовать фазовое преобразование для получения неравнополосной версии ДПФ-модулированного банка фильтров. Фазовое преобразование заключается в замене элементов задержки полифазной структуры банка фильтров на фазовые звенья (см. рис. 1).

С одной стороны, такой подход позволяет получить дискретную систему с деформированной частотной осью, которая может работать в реальном масштабе времени, однако с другой стороны возникает необходимость реализации цепочки фазовых звеньев (ЦФЗ). Настоящая работа посвящена исследованию подходов к реализации ЦФЗ с использованием арифметики с фиксированной запятой. Статья организована следующим образом: вначале описывается структура ЦФЗ, далее

Необходимость реализации цепочки (каскада) фазовых, все пропускающих звеньев возникает при построении систем обработки звуковых сигналов на основе фазового преобразования. Использование фазового преобразования позволяет получать дискретные системы, в которых представление спектральной информации приближено к тому, которое формируется в ухе человека. Целью данной работы являлось исследование шумов квантования возникающих при реализации цепочки фазовых звеньев в арифметике с фиксированной запятой. Исследовались различные схемы квантования результатов арифметических операций: усечение, детерминированное и вероятностное округление, а также метод формирования спектра ошибки. Анализировался уровень ошибок округления, возникающих при использовании данных различной разрядности. Показано, что наилучших результатов удается достигнуть при использовании метода формирования спектра ошибки, а наихудших при использовании усечения.

рассматриваются различные подходы к квантованию результата арифметических операций в структуре ЦФЗ, после чего приводятся результаты применения различных схем квантования при различной разрядности данных. В конце статьи делаются обобщающие выводы.

Структура цепочки фазовых звеньев

Цепочка фазовых звеньев, анализируемая в данной работе, состоит из каскада БИХ-фильтров первого порядка с передаточной функцией вида [1]:

$$A(z) = \frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}}, \quad |\alpha| < 1. \quad (1)$$

Данная передаточная функция соответствует разностному уравнению

$$y(n) = -\alpha x(n) + x(n-1) + \alpha y(n-1) = x(n-1) + \alpha(y(n-1) - x(n)). \quad (2)$$

В соответствии с (2) блок-схему ЦФЗ можно предста-

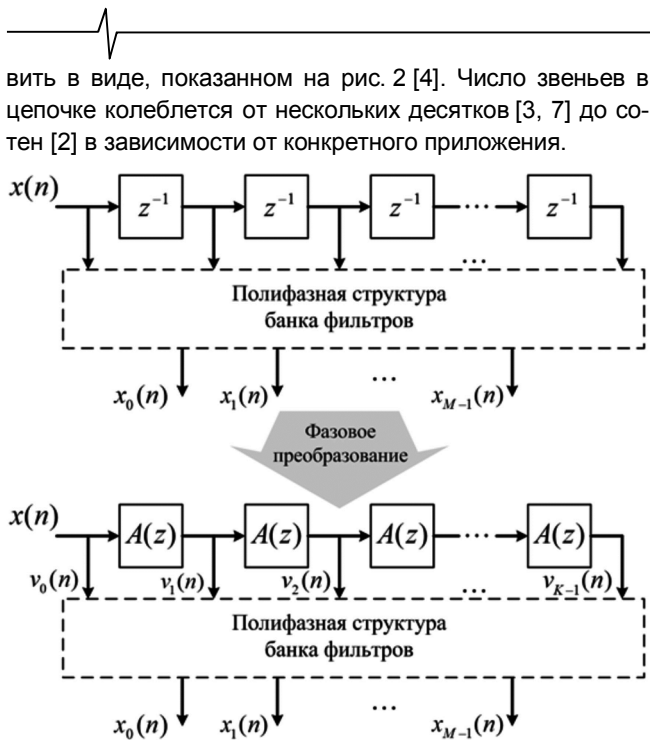


Рис. 1. Применение фазового преобразования к полифазной структуре банка фильтров [7]; $A(z)$ – передаточная функция фазового звена

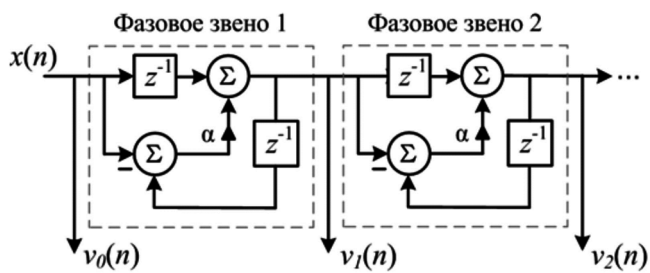


Рис. 2. Блок-схема цепочки фазовых звеньев

На рис. 2 через $x(n)$ обозначен входной сигнал, а через $v_0(n), v_1(n), \dots$ выходы ЦФЗ. При реализации ЦФЗ с использованием B -разрядной арифметики с фиксированной запятой, для предотвращения неограниченного роста разрядности промежуточных данных необходимо выполнять квантование результатов арифметических операций. Известно, что квантование является нелинейной операцией и часто приводит к нежелательным эффектам (например, эффекту мертвой зоны и др. [8]). Данные эффекты можно наблюдать даже в простых БИХ-фильтрах первого порядка, в случае же с ЦФЗ ситуация усложняется. Фазовые звенья следуют каскадом друг за другом, поэтому ошибки, образующиеся при квантовании в одном звене, передаются в следующее звено, что в результате приводит к усилению шума квантования на выходе цепочки.

Анализ эффектов квантования

Для анализа эффектов квантования была разработана программа, позволяющая измерять уровень шумов округления, возникающих в цепочке фазовых звеньев. Измерение шума округления основано на сравнении выходного сигнала, генерируемого опорной реализацией ЦФЗ, и структуры ЦФЗ с квантованием результатов арифметических операций [8]. Блок-схема программы

для анализа эффектов квантования в ЦФЗ приведена на рис. 3.

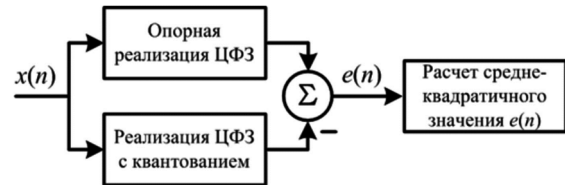


Рис. 3. Блок-схема программы для анализа эффектов квантования

В опорной реализации ЦФЗ используется арифметика с плавающей запятой двойной точности стандарта IEEE 754, поэтому её можно считать свободной от ошибок округления. Во втором блоке реализовывалась ЦФЗ с использованием различных методов квантования результатов арифметических операций. В третьем блоке вычисляется среднеквадратическое значение сигнала ошибки $e(n)$:

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^2(n), \tag{3}$$

где N – длина сигнала $e(n)$.

Параметр MSE использовался в качестве критерия для определения эффективности различных методов квантования. Чем меньшее значение имеет MSE , тем ближе реализация ЦФЗ с квантованием к опорной реализации.

Квантователь в структуре фазового звена

Ранее упоминалось, что для реализации фазового звена используется B -разрядная арифметика с фиксированной запятой. В частности, использовалось представление данных в дополнительном коде с нормированием к единице ($|x| \leq 1$):

$$x = -b_0 + \sum_{n=1}^{B-1} b_n 2^{-n}, \tag{4}$$

где b_n – двоичные разряды числа x .

При перемножении двух B -разрядных чисел вида (4) получается $2B$ -разрядное произведение. Чтобы не допускать роста разрядности данных произведения необходимо квантовать. На рис. 4 показана схема фазового звена с добавленным в структуру блоком квантования Q . Задача блока квантования сформировать B -разрядное представление, произведение из имеющихся на выходе сумматора точного $2B$ -разрядного значения выхода фазового звена.

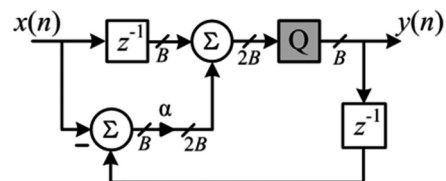


Рис. 4. Квантователь в структуре фазового звена

Методы квантования

В работе анализировались следующие варианты квантования:

- 1) усечение;
- 2) детерминированное округление;
- 3) вероятностное округление;
- 4) использование схемы формирования спектра ошибки (англ. ESS – error spectral shaping) [9].

При *усечении* $2B$ -разрядного числа отбрасываются все младшие разряды, стоящие после наименьшего сохраняемого разряда. В случае, когда сохраняются только B разрядов, ошибка, получающаяся при усечении положительного числа, представленного дополнительном коде, удовлетворяет неравенству

$$-2^{-B} \leq x_{yc} - x \leq 0, \quad (5)$$

где x_{yc} – усеченное значение x . Для отрицательных чисел справедливо неравенство:

$$0 \leq x_{yc} - x \leq 2^{-B}. \quad (6)$$

Таким образом, ошибка усечения всегда находится в пределах от -2^{-B} до 2^{-B} .

При *детерминированном округлении* $2B$ -разрядное число заменяется на ближайшее B -разрядное число. Ошибка округления числа удовлетворяет неравенству:

$$-\frac{2^{-B}}{2} \leq x_{окр} - x \leq \frac{2^{-B}}{2}. \quad (7)$$

Можно заметить, что диапазон ошибки округления в два раза меньше, чем в случае ошибки усечения. Кратко опишем процесс округления. Исходное число x разбивается на две части – сохраняемую (x_{yc}) и отбрасываемую (z), другими словами на старшие и младшие B разрядов. Отбрасываемая часть интерпретируется, как некоторое число z , лежащее в интервале $[0, 1]$. При детерминированном округлении квантованное значение формируется как

$$x_{окр} = x_{yc} + c, \quad (8)$$

где $c \in \{0, 1\}$ – одноразрядное число (перенос), которое прибавляется к младшему значащему разряду x_{yc} . Значение c зависит от отбрасываемой части z :

$$c = \begin{cases} 0, & \text{при } z < 0,5; \\ 1, & \text{при } z \geq 0,5. \end{cases} \quad (9)$$

При *вероятностном округлении* [10] значение переноса определяется следующим образом:

$$c = \begin{cases} 1, & \text{если } R < z; \\ 0, & \text{если } R \geq z; \end{cases} \quad (10)$$

где R – случайное число с равномерным распределением в интервале $[0, 1]$.

Метод *формирования спектра ошибки* формально не является способом квантования, но относится к техническим приемам, позволяющим уменьшить влияние ошибок округления. Ошибки округления, возникающие в процессе квантования произведений, можно описать при помощи линейной модели процесса квантования

$$e_q = Q(x) - x, \quad (11)$$

где $Q(x)$ – квантованное значение числа x . Используя

(11), процесс квантования можно описать, как добавление к исходному сигналу ошибки (или шума) квантования:

$$Q(x) = x + e_q. \quad (12)$$

Учитывая (12), можно получить линейную модель эффекта квантования в фазовом звене (см. рис. 5).

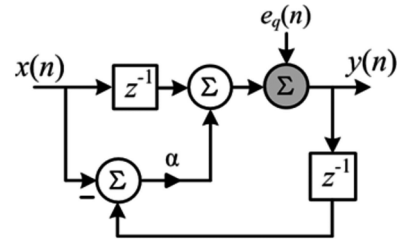


Рис. 5. Шумовая модель фазового звена с квантованием произведения

Используя принцип суперпозиции, можно показать, что z -преобразование выхода шумовой модели запишется как

$$Y(z) = \frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} X(z) + \quad (13)$$

$$+ \frac{1}{1 - \alpha z^{-1}} E_q(z) = A(z)X(z) + H_e(z)E_q(z),$$

где $E_q(z)$ – z -образ сигнала ошибки квантования $e_q(n)$.

Исходя из выражения (13), можно сделать вывод, что спектр ошибки усиливается полюсом фазового звена ($p = \alpha$). В зависимости от значения коэффициента α шум может усиливаться либо в нижней либо в верхней части частотного диапазона. На рис. 5 приведена диаграмма нулей и полюсов, а также частотная характеристика передаточной функции сигнала ошибки $H_e(z)$.

Из выражения (13) видно, что спектр квантованного выхода равен сумме идеального выхода и масштабированного спектра сигнала ошибки. Для снижения влияния шума округления можно использовать обратную связь по ошибке. Для этого введем нуль в точке $(1, 0)$ z -плоскости, как показано на рис. 7.

Влияние нуля в обратной связи по ошибке на АЧХ $H_e(e^{j\omega})$ демонстрируется на рис. 7 (правая панель). Очевидно, что введение нуля приводит к уменьшению коэффициента передачи ошибки в области нижних частот.

Использование данного подхода приводит к изменению схемы реализации фазового звена (см. рис. 8).

Сравнивая структуры фазовых звеньев, показанные на рис. 4 и рис. 8, необходимо сделать несколько замечаний. Во-первых, фазовое звено на рис. 8 требует дополнительного элемента задержки и сумматора. Причем, если в исходной структуре используется B -разрядная арифметика, то для схемы формирования спектра ошибки необходим $2B$ -разрядный сумматор. Во-вторых, сумматор такой же разрядности необходим и на выходе, при этом, однако, для формирования выхода $y(n)$ используются только B старших разрядов этого сумматора. Следует отметить, что блок квантования Q в схеме на рис. 8 выполняет операцию усечения.

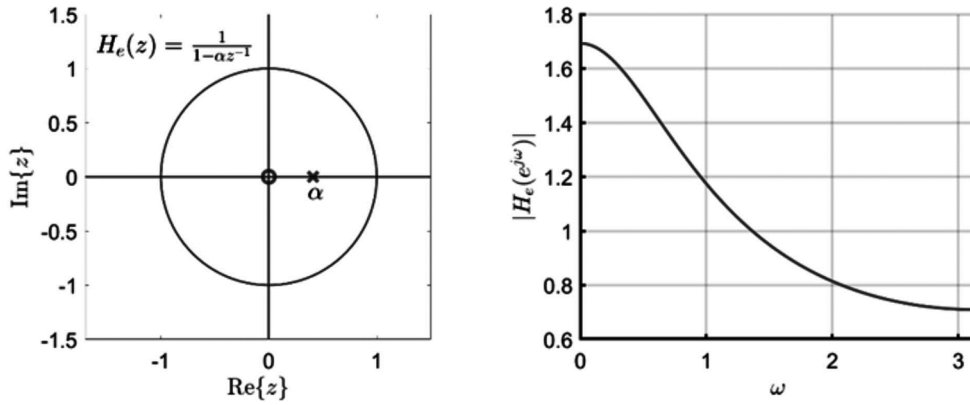


Рис. 6. Передаточная функция сигнала ошибки ($\alpha = 0,4092$): слева – диаграмма нулей и полюсов; справа – амплитудно-частотная характеристика

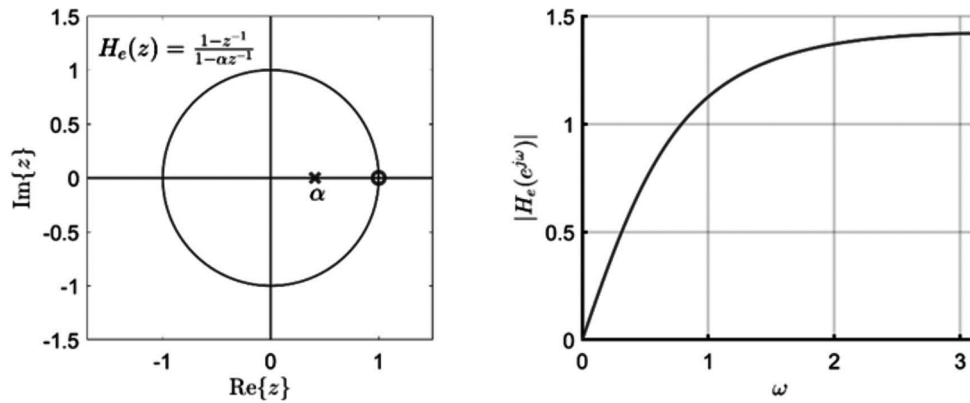


Рис. 7. Модифицированная передаточная функция сигнала ошибки: слева – диаграмма нулей и полюсов; справа – амплитудно-частотная характеристика

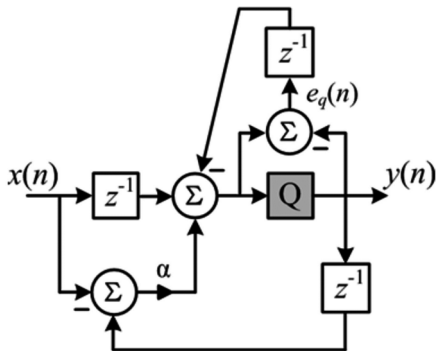


Рис. 8. Структура фазового звена со схемой формирования спектра ошибки

Экспериментальные исследования

Для исследования рассмотренных подходов к квантованию результатов арифметических операций в ЦФЗ была выполнена программная реализация данных методов на языке С++. В частности, моделировалась цепочка состоящая из 180 звеньев, коэффициент $\alpha = 0,4092$, что соответствует фазовому преобразованию, аппроксимирующему шкалу барков для частоты дискретизации $f_s = 8$ кГц [6]. Измерение среднеквадратичного значения сигнала ошибки (см. выражение (3)) производилось для четырех различных входных воздействий: 1) дельта-импульса; 2) единичного скачка; 3) синусоидального сигнала; 4) последовательности дельта-импульсов. На рис. 9 представлены сигналы, использовавшиеся в процессе тестирования ЦФЗ.

На рис. 10 представлены отклики моделируемой цепочки фазовых звеньев на тестовые сигналы.

Моделирование ЦФЗ производилось для различной разрядности данных $B = \{10,12,14,16\}$ бит. Сигналы ошибок, возникающие при использовании различной разрядности данных, удобно сравнивать, опираясь не на абсолютное значение MSE, а соотнося его с величиной шага квантования q . Для этой цели рассчитывалась величина

$$20\log_{10}\left(\frac{\sqrt{\text{MSE}}}{q}\right), \text{ [dBq]} \tag{14}$$

где $q = 2^{-(B-1)}$ – шаг квантования.

На рис. 11 представлены сигналы ошибок $e(n)$, возникающих в ЦФЗ при использовании рассмотренных выше методов квантования. В качестве примера выбран случай, когда на вход ЦФЗ подавался дельта-импульс, а разрядность данных равнялась 10.

Вид сигнала ошибки практически не зависит от способа квантования, за исключением случая усечения. Использование усечения ведет к появлению смещения в сигнале ошибки, вследствие чего среднеквадратическое значение сигнала ошибки является наибольшим для данного метода квантования.

В табл. 1-4 приведены результаты экспериментов по измерению уровня сигнала ошибки, возникающего при использовании различных тестовых сигналов и различной разрядности данных в ЦФЗ.

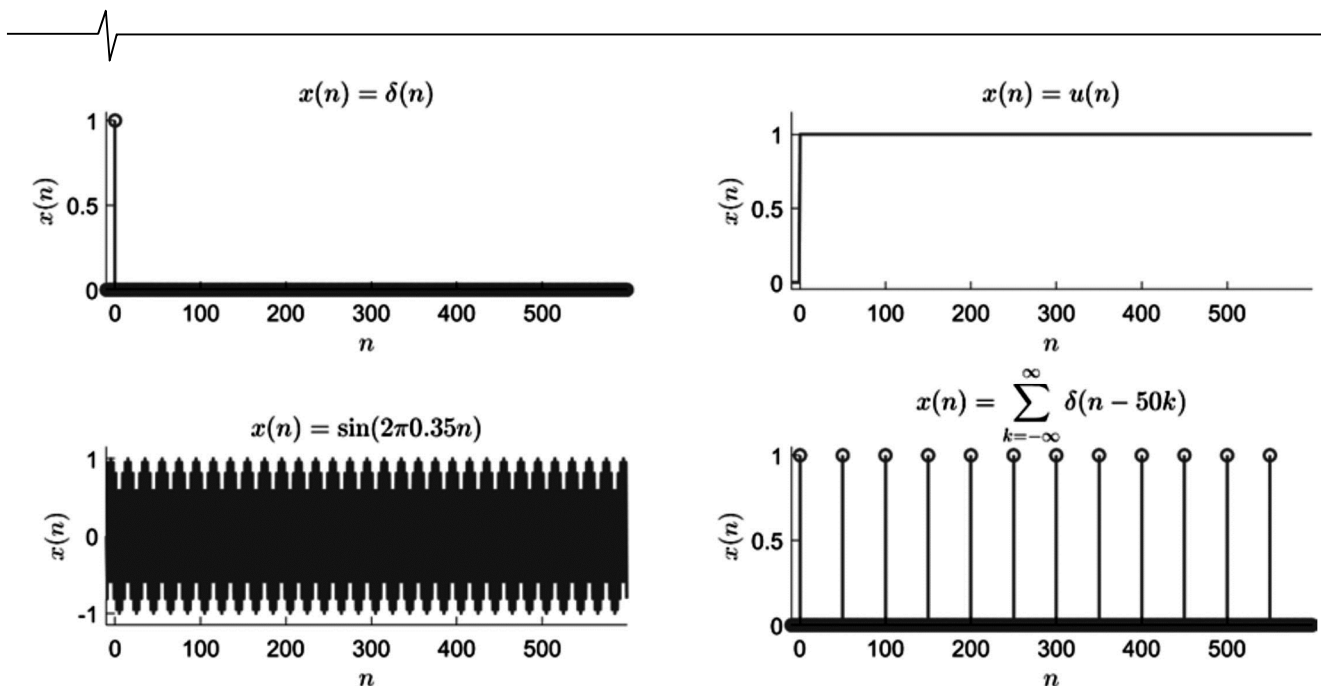


Рис. 9. Тестовые сигналы

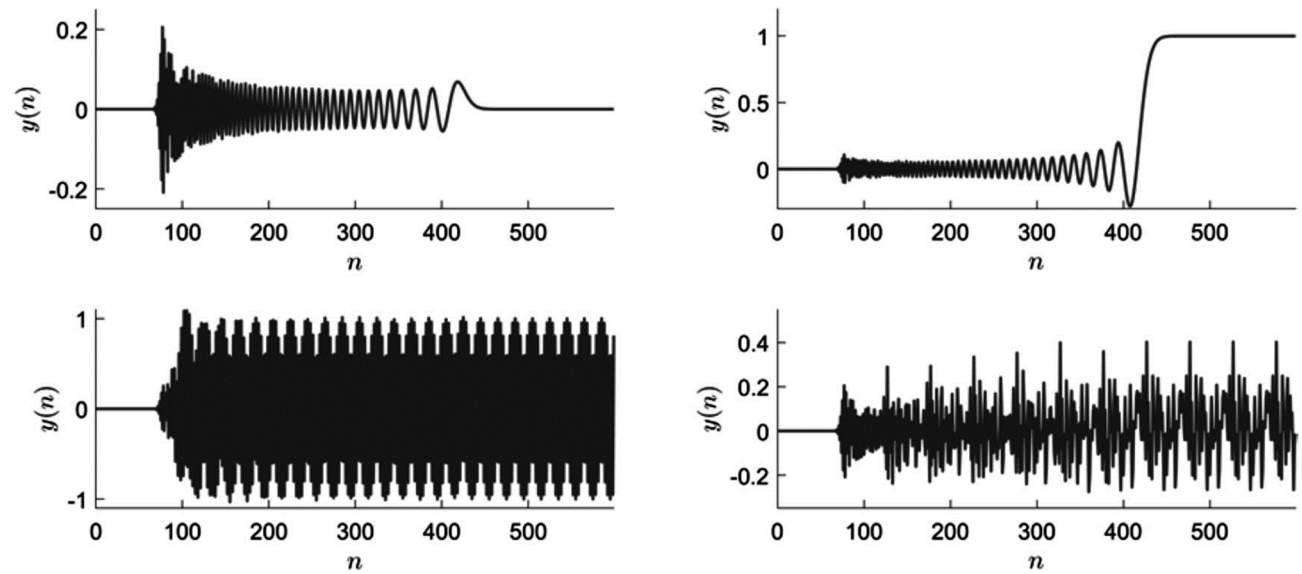


Рис. 10. Отклик ЦФЗ на тестовые сигналы (верхний ряд: слева отклик на дельта-импульс, справа – на единичную скачок; нижняя ряд: слева отклик на синусоиду, справа – на последовательность дельта-импульсов)

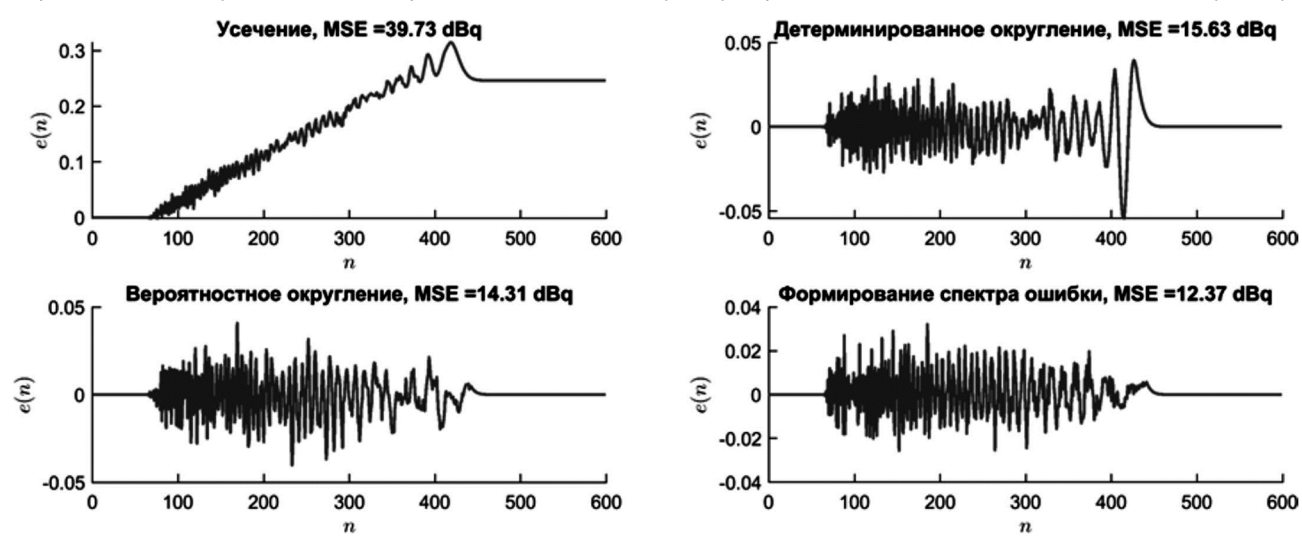


Рис. 11. Сигнал ошибки возникающий при использовании различных методов квантования в цепочке фазовых звеньев (разрядность данных $B = 10$ бит)

Таблица 1 – MSE для различных схем квантования, входной сигнал – дельта-импульс

Число разрядов	Величина ошибки квантования, dBq			
	Усечение	Дет. округление	Вер. округление	Формирование спектра ошибки
10	39,73	15,63	14,31	12,37
12	37,25	13,87	14,22	13,66
14	37,23	13,27	13,76	13,62
16	37,44	13,60	13,50	12,44
Среднее	37,91	14,09	13,95	13,02

Таблица 2 – MSE для различных схем квантования, входной сигнал – единственный скачок

Число разрядов	Величина ошибки квантования, dBq			
	Усечение	Дет. округление	Вер. округление	Формирование спектра ошибки
10	41,30	17,45	17,29	16,82
12	41,30	17,47	16,57	17,00
14	41,30	17,12	17,55	16,81
16	41,28	16,14	17,21	16,75
Среднее	41,30	17,05	17,16	16,85

Таблица 3 – MSE для различных схем квантования, входной сигнал – синусоида

Число разрядов	Величина ошибки квантования, dBq			
	Усечение	Дет. округление	Вер. округление	Формирование спектра ошибки
10	41,05	31,77	31,67	31,77
12	41,14	31,71	31,64	31,56
14	41,03	31,57	31,59	31,42
16	40,93	29,89	29,92	29,95
Среднее	41,04	31,24	31,21	31,18

Таблица 4 – MSE для различных схем квантования, входной сигнал – последовательность дельта-импульсов

Число разрядов	Величина ошибки квантования, dBq			
	Усечение	Дет. округление	Вер. округление	Формирование спектра ошибки
10	40,32	21,20	21,04	20,66
12	40,44	20,66	21,36	21,34
14	40,43	21,47	21,32	21,10
16	40,49	21,06	20,98	20,60
Среднее	40,42	21,10	21,18	20,93

Анализируя полученные результаты, можно сделать несколько выводов. Во-первых, величина сигнала ошибки, возникающая при использовании различных схем квантования в ЦФЗ, существенно зависит от вида тестового сигнала. Наибольший уровень ошибки зафиксирован для синусоидального входного сигнала, а наименьший для дельта-импульса. Во-вторых, если брать усредненное значение величины ошибки, то наилучший результат дает использование схемы формирования спектра ошибки, а наихудший – усечение. В-третьих, если не учитывать усечение, то можно сказать, что оставшиеся три схемы квантования дают весьма близкие результаты. На практике наиболее предпочтительным является использование детерминированного округления, как наименее затратного с вычислительной точки зрения.

Заключение

Рассмотрен вопрос реализации цепочки фазовых звеньев в арифметике с фиксированной запятой. Исследовались эффекты квантования, возникающие при

использовании различных схем квантования результатов арифметических операций: усечения, детерминированного и вероятностного округления, а также метода формирования спектра ошибки. Анализировался сигнал ошибки, который формировался как разность между выходами опорной реализации цепочки фазовых звеньев и реализации с фиксированной запятой. Проведенные эксперименты показали, что величина сигнала ошибки существенно зависит от вида тестового сигнала. Наибольший уровень ошибки зафиксирован для синусоидального входного сигнала, а наименьший при подаче на вход дельта-импульса. Сравнивая различные методы квантования результатов арифметических операций можно сделать вывод, что наилучший результат дает использование схемы формирования спектра ошибки, а наихудший – усечение.

Литература

1. A. Oppenheim, D. Johnson, and K. Steiglitz, «Computation of spectra with unequal resolution using the fast Fou-

rier transform», Proceedings of the IEEE, vol. 59, no. 2, pp. 299-301, 1971.

2. Güllow T., Engelsberg A. and Heute U. «Comparison of a discrete wavelet transformation and a nonuniform poly-phase filterbank applied to spectral-subtraction speech enhancement», Signal processing, vol. 64, no. 1, pp. 5-19, 1998.

3. Kates J.M. and Arehart K.H. «Multichannel dynamic-range compression using digital frequency warping», EURASIP journal on advances in signal processing, vol. 2005, no. 18, pp. 1-12, 2005.

4. Вашкевич М.И., Азаров И.С., Петровский А.А. Косинусно-модулированные банки фильтров с фазовым преобразованием: реализация и применение в слуховых аппаратах. М.: Горячая линия – Телеком, 2014, р. 210.

5. Вашкевич М.И., Азаров И.С. «Сравнение частотно-временных преобразований: Фурье-анализ, вейвлеты и

банки фильтров на основе фазового преобразования», Цифровая обработка сигналов, no. 2, pp. 13-26, 2020.

6. Smith J.O. and Abel J.S. «Bark and ERB bilinear transforms», IEEE Transactions on speech and Audio Processing, vol. 7, no. 6, pp. 697-708, 1999.

7. Vary P. «Digital filter banks with unequal resolution», in Short Communication Digest of European Signal Processing Conf.(EUSIPCO), 1980, pp. 41-42.

8. Голд Б., Рэйдер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Советское радио, 1973, р. 368.

9. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. Издательский дом «Вильямс», 2004, р. 992.

10. Гладкий В.С. «Выбор разрядности чисел при передаче информации о вероятностных характеристиках процесса», Автоматика и телемеханика, № 3, pp. 159-166, 1973.

НОВЫЕ КНИГИ



Умняшкин С.В.

Основы теории цифровой обработки сигналов: Учебное пособие. Издание пятое, исправленное и дополненное. Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2019. – 550 с.: ил.

Учебное пособие предназначено для студентов вузов, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров «Прикладная математика», «Информатика и вычислительная техника», и направлено на изучение теоретических основ цифровой обработки сигналов (ЦОС). Помимо базовых разделов ЦОС, связанных с цифровым представлением сигналов, анализом и синтезом цифровых фильтров, в пособии рассматриваются вопросы многоскоростной обработки сигналов, адаптивной фильтрации, дискретного спектрального анализа. Значительное внимание уделено таким специальным разделам ЦОС, как эффективное представление сигналов (сжатие данных), теория и приложения дискретных вейвлет-преобразований.

Пособие также может быть рекомендовано в качестве дополнительного учебного материала для других инженерных направлений подготовки, связанных с ЦОС (радиотехника, электроника, телекоммуникации и связь, автоматическое управление и др.). При этом базовая часть материала первых глав представляет собой основу для вводного курса (уровень бакалавриата), а в полном объеме учебное пособие ориентировано на более углубленное изучение теории ЦОС в магистратуре.



Соловьев В.В.

Проектирование функциональных блоков встраиваемых систем на FPGA – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. – 348 м.: ил.

Рассмотрены основы проектирования функциональных блоков, которые наиболее часто встречаются во встраиваемых системах, на программируемых пользователем вентильных матрицах FPGA (field programmable gate array – FPGA). Рассмотрено проектирование на FPGA путем описания на языке Verilog и с помощью IP-ядер блоков памяти различного типа: одно-портовой, двух-портовой RAM, ROM, FIFO, LIFO, а также сдвиговых регистров в блоках встроенной памяти. Представлено несколько методик проектирования устройств управления: в виде микропрограммного автомата (МПА) по граф-схеме алгоритма (ГСА), на основе блок-схем автоматов (ASM), а также на основе блок-схем автоматов с трактом обработки данных (ASMD) и конечных автоматов с трактом обработки данных (FSMD). Приведена методика проектирования на FPGA одно-такты процессора, а также три методики проектирования много тактовых процессоров.

Особое внимание уделено отладке процессора PIC и оценке его производительности, приводятся рекомендации по увеличению производительности процессоров. Представлена общая методология проектирования цифровых фильтров, рассмотрен пример разработки цифрового фильтра в системе MATLAB, моделирования фильтра в системе ModelSim и реализация фильтра на FPGA в системе Quartus. Рассмотрены вопросы проектирования подсистем синхронизации встраиваемых систем на FPGA. Описаны принципы функционирования блоков фазовой автоподстройки частоты PLL, особенности архитектуры и функционирования блоков PLL на FPGA, а также способы конфигурирования блоков PLL в проектах на FPGA.

Для специалистов в области разработки встраиваемых систем, научных работников, аспирантов.

УДК: 534.78::616.28-76

ИСТОРИЯ РАЗРАБОТКИ СТРАТЕГИЙ СТИМУЛЯЦИИ СИСТЕМ КОХЛЕАРНОЙ ИМПЛАНТАЦИИ

Коротков А.С., лаборант Московского физико-технического института (МФТИ), лаборатория медицинского приборостроения; e-mail: Korotkov.AS@phystech.edu;

Глуховский Е.М., младший научный сотрудник МФТИ, лаборатория медицинского приборостроения; e-mail: glukh.ak@tyrambler.ru;

Егоров А.И., кандидат физико-математических наук, заведующий лабораторией медицинского приборостроения МФТИ; e-mail: egorov_aleksei.i@mipt.ru.

HISTORY OF THE DEVELOPMENT OF COCHLEAR IMPLANTATION SYSTEMS STIMULATION STRATEGIES

Korotkov A.S., Glukhovskiy E.M., Egorov A.I.

Modern medicine is aimed both at preserving the patient's life and to maintaining and improving his quality of life. Hearing impairment is not a new problem, but it is relevant and significant today. Integration of people with hearing impairments into today's dynamic society is a difficult task without restoring lost sensory function. The presented review focuses on pacing strategies in a cochlear implant system. Authors have considered strategies that reproduce the original spectrum through fixed and virtual channels. The history of the cochlear implantation development and the stages of development of stimulation strategies in cochlear implantation systems were studied, the principles of operation of the main stimulating strategies used in modern implants were studied. The authors have identified promising directions for the development of new strategies and considered the problems currently faced by researchers of cochlear implants. This article describes both strategies that have found application in the implant market and fundamentally new but have not used yet. The basic principles of improving the accuracy of the sound spectrum and, as a consequence, the key directions in the development of new stimulation strategies are explained by the authors. And the results of clinical studies are presented in the manuscript.

Key words: cochlear implantation, stimulation strategies, virtual channels, future developments.

Ключевые слова: кохлеарная имплантация, стратегии стимуляции, виртуальные каналы, будущие разработки.

Введение

Человеческий орган слуха состоит из внешнего, среднего и внутреннего уха. Барабанная перепонка переносит звуковые колебания через среднее ухо во внутреннее, где вибрации, распределяемые по длине базилярной мембраны, посредством Кортеевого органа передаются на слуховые нервы. Повреждение волосковых клеток ведет к деградации прилегающих слуховых нейронов и, как следствие, к нарушению слуха. Повреждение или отсутствие достаточного количества сенсорных рецепторов и нейронов ведет к развитию нейросенсорной тугоухости [1].

Единственным способом частично или полностью восстановить слух является метод кохлеарной имплантации. Наружная часть имплантата состоит из микрофона, речевого процессора и передатчика, внутренняя часть представляет собой массив из 22 электродов, внедрённый в улитку, и приёмник, крепящийся к кости под кожей (рис. 1) [2]. Микрофон принимает звук, речевой процессор конвертирует его в электрические сигналы в соответствии со стратегией стимуляции. Последовательность активации электродов определяется электрическими сигналами, которые преобразуются в электрические импульсы и отправляются в электроды с помощью передатчика.

Современная медицина направлена не только на сохранение жизни пациента, но и на сохранение и улучшение качества его жизни. Нарушение слуха – проблема не новая, но актуальна и значима и в наши дни. Интеграция людей с нарушениями слуха в современное динамическое общество – задача сложная без восстановления утраченной сенсорной функции. Данный литературный обзор посвящен стратегиям стимуляции в системе кохлеарного имплантата. Авторами рассмотрены стратегии, воспроизводящие исходный спектр по фиксированным и виртуальным каналам. Была изучена история развития кохлеарной имплантации и этапы разработки стратегий стимуляции в системах кохлеарной имплантации, изучены принципы работы основных стимулирующих стратегий, применяемых в современных имплантатах. Авторами определены перспективные направления разработки новых стратегий и рассмотрены проблемы, с которыми в настоящее время сталкиваются исследователи кохлеарных имплантов. Данная статья описывает как стратегии, нашедшие применение на рынке имплантатов, так и принципиально новые, пока не используемые. Объяснены основные принципы улучшения точности звукового спектра и, как следствие, ключевые направления в разработке новых стратегий стимуляции. Приведены результаты клинических исследований.

Постановка задачи

Современные кохлеарные импланты постоянно улучшаются, но пользователи всё ещё имеют трудности с прослушиванием музыки, коммуникацией в шумной обстановке. Одна из причин этой проблемы – недостаточное спектральное разрешение имплантатов. В системе кохлеарного имплантата стратегия стимуляции играет чрезвычайно важную роль в формировании зву-

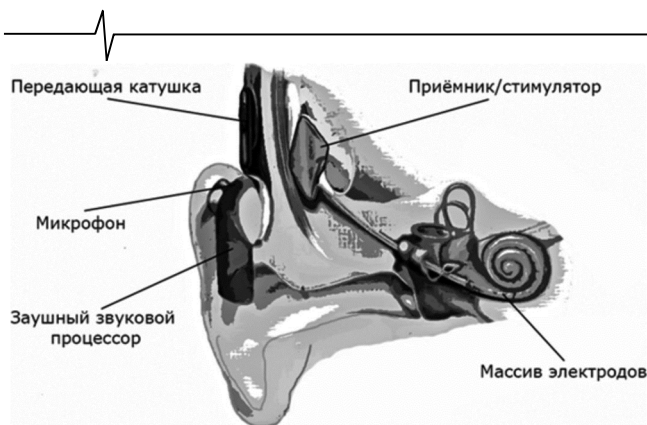


Рис. 1. Устройство системы кохлеарного имплантата

ка, который будет восприниматься пользователем. Её предназначение заключается в преобразовании звуков в электрические импульсы, определяющие последовательность активизации электродов в каждом цикле. Полная стимулирующая стратегия должна учитывать следующие аспекты: число каналов, выбранных для воспроизведения оригинального спектра; число электродов, активированных для генерации каждого канала; число тактовых циклов, необходимых для стимуляции выбранных каналов и последовательной активации электродов.

Была поставлена задача анализа истории разработки стратегий стимуляции систем кохлеарной имплантации путём обзора научной литературы для лучшего понимания данной непростой отрасли знаний.

Результаты исследования

Первые разработки. Первые попытки реабилитации слуха были предприняты Djourno и Eyries в Париже в конце 1950-х годов. Тестирование их пионерского имплантата выявило успешное восприятие электрических стимулов, генерируемых микрофоном. Пациент мог различать звуки разной интенсивности, но распознавание частот было очень слабым и отсутствовало, начиная примерно с 1000 Гц. Несмотря на то, что некоторые слова из небольших наборов (например, с тремя слогами) пациент мог идентифицировать, он не мог понять любую произвольную речь, а также не мог различить говорящих [3]. В 1961 году в Лос-Анджелесе была проведена первая имплантация кохлеарных имплантов, состоящих из одного провода с набором из пяти электродов. Был разработан хирургический подход, позволяющий вводить электроды в барабанную полость через разрез в мембране круглого окна. В результате пациенты имели некоторые базовые сложности с восприятием, но могли идентифицировать слова из небольшого набора. Однако, вследствие недостаточной биосовместимости электродов возникали осложнения, требовавшие удаления электродов и ограниченного долгосрочного тестирования [4-6].

В 1963 году Zöllner и Keidel сформулировали основные принципы внутрикохлерной многоканальной стимуляции с использованием до 20 электродных контактов в барабанной лестнице для моделирования томотопии со стимулами различных модальностей [7]. Впрочем, несмотря на инновационность и большой потенциал, исследование осталось практически без внимания [8]. Из-

начально имплантируемая катушка предназначалась для стимуляции седалищного нерва, и она была чрескожной, а не подкожной. Было установлено, что оптимальной для сокращения мышц является частота 400-500 Гц, после чего для стимуляции был использован собственный голос в качестве аналогового стимулирующего сигнала. Это явилось основанием для возникновения идеи о стимулировании слухового нерва для восстановления слуха [9]. Впоследствии чрескожная передача с использованием катушек индуктивности, стабилизируемых магнитами, заменила подкожную соединительную систему.

В 1969 году Graham Clark из Мельбурнского Университета продемонстрировал ограниченные возможности одноканального имплантата и занялся разработкой многоканальных систем кохлеарной имплантации, что позволило создать первые доступные кохлеарные импланты Nucleus Cochlear Corporation и Clarion Advanced Bionics [10-12]. Первому пациенту была имплантирована многоканальная система кохлеарной имплантации в 1978 году, а уже через три года пользователи подобных систем понимали речь без считывания с губ [13]. Вместе с этим пришло осознание того, что эффективный частотный ответ электрода возможен только в случае пространственного распределения стимулов. Возникло понятие *томотопии*. Плюс ко всему, было продемонстрировано, что одновременная стимуляция всех электродов приводит к их взаимодействию, вызывающему нежелательные эффекты. Для минимизации этих эффектов было предложено использование смещенного неодновременного паттерна стимуляции. Так применение скоростей стимуляции выше 1 кГц обеспечивало улучшение разборчивости речи. Данная концепция была запатентована как стратегия CIS [14-15].

Стратегия Continuous Interleaved Sampling (CIS).

Стратегия CIS на сегодняшний день используется всеми основными производителями имплантатов. Типичным прибором, работающим с применением данной стратегии, является модель Advanced Bionics (рис. 2). Его внутренняя часть содержит 16 электродов. Фрагмент звука проходит через 16 полосовых фильтров. Для каждого канала строится огибающая (путем последовательного двухполупериодного выпрямления и фильтрации нижних частот): все 16 полос одна за другой стимулируются. Цепь сбалансированных двухфазных импульсов, модулированных полученной огибающей, подается на электроды в неперекрывающейся последовательности с постоянной скоростью. Скорость стимуляции относительно высока, что позволяет устранить перекрытие стимулов различных каналов. Исходный спектр воспроизводится при помощи фиксированных каналов, и все электроды включаются в predetermined последовательности в течение 16 тактов [16].

Помимо оригинальной CIS существует так называемая CIS Enhances (CISE), предложенная Loizou и Liu. Она улучшает распознавание речи, усиливая контраст между выходными амплитудами стратегии CIS. Этот метод основан на наблюдении за тем, как шум снижает динамический диапазон в выходных каналах, уменьшая спектральное отношение «пик-долина», но сохраняя их местоположение.

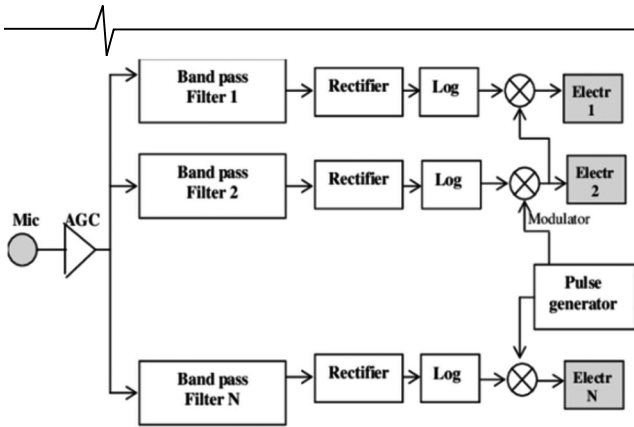


Рис. 2. Принцип стратегии стимуляции CIS

Ещё одно улучшение системы CIS, в которое добавлен блок шумоподавления, было реализовано с помощью нейронной сети с задержкой по времени (TDNN). Этот тип нейронной сети способен к моделированию динамики речи [17]. Таким образом, новая стратегия, получившая название *CIS filtered (CISF)* (рис. 3), обеспечило динамическую фильтрацию выходных амплитуд стратегии CIS.

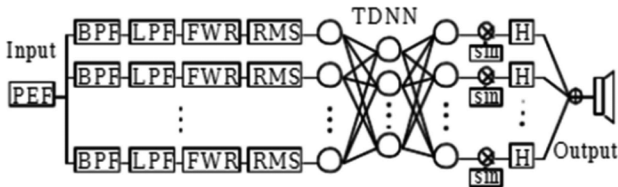


Рис. 3. Принцип стратегии стимуляции CISF

Стратегия Advanced Combinational Encoder (ACE) и Spectral Peak Coding (SPEAK). В 1999 году появились исследования, демонстрировавшие новую эффективную стратегию стимуляции - Advanced Combinational Encoder (ACE). Основное её отличие состояло в том, что ACE запускается с более высокими скоростями стимуляции, улучшая варианты для конкретной оптимизации временного представления звуков. ACE способна стимулировать большее количество электродных участков с максимальной частотой стимуляции 14 400 Гц, что позволило улучшить восприятие пользователями речи в тишине и в шумной обстановке [19]. Данная стратегия используется в имплантатах Nucleus и базируется на так называемом принципе «N из M». Система включает 22 электрода, которые активируются для генерации 22 фиксированных каналов. Сигнал обрабатывается в 22 полосах частот каждого фрагмента записанного звука. После построения огибающей стимулируются лишь несколько (обычно 8-10) частотных полос с наибольшими амплитудами. Таким образом, в ACE каждый канал генерируется одним электродом, но, в отличие от стратегии CIS, оригинальный спектр воспроизводится 8-10 фиксированными каналами (рис. 4).

Стратегия SPEAK. Одновременно со стратегией ACE исследовалась схожая ей стратегия SPEAK. Основное различие между этими двумя стратегиями заключается в том, что в ACE используется более высокая частота стимуляции (порядка 900-1500 Гц на канал), а стратегия SPEAK предусматривает частоту стимуляции 250 Гц на канал [20]. Тестирования этой стратегии

(в сравнении с ACE и CIS) показали, что качество восприятия звука всех трёх стратегий сопоставимо. Тем не менее, подавляющее большинство испытуемых при выборе между стратегиями SPEAK и ACE отдали своё предпочтение последней [21-23].

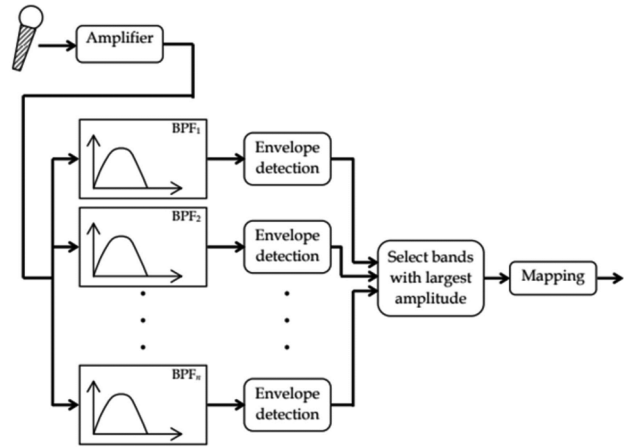


Рис. 4. Принцип стратегии стимуляции ACE

Стратегии стимуляции, использующие виртуальные каналы. Стратегии ACE и CIS используют фиксированные каналы для воспроизведения спектра исходного звука. Однако известно, что количество слуховых нервных волокон у человека превышает 30 тысяч, а имплантаты, ввиду ограничений разработки, имеют 16-22 электродов для стимуляции выборочных каналов. Таким образом, они охватывают далеко не все нервные волокна, что приводит к падению разрешения конечного спектра, соответственно, информация, получаемая пользователем, сильно ограничена. С 2000-ых годов набрал обороты иной метод восстановления слуха, с использованием *виртуальных каналов* [25]. Принцип работы таких стратегий следующий: при надлежащей стимуляции соседних электродов между ними создаются промежуточные (виртуальные) каналы. Вследствие этого не только увеличивается область стимуляции, но и растет качество воспроизведения исходного спектра. Следовательно, методы виртуальных каналов в имплантатах получили приоритетность.

Стратегия HiRes120. Для применения метода виртуальных каналов, необходимо наличие индивидуально источника питания для каждого электрода, что позволяет току одновременно идти на несколько электродов. Теоретически, при тонком контроле отношения значений тока на соседних электродах, стимуляция фокусируется в определенной промежуточной точке. Так осуществляется создание виртуальных каналов в HiRes120 (рис. 5) первой коммерческой стратегии в имплантатах Advanced Bionics (2004 г.) [25].

Внутренняя их часть содержит 16 электродов и, соответственно, 15 промежутков. Фрагмент звука пропускается через 15 полосных фильтров. Далее для каждой полосы ищется максимум спектра путем быстрого преобразования Фурье, строится гильбертова огибающая, и нелинейно сжатый сигнал подается на виртуальный канал, положение которого определяется пиком спектра. В итоге спектр воспроизводится 15 каналами, каждый из которых определяется парой электродов. Доставка ка-

налов осуществляется в течение 15 последовательных тактовых циклов.

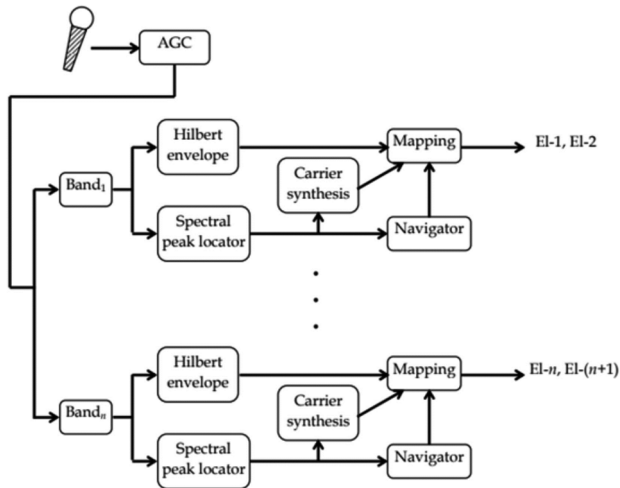


Рис. 5. Принцип стратегии стимуляции с виртуальными каналами HiRes120

Неудивительно, что помимо разработки новых стратегий предпринимались попытки перенести уже существующие с фиксированных каналов на виртуальные. Наибольшее внимание получила статья 2008 года, в которой была продемонстрирована ACE на промежуточных каналах [26]. Было показано, что такая система требует серьезных доработок и даже изменений исходного алгоритма. Как следствие, развития эта история не получила.

Гибридная стратегия. Пользователи систем кохlearной имплантации с устройствами стратегии HiRes120 обычно имеют более высокую производительность слуха по сравнению с пользователями устройств с CIS [27], что указывает на действенное улучшение восприятия у пользователей систем кохlearной имплантации с использованием метода виртуальных каналов. Но стратегия HiRes120 регулирует только соотношение уровней тока двух соседних элек-

тродов, то спектральное разрешение, несмотря на название, на самом деле недостаточно высокое из-за широты области стимуляции непосредственных каналов. Это означает, что при генерации каналов возбуждается большое количество слуховых нервных волокон, что увеличивает сложность пользователей систем кохlearной имплантации различать разные каналы и ограничивает общее количество сгенерированных каналов.

В стратегии HiRes120 между двумя электродами может сгенерироваться только семь виртуальных каналов. Если для управления током используется больше смежных электродов, это сужает область стимуляции, сосредотачивая стимул на возбуждении определенных слуховых нервных волокон. В 2009 году была продемонстрирована схема FECSS - метод управления током, разработанный для синхронного управления четырьмя соседними электродами по аналогии с двухэлектродной токовой схемой управления (TECSS) (рис. 6) [28].

Несмотря на то, что FECSS обладает потенциалом для достижения лучшего качества слуха для пользователей кохlearных имплантов, он в первую очередь является алгоритмом для управления распределением электрического тока в пространстве и не учитывает последовательность активации электродов. Кроме того, все существующие коммерческие стратегии стимулирования очень жесткие, поскольку число электродов, используемых для генерации канала, и количество каналов, доставляемых в каждом тактовом цикле, являются фиксированными. Это затрудняет точное воспроизведение исходного звукового спектра. В 2012 году была предложена гибкая гибридная стимулирующая стратегия, использующая комбинацию TECSS и FECSS для воспроизведения исходного звукового спектра [29]. Весь спектр доставляется в течение восьми-пятнадцати тактовых циклов, в каждом из которых обрабатывается несколько спектральных пиков. Звуковой сигнал делится на m полосовых фильтров. После взятия огибающей для каждой полосы частот, при помощи быстрого преобразо-

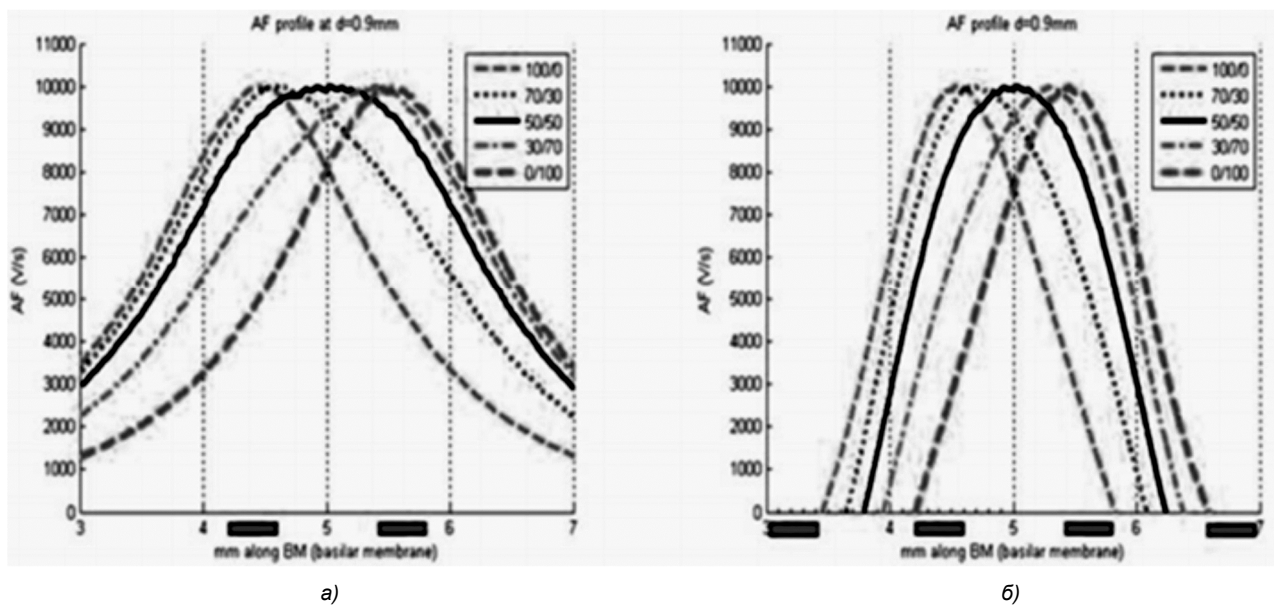


Рис. 6. а – Виртуальные каналы, сгенерированные методом TECSS;
б – Виртуальные каналы, сгенерированные методом FECSS

вания Фурье получают n ($n \geq m$) спектральных пиков. Сочетание TECSS и FECSS используется для дублирования этих n спектральных пиков в течение k тактовых циклов. Каждый выбранный спектральный пик генерируется двумя или четырьмя смежными электродами, и его генерация происходит в течение 8-15 тактов, не вызывая временных и пространственных перекрытий. Стоит обратить внимание, что не все n спектральных пиков будут выбраны одновременно. Числа m , n и k варьируются, вследствие чего стратегия носит название *гибкой*.

Современные экспериментальные разработки.

При разработке новой стратегии стимуляции непрактично применять её непосредственно к речевому процессору. Исследователи на первых этапах создают модели акустических кохлеарных имплантатов – вокодеры - для тестирования звуков, воспринимаемых пользователями систем кохлеарной имплантации, людьми с нормальным слухом: в одном из экспериментов предлагалось прослушать предложения на китайском языке и распознать в них последнее слово.

Всего в исследовании принимало участие 25 человек (возраст 25-30 лет). При отношении сигнал/шум – 5 дБ (шумная обстановка) пользователи с Hybrid и HiRes120 восприняли 40-50 % слов верно, а с CIS - менее 20 %. При отношении сигнал / шум порядка 0 дБ у группы с Hybrid наблюдалось 80-85 % верного распознавания, с HiRes120 – 70-85 %, а с CIS – менее 50 %. При отношении сигнал / шум 5дБ (тихая обстановка), у пользователей Hybrid и HiRes120 уровень верного распознавания составил более 85 %, у CIS – более 50 %. Дальнейший анализ показал, что существенное различие между Hybrid и HiRes120 наблюдается лишь при отношении сигнал/шум 5 дБ, далее оно размывается. Различие между Hybrid и CIS же наблюдается всегда. Анализ результатов гибридной стратегии с психоакустической моделью и без неё показал, что процент верного распознавания слов практически одинаковый [25].

Заключение

Наиболее инновационной на сегодняшний день является гибридная стимулирующая стратегия, способная гибко активировать электроды, повышая точность воспроизведения спектра. Гибридная стратегия стимуляции имеет более высокую восприимчивость звуков, по сравнению с другими существующими на рынке. Тщательное изучение и улучшение принципов, заложенных в современные стимулирующие стратегии, позволит достичь новых высот в сфере разработки систем кохлеарной имплантации.

Благодарности

Данная статья подготовлена при проведении НИОКР по теме «Разработка технологии изготовления и постановка на производство импортозаменяющей многофункциональной системы кохлеарной имплантации для реабилитации пациентов с сенсоневральной тугоухостью» в МФТИ. НИОКР проводятся при финансовой поддержке Министерством наук и высшего образования Российской Федерации.

Литература

1. Yost W.A. Fundamentals of Hearing: An Introduction (5th Ed.), San Diego: Elsevier Academic Press, 2000. ISBN 9780123704733.
2. Gwon T.M. A Polymer Cochlear Electrode Array: Atraumatic Deep Insertion, Tripolar Stimulation, and Long-Term Reliability. 1-st Ed. Springer, 2018. 87 p. doi: <https://doi.org/10.1007/978-981-13-0472-9>.
3. Djourno A., Eyries C. Auditory prosthesis by means of a distant electrical stimulation of the sensory nerve with the use of an indwelt coiling // Presse Med. 1957. Vol. 65(63). 1417 p.
4. House W.F., Urban J. Long term results of electrode implantation and electronic stimulation of the cochlea of man // Ann Otol Rhinol Laryngol. 1973. Vol. 85. – 504 p.
5. House W.F. Cochlear Implants // Ann Otol Rhino Laryngol. 1976. Vol. 85. Suppl. 27. P. 1-93.
6. Doyle J., Doyle D., House W. Electrical stimulation of eight nerve deafness // Bulletin of the Los Angeles Neurological Society. 1963. Vol. 28. Pp. 148-150.
7. Zöllner F., Keidel W.D. Gehörvermittlung durch elektrische Erregung des Nervus acusticus [Transmission of hearing by electrical stimulation of the acoustic nerve] // Arch Ohren Nasen Kehlkopfheilkd. 1963. Vol. 181. Pp. 216-223. doi: 10.1007/BF02103758.
8. Clark G.M., Hallworth R.J., Zdanis K. A cochlear implant electrode // Journal of Laryngology and Otology. 1975. Vol. 89. Pp. 787-792.
9. Clark G.M., Tong Y.C., Martin L.F. A multiple - channel cochlear implant: an evaluation using open-set CID sentences // Laryngoscope. 1981. Vol. 91. Pp. 628-634.
10. Kiang N.Y.S., Moxon E.C. Physiological considerations in artificial stimulation of the inner ear. Annals of Otology // Rhinology and Laryngology. 1972. Vol. 81. Pp. 714-730.
11. Lawrence M., Johnsson L.G. The role of the organ of Corti in auditory nerve stimulation. Annals of Otology // Rhinology and Laryngology. 1973. Vol. 82. Pp. 464-472.
12. Merzenich M.M., White M.W., Leake P.A., Schindler R.A., Michelson R.P. Further progress in the development of multichannel cochlear implants // Transactions. Section of Otolaryngology. American Academy of Ophthalmology and Otolaryngology. 1977. Vol. 84 (2). Pp. 181-182.
13. Schuknecht H.F. Lesions of organ of Corti // Transactions American Academy of Ophthalmology and Otolaryngology. 1953. Vol. 57. Pp. 366-383.
14. Simmons F.B., Epley J.M., Lummis R.C., Guttman N., Frishkopf R.S., Harmon L.D., Zwicker E. Auditory nerve: electrical stimulation in man // Science. 1965. Vol. 148. Pp. 104-106.
15. Boyle P.J. Electrical Stimulation of the Auditory System. The Human Auditory System - Basic Features and Updates on Audiological Diagnosis and Therapy. IntechOpen. 2019. doi:10.5772/intechopen.
16. Bouafif L., Performances Study of a New Speech Coding Strategy with Reduced Channels for Cochlear Implants // The Open Signal Processing Journal. 2009. Vol. 29. Pp. 29-39. doi: 10.2174/1876825300902010029.
17. Loizou P., Liu X. Improving vowel recognition in noise using the CIS strategy. 29th Annual Neural Prosthesis. Workshop. NIH: Bethesda, MD, USA, 1998.

18. Waibel A., Hanazawa T., Hinton G., Shikano K., Lang K., Phoneme recognition using time-delay neural networks // IEEE Transaction on Acoustic. Speech and Signal Processing. 1989. Vol. 37(3). Pp. 328-338.

19. Kiefer J., Hohl S., Sturzebecher E., Pfennigdorff T., Gstoettner W. Comparison of Speech Recognition with Different Speech Coding Strategies (SPEAK, CIS, and ACE) and Their Relationship to Telemetric Measures of Compound Action Potentials in the Nucleus CI 24M Cochlear Implant System: Comparación del reconocimiento del lenguaje utilizando diferentes estrategias (SPEAK, CIS y ACE) y su relación con mediciones telemétricas de potenciales de acción compuestos, con el sistema de implante coclear nucleus CI24M // Audiology. 2001. Vol. 40 (1). Pp. 32-42.

20. Swanson B.A. Pitch Perception with Cochlear Implants. PhD thesis. Otolaryngology Eye and Ear Hospital: The University of Melbourne. 2008. URI: <http://hdl.handle.net/11343/39587>.

21. Psarros C.E., Plant K.L., Lee K., Decker J.A., Whitford L.A., Cowan R.S. Conversion from the SPEAK to the ACE strategy in children using the nucleus 24 cochlear implant system: speech perception and speech production outcomes // Ear and hearing. 2002. Vol. 23(1). Pp. 18S-27S.

26. Stavros H., Ciorba A., Skarzynski P.H. The Human Auditory System: Basic Features and Updates on Audiological Diagnosis and Therapy. London: BoD-Books on Demand, 2020. doi: <http://dx.doi.org/10.5772/intechopen.77713>.

27. Manrique M., Huarte A., Morera C., Caballé L., Ramos A., Castillo C., García-Ibáñez L., Estrada E., Juan E.

Speech perception with the ACE and the SPEAK speech coding strategies for children implanted with the Nucleus cochlear implant // International Journal of Pediatric Otorhinolaryngology. 2005. Vol. 69(12). Pp. 1667-1674. doi: <https://doi.org/10.1016/j.ijporl.2005.03.049>.

28. Donaldson G.S., Kreft H.A., Litvak, L. Place-Pitch Discrimination of Single versus Dual-Electrode Stimuli by Cochlear Implant Users // Journal of Acoustic Society of America. 2005. Vol. 118(22). Pp. 623-626, ISSN 0001-4966.

29. Koch D.B., Osberger M.J., Segal P., Kessler, D. HiResolution and Conventional Sound Processing in the HiResolution Bionic Ear: Using Appropriate Outcome Measures to Assess Speech Recognition Ability // Audiology and Neurotology. 2004. Vol. 9(4). Pp. 241-223. ISSN 1420-3030.

30. Tichy T., Sovka P., Vondrasek M. ACE Strategy with Virtual Channels // Radioengineering. 2008. Vol. 17(4). Pp. 55-61.

31. Wilson B.S., Dorman M.F. Cochlear Implants: Current Designs and Future Possibilities // Journal of Rehabilitation Research and Development. 2008. Vol. 45(5). Pp. 695-730. ISSN 0748-7711.

32. Choi C.T.M., Hsu C.H. Conditions for Generating Virtual Channels in Cochlear Prosthesis Systems // Annals of Biomedical Engineering. 2009. Vol. 37(3). Pp. 614-624. ISSN 0090-6964.

33. Choi C.T., Lee Y.H. A review of stimulating strategies for cochlear implants // Cochlear Implant Research Updates. 2012. 16 p.

НОВЫЕ КНИГИ

Корячко В.П., Перепелкин Д.А.

Программно-конфигурируемые сети / Учебник для вузов - М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. – 288 с.: ил.

Рекомендован федеральным учебно-методическим объединением в системе высшего образования по укрупненной группе специальностей и направлений подготовки 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника» в качестве учебника для студентов, обучающихся по основным образовательным программам высшего образования по направлению подготовки бакалавров и магистрантов 09.00.00 – «Информатика и вычислительная техника».

Рассмотрены теоретические и практические основы построения, проектирования и поддержки компьютерных сетей нового поколения – программно-конфигурируемых сетей (ПКС). Особое внимание уделено различным перспективным решениям динамического реконфигурирования ПКС, вопросам разработки инструментальных средств и программных приложений, обеспечивающих высокую скорость и гибкость перепрограммирования сетевой инфраструктуры.

Фокин Г.А.

Технологии программно-конфигурируемого радио / Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2019 г. – 316 с.: ил.

Изложены теоретические и практические сведения, необходимые для получения навыков модельно-ориентированного проектирования (МОП) систем радиосвязи на основе программно-конфигурируемого радио (ПКР). Аппаратный инструментальный предполагает использование плат USRP Ettus Research и RTL-SDR. Программный инструментальный включает специальное программное обеспечение Matlab/Simulink. Представленные в пособии примеры и задачи позволяют развить компетенции программной реализации алгоритмов и методик передачи, приема и обработки сигналов в современных и перспективных системах радиосвязи, а также овладеть способностями оценки показателей функционирования реализованных алгоритмов средствами эмуляции и эксперимента. Разработанные модели Matlab/Simulink, использованные в пособии, доступны на сайте издательства www.techbook.ru.

Для студентов, обучающихся по направлениям подготовки 11.04.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (магистратура), 11.04.01 – «Радиотехника» (магистратура). Будет полезно аспирантам и специалистам, занятым вопросами научно-исследовательской и опытно-конструкторской деятельности в области современной радиоэлектроники.



УДК 621.396.96

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ПОЛЕТА НОСИТЕЛЯ МАЛОГАБАРИТНОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ НА КАЧЕСТВО ФОРМИРУЕМЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Гуляев Г.А., младший научный сотрудник Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: gregory.gulyaev@yandex.ru;
Иванникова М.В., специалист научно-производственного комплекса специального программного обеспечения АО «НПП «Радар ммс» (г. Санкт-Петербург), e-mail: ivannikova_mv93@mail.ru;
Рязанцев Л.Б., к.т.н., доцент Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: kernel386@mail.ru;
Унковский А.В., адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: alex-unuk@yandex.ru.

RESEARCH ON THE EFFECT OF TRAJECTORY INSTABILITY OF FLIGHT CARRIER SMALL-SIZE SAR ON QUALITY OF GENERATED RADAR IMAGES

Gulyaev G.A., Ivannikova M.V., Ryazantsev L.B., Unkovsky A.V.

The article is devoted to the study of the influence of trajectory instabilities of the flight of a carrier of a small-sized radar station with a synthesized aperture on the quality of generated radar images. The procedure for mathematical modeling of the process of radar image formation under conditions of trajectory instabilities is presented on the basis of statistical data obtained in a series of flight experiments on various types of carriers. Shown the new method of preliminary fast focusing of the radio location image, registered by the radio locator with the synthesized aperture, the essence of the method is to find the optimal aperture synthesis time based statistical characteristics of the trajectory instabilities.

Key words: synthetic aperture radar, resolution, trajectory instability, phase errors, optimal aperture synthesis time, autofocus.

Ключевые слова: РЛС с синтезированной апертурой антенны, траекторные неустойчивости, фазовые ошибки, разрешающая способность, оптимальное время синтеза, автофокусировка радиолокационного изображения.

Введение

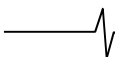
Достигнутые за последние несколько лет высокие информационные возможности малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА) [1-3], связанные с возможностью получения детальных радиолокационных изображений (РЛИ) участков местности, обусловили значительный рост интереса к их разработке и дальнейшему использованию для решения задач картографирования, видовой разведки, обнаружения замаскированных в оптическом диапазоне объектов независимо от условий освещенности и состояния атмосферы на значительных удалениях от трассы полета носителя. Это стало возможным благодаря развитию микроэлектронных технологий, обеспечивающих формирование и обработку широкополосных сигналов с полосой 300...500 МГц и более для достижения разрешающей способности в единицы дециметров.

В то же время для достижения высокой разрешающей способности по путевой дальности время когерентного накопления сигналов в большинстве случаев должно быть не менее 10...15 с, что требует размещения на борту носителя наряду со штатными навигационными датчи-

Статья посвящена изучению влияния траекторных неустойчивостей полета носителя малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой на качество формируемых радиолокационных изображений. Представлен порядок проведения математического моделирования процесса формирования радиолокационных изображений в условиях траекторных неустойчивостей на основе статистических данных, полученных в серии летных экспериментов на различных типах носителей. Предложен способ предварительной быстрой автофокусировки формируемых радиолокационных изображений, заключающийся в определении оптимального времени синтеза на основе анализа статистических характеристик траекторных неустойчивостей.

ками высокоточных дорогостоящих инерциальных навигационных систем (ИНС) для компенсации траекторных неустойчивостей (ТН) полета носителя, обусловленных его отклонением от равномерной и прямолинейной траектории из-за турбулентности атмосферы, аэроупругих колебаний планера и т.д., и приводящих к возникновению фазовых флуктуаций в траекторном сигнале, которые являются причиной ухудшения разрешающей способности в результате расфокусировки РЛИ.

Результаты практических исследований радиолокационной съемки с борта пилотируемых и беспилотных летательных аппаратов (ЛА) показали [1], что без использования информации ИНС для компенсации ТН даже при реализации алгоритмов автоматической фокусировки [4, 5] увеличение времени когерентного накопления более 2...3 с не только не приводит к заметному улучшению



качества формируемых РЛИ, но и напротив приводит к их заметной деградации и разрушению, причем, чем сильнее амплитуда ТН, тем меньшие значения времени синтеза приходится задавать оператору при формировании РЛИ. Аналогичные явления характерны для задач инверсного синтеза апертуры антенны, которые детально рассматриваются в работах [6, 7, 8]. В них приведены исследования влияния флуктуаций параметров движения аэродинамических объектов различных классов на степень когерентности принимаемых сигналов, а также результаты использования информации о ТН полета ЛА, заключенной в принятом радиолокационном сигнале, в интересах повышения вероятности их идентификации.

Несмотря на значительное количество работ в области исследования ТН в задачах формирования РЛИ и стремительно развивающиеся методы автоматической обработки РЛИ, оптимальное время синтеза, обеспечивающее наилучшее качество, по-прежнему подбирается оператором-дешифровщиком вручную, на основе собственного опыта с учетом типа и массогабаритных характеристик носителя, а также характера его полета и погодных условий. Поэтому реализация автоматического получения качественных РЛИ на борту носителя РСА в режиме реального времени становится трудновыполнимой задачей.

Так на рис. 1 приведен фрагмент РЛИ одного и того же участка местности при различных значениях времени синтеза (0,5, 1,0 и 2,0 с). Наилучшее разрешение получено при $T_c = 1,0$ с. Изображения получены с использованием малогабаритной РЛС С-диапазона, разработанной ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж) совместно с АО «НПП «Радар ммс» (г. Санкт-Петербург) [1], при следующих параметрах сигналов и условиях съемки: ширина спектра сигнала $\Delta f_c = 100$ МГц, высота полета носителя $h_n = 693$ м, скорость полета носителя $V_n = 356$ км/ч (самолет Ил-114лл), дальность до центра кадра 3,8 км.

При невозможности размещения на борту носителя высокоточных ИНС, в основу алгоритма выбора оптимального времени синтеза могут быть положены известные итерационные подходы автофокусировки, применяемые для оценки скорости носителя, основанные

на восстановлении параметров функции фазовых ошибок [9] и минимизации целевой функции, характеризующей качество локального участка РЛИ по значению энтропии [4] или степени контрастности [5]. Однако такие алгоритмы требуют значительных вычислительных затрат для решения оптимизационной задачи, что ограничивает их применение на борту носителей (особенно малоразмерных) при реализации формирования РЛИ в масштабе времени близком к реальному.

Повышение качества РЛИ без увеличения требований к вычислительным ресурсам можно обеспечить за счет реализации этапа предварительной фокусировки, в ходе которого выбор оптимального значения времени синтеза, используемого при формировании РЛИ, может быть осуществлен на основе анализа статистических характеристик ТН по показаниям штатных бортовых навигационных датчиков, например, приемников спутниковой радионавигационной системы (СРНС) по заранее рассчитанным зависимостям с учетом параметров сигналов и режимов работы РЛС. Окончательная дофокусировка изображений может быть осуществлена при необходимости по запросу оператора-дешифровщика на борту носителя уже известными алгоритмами.

Таким образом, целью статьи является определение оптимального времени синтеза, используемого в алгоритмах формирования РЛИ на этапе предварительной фокусировки, обеспечивающего наилучшее разрешение РЛИ по путевой дальности при наличии траекторных нестабильностей на основе статистического анализа информации от бортовых ИНС.

Разработка математической модели траекторных нестабильностей

Для оценки степени влияния ТН на качество формируемых РЛИ и определения оптимального значения времени синтеза необходимо выполнение следующих этапов: расчет статистических характеристик ТН, регистрируемых бортовыми датчиками во время полета для различных типов носителей; моделирование полета ЛА при наличии ТН с учетом рассчитанных статистических характеристик; интеграция математических моделей полета ЛА в алгоритмы формирования РЛИ с последующим расчетом методом имитационного моделирования

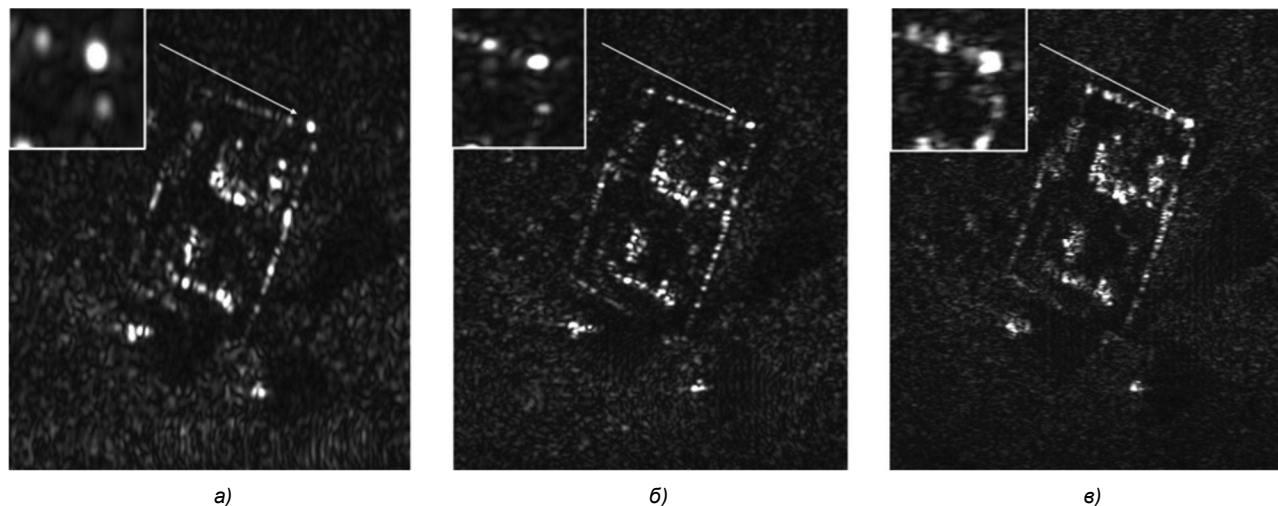


Рис. 1. РЛИ участка местности ($45^{\circ}6'12,31''\text{C}$; $33^{\circ}35'43,58''\text{B}$) при значениях T_c , равных 0,5 (а), 1,0 (б) и 2,0 (е) секунды

оптимального времени синтезирования апертуры, при котором обеспечивается наилучшее качество РЛИ.

Для расчета статистических характеристик ТН проведен ряд летных экспериментов с использованием различных типов ЛА: беспилотный летательный аппараты (БпЛА) самолетного типа Skywalker 1880 и «Феникс» (ООО «НПП «Новые технологии телекоммуникаций», г. Санкт-Петербург), пилотируемый вертолет Robinson R44, а также пилотируемый самолет Ил-114лл (АО «НПП «Радар ммс», г. Санкт-Петербург). Регистрация параметров полета осуществлялась на прямолинейных участках траектории приемником СРНС Ublox NEO-M8, данные с выхода которого сохранялись с частотой 10 Гц в виде отсчетов координат, скорости и высоты полета носителя для последующей статистической обработки. Характеристики ЛА и условия проведения летных экспериментов представлены в табл. 1. Полет БпЛА Skywalker 1880 и «Феникс» осуществлялся в режиме автопилота по контрольным точкам. Регистрация полетных данных пилотируемых носителей осуществлялась на прямолинейных и равномерных участках их полета.

Результаты анализа зарегистрированных в ходе экспериментов параметров полета, представленных в табл. 1, показали, что ТН представляют собой узкополосные коррелированные колебания с нормальным законом распределения, которые соответствуют случайному процессу на выходе низкочастотного фильтра с полосой пропускания Δf , автокорреляционная функция (АКФ) которого имеет вид

$$R(\tau) = \sigma^2 \frac{\sin(2\pi\Delta f \tau)}{2\pi\Delta f \tau}, \quad (1)$$

где σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) траекторных нестабильностей по соответствующей координате.

Полученные в ходе экспериментов значения статистических характеристик ТН по скорости V , высоте h и плановым координатам x и y для различных типов ЛА представлены в табл. 2.

На основе полученных статистических характеристик произведено моделирование ТН, которое осуществля-

лось путем пропускания белого гауссовского шума через формирующий фильтр, импульсная характеристика $h(t)$ которого вычисляется на основе АКФ с заданной шириной спектра Δf .

Порядок формирования модели ТН заключается в расчете АКФ, определяемой выражением (1), с последующим нахождением в соответствии с теоремой Винера-Хинчина спектральной плотности мощности [10]. Поскольку АКФ является симметричной функцией, то

$$S(f) = \text{Re}\{\mathcal{F}\{R(\tau)\}\}, \quad (2)$$

где $\text{Re}\{f(x)\}$ и $\mathcal{F}\{f(x)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-j2\pi xf} dx$ – операторы выделения действительной части и преобразования Фурье функции $f(x)$ соответственно.

На основе полученной спектральной плотности мощности осуществляется нахождение частотной характеристики формирующего фильтра [11]

$$H(f) = A(f) \exp(j\varphi(f)), \quad (3)$$

где $A(f) = \sqrt{S(f)}$; $\varphi(f) = -\pi f / \Delta f$ – линейная фазо-частотная характеристика, обеспечивающая постоянство групповой задержки фильтра [12].

Расчет импульсной характеристики фильтра осуществляется как

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\}, \quad (4)$$

где $\mathcal{F}^{-1}\{f(x)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{j2\pi xf} dx$ – оператор обратного преобразования Фурье.

Для моделирования реализаций ТН по соответствующим координатам и скорости полета носителя осуществляется фильтрация некоррелированного белого гауссовского шума $x(t)$ с единичной дисперсией формирующим фильтром с импульсной характеристикой $h(t)$, которая определяется выражением (4). Таким образом реализация ТН определяется как

$$M(t) = \text{Re}\{h(t) * x(t)\}, \quad (5)$$

где $*$ – операция свертки.

Таблица 1 – Характеристики ЛА и условий проведения летных экспериментов

Наименование ЛА	Масса, кг	Диапазон скоростей, км/ч	Диапазон высот полета, м	Скорость ветра, м/с
Skywalker 1880	3,5	40...60	100...1000	0,5...2,0
«Феникс»	25	100...140	150...3000	5,0...9,0
Robinson R44	1100	100...210	до 2000	4,5...8,5
Ил-114лл	23500	350-390	100...4000	3,6...7,7

Таблица 2 – Статистические характеристики ТН

Наименование ЛА	СКО м/с, м		Δf , Гц	
	σ_v	$\sigma_h, \sigma_x, \sigma_y$	Δf_v	$\Delta f_h, \Delta f_x, \Delta f_y$
Skywalker 1880	1,2...5,7	0,08...3,05	0,08...0,2	0,01...0,5
«Феникс»	1,1...4,9	0,06...1,8	0,1...0,6	0,01...0,9
Robinson R44	0,5...2,45	0,05...1,2	0,14...0,8	0,03...1,4
Ил-114лл	0,1...1,6	0,01...0,5	0,5...1,2	0,1...2,1

Процедура расчета оптимального времени синтеза

При дискретной обработке сигнала, которая наиболее распространена на сегодняшний день, в качестве формирующего фильтра может применяться фильтр с конечной импульсной характеристикой, а белый гауссовский шум представляется в виде дискретных отсчетов. ТН по каждой координате моделируются отдельным формирующим фильтром. Полученные модели ТН интегрируются в алгоритм формирования РЛИ. Для формирования РЛИ могут применяться различные алгоритмы на основе гармонического анализа, с коррекцией миграции или на основе прямой свертки [1]. Несмотря на несколько большие вычислительные затраты наилучшим качеством и простотой реализации обладает алгоритм, основанный на процедуре прямой свертки [13], который в общем случае представляет собой операцию согласованной фильтрации для каждого m, n -го элемента разрешения в пределах зоны обзора РЛС

$$A_{m,n} = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} S_{\Sigma}(t) S_{on}(t, R_{m,n}) dt \right|, \quad (6)$$

где $S_{\Sigma}(t)$ – сигнал на выходе приемного устройства; $S_{on}(t, R_{m,n})$ – опорный сигнал, представляющий собой сигнал с единичной амплитудой, фаза которого соответствует фазе демодулированного эхосигнала точечного отражателя, расположенного в m, n -й элементе разрешения зоны обзора (рис. 2); $R_{m,n}(t) = \sqrt{(h_n + M_h(t))^2 + (x_{0m} + M_x(t))^2 + ((y_{0n} + M_y(t)) - t(V_n + M_v(t)))^2}$ – закон изменения дальности до точечного отражателя, расположенного в m, n -м элементе разрешения, при наличии траекторных нестабильностей; $x_{0m} = x_0 + m\Delta x$, $y_{0n} = n\Delta y - 0,5L_y$ – расстояния до точечного отражателя по горизонтальной и путевой дальности относительно траверза РСА на момент начала синтеза апертуры антенны; x_0 – ближняя граница кадра; Δx и Δy – расстояние между центрами элементов разрешения по горизонтальной и путевой дальности соответственно; $m = 0, 1, \dots, N_x - 1$; $n = 0, 1, \dots, N_y - 1$; $N_x = \text{int}[L_x / \Delta x]$; $N_y = \text{int}[L_y / \Delta y]$; $\text{int}[x]$ – целая часть x ; L_x и L_y – линейные размеры формируемого РЛИ по горизонтальной и путевой дальности соответственно; $M_h(t)$, $M_x(t)$, $M_y(t)$ и $M_v(t)$ – реализации ТН по соответствующим координатам.

При наличии ТН на интервале синтеза разрешающая способность по путевой дальности имеет свойство улучшаться до определенного момента, после которого дальнейшее накопление сигнала приводит к ухудшению качества РЛИ. Момент времени на интервале синтеза, при котором наблюдается наилучшая разрешающая способность РЛИ, соответствует оптимальному времени синтеза апертуры T_{opt} .

Расчет значения T_{opt} , обеспечивающего наилучшее качество РЛИ, основан на формировании РЛИ, тестовой

сцены, состоящей из одиночного точечного отражателя (ТО) с известными координатами, характерными для условий наблюдения малогабаритной РЛС высокого разрешения, с использованием процедуры (6) и с последующим вычислением ширины отклика ТО по путевой дальности и представляет собой последовательность следующих действий:

- расчет импульсных характеристик формирующих фильтров на основе исходных данных в соответствии с табл. 2 и выражений (1)-(4);
- моделирование реализаций ТН с заданными статистическими характеристиками по соответствующим координатам и скорости полета носителя, путем свертки отсчетов белого гауссовского шума с соответствующими импульсными характеристиками на основе выражения (5);
- моделирование реализации сигнала тестовой сцены $S_{\Sigma}(t)$ на выходе приемного устройства РЛС, содержащей ТН по соответствующим координатам;
- формирование РЛИ тестовой сцены на основе алгоритма «прямой свертки» с одиночным точечным отражателем согласно выражению (6);
- вычисление ширины отклика от точечного отражателя по путевой дальности и расчет разрешающей способности сформированного РЛИ;
- расчет оптимального времени синтеза апертуры на основе рассчитанных зависимости разрешающей способности по путевой дальности от времени синтеза.

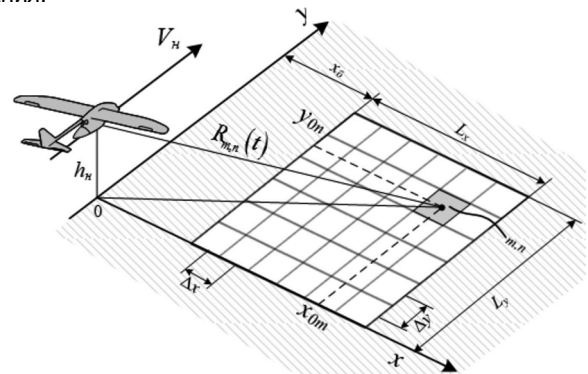


Рис. 2. Геометрия обзора земной поверхности РСА

В качестве примера приведены результаты моделирования расчета времени T_{opt} для РЛС С-диапазона [1]. Параметры полета носителя, а также условия наблюдения сцены характерны для малогабаритного БПЛА типа «Феникс»: $V_n = 120$ км/ч; $h_n = 550$ м; дальность до точечного отражателя – 1 км. Ширина спектра зондирующих сигналов РЛС составляет $\Delta f_c = 300$ МГц. Вид сформированного с использованием процедуры (6) РЛИ точечного отражателя, а также сечения его отклика по путевой и горизонтальной дальности при $T_c = 1,0$ с и отсутствии траекторных нестабильностей представлены на рис. 3, а. Разрешение по горизонтальной и путевой дальности с учетом весовой обработки окном Хэмминга составляет 0,7 и 1,2 м соответственно, что согласуется с теоретическими значениями для данных условий съемки. На рис. 3 б и 3 в представлены отклики точечного отражателя в условиях воздействия траекторных нестабильностей по скорости при $\sigma_v = 1,0$ м/с и $\sigma_v = 1,5$ м/с соответственно.

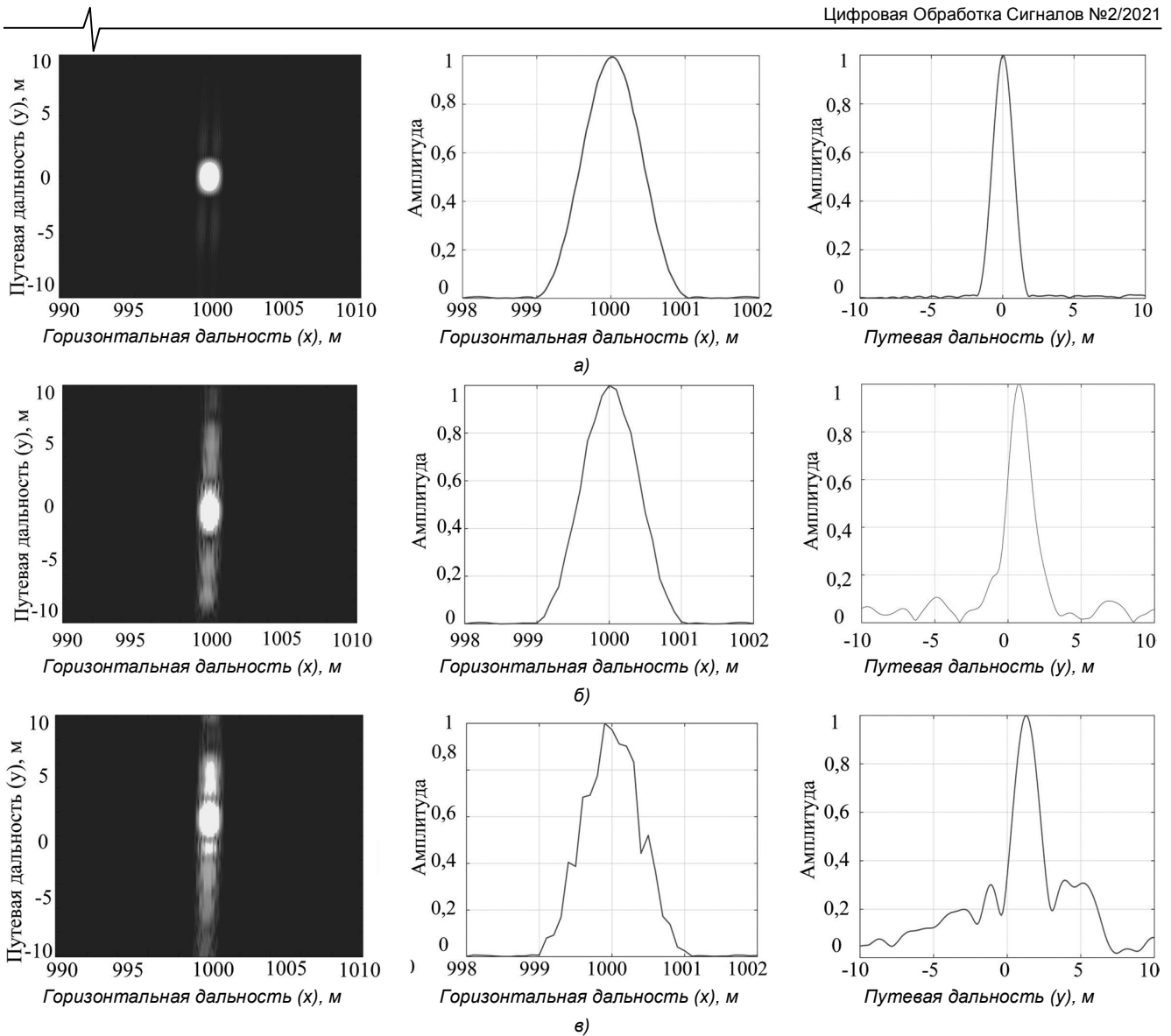


Рис. 3. РЛИ точечного отражателя и его сечения по горизонтальной и путевой дальности при $\sigma_v = 0$ м/с (а), $\sigma_v = 1,0$ м/с (б), $\sigma_v = 1,5$ м/с (в)

Анализ рис. 3 показывает, что степень расфокусировки РЛИ обусловлена в основном не расширением главного лепестка отклика точечного отражателя, а повышением уровня его боковых лепестков. При этом ухудшение разрешающей способности по наклонной дальности практически не наблюдается. Наличие ТН также приводит к некоторому случайному смещению максимума отметки точечного отражателя по путевой дальности.

На рис. 4 представлены полученные в ходе имитационного моделирования зависимости разрешающей способности по путевой дальности δl от времени синтеза $T_{\text{онм}}$ при различных σ_v , σ_h и Δf .

Ширина спектра ТН Δf при вычислении зависимостей, представленных на рис. 4, а и 4, б принята равной 0,5 Гц. Для наибольшего учета влияния боковых лепестков на качество РЛИ разрешающая способность измерялась по уровню 30 % от максимума отклика точечного отражателя. Зависимости получены статистическим моделированием с усреднением результатов по 50 реализациям и последующей аппроксимацией функ-

цией вида $f(x) = a \exp(bx) + c \exp(dx)$, где a , b , c и d – коэффициенты, полученные с использованием метода наименьших квадратов. Характер зависимостей показывает, что ТН по скорости оказывают негативное воздействие в меньшей степени по сравнению с ТН по плановым координатам или высоте полета, которые в конечном счете определяют флуктуации по наклонной дальности. Ширина спектра ТН Δf существенного влияния на ухудшение разрешающей способности и значение $T_{\text{онм}}$ не оказывает (рис. 4, в). Результаты моделирования показывают наличие некоторого минимального значения δl при увеличении T_c . Так при $\sigma_v = 0,12$ м/с значение $T_{\text{онм}}$ составляет 1,8...2,2 с, а при $\sigma_v = 0,24$ м/с – 1,2...1,4 с. Зависимость степени уменьшения δl при увеличении T_c и наличии ТН по плановым координатам и высоте носит асимптотический вид. Такие ТН, сопоставимые с длиной волны зондирующего сигнала, приводят к существенному снижению разрешающей спо-

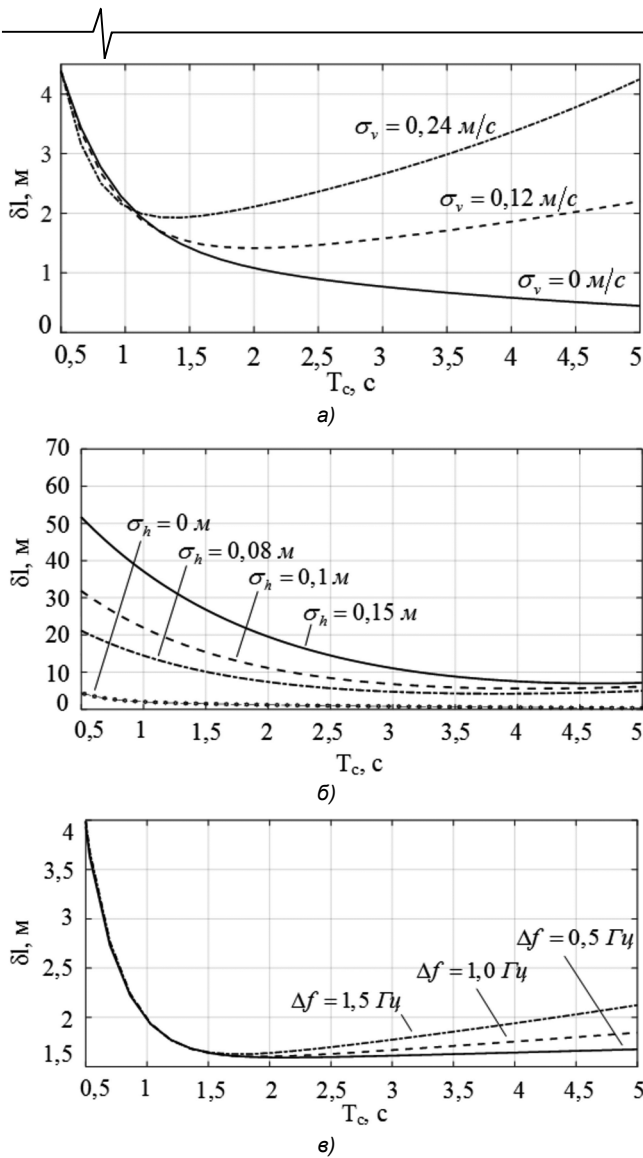


Рис. 4. Зависимости разрешающей способности по путевой дальности от времени синтезирования при различных СКО ТН (а, б) и Δf (в)

способности. Так, например, при работе РЛС в С-диапазоне длин волн (длина волны 5,5 см) уже при σ_h равном 8 см ($h_n = 500$ м; дальность до точечного отражателя – 1 км, что соответствует значению угла визирования 26 градусов) наилучшее значение δl не превысит 4...5 м. Следует отметить, что снижение разрешающей способности при ТН по высоте и плановым координатам

обусловлено случайным изменением наклонной дальности. При этом при меньших углах визирования флуктуации по высоте будут оказывать меньшее значение по сравнению с ТН по плановым координатам.

Для повышения качества РЛИ при их формировании на борту носителя в режиме реального времени без участия оператора-дешифровщика алгоритмы формирования РЛИ с учетом полученных результатов могут быть дополнены подпрограммами анализа статистических характеристик ТН и оценки и прогнозирования T_{omn} (рис. 5).

Статистические характеристики ТН рассчитываются на основе показаний датчиков навигационной системы в режиме реального времени в процессе полета носителя РЛС. Оптимальное время синтезирования выбирается из табличных значений, полученных заранее на основе рассчитанных зависимостей δl от T_c для различных σ и Δf .

В силу того, что ТН являются узкополосным коррелированным колебательным процессом статистические характеристики, а вследствие и T_{omn} будут флуктуировать около одного среднего значения, которое так же будет изменяться с течением времени по мере движения носителя РСА. Поэтому алгоритмы формирования РЛИ могут быть дополнены процедурой прогнозирования T_{omn} на основе Калмановской фильтрации. Оценки текущей скорости полета носителя $V(t)$ используются в подпрограмме фокусировки на этапе предварительной фокусировки РЛИ. На этапе дофокусировки подпрограмма фокусировки, например, на основе методов градиентного поиска обеспечивает получение оптимального значения скорости носителя V_n при котором достигается наилучшее качество РЛИ. Кроме того, данные ИНС также позволяют отслеживать фазовый центр приемной антенны и осуществлять предварительную компенсацию ТН, что позволит увеличить T_{omn} .

Заключение

Таким образом, на основе проведенной оценки статистических характеристик траекторных нестабильностей различных типов беспилотных и пилотируемых летательных аппаратов, а также степени влияния ТН на качество формируемых РЛИ, предложен новый подход оценивания оптимального времени синтезирования при

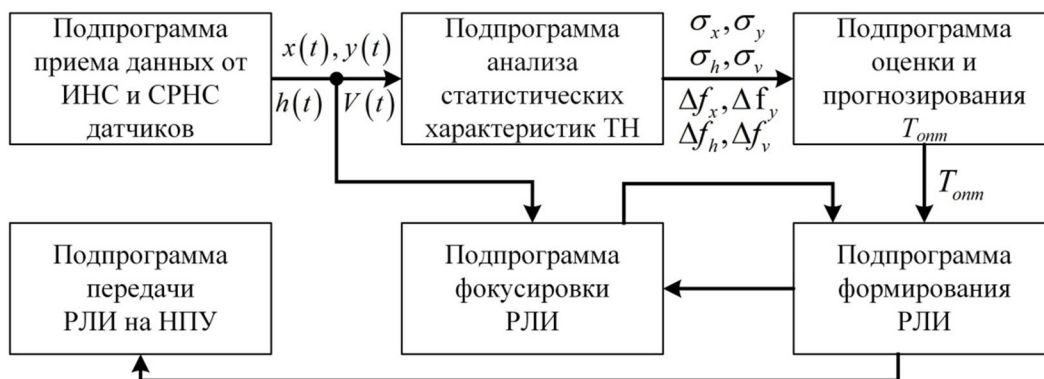


Рис. 5. Структура программного обеспечения формирования РЛИ при наличии ТН

наличии траекторных нестабильностей на основе анализа их статистических характеристик. Включение процедур оценки оптимального времени синтезирования в алгоритмы формирования РЛИ обеспечит достижение предельно допустимого качества РЛИ при их автоматическом формировании на борту носителя при сокращении вычислительных затрат.

Литература

1. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. М.: Радиотехника, 2020. 280 с.
2. Ильин Е., Полубехин А., Савостьянов В., Самарин О. МБРЛС Ки-диапазона длин радиоволн. Важный шаг к внедрению в состав бортового радиоэлектронного оборудования БЛА // Радиоэлектронные технологии, № 3. 2020. С. 20-25.
3. Кулакова В.И., Ноздрин С.А., Сохарев А.Ю., Царик Д.В. Система микронавигации для поддержки радиолокатора с синтезированной апертурой на борту малогабаритного БЛА // Гироскопия и навигация. Том 27. № 4 (107). 2019. С. 130-146.
4. Школьный Л.А. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.
5. Гурьянов М.А., Прокофьев А.А. Автоподбор параметров синтеза радиолокационного изображения, полученного с радиолокатора с синтезированной апертурой // Известия вузов. Электроника. Т. 20, № 2. 2015. С. 161-167.
6. Лихачев В.П., Пасмуров А.Я. Формирование радиолокационных изображений летательных аппаратов методом обращенного синтезирования апертуры в условиях частичной когерентности сигнала // Радиотехника и электроника, № 3. 1999. С. 294.
7. Лихачев В.П. Влияние системы обработки сигналов РЛС с синтезированной апертурой на характеристики изображений имитируемых целей // Труды 5 Международной НТК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 2. Воронеж: ВГУ. 1999. С. 887-895.
8. Митрофанов Д.Г., Ткаченко В.П. Исследования параметров траекторных нестабильностей летательных аппаратов методом натурального эксперимента // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук, № 2. 2009. С. 70-82.
9. Wahl D.E., Eichel P.H., Ghiglia D.C., Jakowatz C.V. Phase Gradient Autofocus – A Robust Tool for High Resolution SAR Phase Correction // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst. № 3, 1994. Pp. 827-834.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
11. Солонина А.И., Клионский Д.М., Меркучева Т.В., Перов С.Н. Цифровая обработка сигналов и MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
12. Лайонс Р., Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. М.: «Бином-Пресс», 2006. 656 с.
13. Гнездилов М.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Алгоритм формирования радиолокационных изображений с субметровым разрешением в малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой // Цифровая обработка сигналов, № 2. 2018. С. 53-58.

Уважаемые авторы !

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- *Текст – текстовый редактор Microsoft Word.*
- *Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.*
- *Объем статьи до 12 стр. (шрифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.*
- *Название статьи на русском и английском языках.*
- *Рукопись статьи сопровождается: краткой аннотацией на русском и английском языках; номером УДК; сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта); ключевыми словами на русском и английском языках; актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).*

2) Требования к иллюстрациям:

- *Векторные (схемы, графики) – желательно использование графических редакторов Adobe Illustrator или Corel DRAW.*
- *Растровые (фотографии, рисунки) – М 1:1, разрешение не менее 300 dpi, формат tiff.*

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

PRINCIPLES OF CONSTRUCTING ADAPTIVE REJECTION FILTERS

Popov D.I.

The features and principles of constructing adaptive non-recursive rejection filters are considered. The system functions in the z -plane of canonical and cascade ARFs are given for equidistant and non-equidistant input of the processed samples. A method for analyzing the system functions of filters that function with a non-equidistant input of processed samples is proposed. The general principles of ARF construction for both constant and variable repetition periods are outlined. The fundamental differences in the synthesis of ARF during the wobbling of the repetition period and the associated features of the structural schemes of filters are highlighted. The considered ARFs with complex weight coefficients and ARFs with auto-compensation are classified as ARFs with full adaptation and partial adaptation when performing each of these ARFs in a canonical or cascading form. For the above variants of ARF construction, the principles of their implementation are considered, taking into account the properties of the correlation matrix of passive interference when the repetition period is wobbled. The features of ARF synthesis during the repetition period wobble are described, including the estimation of the interperiod phase shift of the clutter in each period, the asymmetry of the weight coefficients, and the estimation of the corresponding number of modules of the interperiod correlation coefficients of the clutter. Enlarged block diagrams of ARF with complex weight coefficients and with an auto-compensator are presented.

Key words: auto compensation, adaptation, repetition period wobble, doppler phase, clutter, construction principles, rejection filter, synthesis.

Ключевые слова: автокомпенсация, адаптация, вобуляция периода повторения, доплеровская фаза, пассивная помеха, принципы построения, режекторный фильтр, синтез.

Введение

Пассивные помехи, представляющие собой мешающие отражения от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, могут существенно нарушать нормальную работу радиолокационных систем, приводя к перегрузкам приемного тракта и, как следствие этого, к потере полезных сигналов [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным

Рассмотрены особенности и принципы построения адаптивных режекторных фильтров нерекурсивного типа. Приведены системные функции в z -плоскости АРФ канонического и каскадного типа при эквидистантном и неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов. Предложена методика анализа системных функций фильтров, функционирующих при неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов. Обозначены общие принципы построения АРФ как при постоянном, так и при переменном периоде повторения. Выделены принципиальные отличия синтеза АРФ при вобуляции периода повторения и связанные с ними особенности структурных схем фильтров. Рассматриваемые АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и АРФ с автокомпенсатором классифицированы как АРФ с полной адаптацией и частичной адаптацией при выполнении каждого из этих АРФ в канонической или каскадной форме. Для приведенных вариантов построения АРФ рассмотрены принципы их выполнения, учитывающие свойства корреляционной матрицы пассивной помехи при вобуляции периода повторения. Описаны особенности синтеза АРФ при вобуляции периода повторения, включающие оценивание межпериодного сдвига фазы помехи в каждом периоде, асимметрию весовых коэффициентов и оценивание соответствующего количества модулей коэффициентов межпериодной корреляции помехи. Приведены укрупненные структурные схемы АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и с автокомпенсатором.

свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и срав-

нительно малой, в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи, величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10].

Кроме того, эффективная селекция сигналов движущихся целей невозможна при так называемых слепых скоростях цели, когда спектральные линии сигнала и помехи совпадают. Одним из способов борьбы со слепыми скоростями является вобуляция периода повторения зондирующих импульсов [3, 4]. Режектирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности при вобуляции периода повторения рассмотрено в работе [11]. Представляют интерес принципы построения адаптивных режекторных фильтров и их особенности при вобуляции периода повторения.

Системная функция АРФ в z -плоскости

Системная функция АРФ в z -плоскости при постоянном периоде повторения определяется соотношением

$$H(z, e^{i\hat{\phi}}) = \prod_{j=1}^m (1 - e^{i(\theta_{0(j)} + \hat{\phi})} z^{-1}) = \sum_{j=0}^m g_j e^{i\hat{\phi}j} z^{-j}, \quad (1)$$

где $z = e^{i\omega T}$; $\hat{\phi}$ – оценка доплеровского сдвига фазы помехи за период повторения T ; m – порядок АРФ; $\theta_{0(j)}$ – величины, задающие положения нулей $z_{0(j)} = e^{i\theta_{0(j)}}$ и определяемые на основе соответствующих адаптивных алгоритмов, в частности, при $m = 1$ имеем $\theta_0 = 0$, при $m = 2$ $\theta_{0(1,2)} = \pm \arccos(0,5|\hat{g}_1|)$, при $m = 3$ $\theta_{0(1)} = 0$, $\theta_{0(2,3)} = \pm \arccos(0,5|1 + \hat{g}_1|)$ \hat{g}_1 – адаптивный весовой коэффициент [5].

При неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов системная функция АРФ в z -плоскости определяется как суперпозиция P частных системных функций [11]

$$H_{\Sigma} = \frac{1}{P} \sum_{q=m}^{P+m-1} \sum_{j=0}^m g_j^{(q)} \prod_{k=1}^j z_{q-k}^{-1} e^{i\hat{\phi}_{q-k}}, \quad z_q = e^{i\omega T_q}. \quad (2)$$

Для анализа системной функции (2) и возможности сравнения ее с (1) перейдем к новой переменной $w = e^{i\omega \Delta T}$. Тогда можно записать, что $z = w^M$, где $M = T_{\min} / \Delta T$ – целочисленный масштабирующий множитель вобулированной последовательности [4].

Для случая постоянного периода повторения величины $\theta_{w0(j)}$, задающие положения нулей кратности M $w_{0(j)} = e^{i\theta_{w0(j)}}$ на w – плоскости, определяются на основе тех же адаптивных алгоритмов определения весовых коэффициентов, причем $\theta_{w0(j)} = (1/M)\theta_{0(j)}$.

Анализ функции (2) при замене переменных $z = w^M$ в случае использования переменных во времени алгоритмов [4] показывает, что нули $w_{0(j)} = r_{w0(j)} \exp\{i\theta_{w0(j)}\}$ группируются вокруг значений $\tilde{w}_j = \tilde{r} \exp\{i\tilde{\theta}_j\}$, зависящих от порядка фильтра, в частности, при $m = 1$ имеем

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_0 &= 0, \quad \text{при } m = 2 \quad \tilde{\theta}_{0,1} = \pm \arccos(0,5|g_{1\Sigma}|), \quad \text{при } m = 3 \\ \tilde{\theta}_0 &= 0, \quad \tilde{\theta}_{1,2} = \pm \arccos(0,5|1 + g_{1\Sigma}|), \quad \text{где } \tilde{r} = \sqrt{|g_{m\Sigma}|}, \\ g_{j\Sigma} &= (-1)^j \sqrt[2]{\prod_{q=m}^{P+m-1} |g_j^{(q)}|}. \end{aligned}$$

Происходит так называемый эффект «расщепления» нулей системной функции при вобуляции периода повторения, приводящий к сужению полосы режекции, а, следовательно, и к снижению эффективности АРФ в целом. Использование адаптивных алгоритмов минимизирует разброс «расщепления» нулей, обеспечивая достижение предельной эффективности при переменном периоде повторения [11].

В соответствии с выражениями (1), (2) можно синтезировать структурные схемы АРФ. Синтез АРФ при эквидистантном (случай постоянного периода повторения) и неэквидистантном (случай вобуляции периода повторения) поступлении обрабатываемых отсчетов имеет много общих черт. В связи с этим представляет интерес обозначить общие принципы построения АРФ как при постоянном, так и при переменном периоде повторения, далее выделить принципиальные отличия синтеза АРФ при вобуляции периода и связанные с ними особенности структурных схем фильтров.

Особенности построения и классификация АРФ

На основе системной функции АРФ в z -плоскости вида (1) возможен синтез его структуры при канонической и каскадной формах реализации [5], приводящий к АРФ с комплексными весовыми коэффициентами (в дальнейшем АРФ-КВК), в которых синфазность компенсируемых отсчетов помехи обеспечивается только в пределах памяти фильтра. При этом новые возможности, приводящие к упрощению процедуры адаптации, открывает каскадная форма реализации на основе звеньев 1-го и 2-го порядков [8].

Частным случаем АРФ-КВК являются АРФ с действительными весовыми коэффициентами [9], синтез которых осуществляется при соответствующем ограничивающем условии на вектор весовых коэффициентов. В этом случае адаптация осуществляется не к модулю, а к действительной части комплексных коэффициентов корреляции. Применение АРФ с действительными весовыми коэффициентами оправдано только при ограниченной и сравнительно малой величине доплеровского набега фазы пассивной помехи [9].

В ряде практически важных случаев, а именно, с целью аппаратного упрощения схемы фильтров, а также при ограниченном интервале изменения параметров помехи представляет интерес построение фильтров с частичной адаптацией [10] – только к доплеровской фазе помехи. Для АРФ этого типа предлагаются различные методы оптимизации вектора его весовых коэффициентов, например, метод, основанный на применении принципа минимакса к выбранному показателю качества работы фильтра и позволяющий при заданном динамическом диапазоне помехи минимизировать величину потерь в эффективности по сравнению с полной адаптацией [10].



В АРФ-КВК синфазность отсчетов компенсируемой пассивной помехи только в пределах памяти фильтра приводит к сохранению доплеровских сдвигов фазы остатков режектирования и, как следствие этого, к необходимости компенсации этих сдвигов при последующей обработке [5]. При этом наличие соответствующего порядка фильтра (или суммарному порядку в случае каскадного соединения АРФ) числа комплексных перемножителей (цифровых фазовращателей) усложняет структуру АРФ в целом, особенно высоких порядков и повышает требования к быстродействию цифровых вычислительных устройств. В связи с этим представляет интерес раздельное решение задачи автокомпенсации доплеровской скорости пассивной помехи и последующего подавления неподвижной («остановленной») помехи в фильтре с действительными весовыми коэффициентами [6]. В этом случае, в отличие от адаптации к доплеровской фазе путем соответствующего смещения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра, необходимо скомпенсировать доплеровское смещение спектра пассивной помехи. В работах [6, 7] рассматриваются принципы построения автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех и приводятся их структурные схемы. Применение автокомпенсаторов на входе АРФ приводит к упрощению последних, тем более существенному, чем выше суммарный порядок каскадного соединения фильтров.

АРФ с автокомпенсатором (в дальнейшем АРФ-АК) аналогично АРФ-КВК могут быть классифицированы как АРФ с полной адаптацией (ПА) и частичной адаптацией (ЧА). Каждый из этих АРФ также может быть выполнен в канонической или каскадной форме. Рассмотренные варианты построения АРФ предполагают следующие принципы их выполнения.

Во-первых, оценивание априорно неизвестных параметров пассивной помехи – аргументов коэффициентов межпериодной корреляции (в случае фильтров с ЧА) или как аргументов так и модулей коэффициентов корреляции (в случае фильтров с ПА), приводящее к введению в структурную схему АРФ измерителя фазы помехи $\hat{\varphi}$ (в дальнейшем ИФ) и измерителей модулей межпериодных коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho} \equiv \{\hat{\rho}_{0s}\}$, $s = \overline{1, m}$ (в дальнейшем ИМ), выполняемых в соответствии с работой [12].

Во-вторых, адаптивное смещение АЧХ фильтра на величину доплеровской частоты пассивной помехи (в случае АРФ-КВК) или компенсация доплеровской фазы (АРФ-АК) с помощью включенных в структурную схему фильтра соответствующего его порядку числа комплексных перемножителей или непосредственно самого автокомпенсатора.

В-третьих, расчет в вычислителе весовых коэффициентов (в дальнейшем ВК) модулей весовых коэффициентов фильтра $\hat{g}_j = f_j(\{\hat{\rho}_{0s}\})$, $j = \overline{0, m}$, по проведенным измерениям априорно неизвестных параметров пассивной помехи на основе соответствующих адаптивных алгоритмов [11], реализующих наилучшую по выбранному показателю эффективность (в случае фильтра с ПА), в случае же фильтра с ЧА ВК трансформиру-

ется в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), хранящее рассчитанные и заранее введенные весовые коэффициенты.

При вобуляции периода повторения эрмитова корреляционная матрица помехи перестает быть теплицевой, что предполагает особенности при построении таких АРФ.

Во-первых, оценивание межпериодного сдвига фазы помехи в каждом периоде повторения поскольку $\sum_{a=k}^j \hat{\varphi}_a \neq (j-k)\hat{\varphi}$, что обусловлено зависимостью этого сдвига фазы уже и от временной структуры обрабатываемых отсчетов (закона и диапазона вобуляции) и оценивание $M_\rho = m(m+1)/2$ модулей коэффициентов межпериодной корреляции вместо $M_\rho = m$ при постоянном периоде повторения, вызванное тем, что корреляционная матрица помехи при вобуляции периода повторения перестает быть теплицевой.

Во-вторых, адаптивное смещение АЧХ фильтра для АРФ-КВК или компенсация доплеровской фазы пассивной помехи для АРФ-АК должны учитывать следующие условия:

$$\arg(\hat{g}_j^{(q)}) = \sum_{a=0}^{j-1} \hat{\varphi}_{q-a-1} \approx \frac{t_q - t_{q-j}}{T_{q-1}} \hat{\varphi}_{q-1} \quad \text{или}$$

$$\sum_{a=0}^q \hat{\varphi}_a \approx \frac{t_q - t_0}{T_{q-1}} \hat{\varphi}_{q-1}, \quad \text{соответственно, так как допле-}$$

ровский сдвиг фазы при вобуляции зависит от временной структуры поступающих отсчетов.

В-третьих, весовые коэффициенты АРФ являются принципиально асимметричными, т.е. $g_j^{(q)} \neq g_{m-j}^{(q)}$, что предполагает введение дополнительного весового блока. Для фильтра с полной адаптацией необходимо наличие $M_\rho = m(m+1)/2$ операндов, т.е. M_ρ измерителей модулей коэффициентов межпериодной корреляции. а для фильтра с частичной адаптацией в структурной схеме АРФ необходимо наличие дополнительного распределяющего блока – коммутатора, осуществляющего в зависимости от номера текущего периода повторения выбор соответствующего ему вектора весовых коэффициентов, поскольку неадаптивные оптимальные алгоритмы расчета весовых коэффициентов являются при вобуляции периода повторения некоторыми функциями времени [4, 11], т.е. $g_j^{(q)} = f_j(T_{q-1}, \dots, T_{q-m})$.

Структурные схемы АРФ

Укрупненная структурная схема АРФ-КВК с полной адаптацией (ПА) представлена на рис. 1, где $U_q = x_q + iy_q$ – цифровые отсчеты комплексной огибающей входных данных. Схема содержит измеритель модулей (ИМ) коэффициентов межпериодной корреляции помехи, состоящий с учетом $\hat{\rho}_{jk}^{(q)} = \hat{\rho}_{j-1, k-1}^{(q-1)}$ из m измерителей совокупности коэффициентов $\{\hat{\rho}_{0s}^{(q)}\}$, $s = \overline{1, m}$; формирователь (Ф), состоящий из $m(m-1)/2$ блоков задержки на период повторения и формирующий совокупность $M_\rho = m(m+1)/2$ оценок $\{\hat{\rho}_s^{(q)}\}$, $s = \overline{0, M_\rho - 1}$,

или оценку корреляционной матрицы помехи; измеритель межпериодных доплеровских сдвигов фазы (ИФ) помехи $\hat{\phi}_s$, $s = \overline{1, m}$; вычислитель весовых коэффициентов (ВК), состоящий из набора арифметических устройств (сумматоров, умножителей и т.д.) и вычисляющий на основе оценок $\{\hat{\rho}_s^{(q)}\}$, $s = \overline{0, M_p - 1}$, соответствующую совокупность весовых коэффициентов $\{\hat{g}_j^{(q)}\}$, $j = \overline{0, m}$, согласно адаптивным алгоритмам [11], которые, в частности, при $m = 2$ имеют вид

$$g_0 = 1, \quad \hat{g}_1^{(q)} = -\frac{1}{1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}} (\hat{\rho}_{01}^{(q)} + \hat{g}_2^{(q)} \hat{\rho}_{12}^{(q)}),$$

$$\hat{g}_2^{(q)} = \frac{(1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}) \hat{\rho}_{12}^{(q)} - \hat{\rho}_{01}^{(q)} \hat{\rho}_{02}^{(q)}}{(1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}) \hat{\rho}_{01}^{(q)} - \hat{\rho}_{12}^{(q)} \hat{\rho}_{02}^{(q)}}, \quad q = \overline{m, L - 1},$$

где $\hat{\lambda}_{\min}^{(q)}$ – оценка наименьшего собственного числа корреляционной матрицы помехи, L – число обрабатываемых периодов.

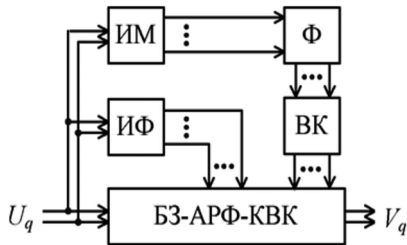


Рис. 1. Структурная схема АРФ-КВК с ПА

Базовое звено (БЗ) представляет собой цифровой фильтр порядка m , состоящий из m блоков задержки на период повторения, m комплексных перемножителей, m весовых блоков и сумматора. БЗ осуществляет скользящее весовое суммирование поступающих отсчетов U_q в соответствии с алгоритмом

$$V_q = \sum_{j=0}^m \hat{g}_j^{(q)} U_{q-j}, \quad q = \overline{m, L - 1}.$$

Синхронизация АРФ осуществляется подачей на все его блоки последовательности синхронизирующих импульсов от синхрогенератора (на рисунках не показан). Особенности синхронизации различных блоков АРФ, вызванные неэквидистантным поступлением обрабатываемых отсчетов, заключаются в том, что цифровая обработка данных осуществляется от начала периода в течение только минимального периода повторения T_{\min} , при этом отсчеты данных, чей номер превышает $N = T_{\min} / t_d$ (t_d – период дискретизации), игнорируются соответствующим тактированием блоков АРФ.

Приведенная структурная схема является исходной для построения других вариантов АРФ. В АРФ-КВК с частичной адаптацией отсутствует ИМ, а Ф заменяется коммутатором (К), осуществляющим коммутацию совокупности весовых коэффициентов. При этом ВК заменяется m блоками ПЗУ, в ячейках которых хранятся рассчитанные и введенные заранее совокупности весовых коэффициентов $\{g_j^{(q)}\}$, $q = \overline{0, p - 1}$, в частности, при $m = 2$ в виде:

$$g_0 = 1, \quad g_1^{(q)} = -(1 + g_2^{(q)}), \quad g_2^{(q)} = T_{q-1} / T_{q-2}.$$

Конкретное выполнение каскадного АРФ-КВК с ЧА 3-го порядка приведено в описании патента [13].

Укрупненная структурная схема АРФ-АК с полной адаптацией (ПА) представлена на рис. 2. В этом случае на входе фильтра включается АК, а ИФ отсутствует. Конкретное выполнение АРФ-АК с ПА приведено в описании патента [14]. Особенности построения фильтра с ЧА аналогичны соответствующему варианту АРФ-КВК.

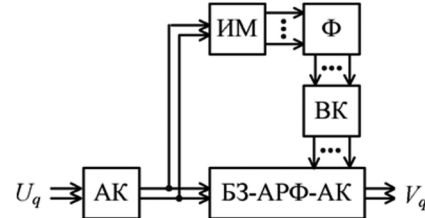


Рис. 2. Структурная схема АРФ-АК с ПА

Заключение

Приведены системные функции адаптивных режекторных фильтров в z -плоскости, позволяющие проводить синтез адаптивных устройств подавления пассивных помех при вобуляции периода повторения. Предложена методика анализа системных функций фильтров, функционирующих при неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов.

Проведен синтез адаптивных режекторных фильтров с учетом особенностей, обусловленных переменным периодом повторения. В рамках проведенного синтеза выделены общие принципы построения адаптивных устройств подавления пассивных помех, а также ряд особенностей, присущих случаю вобуляции периода повторения.

Рассмотрены укрупненные структурные схемы АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и автокомпенсатором соответственно с полной и частичной адаптацией и частные варианты построения адаптивных режекторных фильтров – фильтра с комплексными весовыми коэффициентами (случай частичной адаптации) и фильтра с автокомпенсатором (случай полной адаптации), реализующие высокую эффективность выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех в условиях априорной неопределенности при вобуляции периода повторения импульсов и завершении процесса адаптации в пределах переходного процесса в фильтрах.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21-26.

6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. – № 2. – С. 30-33.

7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.

8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.

9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.

10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией // Цифро-

вая обработка сигналов. – 2018. – № 1. – С. 28-32.

11. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при воуляции периода повторения // Радиотехника. 2015. – № 5. – С. 97-101.

12. Попов Д.И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех // Радиопромышленность. – 2017. – № 1. – С. 57-62.

13. Патент на изобретение № 2579998 РФ, МПК H03H 7/12. Адаптивный режекторный фильтр / Д.И. Попов, опубл. 10.04.2016, Бюл. № 10. – 12 с.

14. Патент на изобретение № 2599621 РФ, МПК H04B 1/10. Адаптивный режектор пассивных помех / Д.И. Попов, опубл. 10.10.2016, Бюл. № 28. – 16 с.

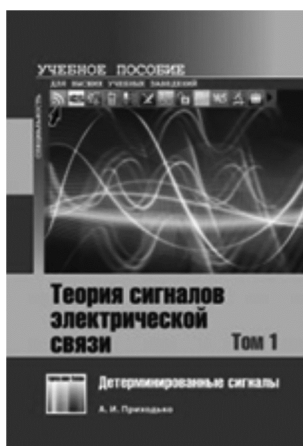
НОВЫЕ КНИГИ

Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 1. – Детерминированные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 364 с.: ил.

Приведены основные сведения о системах электрической связи. Рассмотрены основные модели и характеристики детерминированных сигналов и вопросы спектрального и корреляционно-спектрального анализа периодических и непериодических сигналов. Представлены принципы аналого-цифрового преобразования непрерывных сигналов. Рассмотрены методы описания и комплексного представления узкополосных сигналов.

Рекомендовано УМО РАЕ по классическому университетскому и техническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 – «Радиотехника».



Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 2. – Случайные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 288 с.: ил.

Приведены общие сведения о случайных сигналах. Рассмотрены основные классы и модели случайных сигналов. Обсуждены вопросы представления случайных сигналов. Рассмотрены методы описания узкополосных случайных сигналов.

Рекомендовано УМО РАЕ по классическому университетскому и техническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 – «Радиотехника».



Приходько А.И.

Теория сигналов электрической связи. В 3-х томах. Том 3. – Модулированные сигналы / Учебное пособие для вузов. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2021 г. – 472 с.: ил.

Даны основные характеристики, методы формирования и обработки сигналов с аналоговой модуляцией. Рассмотрены вопросы оптимального приема дискретных сигналов в непрерывных каналах связи. Рассмотрены статистические характеристики дискретных случайных последовательностей. Проведен анализ основных характеристик и методов оптимального приема сигналов с импульсно-кодовой модуляцией. Рассмотрены основные характеристики, методы формирования, обработки и оценки помехоустойчивости приема сигналов с двоичной и M-ичной дискретной модуляцией.

Рекомендовано УМО РАЕ по классическому университетскому и техническому образованию в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки: 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 11.03.01 – «Радиотехника».



УДК 621.391:621.396.96

РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ РЕЖЕКТИРОВАНИЯ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

ROBUST ALGORITHMS FOR CLUTTER REJECTION

Popov D.I.

The qualitative definition of robustness in relation to the SDC problem is considered and the criterion for the synthesis of robust algorithms is introduced. The synthesis and analysis of adaptive robust algorithms for clutter rejection, the main properties and advantages of which are analyticity and comparative simplicity, is carried out; as well as the possibility of achieving the maximum or close to it efficiency in the absence of measurement errors of unknown parameters of the correlation matrix of the clutter, while the maximum loss value due to not taking into account the shape of the energy spectrum of the clutter, in comparison with the exact optimal algorithms is only a fraction of dB (in particular, for the second-order notch filter (RF) is 0.16 dB). It is shown that the existence, continuity, and modulo-boundedness of the derivatives of the vector of weight coefficients reduces the influence of a methodological or systematic measurement error. The synthesized robust algorithms for clutter detection neutralize the influence of random errors caused by various objective destabilizing factors on the calculation of the RF weight vector.

Key words: adaptation, weight vector, repetition period wobble, minimax criterion, clutter, rejection, robust algorithms, synthesis.

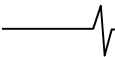
Ключевые слова: адаптация, весовой вектор, wobbling периода повторения, минимаксный критерий, пассивная помеха, режектирование, робастные алгоритмы, синтез.

Введение

При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа

Рассмотрено качественное определение робастности применительно к задаче СДЦ и введен критерий синтеза робастных алгоритмов. Проведен синтез и анализ адаптивных робастных алгоритмов режектирования пассивных помех, основными свойствами и достоинствами которых являются аналитичность и сравнительная простота, а также возможность достижения предельной или близкой к ней эффективности при отсутствии ошибок измерения неизвестных параметров корреляционной матрицы помехи. При этом максимальная величина проигрыша, обусловленная не учетом формы энергетического спектра помехи, по сравнению с точными оптимальными алгоритмами, составляет всего доли дБ (в частности, для режекторного фильтра (РФ) второго порядка – это 0.16 дБ). Показано, что существование, непрерывность и ограниченность по модулю производных вектора весовых коэффициентов позволяет снизить влияние методической или систематической ошибки измерения. Синтезированные робастные алгоритмы режектирования пассивных помех нейтрализуют влияние на расчет весового вектора РФ случайных ошибок, обусловленных различными объективными дестабилизирующими факторами.

[8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [11].



Кроме того, эффективная селекция сигналов движущихся целей невозможна при так называемых слепых скоростях цели, когда спектральные линии сигнала и помехи совпадают. Одним из способов борьбы со слепыми скоростями является вобуляция периода повторения зондирующих импульсов [3, 4]. Режектирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности при вобуляции периода повторения рассмотрено в работе [12].

В работе [13] рассмотрена устойчивость адаптивных алгоритмов режектирования пассивных помех. Показано, что соответствующим выбором параметров адаптивных алгоритмов режектирования пассивных помех можно минимизировать чувствительность последних к ошибкам математических вычислений, обусловленных конечной разрядностью цифровых устройств; при этом предполагалось, что оценки неизвестных параметров помехи совпадают с их истинными значениями. Однако на практике характеристики реальных наблюдаемых данных отличаются от предполагаемых, вследствие нарушений условий типа независимости, стационарности и т. п., что приводит к значительному снижению эффективности процедуры обработки данных и, в конечном счете, точностных показателей всей системы. Таким образом, возникает необходимость в создании алгоритмов обработки, робастных к возможным вариациям характеристик исходных данных, достоинством которых является устойчивость к ошибкам измерения параметров помехи в процессе адаптации.

Качественное определение робастности

Понятие робастности является обобщающим, отсутствие точного определения приводит к включению в данную область все новых проблем. Известен целый ряд первоначальных подходов [14, 15], тесно связанных с формулировками конкретных проблем качественного определения робастности, в качестве которого будем использовать определение устойчивости (или робастности), данное в работе [13].

Любые реальные данные неизбежно содержат ошибки, которые можно разделить на три группы [15]:

- 1) ошибки округления, группировки и другие локальные неточности;
- 2) ошибки, связанные с использованием так называемых предельных теорем и свойств;
- 3) ошибки, имеющие вид грубых промахов: сбои аппаратуры, ошибки в записи программ, нарушения для отдельных наблюдений условия однородности выборки и т.п.

Рассмотрим описанные выше группы ошибок применительно к задаче выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех. Ошибки первой и второй групп, обусловленные алгоритмами оценивания аргументов и модулей коэффициентов корреляции помехи, а также процедурой многоуровневого квантования результатов внутривыборочной обработки, поступающих на вход цифровой системы межвыборочной обработки, обычно не создают серьезных трудностей, хотя они вполне могут иметь катастрофические последствия. В настоящее время достаточно хорошо разработаны и

исследованы алгоритмы робастного квантования входных данных и стабильные методы обнаружения и оценивания параметров сигналов на фоне помех (например, огрубленный метод максимального правдоподобия), позволяющие в значительной степени устранить ошибки первых двух групп. Поэтому в дальнейшем будут рассматриваться вопросы синтеза робастных алгоритмов режектирования пассивных помех, нивелирующие последствия воздействия ошибок третьей группы.

Из анализа устойчивости адаптивных алгоритмов следует, что в случае сильно коррелированных помех, характеризующихся плохо обусловленными корреляционными матрицами [13], максимальное возмущение вектора весовых коэффициентов может достигать недопустимых значений. Данное обстоятельство приводит к существенному отклонению весового вектора от своего оптимального значения, что существенно снижает отношение сигнал/помеха на выходе фильтра, а в пределе может привести к невыполнению РФ функций подавления помех, в частности, при средних значениях коэффициента корреляции ($\rho < 0,8$).

В связи с этим представляет интерес решение задачи синтеза устойчивых к ошибкам измерения адаптивных алгоритмов режектирования пассивных помех при всех возможных значениях оцениваемых параметров ($0 \leq \rho \leq 1$) для случаев эквидистантного и неэквидистантного поступления обрабатываемых отсчетов.

Критерий синтеза робастных алгоритмов

В качестве критерия синтеза робастных алгоритмов адаптивного режектирования пассивных помех – алгоритмов расчета модулей весовых коэффициентов нерекурсивного РФ – рассмотрим модифицированный применительно к задаче СДЦ минимаксный подход [15]:

$$\mu_{\text{opt}} \rightarrow \min_{\mathbf{G}} \max_v \Delta \mathbf{G}, \text{ при } \mu_{\text{opt}} \rightarrow \mu_{\text{max}} = 1/\lambda_{\text{min}}, \quad (1)$$

где μ_{opt} и μ_{max} – соответственно оптимизированный и предельный коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха, усредненные по всему диапазону анализируемых доплеровских частот сигнала; $\mathbf{G} = \{g_j\}^T$, $j = \overline{0, m}$, – вектор модулей весовых коэффициентов нерекурсивного РФ; v – связность коррелированной помехи при математической модели помехи в виде v – связного марковского нормального случайного процесса; $\Delta \mathbf{G}$ – возмущение вектора весовых коэффициентов, являющееся некоторой функцией от влияния обусловленности корреляционной матрицы пассивной помехи; λ_{min} – минимальное собственное значение корреляционной матрицы пассивной помехи.

Таким образом, как видно из (1), синтез робастных алгоритмов сводится к двум основным этапам: во-первых, выбирается наименее благоприятный параметр нормального распределения, характеризующийся наибольшим потенциальным возмущением весового вектора; а, во-вторых, производится непосредственно минимизация данной величины с учетом выбранной при синтезе модели помехи.

Произведем выбор наименее благоприятного параметра нормального распределения. Для заданной поме-

ховой обстановки (при заданных спектрально-корреляционных свойствах пассивной помехи) наиболее худшая обусловленность корреляционной матрицы, а следовательно, максимальное возмущение весового вектора достигается при гауссовской аппроксимации энергетического спектра пассивной помехи ($\nu \rightarrow \infty$). Следовательно, в качестве математической модели при синтезе робастных алгоритмов выбираем помеху с гауссовской функцией корреляции, которая имеет вид

$$\rho(\tau) = \exp \left\{ - \left(\frac{\pi \beta_{\min} \tau}{T_{\min}} \right)^2 / 2,8 \right\}, \quad (2)$$

где β_{\min} – нормированная ширина спектра помехи.

Прежде чем перейти непосредственно к синтезу робастных алгоритмов рассмотрим упоминавшуюся в работе [13] стабилизирующую функцию минимального собственного значения в алгоритмах оптимального режектирования на примере весового вектора фильтра первого порядка.

Согласно выражению (3) работы [12] для нулевой ($Row = 0$) и первой ($Row = 1$) строк разложения адаптивный весовой вектор запишется в виде

$$Row = 0 \Rightarrow g_0 = 1, g_1 = -\frac{\hat{\rho}_{01}}{1 - \lambda_{\min}}; \quad (3)$$

$$Row = 1 \Rightarrow g_0 = 1, g_1 = -\frac{1 - \lambda_{\min}}{\hat{\rho}_{01}}; \quad (4)$$

$$\lambda_{\min} = 1 - \hat{\rho}_{01}.$$

Как видно из выражений (3, 4), при любом произвольном значении оценки модуля коэффициента корреляции помехи (даже если $\hat{\rho}_{01} \neq \rho_{01}$) выражение для весового коэффициента в конечном итоге принимает вид $g_1 = -\hat{\rho}_{01} / \hat{\rho}_{01} \equiv -1$. А, следовательно, учет значения λ_{\min} при вычислении весового вектора дает робастный в самом широком смысле и простейший алгоритм режектирования пассивных помех, реализующий наилучший показатель эффективности (1) работы [12] при произвольных корреляционных свойствах помехи. Не учет же значения λ_{\min} ведет к резкой чувствительности алгоритмов (3, 4) к ошибкам третьей группы и, кроме того, при малых значениях коэффициента корреляции пассивной помехи получающиеся при различных строках разложения весовые коэффициенты уже не являются коэффициентами РФ.

Таким образом, учет значения λ_{\min} при синтезе конкретного вида алгоритмов оптимального режектирования является необходимым условием робастности получающихся адаптивных алгоритмов по отношению к ошибкам в виде грубых промахов.

Воспользовавшись данным выводом, синтезируем робастные алгоритмы для второго порядка фильтра при постоянном периоде повторения, а затем, с учетом полученных результатов, распространим идею построения робастных алгоритмов на случай больших порядков фильтров $m \geq 3$ и на случай воуляции периода повторения.

Синтез робастных алгоритмов при постоянном периоде повторения

При постоянном периоде повторения эрмитова корреляционная матрица пассивной помехи является треугольной и характеризуется набором, состоящим из $M_\rho = m$ модулей коэффициентов корреляции. В частности, при $m = 2$ имеем два коэффициента $\{\rho_{01}, \rho_{02}\}$. Характеристическое уравнение корреляционной матрицы помехи [12] в этом случае преобразуется к приведенному «неполному» алгебраическому действительному уравнению [16] вида $t^3 - t(2\rho_{01}^2 + \rho_{02}^2) + 2\rho_{01}^2\rho_{02} = 0$, при этом $(1 - \lambda_{\min}) = \sqrt{2\rho_{01}^2 + (0,5\rho_{02})^2} - 0,5\rho_{02}$. При использовании полученного выражения $(1 - \lambda_{\min})$ в уравнении (3) работы [12] и выбирая в качестве строки разложения $Row = 1$, для элементов разложения $Col = 0$ и $Col = 1$, соответственно имеем:

$$Col = 0 \Rightarrow g_0 = g_2 = 1, g_1 = -0,5 \left(\rho^3 + \sqrt{8 + \rho^6} \right); \quad (5)$$

$$Col = 1 \Rightarrow g_0 = g_2 = -0,25 \left(\sqrt{8 + \rho^6} - \rho^3 \right), g_1 = 1, \quad (6)$$

где учтено, что для гауссовской функции корреляции помехи (2) $\rho_{02} = \rho_{01}^4 = \rho^4$.

Алгоритмы (3, 4) работы [12] являются точными, а (5, 6) – приближенными, но при этом робастными. Для их сравнения определим проигрыш $\Delta\mu$ в коэффициенте μ по сравнению с оптимальными алгоритмами за счет не учета вида аппроксимации энергетического спектра пассивной помехи (т.е. связности ν). Соответствующие зависимости от нормированного коэффициента корреляции помехи $\rho_{\min} = \rho$ для различных значений связности ν приведены на рис. 1. Как видим, размер проигрыша зависит от ширины спектра помехи (или коэффициента корреляции ρ) и связности ν помехи. При этом максимальная величина проигрыша, равная 0,16 дБ, достигается, как и следовало ожидать, при резонансной аппроксимации спектра помехи ($\nu = 1$). Кроме того, с увеличением связности помехи величина проигрыша резко (практически на порядок) уменьшается $\Delta\mu(\nu) \approx 10^{-\nu}$. Отметим также, что данные значения проигрыша намного меньше, чем у приближенных алгоритмов, когда не учитывается значение λ_{\min} .

Переходя, в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода, к оценке модуля коэффициента межпериодной корреляции ρ , получаем адаптивные робастные алгоритмы оптимального режектирования пассивной помехи

$$Col = 0 \Rightarrow g_0 = g_2 = 1, \hat{g}_1 = -0,5 \left[(\hat{\rho})^3 + \sqrt{8 + (\hat{\rho})^6} \right]; \quad (7)$$

$$Col = 1 \Rightarrow g_0 = g_2 = -0,25 \left[\sqrt{8 + (\hat{\rho})^6} - (\hat{\rho})^3 \right], \hat{g}_1 = 1. \quad (8)$$

Отметим достоинства синтезированных адаптивных робастных алгоритмов (7, 8). Это, во-первых, их аналитичность и сравнительная простота. Во-вторых возмож-

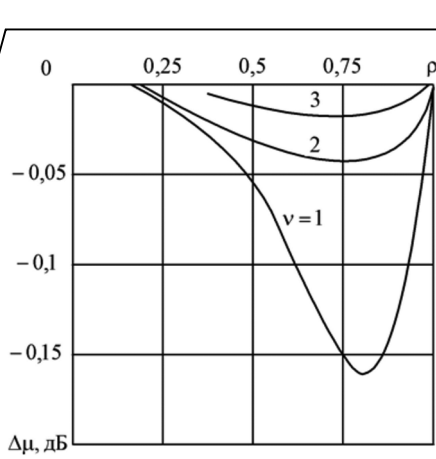


Рис. 1. Зависимости проигрыша по сравнению с оптимальными алгоритмами

ность получения предельной при $\nu \rightarrow \infty$ или близкой к ней при $\nu = 1, 2, \dots$ (причем величина проигрыша пропорциональна $10^{-\nu}$) эффективности при произвольных корреляционных свойствах пассивной помехи, при этом $0 \leq \rho \leq 1$. В-третьих, зависимости $\hat{g}_j = f_j(\hat{\rho})$ являются монотонными гладкими функциями, имеющие конечные пределы при $\rho \rightarrow 1$ и $\rho \rightarrow 0$. В-четвертых, функции $f_j(\hat{\rho})$ являются непрерывно дифференцируемыми, т.к. соответствующие производные существуют и непрерывны, причем максимальное значение нормы матрицы производных вектора весовых коэффициентов, равное $D = 2$ или $D = 1$ (соответственно для нулевого и первого элемента разложения), достигается при $\rho \rightarrow 1$ и плавно уменьшается до нуля при $\rho \rightarrow 0$. И, в-пятых, это устойчивость к ошибкам в виде грубых промахов; действительно, допустим, что при $\rho = 1$ в результате процедуры оценивания получено $\hat{\rho} = 0$, при этом алгоритмы (7, 8) все равно сформируют АЧХ фильтра, имеющую два режекторных провала (положение нулей при этом $\theta_{0(1,2)} = \pm \pi / 4$ [5]) и обеспечивающую $\mu \approx 12,5$ дБ.

Синтез робастных алгоритмов при вобуляции периода повторения

Для случая больших порядков фильтра ($m \geq 3$), а также при вобуляции периода повторения для $m \geq 2$ не удастся получить простые алгоритмы, аналогичные (5-8), вследствие чрезвычайно сложной функциональной зависимости $\lambda_{\min} = f(\{\rho_s\})$. Однако функциональные зависимости $g_j^{(q)} = f_j(\{\rho_s^{(q)}\})$ являются монотонными гладкими функциями, имеющими конечные пределы при $\Delta F_C \rightarrow 0$ и $\Delta F_C \rightarrow \infty$. Причем при $\Delta F_C \rightarrow 0$ ($\rho \rightarrow 1$) пределы определяются знакопеременными биномиальными коэффициентами [1-3] для случая постоянного периода повторения или переменными во времени коэффициентами [4] для случая вобуляции периода повторения, а при $\Delta F_C \rightarrow \infty$ ($\rho \rightarrow 0$) коэффициентами, определяющими критические (максимально допустимые) положения комплексно-сопряженных нулей [5]. Тогда синтез робастных алгоритмов сводится к аппроксимации зависимостей $g_j^{(q)} = f_j(\{\rho_s^{(q)}\})$, например, полиномиальной функцией вида

$$p_j(q, \rho_{\min}) = p_j(q, \rho) = \sum_{k=0}^S p_{qk}^{(j)} \rho^k, \quad (9)$$

где S – максимальное значение степени полиномиальной функции, которая определяется порядком фильтра.

С учетом принятой гауссовской функции корреляции помехи $\left(\rho_{jk}^{(q)} = \rho^{((t_{q-j} - t_{q-k}) / T_{\min})^2} \right)$ значение S должно вы-

бираться из условий

$$S \geq 2(m^2 - 1), \text{ или} \quad (10)$$

$$S \geq 2(m_1^2 - 1), \quad m_1 = \max_q \left[\frac{t_q - t_{q-m}}{T_{\min}} + 1 \right], \quad (11)$$

$$q = \overline{m, P + m - 1},$$

где символом « $\overline{\quad}$ » обозначена операция взятия целой части числа, при этом формула (10) соответствует случаю постоянного периода, а (11) – случаю вобуляции периода повторения; P – ядро вобуляции [12].

Процедура определения коэффициентов $\mathbf{P}_q^{(j)} = \{p_{qk}^{(j)}\}$, $k = \overline{0, S}$, сводится к следующим двум этапам:

1) интервал $0 \leq \rho \leq 1$ разбивается на S интервалов ($S+1$) точками $x_0 = 0, x_1, x_2, \dots, x_{S-1}, x_S = 1$, при этом положение точек x_1 и x_{S-1} выбирается таким, чтобы разрядность ЭВМ позволила рассчитать величину λ_{\min} с заданной точностью, а положение остальных точек выбирается равномерным на интервале (x_1, x_{S-1}) ;

2) методом Крамера [16] для каждого $j = \overline{0, m}$, $j \neq Col$ решается система линейных алгебраических уравнений вида

$$\mathbf{A} \mathbf{P}_q^{(j)} = \mathbf{F}_q^{(j)}, \quad (12)$$

где $\mathbf{A} = \{a_{ik} = (x_i)^k\}$, $\mathbf{F}_q^{(j)} = \{(F_q^{(j)})_k = f_j(\{\rho_s^{(q)}\})\}_{\rho_{\min} = x_k}^T$, $i, k = \overline{0, S}$,

причем в качестве параметров алгоритмов (3) работы [12] в соответствии с рекомендациями работы [13] выбираются $Row = 1, Col = 0$ или $Col = 1$ (для минимизации нормы матрицы производных весового вектора); причем данную совокупность действий необходимо провести для каждого значения $q = \overline{m, P + m - 1}$ (при постоянном периоде повторения – один раз).

Теперь, переходя к оценочному значению коэффициента корреляции $\hat{\rho}_{01}^{(q)} = \hat{\rho}$, с учетом (9-12) получаем адаптивные робастные алгоритмы оптимального режекторирования

$$g_{Col} = 1, \quad \hat{g}_j^{(q)} = p_j(q, \hat{\rho}), \quad q = \overline{m, P + m - 1}, \\ j = \overline{0, m}, \quad j \neq Col. \quad (13)$$

В процессе адаптации по номеру периода повторения q выбираются соответствующие m векторов

$$P_{q(\text{mod})P}^{(j)}, \text{ по оценке } \hat{\rho}_{01}^{(q)} \text{ определяется } \hat{\rho} = (\hat{\rho}_{01}^{(q)})^{(T_{\min}/T_q)^2}$$

(при постоянном периоде повторения $\hat{\rho} \equiv \hat{\rho}_{01}^{(q)}$) и после дальнейшей подстановки в (13) рассчитываются весовые коэффициенты нерекурсивного РФ.

Заключение

На основе качественного определения робастности применительно к задаче СДЦ и введенного критерия синтеза робастных алгоритмов проведен синтез и анализ адаптивных робастных алгоритмов режектирования пассивных помех, основными достоинствами которых являются:

- аналитичность и сравнительная простота;
- возможность достижения предельной или близкой к ней эффективности при отсутствии ошибок измерения неизвестных параметров помехи (при этом максимальная величина проигрыша, обусловленная не учетом формы энергетического спектра помехи, по сравнению с точными оптимальными алгоритмами составляет всего доли дБ, так для РФ второго порядка – это 0,16 дБ);
- существование, непрерывность и ограниченность по модулю производных вектора весовых коэффициентов, что позволяет снизить влияние методической или систематической ошибки измерения;
- нейтрализация влияния на расчет весового вектора РФ случайных ошибок, обусловленных различными объективными дестабилизирующими факторами.

Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52. – № 4. – С. 46-55.
6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30–33.
7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.
10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией // Цифровая обработка сигналов. – 2018. – № 1. – С. 28-32.
11. Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию // Цифровая обработка сигналов. – 2021. – № 1. – С. 55-58.
12. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при воубуляции периода повторения // Радиотехника. 2015. – № 5. – С. 97-101.
13. Попов Д.И. Устойчивость адаптивных алгоритмов режектирования пассивных помех // Радиопромышленность. – 2018. – № 1. – С. 87-93.
14. Хьюбер Дж.П. Робастность в статистике. – М.: Мир, 1984. – 304 с.
15. Кассам С.А., Пур Г.В. Робастные методы обработки сигналов: обзор // ТИИЭР. – 1985. – Т. 73. – № 3. – С. 54-110.
16. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1973. – 832 с.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы). Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 250 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index (287-я позиция).

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 2 июль 2021 г. Тематический выпуск по материалам 23-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».
- № 3 сентябрь 2021 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2021 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений. С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

АНАЛИЗ ПРИМЕНЕНИЯ АДАПТИВНЫХ ГРЕБЕНЧАТЫХ БИХ-ФИЛЬТРОВ В ЗАДАЧЕ ВЫДЕЛЕНИЯ УЗКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ШУМА

Горюшкин Р.С., н.с. кафедры ТОР РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: gorushkin.r.s@tor.rsreu.ru

Витязев В.В., д.т.н., заведующий кафедрой ТОР РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru

ANALYZING OF THE ADAPTIVE LINE ENHANCEMENT OF NARROWBAND SIGNAL USING ADAPTIVE INTERPOLATED IIR FILTER

Goriushkin R.S., Vityazev V.V.

Digital adaptive filtering has found application in many areas of digital signal processing: communication systems, radar, audio- and video data processing. A typical challenge is adaptive amplification of spectral lines in the presence of broadband interference. This paper investigates the use of digital adaptive interpolated filters with infinite impulse response in the problems of digital adaptive filtering of narrowband signals.

Key words: adaptive filtering, interpolated filters, narrowband signals, infinite impulse response, broadband interference.

Ключевые слова: адаптация, гребенчатая фильтрация, узкополосный сигнал, широкополосный шум, восстановление, БИХ-фильтр.

Введение

Адаптивные фильтры являются цифровыми фильтрами с саморегулирующимися характеристиками. Основной их особенностью является возможность автоматической подстройки коэффициентов в соответствии с алгоритмом адаптации и набором входных данных. Цифровые адаптивные фильтры играют важную роль в задачах цифровой обработки сигналов (ЦОС), которые включают в себя эхокомпенсацию, очистку сигналов от шума, улучшение биомедицинских сигналов, активное шумоподавление. Работа адаптивных фильтров, как правило, связана с адаптацией системы к изменяющемуся каналу передачи, спектральному перекрытию между шумом и сигналом, а также к неизвестному или изменяющемуся во времени шуму [1].

Восстановление узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума путём адаптивного усиления спектральных линий является одним из применений адаптивной цифровой фильтрации [2]. Адаптивное усиление спектральных линий выполняется в соответствии со схемой, представленной на рис. 1.

Принимаемый сигнал подаётся на устройство задержки, а затем на вход адаптивного фильтра. Обучающим сигналом является непосредственно принимаемый сигнал. Задержка на входе адаптивного устройства выбирается такой, чтобы усиливаемые узкополосные составляющие искомого и обучающего сигналов были коррелированы, а широкополосные шумовые составляющие не были коррелированы между собой. Если полезный сигнал является периодическим, то значение задержки z^{-L} может быть выбрано из условия $L \geq 2$.

Как правило, для решения подобной задачи на практике используются адаптивные фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ), однако, для обра-

Цифровая адаптивная фильтрация нашла применение во многих областях цифровой обработки сигналов: в системах связи, радиолокации, обработке аудио- и видеоданных. Типичной задачей является адаптивное усиление спектральных линий на фоне широкополосной помехи. В данной работе исследуется использование цифровых адаптивных гребенчатых фильтров с бесконечной импульсной характеристикой в задачах цифровой адаптивной фильтрации узкополосных сигналов.

ботки узкополосных сигналов требуется высокий порядок фильтра такого типа. Вследствие этого их применение связано со значительными вычислительными затратами.

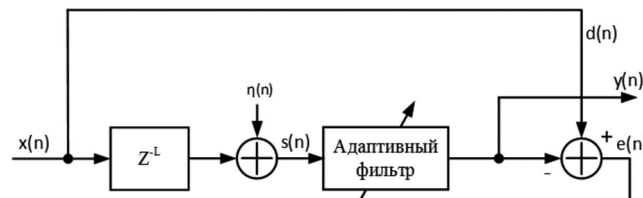


Рис. 1. Базовая схема восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума

Данная работа посвящена адаптивной фильтрации узкополосных сигналов с применением адаптивных фильтров в классе цепей с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Использование адаптивных БИХ-фильтров позволяет значительно снизить порядок фильтра, а следовательно, и вычислительные затраты на обновления коэффициентов. Недостатком использования таких фильтров является необходимость контроля устойчивости фильтра, путём мониторинга полюсов фильтра после каждой итерации обновления коэффициентов. Ещё одной проблемой является невысокая скорость и точность сходимости алгоритмов адаптации в случае обработки узкополосных сигналов.

Для реализации узкополосных фильтров с фиксированными коэффициентами с целью обеспечения высокой прямоугольности амплитудно-частотной характеристики может быть использован гребенчатый фильтр.

Данный подход позволяет реализовать системы с высоким коэффициентом прямоугольности [3, 4] с относительно небольшим порядком.

Потенциально использование адаптивного фильтра на основе гребенчатого может привести к увеличению точности и скорости сходимости алгоритмов в случае обработки узкополосных сигналов.

Цифровые адаптивные гребенчатые БИХ-фильтры

Далее кратко опишем структуру исследуемого адаптивного фильтра. Пусть выходной сигнал адаптивного БИХ-фильтра имеет вид:

$$y(n) = \sum_{i=0}^N \hat{a}_i y(n-i) + \sum_{j=0}^M \hat{b}_j x(n-j), \tag{1}$$

где $[\hat{b}_i]$ и $[\hat{a}_i]$ – адаптируемые коэффициенты усиления и обратной связи соответственно, N – количество нулей, а M – полюсов адаптивного фильтра.

При переходе к структуре адаптивного гребенчатого фильтра (АЦГФ) с бесконечной импульсной характеристикой выражение (1) примет вид:

$$y(n) = \sum_{r=0}^N \hat{b}_r x[(n-vr)] - \sum_{k=1}^M \hat{a}_k y[(n-vk)], \tag{2}$$

где \hat{b}_r , \hat{a}_k – адаптируемые коэффициенты усиления и обратной связи соответственно адаптивного базового НЧ-фильтра с бесконечной импульсной характеристикой.

Для перехода от базового НЧ-фильтра к гребенчатому необходимо заменить элементы задержки z^{-1} на буферы размером z^{-v} . Объём требуемой для реализации фильтра памяти при этом увеличится в v раз, а количество адаптируемых коэффициентов не изменится [5]. На рис. 2 представлена структура АЦГФ с бесконечной импульсной характеристикой.

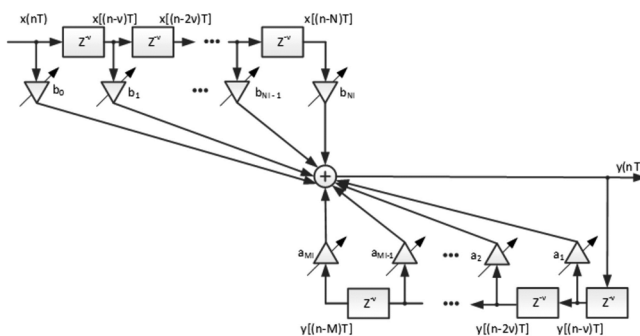


Рис. 2. Структура АЦГФ с бесконечной импульсной характеристикой

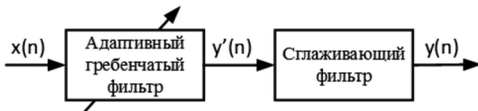


Рис. 3. Структурная схема двухкаскадной реализация адаптивного узкополосного НЧ-фильтра

Заметим, что выход подобного фильтра, в сравнении с негребенчатой структурой, будет периодическим с частотой повторения v . Для компенсации периодических составляющих может быть использован сглаживающий фильтр невысокого порядка КИХ или БИХ-типа. Структура используемой системы будет иметь вид, представленный на рис. 3.

Алгоритм адаптации

Для обновления коэффициентов адаптивного фильтра в данной работе был использован рекурсивный метод наименьших квадратов – RLS (Recursive Least Squares). Приведём краткое описание данного метода.

Целевая функция минимизации для данного алгоритма имеет вид:

$$\min_{\hat{\theta}} \sum_{n=0}^{M-1} |e(n)|^2 = \min_{\hat{\theta}} \sum_{n=0}^{M-1} |d(n) - y(n)|^2. \tag{3}$$

В выражении (3) вычисляется минимум квадрата ошибки выхода $e(n)$. Здесь $e(n)$ представляет собой разность между выходом $y(n)$ адаптивного устройства и эталонным сигналом $d(n)$.

Выражение (1) может быть переписано в виде:

$$y(n) = \hat{\theta}^T X(n), \tag{4}$$

где $\hat{\theta}$ и $X(n)$ – векторы совокупности адаптируемых коэффициентов и совокупности входных и выходных данных соответственно $\hat{\theta}$ и $X(n)$ могут быть записаны как:

$$\hat{\theta} = [\hat{a}_1 \dots \hat{a}_N \hat{b}_0 \dots \hat{b}_M]^T; \tag{5}$$

$$X(n) = [y(n-1) \dots y(n-N) x(n) \dots x(n-M)]^T. \tag{6}$$

Целевая функция минимизации при этом примет вид:

$$\xi(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} e^2(i) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} [d(i) - \hat{\theta}^T(n) X(i)]^2, \tag{7}$$

где коэффициент λ используется для снижения влияния предыдущих отсчётов на выходной результат, он выбирается из условия $0 \ll \lambda < 1$.

Алгоритм обновления коэффициентов для данного метода описывается выражением [6]:

$$\hat{\theta}(n+1) = \hat{\theta}(n) - S_D(n) \varphi(n) e(n), \tag{8}$$

где $\varphi(n) = \frac{\partial e(n)}{\partial \hat{\theta}(n)}$, а матрица S_D вычисляется в соответствии с выражением

$$S_D(n) = \frac{1}{\lambda} \left[S_D(n-1) - \frac{S_D(n-1) \varphi(n) \varphi^T(n) S_D(n-1)}{\lambda + \varphi^T(n) S_D(n-1) \varphi(n)} \right]. \tag{9}$$

Алгоритм обновления коэффициентов в структуре гребенчатого фильтра используется в исходном виде, изменения касаются только вектора в выражении (6) вследствие изменения величин задержек в структуре фильтра:

$$X(n) = [y(n-v) \dots y(n-vN) x(n) \dots x(n-vM)]^T. \tag{10}$$

Двухступенчатая реализация

На рис. 4 представлена двухступенчатая схема восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума с использованием гребенчатого БИХ-фильтра.

На вход адаптивного фильтра поступает сигнал $x(n)$, искажённый широкополосным шумом, задержанный на L отсчётов. К нему добавляется шум измерения $\eta(n)$. При этом в качестве обучающего сигнала $d(n)$ используется $x(n)$. Выход АЦГФ $y'(n)$ представляет собой сигнал с дополнительными спектральными составляющими, которые

устраняются сглаживающим фильтром (СФ), на выходе которого наблюдается результирующий сигнал $y(n)$.

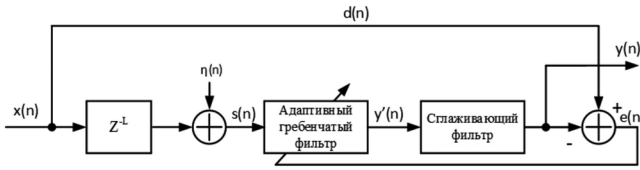


Рис. 4. Схема восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума с использованием гребенчатого БИХ-фильтра

В том случае, если полоса полезного сигнала заранее определена, СФ фильтр представляет собой фильтр с фиксированными коэффициентами, в противном случае – требуется реализация адаптивного фильтра невысокого порядка, настраиваемого перед включением АЦГФ. Полоса пропускания СФ выбирается исходя из ширины спектра полезного сигнала и положения дополнительных спектральных составляющих. Далее рассмотрим один из подходов к построению адаптивного СФ.

Реализация адаптивного сглаживающего фильтра

Одним из вариантов реализации адаптивного СФ может являться применение структуры фильтра, описанной в работе [7].

На первом этапе реализуется низкочастотный фильтр-прототип в классе БИХ-цепей $H_p(z)$, который имеет заранее заданные параметры: порядок и полоса пропускания. Затем каждый элемент задержки заменяется на адаптивные всепропускающие фильтры второго порядка.

Структура полученного адаптивного фильтра $H_{BP}(z, \xi)$ представлена на рис. 5.

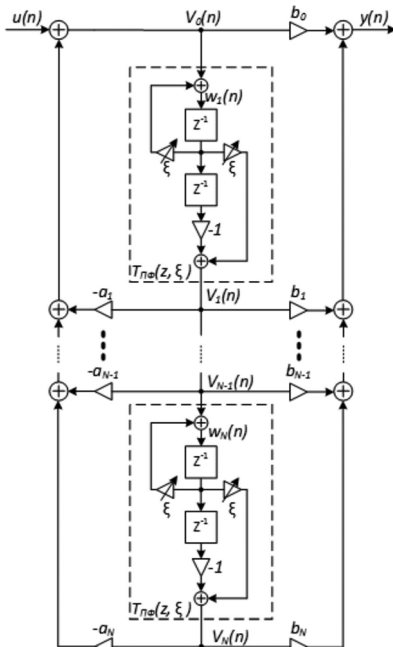


Рис. 5. Структура адаптивного сглаживающего фильтра

Алгоритм адаптации $H_{BP}(z, \xi)$ основан на рекурсивной максимизации средних квадратов [8, 9]. Здесь ξ – параметр, изменение которого позволяет изменять центральную частоту ω_{BP} фильтра-прототипа как это схематично показано на рис. 6.

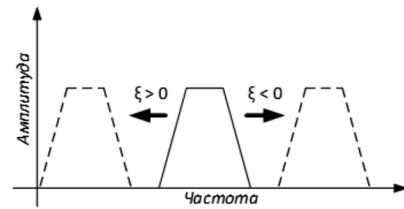


Рис. 6. Принцип изменения центральной частоты сглаживающего фильтра

Входной сигнал $u(n)$ содержит узкополосный полезный сигнал $u_c(n)$ и аддитивный белый шум $u_{ш}(n)$. При этом центр полосы $u_c(n)$ неизвестен, а полоса пропускания B_c фиксирована и задаётся фильтром-прототипом из условия подавления дополнительных лепестков адаптивного гребенчатого фильтра. В ходе адаптации параметра ξ центральная частота фильтра ω_{BP} приближается к центру полосы сигнала ω_c .

В случае использования настраиваемого сглаживающего фильтра схема, представленная на рис. 4, примет вид схемы на рис. 7.

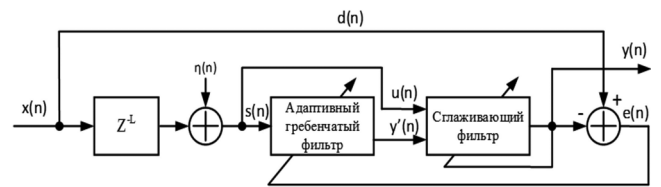


Рис. 7. Модифицированная двухступенчатая схема восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума с использованием гребенчатого БИХ-фильтра и адаптивного СФ

Далее, на основе [7, 9], коротко опишем алгоритмы реализации и работы адаптивного СФ. На первом этапе происходит расчёт низкочастотного фильтра-прототипа с передаточной характеристикой:

$$H_p(z) = \frac{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^N a_i z^{-i}}, \quad (11)$$

где N – порядок, а a_i и b_j – коэффициенты фильтра-прототипа.

На втором этапе производится частотное преобразование для приведения $H_p(z)$ к адаптивному фильтру $H_{BP}(z, \xi)$ [10]:

$$H_{BP}(z, \xi) = H_p(z) \Big|_{z^{-1} \leftarrow T(z)}, \quad (12)$$

где $T(z)$ – всепропускающая функция второго порядка, которая имеет вид:

$$T(z) = -z^{-1} \frac{z^{-1} - \xi}{1 - \xi z^{-1}}. \quad (13)$$

На практике, для реализации данного преобразования, каждый элемент задержки фильтра-прототипа заменяется на фильтр с передаточной характеристикой $T_{ПФ}(z, \xi)$. Пример структуры используемого в данной работе фильтра был приведён выше на рис. 5.

Математическое описание работы такого фильтра выглядит следующим образом:

$$v_i(n) = \xi \omega_i(n-1) - \omega_i(n-2), 1 \leq i \leq N; \quad (14)$$

$$v_0(n) = -\sum_{j=1}^N a_j v_j(n) + u(n); \quad (15)$$

$$\omega_i(n) = \xi \omega_i(n-1) + v_{i-1}(n); \quad (16)$$

$$y(n) = \sum_{i=0}^N b_i v_i(n), \quad (17)$$

где $v_0(n)$ и $v_i(n)$ представляют собой входные значения, поступающие на первый всепропускающий фильтр, и выходные данные i -го всепропускающих фильтров соответственно; $\omega_i(n)$ – вход первого элемента задержки i -го всепропускающего фильтра.

Выражение для обновления параметра ξ имеет вид:

$$\xi(n+1) = \xi(n) + \mu \frac{\partial y(n)}{\partial \xi(n)} y(n). \quad (18)$$

Заменим $\frac{\partial y(n)}{\partial \xi(n)}$ на $\psi_y(n)$ и перепишем (18) в виде:

$$\xi(n+1) = \xi(n) + \mu \psi_y(n) y(n), \quad (19)$$

где μ – шаг адаптации СФ. Дальнейшие вычисления имеют вид:

$$\psi_y(n) = \sum_{i=0}^N b_i \psi_{v_i}(n); \quad (20)$$

$$\psi_{v_i}(n) = \frac{\partial v_i(n)}{\partial \xi(n)} = \omega_i(n-1) + \xi(n) \psi_{\omega_i}(n-1) - \psi_{\omega_i}(n-1), \quad (21)$$

$1 \leq i \leq N$;

$$\psi_{v_0}(n) = \frac{\partial v_0(n)}{\partial \xi(n)} = -\sum_{j=1}^N a_j \psi_{v_j}(n); \quad (22)$$

$$\psi_{\omega_i}(n) = \frac{\partial \omega_i(n)}{\partial \xi(n)} = \omega_i(n-1) + \xi(n) \psi_{\omega_i}(n-1) + \psi_{v_{i-1}}(n), \quad (23)$$

$1 \leq i \leq N$.

При корректно выбранных параметрах, может быть получена устойчивая и эффективная с точки зрения подавления дополнительных спектральных составляющих адаптивная структура фильтра с автоматически подстраиваемой центральной частотой полосы пропускания.

Экспериментальные исследования

Задачей адаптивного фильтра является снижение среднеквадратичной ошибки (MSE) между обучающим сигналом $d(n)$ и выходным сигналом адаптивного фильтра. Минимизация выражения (3) характеризует приближение выходного сигнала к желаемому.

В качестве тестовых данных (для случая с известной полосой полезного сигнала), на вход систем, представленных на рис. 1 и 4, подавался сигнал, который представляет собой сумму гармонических сигналов, на которую наложен аддитивный белый гауссов шум (АБГШ) с нулевым математическим ожиданием и отношением сигнал-шум 0 дБ. Шум измерения находится на уровне -30 дБ относительно полезного сигнала. Гармонические сигналы имеют частоты 20, 50, 80 Гц, частота дискретизации $f_s = 1$ кГц. В качестве СФ использовался НЧ-фильтр с фиксированными значениями коэффициентов. График спектральной плотности мощности одной реализации входного сигнала с шумом $s(n)$ приведён на рис. 8.

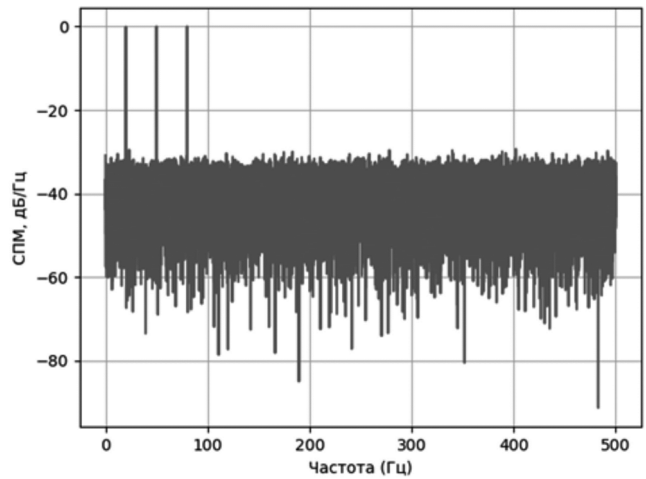
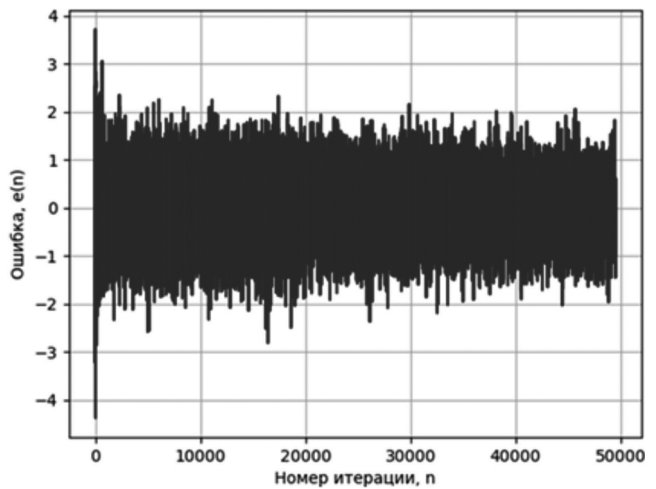
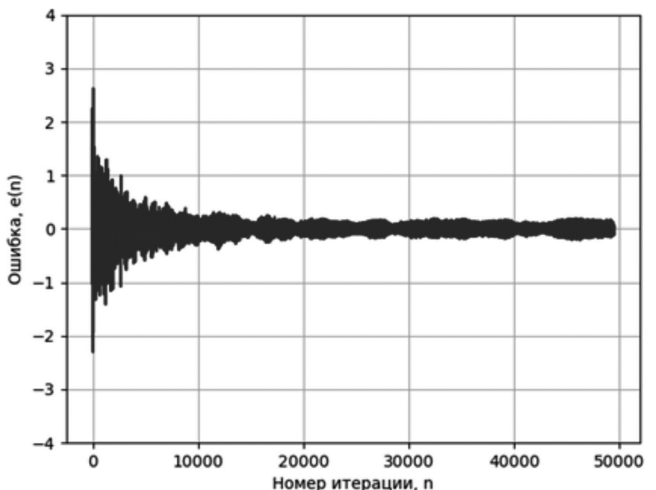


Рис. 8. Спектральная плотность мощности входного сигнала $s(n)$

Вид сигналов ошибки одного запуска для базовой структуры приведён на рис. 9, а, для двухступенчатой – на рис. 9, б.



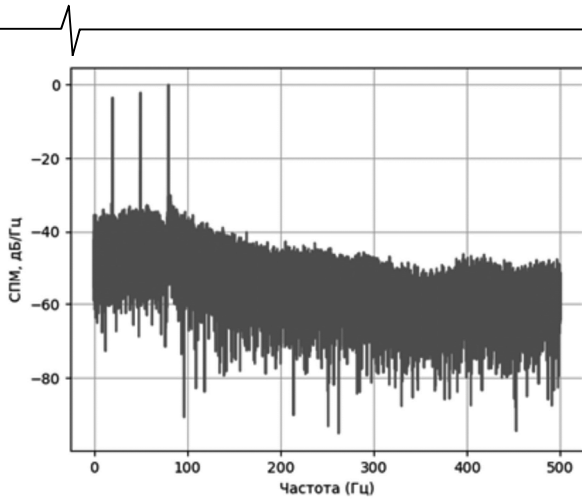
а) для базовой структуры



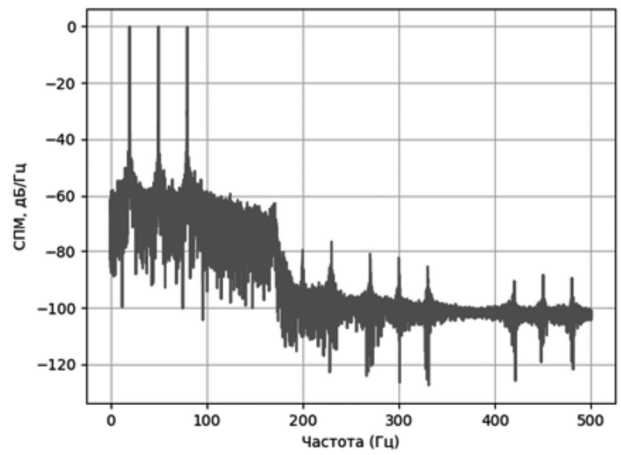
б) для двухступенчатой структуры

Рис. 9. Сигнал ошибки алгоритма восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума

На рис. 10 приведены типичные графики СПМ выходных сигналов для одного запуска алгоритмов.



а)



б)

Рис. 10. СПМ выходных сигналов для алгоритма восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума для базовой структуры (а), двухступенчатой структуры (б)

На рис. 11 изображены кривые сходимости среднего квадрата ошибки, усреднённые по 500 независимым запускам алгоритма. После каждого запуска коэффициенты адаптивной системы сбрасывались в нуль.

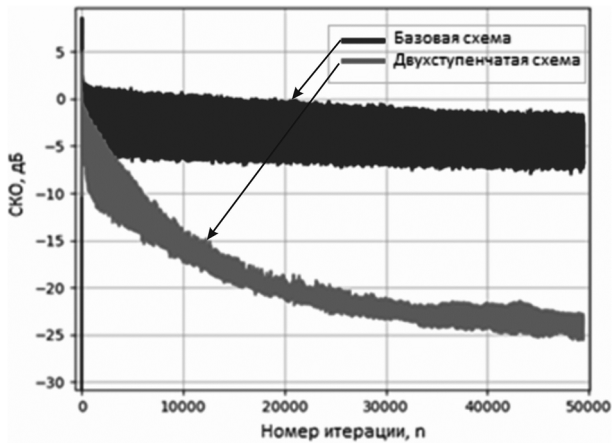


Рис. 11. Кривые сходимости алгоритмов восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума для базовой и двухступенчатой формы реализации фильтра

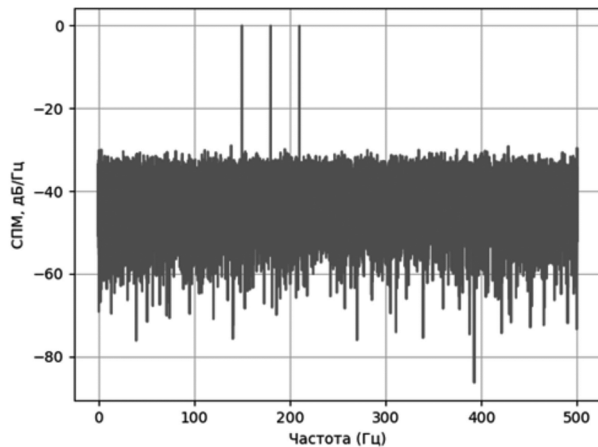
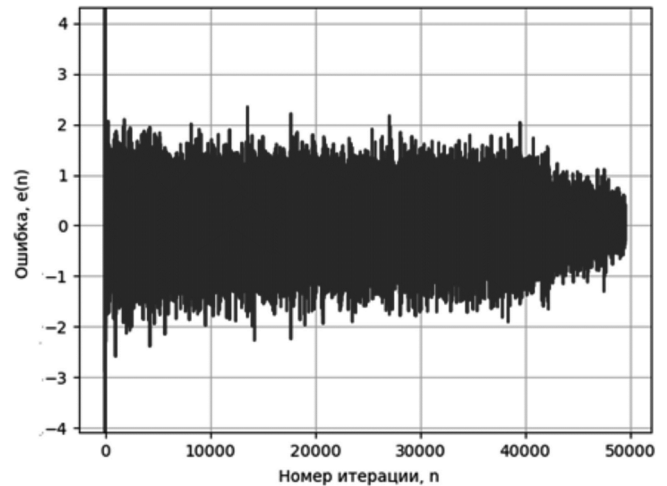


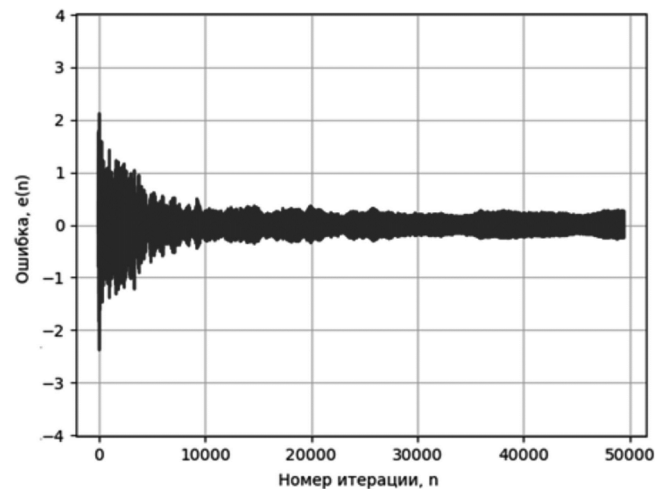
Рис. 12. Спектральная плотность мощности входного сигнала $s(n)$

В качестве входных данных второго эксперимента (с использованием системы с адаптивным СФ), на вход систем подавалась сумма гармонических сигналов, на которую был наложен аддитивный белый гауссов шум

(АБГШ) с нулевым математическим ожиданием и отношением сигнал-шум 0 дБ. Шум измерения находится на уровне -30 дБ относительно полезного сигнала. Гармонические сигналы имеют частоты 150, 180, 210 Гц, частота дискретизации $f_s = 1$ кГц. График спектральной плотности мощности одной реализации входного сигнала с шумом $s(n)$ приведён на рис. 12.



а) для базовой структуры



б) для модифицированной двухступенчатой структуры
Рис. 13. Сигнал ошибки алгоритма восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума

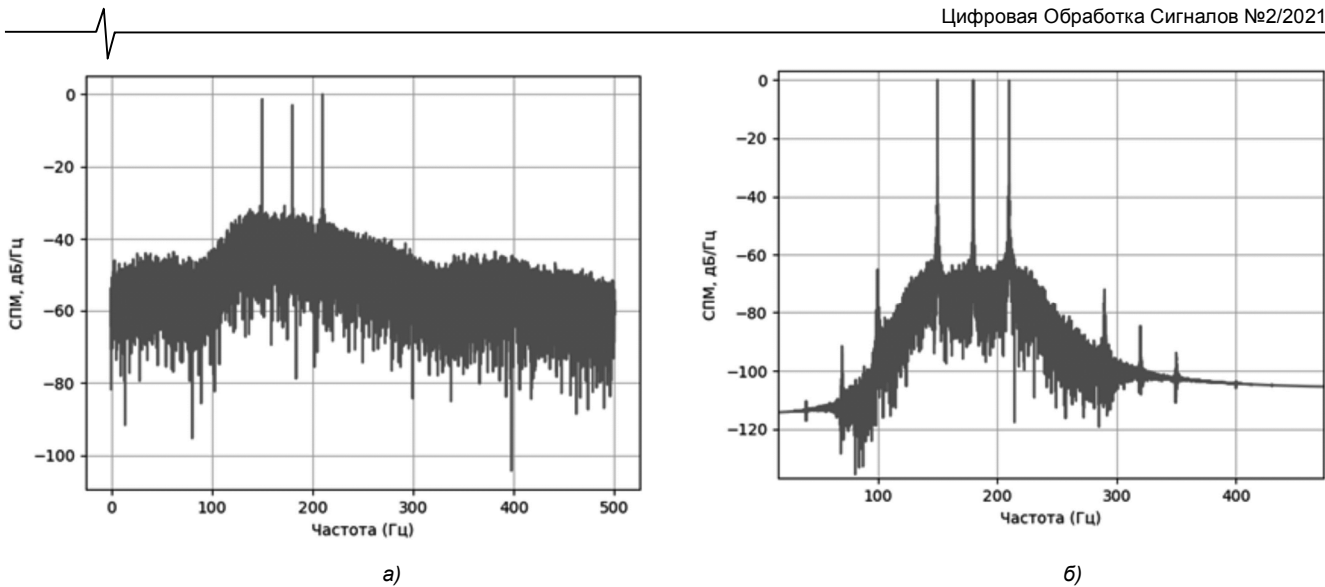


Рис. 14. СПМ выходных сигналов для алгоритма восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума для базовой структуры (а), модифицированной двухступенчатой структуры (б)

Вид сигналов ошибки для одного запуска алгоритма во втором эксперименте приведён на рис. 13: для базовой структуры приведён на рис. 13, а, для модифицированной двухступенчатой – на рис. 13, б.

На рис. 14 приведены типичные графики СПМ выходных сигналов для одного запуска алгоритмов.

На рис. 15 изображены кривые сходимости среднего квадрата ошибки, усреднённые по 500 независимым запускам алгоритма с использованием адаптивного СФ.

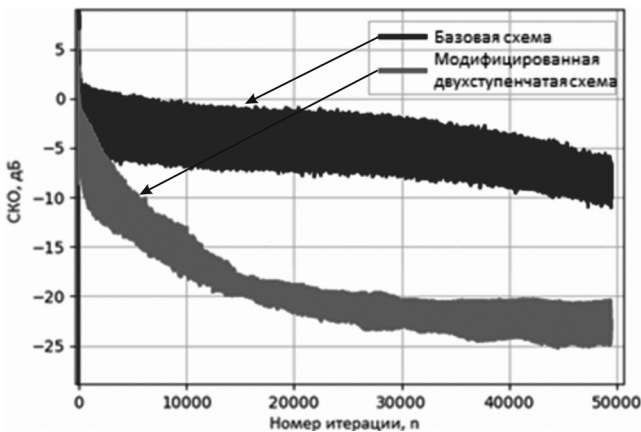


Рис. 15. Кривые сходимости алгоритмов восстановления узкополосного сигнала на фоне широкополосного шума для базовой и модифицированной двухступенчатой формы реализации фильтра

Заключение

Экспериментальные исследования были проведены в окружении, реализованном на языке Python с использованием библиотеки NumPy. Исследования проводились с использованием алгоритма RLS как для базовой, так и для двухступенчатых структур адаптивных фильтров. Было показано, что при использовании одного и того же алгоритма адаптации гребенчатые фильтры имеют преимущество как в скорости, так и в точности сходимости.

Ценой за улучшение является увеличение памяти данных в линии задержки для хранения промежуточных отсчётов сигналов, а также необходимость реализации сглаживающего фильтра.

Литература

- Oshana R. DSP Software Development Techniques for Embedded and Real-Time Systems. Elsevier, 2006. 608 pp.
- Грант П. М., Коуэн К. Ф. Н. Адаптивные фильтры. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
- Витязев В.В. Многоскоростная обработка сигналов. М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 336 с.: ил.
- Витязев В.В., Муравьев С.И., Степашкин А.И. Метод проектирования цифровых полосовых фильтров с бесконечной памятью // Радиотехника, 1984. № 2. С. 19-23
- Витязев В.В., Горюшкин Р. С. Анализ устойчивости цифровых узкополосных БИХ-фильтров, реализованных по двухкаскадной структуре // Цифровая обработка сигналов и её применение DSPA 2018: Труды 20-й Международной науч.-техн. конф. М., 2018. Т.1. с. 184-189
- Diniz P. Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation. Springer, 2020. 495 pp.
- S. Koshita, Y. Kumamoto, M. Abe, M. Kawamata, Adaptive IIR Band-Pass/Band-Stop Filtering Using High-Order Transfer Function and Frequency Transformation, Interdisciplinary Information Sciences, 2013, Vol. 19, Issue 2, 2013, pp. 163-172
- R.V. Raja Kumar and R. N. Pal, «Tracking of bandpass signals using center-frequency adaptive filters», in IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, vol. 38, no. 10, pp. 1710-1721, Oct. 1990
- S. Koshita, Y. Kumamoto, M. Abe, M. Kawamata, High-order center-frequency adaptive filters using block-diagram-based frequency transformation, 2011 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2011, pp. 4284-4287
- Constantinides A., Spectral Transformations for Digital Filters. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, pp. 1585-1590, 1970

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ДОВЕДЕНИЯ МНОГОПАКЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО АССИМЕТРИЧНЫМ КАНАЛАМ СВЯЗИ С ПРОЦЕДУРОЙ LLC

Цимбал В.А., д.т.н., профессор филиала Военной академии РВСН имени Петра Великого г. Серпухов, e-mail: tsimbalva@mail.ru;

Потапов С.Е., к.т.н., доцент Военной академии РВСН имени Петра Великого, e-mail: 41kaf_rabota@mail.ru;

Потапова А.А., преподаватель филиала Военной академии РВСН имени Петра Великого г. Серпухов, e-mail: 41kaf_rabota@mail.ru.

MATHEMATICAL MODELS OF MULTI-PACKET MESSAGE DELIVERY BY ASYMETRIC COMMUNICATION CHANNELS WITH THE LLC PROCEDURE

Tsimbal V.A., Potapov S.E., Potapova A.A.

The article presents the main provisions of mathematical models of the processes of delivering multi-packet messages over duplex communication channels with the LLC procedure. Moreover, channels with different quality logical forward and reverse channels are considered. The first of the given mathematical models takes into account the worst quality in terms of the bit error probability of the forward logical data transmission channel. The second of the considered models allows you to determine the timeliness of delivering messages over a connected virtual connection with handshaking at the transport layer of the OSI model.

Key words: virtual route, LLC procedure, information exchange, timing characteristics, finite Markov chains, frame length optimization.

Ключевые слова: виртуальный маршрут, процедура LLC, информационный обмен, временные характеристики, конечные марковские цепи, оптимизация длины кадра.

Введение

Как известно, в дуплексных каналах связи (КС) стека протоколов TCP/IP передача сообщений на канальном уровне осуществляется по процедуре LLC, которая для повышения достоверности использует подтверждение правильности приёма информационных кадров (пакетов) квитанционными кадрами в режиме «скользящего окна» (LLC 2, LLC 3) [1, 2]. При этом за время передачи каждого последующего пакета приёмная сторона успевает передать квитанционный кадр, содержащий информацию о правильном приёме или неприёме предыдущего пакета сообщения. В случае неполучения передающей стороной подтверждающего правильность приёма переданного пакета квитанционного кадра она следующим информационным кадром повторяет передачу неприятого. Размер «скользящего окна» в таком алгоритме информационного обмена соответствует максимальному значению номера кадра в заголовке, а вероятность возникновения пауз при передаче информации, связанных с ожиданием квитанции, ничтожна мала. Такой алгоритм передачи информации на канальном уровне целесообразен при наличии обратного КС (по которому передаются квитанционные кадры) достаточно хорошего качества. То есть, скорость передачи данных и коэффициент битовых ошибок в таком КС позволяет своевременно и достоверно доводить квитанции до начала передачи очередного информационного кадра.

Поскольку на уровне управления логическим кана-

Приведены основные положения математических моделей процессов доведения многопакетных сообщений по дуплексным каналам связи с процедурой LLC. Рассматриваются каналы с различными по качеству логическими прямым и обратным каналами. Первая из приведённых математических моделей учитывает худшее качество по вероятности битовой ошибки прямого логического канала передачи данных. Вторая из рассматриваемых моделей позволяет определить своевременность доведения сообщений по проключенному виртуальному соединению с квитированием на транспортном уровне модели OSI.

лом (LLC) не предусматривается исправление возникающих при передаче ошибок, а осуществляется лишь проверка их отсутствия в принимаемом кадре по контрольной сумме, то любое искажение битов принимаемого кадра повлечёт в дальнейшем его повторную передачу. При этом, как известно, чем больше длина кадра в битах (байтах), тем выше вероятность его искажения при передаче по КС с помехами.

Следует также отметить, что передаваемый информационный кадр любой длительности содержит обязательную служебную часть фиксированного размера. Тогда, чем меньше информационная часть передаваемого кадра, тем больше этих кадров потребуется передать для доведения всего сообщения и, соответственно, больше служебной информации в виде заголовков кадров будет передаваться вместе с полезным сообщением.

Отсюда следует, что увеличение размера передаваемых информационных кадров сообщения с одной стороны уменьшает общее время его передачи за счёт уменьшения доли передаваемой служебной информации заголовков, а с другой стороны - увеличивает вероятность неправильного доведения этих кадров, и, соот-

ответственно, количества повторных их передач, что также увеличивает общее время доведения сообщения. Поэтому актуальной задачей является выбор оптимального значения объёма информационной части пакетов сообщения, обеспечивающего минимальное среднее время его доведения по КС с фиксированным качеством по битовой ошибке.

Математическая модель доведения многопакетных сообщений по отдельному каналу связи

Для определения оптимального значения объёма информационной части пакетов сообщения разрабатывается и исследуется математическая модель данного процесса на основе аппарата однородных поглощающих конечных марковских цепей (ПКМЦ) [3, 4].

Формализуем процесс доведения сообщений по процедуре LLC следующим образом. Пусть по дуплексному КС с надёжным обратным каналом передаётся информационное сообщение объёмом L байт. При этом скорость передачи данных и вероятность битовой ошибки в прямом канале составляют соответственно $V_{\text{пр}}$ бит/с и p_0 . Будем также считать известными длину в байтах информационной l_u и служебной l_c частей передаваемых информационных кадров. Тогда общая длина передаваемых кадров составляет $l_k = l_u + l_c$ байт, а их количество $n = L/l_u$.

Процесс передачи многопакетного сообщения начинается с последовательной выдачи двух первых информационных кадров и далее при получении положительной квитанции передаются новые кадры, а при не получении положительной квитанции – повторяется передача предыдущих, т.е. неподтверждённых кадров. Процесс доставки останавливается при получении квитанции о правильном доведении всех информационных кадров передаваемого сообщения.

Таким образом, в исследуемом процессе можно выделить $n+2$ устойчивых состояния. Их семантика такова:

S_0 – начальное состояние процесса, когда на приёмной стороне не получено ни одного информационного кадра сообщения и осуществляется передача первого кадра;

S_1 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила первый информационный кадр и осуществляет передачу квитанции об этом событии, либо после ошибочно принятого первого информационного кадра был правильно принят второй. Передающая сторона при этом выдаёт второй информационный кадр сообщения или повторяет первый;

S_2 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила два информационных кадра и осуществляет передачу квитанции об этом событии,

передающая сторона выдаёт новый информационный кадр сообщения либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_i – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $i-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии, передающая сторона выдаёт новый информационный кадр сообщения, либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_{n-1} – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $n-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии, передающая сторона выдаёт последний недоведённый информационный кадр сообщения;

S_n – состояние процесса, при котором приёмная сторона получила первый информационный кадр, содержащий ошибки, и осуществляет передачу квитанции об этом событии. Передающая сторона выдаёт второй информационный кадр сообщения, ожидая квитанцию на первый;

S_{n+1} – поглощающее состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила все n информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии.

Обобщённый граф переходов ПКМЦ, описывающий переходы исследуемого процесса между состояниями, представлен на рис. 1.

При этом переходы «вправо», то есть соответствующие переходу процесса в состояния с большим порядковым номером, осуществляются с вероятностью правильного доведения информационного кадра $P_{i,i+1} = P_K$. За исключением перехода S_0-S_n , который осуществляется с вероятностью ошибочного приёма кадра сообщения $P_{0n} = 1 - P_K$. Все переходы процесса «самого в себя» (петли на графе ПКМЦ) осуществляются с вероятностью ошибочного приёма кадра сообщения $P_{ii} = 1 - P_K$. За исключением перехода $S_{n+1}-S_{n+1}$, который осуществляется с вероятностью, равной «1», поскольку данное состояние является поглощающим $P_{n+1,n+1} = 1$.

Поскольку все переходы процесса осуществляются после приёма очередного информационного кадра, то все времена переходов (шаги процесса) равны времени передачи одного информационного кадра ($t_{uw} = \tau_k = l_k/V_{\text{пр}}$).

Таким образом, поведение во времени исследуемого процесса полностью определяется его матрицей переходных вероятностей (МПВ) [3], которая имеет следующий вид

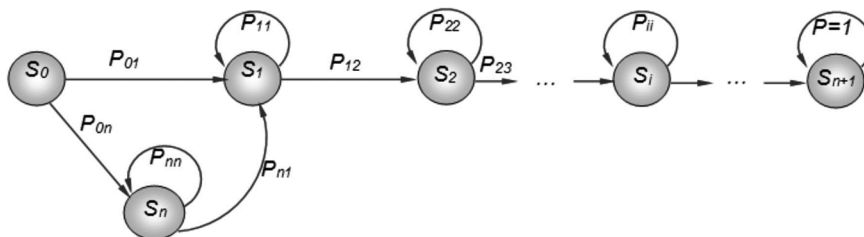


Рис. 1. Граф переходов ПКМЦ для процесса доведения сообщения по процедуре LLC в соединении «точка-точка»

$$\mathbf{P}_{[n+1, n+1]} = \begin{pmatrix} 0 & P_{\kappa} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1-P_{\kappa} & 0 \\ 0 & 1-P_{\kappa} & P_{\kappa} & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-P_{\kappa} & P_{\kappa} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1-P_{\kappa} & P_{\kappa} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1-P_{\kappa} & 0 & P_{\kappa} \\ 0 & P_{\kappa} & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 1-P_{\kappa} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Среднее значение времени, проводимого процессом до попадания в поглощающее состояние, находится при помощи так называемой фундаментальной матрицы [3].

Для поглощающих цепей фундаментальная матрица \mathbf{N} определяется соотношением $\mathbf{N} = (\mathbf{I} - \mathbf{Q})^{-1}$, где \mathbf{I} – единичная матрица; \mathbf{Q} – правая нижняя подматрица матрицы переходных вероятностей, записанной в каноническом виде [4]:

$$P = (p_{ij}) = \begin{pmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{R} & \mathbf{Q} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Среднее время, проводимое процессом до попадания в поглощающее состояние, при этом будет определяться суммой элементов нижней строки фундаментальной матрицы, умноженной на шаг перехода процесса.

В качестве примера, фундаментальная матрица процесса доведения четырёх информационных кадров сообщения по исследуемому протоколу будет иметь следующий вид

$$\mathbf{N}_{[5,5]} = \begin{pmatrix} 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 0 \\ 0 & 1/P_{\kappa} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 0 & 0 \\ 0 & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 0 \\ -(P_{\kappa}-1)/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1/P_{\kappa} & 1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

При этом несложно заметить, что сумма элементов последней строки матрицы (3) будет равна $4/P_{\kappa}$. Следует также отметить, что фундаментальная матрица процесса доведения n кадров будет иметь вид, аналогичный (3), а сумма элементов последней её строки всегда будет равна n/P_{κ} . Следовательно, среднее время доведения n информационных кадров сообщения будет равно

$$\bar{T}_{\text{дов}}(n, P_{\kappa}) = \frac{l_{\kappa} \cdot n}{V_{\text{ПИИ}} \cdot P_{\kappa}}, \quad (4)$$

где $P_{\kappa} = (1 - p_0)^{8l_{\kappa}}$ поскольку длину пакета принято считать в байтах.

Таким образом, выражение для среднего времени доведения сообщения объёмом L при известных l_c , $V_{\text{ПИИ}}$, p_0 , будет выглядеть следующим образом

$$\bar{T}_{\text{дов}}(l_u) = \frac{(l_u + l_c) \cdot L}{V_{\text{ПИИ}} \cdot l_u \cdot q_0^{(l_u + l_c)}}, \quad (5)$$

где $q_0 = (1 - p_0)^8$ – вероятность правильного доведения одного байта сообщения.

Графики зависимостей среднего времени доведения сообщения от длины информационной части кадра при

различном значении вероятности битовой ошибки в канале связи изображены на рис. 2.

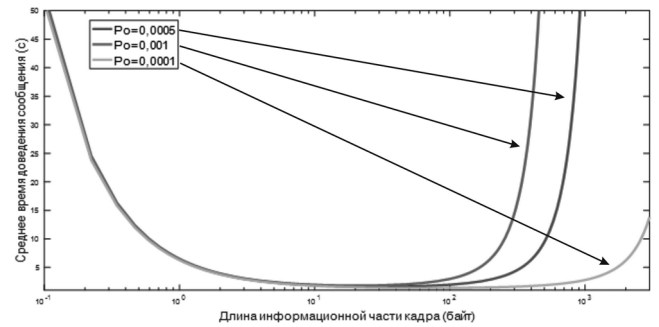


Рис. 2. Графики зависимостей среднего времени доведения сообщения от длины информационной части кадра при $p_0 = 10^{-4}$, $0,5 \cdot 10^{-4}$, 10^{-3}

Из анализа представленных графиков следует, что для каждого значения вероятности битовой ошибки существует оптимальное значение длины информационной части кадра, при которой достигается минимальное среднее время доведения сообщения. Для определения этого значения в аналитическом виде продифференцируем выражение (5) по l_u и приравняем его к нулю. В результате получим следующее уравнение

$$\frac{d\bar{T}_{\text{дов}}(l_u)}{dl_u} = -\frac{L \cdot (\ln(q_0) \cdot l_u^2 + l_c \cdot \ln(q_0) \cdot l_u + l_c)}{V_{\text{ПИИ}} \cdot l_u^2 \cdot q_0^{(l_u + l_c)}} = 0. \quad (6)$$

Рациональное решение уравнения (6) относительно величины l_u достигается из решения квадратного уравнения

$$\ln(q_0) \cdot l_u^2 + l_c \cdot \ln(q_0) \cdot l_u + l_c = 0, \quad (7)$$

корни которого получаются по выражению

$$l_u = \frac{-\ln(q_0) \cdot l_c \pm \sqrt{(\ln(q_0) \cdot l_c)^2 - 4 \ln(q_0) \cdot l_c}}{2 \ln(q_0)}. \quad (8)$$

Учитывая, что $\ln(q_0) \leq 0$ при любом допустимом q_0 , то положительное значение l_u будет обуславливать окончательное выражение

$$l_u^* = -\frac{\ln(q_0) \cdot l_c + \sqrt{(\ln(q_0) \cdot l_c)^2 - 4 \ln(q_0) \cdot l_c}}{2 \ln(q_0)} : \bar{T}_{\text{дов}}(l_u^*) \rightarrow \min, \quad (9)$$

позволяющее определить оптимальное значение длины информационной части кадра, обеспечивающее минимальное среднее время доведения сообщения по каналу связи с известными значениями вероятности битовой ошибки и длины заголовка кадра.

Из полученного результата следует особо отметить, что оптимальное значение длины информационной части кадра не зависит от общей длины передаваемого сообщения и скорости передачи данных в канале связи.

Математическая модель доведения многопакетных сообщений по виртуальному маршруту

Процесс доведения многопакетных сообщений по составному (виртуальному) маршруту в режиме пакетной коммутации отличается от процесса доведения в соединении «точка-точка» тем, что передаваемые пакеты, «упакованные» в кадры LLC канального протокола, могут быть искажены помехами на любом участке маршрута [5, 6]. При этом транзитные звенья передачи данных зачастую работают по процедуре LLC 1. То есть правильно принятые по одному из портов коммутатора пакеты пересылаются для дальнейшей выдачи на другой порт, затем выдаются, не дожидаясь получения квитанции с подтверждением их правильного получения [7]. В этом случае гарантированность доведения сообщений достигается за счёт квитирования пакетов на транспортном уровне.

Тогда процесс доведения сообщения по виртуальному маршруту может быть формализован следующим образом. Пусть по составному маршруту, состоящему из двух последовательных каналов связи, передаётся информационное сообщение объёмом L байт. При этом скорости передачи данных в каналах составляют V_{III} бит/с, а вероятности битовой ошибки соответственно, и p_0 и r_0 . Будем также считать известными длину информационной l_u и служебной l_c части передаваемых информационных кадров, содержащих пакеты сообщения. Тогда общая длина передаваемых кадров составляет $l_k = l_u + l_c$, а их количество $n = L/l_u$.

Процесс передачи сообщения начинается с последовательной выдачи всех информационных кадров. При получении на транспортном уровне положительной квитанции о доведении пакетов повтор их выдачи не производится, а при неполучении положительной квитанции – повторяется передача неподтверждённых пакетов (кадров). Процесс останавливается при получении квитанции о правильном доведении всех пакетов передаваемого сообщения.

Таким образом, в исследуемом процессе можно выделить $2(n+1)$ устойчивых состояний. Их семантика такова:

S_0 – начальное состояние процесса, когда на приёмной стороне и в транзитном звене не получено ни одного информационного кадра сообщения и осуществляется передача первого кадра;

S_1 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила первый информационный кадр и осуществляет его передачу по второму каналу получателю, либо после ошибочно принятого первого информационного кадра был правильно принят второй. Передающая сторона при этом выдаёт очередной информационный кадр сообщения;

S_2 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила один информационный кадр и осуществляет передачу квитанции об этом событии. Ещё

один информационный кадр был правильно доведён транзитному звену, которое осуществляет его передачу по второму КС получателю. Передающая сторона выдаёт следующий информационный кадр сообщения, либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_i – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $i-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии. Ещё один информационный кадр был правильно доведён транзитному звену, которое осуществляет его передачу по второму КС получателю. Передающая сторона выдаёт следующий информационный кадр сообщения, либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_n – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $n-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии. Ещё один информационный кадр был правильно доведён транзитному звену, которое осуществляет его передачу по второму КС получателю. Передающая сторона ожидает квитанции на последний неподтверждённый информационный кадр;

S_{n+1} – состояние процесса, при котором транзитное звено получило первый информационный кадр, содержащий ошибки. Принятый с ошибками кадр не подлежит дальнейшей транспортировке и был стёрт. Передающая сторона выдаёт очередной информационный кадр сообщения.

S_{n+2} – состояние процесса, при котором транзитное звено получило второй информационный кадр, содержащий ошибки. При этом первый кадр был успешно доставлен получателю. Принятый с ошибками кадр был стёрт. Передающая сторона выдаёт очередной информационный кадр сообщения.

....

S_{n+1+i} – состояние процесса, при котором транзитное звено получило очередной информационный кадр, содержащий ошибки. При этом $i-1$ информационных кадров было успешно доставлено получателю. Принятый с ошибками кадр был стёрт. Передающая сторона выдаёт очередной информационный кадр сообщения.

....

S_{2n} – состояние процесса, при котором транзитное звено получило очередной информационный кадр, содержащий ошибки. При этом $n-1$ информационных кадров было успешно доставлено получателю. Принятый с ошибками кадр был стёрт. Передающая сторона выдаёт последний недоведённый информационный кадр сообщения.

S_{2n+1} – поглощающее состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила все n информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии.

Обобщённый граф переходов ПКМЦ, описывающий переходы исследуемого процесса между состояниями, представлен на рис. 3.

При этом переходы процесса «вправо» между верхними состояниями осуществляются с вероятностями,

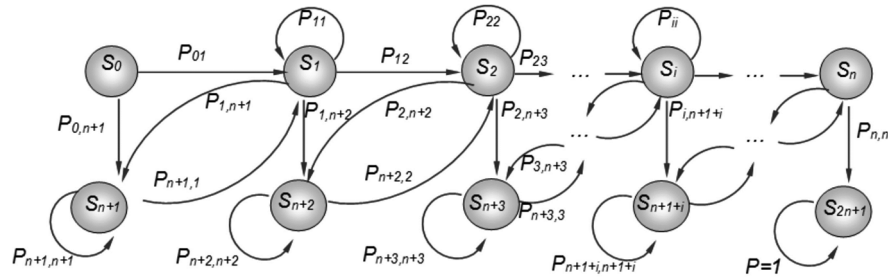


Рис. 3. Граф переходов ПКМЦ для процесса доведения многопакетного сообщения по виртуальному маршруту

соответствующими правильному доведению обоих кадров по двум каналам связи $P_{i,i+1} = P_{k1} \cdot P_{k2}$, ($i = 1..n$), за исключением перехода из состояния S_0 , при котором осуществляется передача первого кадра по первому каналу $P_{01} = P_{k1}$.

Переходы процесса «самого в себя» для верхних состояний осуществляются с вероятностями, соответствующими правильному доведению кадра по первому КС и ошибочному доведению кадра по второму КС: $P_{i,i} = P_{k1} \cdot (1 - P_{k2})$, ($i = 1..n$).

Переходы процесса из верхних состояний в нижние, расположенные на графе строго под исходящими верхними состояниями, осуществляются с вероятностями, соответствующими правильному доведению кадра по второму каналу и ошибочному доведению кадра по первому каналу $P_{i,n+i} = (1 - P_{k1}) \cdot P_{k2}$, ($i = 1..n$), за исключением перехода из состояния S_0 , при котором осуществляется передача первого пакета по первому каналу $P_{0,n+1} = 1 - P_{k1}$ и перехода из состояния S_n , при котором осуществляется передача последнего кадра по второму каналу $P_{n,2n+1} = P_{k2}$.

Переходы процесса из верхних состояний в нижние, расположенные на графе левее исходящих верхних состояний, осуществляются с вероятностями, соответствующими ошибочному доведению кадра по первому и второму каналу $P_{i,n+i} = (1 - P_{k1}) \cdot (1 - P_{k2})$, ($i = 1..n$), за исключением перехода из состояния S_n , при котором осу-

ществляется передача последнего кадра по второму каналу $P_n, 2n = 1 - P_{k2}$.

Переходы процесса из нижних состояний в верхние осуществляются с вероятностями, соответствующими правильному доведению кадра по первому каналу $P_{n+i,i} = P_{k1}$, ($i = 1..n$).

Переходы процесса «самого в себя» для нижних состояний, кроме поглощающего, осуществляются с вероятностями, соответствующими ошибочному доведению кадра по первому каналу: $P_{n+1+i,n+1+i} = 1 - P_{k1}$, ($i = 0..n-1$).

Поскольку все переходы процесса осуществляются после одновременного приёма очередных информационных кадров по обоим каналам связи маршрута, то все времена переходов (шаги процесса) равны времени передачи одного информационного кадра ($t_{ш} = \tau_k = l_k / V_{инф}$).

Таким образом, поведение во времени исследуемого процесса полностью определяется его МПВ, которая имеет очевидные правила построения.

Среднее значение времени, проводимого процессом до попадания в поглощающее состояние, так же, как и в предыдущем случае будем находить при помощи фундаментальной матрицы [8].

В качестве примера, фундаментальная матрица процесса доведения четырёх информационных кадров сообщения по маршруту, состоящему из двух последовательных КС, будет иметь следующий вид

$$N_{[9,9]} = \begin{pmatrix} \frac{1}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1) & (P_{k1} \cdot P_{k2} - P_{k1} + 1) & 0 & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(P_{k1} \cdot P_{k2})}{-(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)} & \frac{(P_{k1} \cdot P_{k2})}{-(P_{k1} - 1)} & \frac{(P_{k1} \cdot P_{k2} - P_{k1} + 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 \\ \frac{(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{(P_{k1} \cdot P_{k2} - P_{k1} + 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 \\ \frac{-(P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} + P_{k2} - P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & 0 & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} + P_{k2} - P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & 0 & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 & 0 \\ \frac{-(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} + P_{k2} - P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 0 \\ \frac{-(P_{k1} \cdot P_{k2} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{-(P_{k1} - 1)}{(P_{k1} \cdot P_{k2})} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & \frac{1}{P_{k2}} & 1 \end{pmatrix} \quad (10)$$

При этом после приведения подобных сумма элементов последней строки матрицы (10) будет равна $(P_{\kappa1+4})P_{\kappa1} \cdot P_{\kappa2}$. Следует также отметить, что фундаментальная матрица процесса доведения n кадров по тому же маршруту будет иметь вид, аналогичный (10), а сумма элементов последней её строки всегда будет равна $(P_{\kappa1+n})P_{\kappa1} \cdot P_{\kappa2}$. Следовательно, среднее время доведения n информационных кадров сообщения будет равно

$$\bar{T}_{\text{доос}}(n, P_{\kappa1}, P_{\kappa2}) = \frac{l_{\kappa} \cdot (n + P_{\kappa1})}{V_{\text{III}} \cdot P_{\kappa1} \cdot P_{\kappa2}}, \quad (11)$$

где $P_{\kappa1} = (1 - p_0)^{8l_{\kappa}}$ и $P_{\kappa2} = (1 - r_0)^{8l_{\kappa}}$.

Таким образом, выражение для среднего времени доведения сообщения объёмом L при известных l_c , V_{III} , p_0 и r_0 будет выглядеть следующим образом

$$\bar{T}_{\text{доос}}(l_u) = \frac{(L + l_u \cdot q_1^{(l_u+l_c)}) \cdot (l_u + l_c)}{V_{\text{III}} \cdot l_u \cdot q_1^{(l_u+l_c)} \cdot q_2^{(l_u+l_c)}}, \quad (12)$$

где $q_1 = (1 - p_0)^8$, $q_2 = (1 - r_0)^8$ – вероятности правильного доведения байта по первому и второму КС маршрута.

Примем во внимание, что отношение $n / P_{\kappa1} \approx n$ уже при $p_0 < 10^{-3}$. Тогда выражение (12) несколько упрощается для анализа:

$$\bar{T}_{\text{доос}}(l_u) = \frac{(L + l_u)(l_u + l_c)}{V_{\text{III}} \cdot l_u \cdot q_1^{(l_u+l_c)} \cdot q_2^{(l_u+l_c)}} \quad (13)$$

Графики зависимости среднего времени доведения сообщения по составному маршруту имеют вид, аналогичный рис. 2. При этом также существует оптимальное значение длины информационной части кадра, при котором достигается минимальное время доведения сообщения по маршруту.

Для определения этого значения в аналитическом виде продифференцируем выражение (13) по l_u и приравняем его к нулю. В результате после преобразования получим следующее уравнение

$$\frac{d\bar{T}_{\text{доос}}(l_u)}{dl_u} = \frac{l_u^3 \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) + l_u^2 \cdot ((L + l_c) \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) - 1) + l_u \cdot L \cdot l_c \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) + L \cdot l_c}{V_{\text{III}} \cdot l_u^2 \cdot q_2^{(l_u+l_c)} \cdot q_1^{(l_u+l_c)}} = 0. \quad (14)$$

Рациональное решение уравнения (14) относительно величины l_u достигается из решения кубического уравнения

$$l_u^3 \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) + l_u^2 \cdot ((L + l_c) \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) - 1) + l_u \cdot L \cdot l_c \cdot \ln(q_1 \cdot q_2) + L \cdot l_c = 0, \quad (15)$$

один из корней которого является положительным рациональным числом.

Решение может быть получено одним из численных методов [9]. Оно позволяет определить оптимальное значение длины информационной части кадра, обеспечивающее минимальное среднее время доведения сообщения по маршруту из двух последовательных каналов связи с известными значениями вероятности битовой ошибки, длины заголовка кадра и объёма передаваемого сообщения.

С другой стороны, для определения оптимального

значения размера передаваемых по составному маршруту информационных кадров можно воспользоваться выражением (5) для каждого из каналов, входящих в маршрут. Тогда решение задачи определения оптимального значения длины информационных кадров может быть получено из выражения вида

$$l_u^* : \max \left(\frac{l_u + l_c}{l_u \cdot q_1^{(l_u+l_c)}}, \frac{l_u + l_c}{l_u \cdot q_2^{(l_u+l_c)}} \right) \xrightarrow{\{l_u\}} \min, \quad (16)$$

которое разрешается одним из методов одномерной нелинейной оптимизации [10, 11].

В результате решения задачи (16) определяется оптимальное значение длины информационной части пакетов сообщения, позволяющее минимизировать среднее время его доведения. Для определения своевременности доведения многопакетного сообщения по 2-канальному маршруту с процедурой LLC1 необходимо синтезировать МПВ $\mathbf{P}[2n+2; 2n+2]$ процесса доведения с учётом полученного оптимального значения длины пакета $P_{\kappa1} = (1 - p_0)^{lc+lu}$, $P_{\kappa2} = (1 - r_0)^{lc+lu}$, а также определить время шага процесса $\tau_{uu} = (lc + lu^*) / V_{\text{III}}$.

Допустимое количество шагов процесса определяется из выражения $Li_{\text{доос}} = \lfloor T_{\text{доос}} / \tau_{uu} \rfloor$, где $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор округления до целого в меньшую сторону.

Вероятность неперевышения допустимого времени доведения МПС определяется из выражения $\mathbf{P}_{\text{доос}}^{\text{дон}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{P}^k \cdot \mathbf{B}^T$, где \mathbf{A} и \mathbf{B} – векторы размерности $2n+2$, элементы которых определяются по правилам: $a_m = 0 | m \neq 1$, $b_m = 0 | m \neq 2n+1$, $a_1 = 1$, $b_{2n+2} = 1$, $m = [1, \dots, 2n+2]$ [12].

Заключение

Таким образом, получены необходимые выражения для минимизации времени доведения многопакетных сообщений по прямым КС и составным маршрутам доведения, а также определения вероятности своевременного доведения сообщений. Однако необходимым условием применимости разработанных моделей является постоянное квитиование каждого кадра сообщения параллельно процессу их передачи, а также высокая достоверность передачи квитанций по обратному логическому каналу.

Литература

- Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб., 2012. – 944 с.
- Протоколы информационно-вычислительных сетей: Справочник / С.А. Аничкин С.А. Белов, А.В. Бернштейн и др.; под общ. ред. И.А. Мизин, А.П. Кулешова. – М.: Радио и связь, 1990. – 504 с.: ил. ISBN 5-256-00359-3.
- Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. – М.: Сов. радио, 1973. – 232 с.
- Потапов С.Е. Автоматизированный синтез поглощающей конечной марковской цепи, описывающей доведение многопакетного сообщения в соединении «точка-точка» системы передачи данных и исследование его оперативности / С. Е. Потапов, В.А. Цимбал, В. Е. Тоис-

кин, В.В. Хоптар, О.И. Сорокин, М.А. Лягин, А.А. Бережной, Н.В. Крючков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы: науч.-техн. жур. Муром, 2016. – Вып. 4. (24). – С. 59-65. – ISSN 2221–2574.

5. Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С. MPLS технология и протоколы. – СПб.: БХВ-Санкт-Петербург, 2005. – 304 с.: ил.

6. Олвейн В. Структура и реализация современной технологии MPLS.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 480 с.: ил.

7. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. 5-е изд. – СПб.: Питер, 2012. – 960 с.: ил.

8. Цимбал В.А., Косарева Л.Н., Исаева Т.А., Потапов С.Е., Ваганов И.Н. Математическая модель доставки многопакетных сообщений в соединении «точка-точка» на сети пере-

дачи данных с процедурой «скользящее окно»//Известия Института инженерной физики, 2009. № 3 (13). С. 13-19.

9. Лохмотко В.В., Пирогов К.И. Анализ и оптимизация цифровых сетей интегрального обслуживания. Мн.: Наука и техника. 2001. 192 с.

10. Parker G., Rardin R. Discrete Optimization, Academic Press, Orlando, FL, 1988.

11. Taha H. Integer Programming: Theory, Applications, and Computations, Academic Press, Orlando, FL, 1975.

12. Потапов С. Е. Реляционно-операторный метод математического моделирования передачи многопакетных сообщений по виртуальным маршрутам сети радиосвязи // Научное издание «Научные технологии в космических исследованиях Земли». 2019. Т. 11. № 6. С. 61-73. DOI: 10.24411/2409-5419-2018-10296.



Всероссийская конференция «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ» (СТОС-2021)

27 октября – 29 октября 2021 г. Москва

All-Russian conference
«MODERN TECHNOLOGIES OF SIGNAL PROCESSING» (STOS-2021)

Уважаемые коллеги!

ПРИГЛАШАЕМ ВАС ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ В РАБОТЕ КОНФЕРЕНЦИИ

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Министерство образования и науки Российской Федерации
- Московский технический университет связи и информатики

ПРИ УЧАСТИИ:

- Федеральное агентство по промышленности РФ
- ОАО «Концерн радиостроения «Вега»
- ОАО «Концерн «Созвездие»
- ФГУП «НИИР»
- Владимирский государственный университет
- Московский авиационный институт
- Балтийский федеральный университет им. И. Канта
- Военная академия РВСН им. Петра Великого
- Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
- Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
- Московский энергетический институт
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. А.М. Бонч-Бруевича
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Тульский государственный университет
- Ульяновский государственный технический университет
- Ярославский государственный университет

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

Председатель: академик РАН Гуляев Юрий Васильевич; **Заместитель Председателя:** академик РАН Фёдоров И.Б.

Члены комитета: академик РАН Бугаев А.С., член-корр. РАН Зубарев Ю.Б., академик РАН Каляев И.А.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель: член-корреспондент РАН Черепенин Владимир Алексеевич

Заместитель Председателя: д.т.н., проф. Витязев Владимир Викторович

Сопредседатели: д.т.н., проф. Аджемов А.С., д.т.н., проф. Цимбал В.А.

Члены Оргкомитета:

доц. Алёшин В.С., проф. Акиншин Н.С., проф. Брюханов Ю.А., проф. Васильев К.К., проф. Калошин В.А., проф. Мамон Ю.И., проф. Митрофанов Д.Г., проф. Пахогин В.А., проф. Постников И.И., доц. Самсонов Г.А., проф. Сперанский В.С., проф. Степанов С.Н., проф. Чиров Д.С., проф. Ямпурин Н.П.



УДК 621.391

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ПОЛИПОВ НА ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

*Лебедев А.А., аспирант Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: lebedevdes@gmail.com;*

*Хрящев В.В., к.т.н., доцент Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: v.khryashchev@uniyar.ac.ru;*

*Среднякова А.С., м.н.с. Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: a.srednyakova2@uniyar.ac.ru;*

*Казина Е.М., м.н.с. Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: e.kazina2@uniyar.ac.ru.*

DEVELOPMENT OF AN ALGORITHM FOR DETECTING POLYPS ON ENDOSCOPIC IMAGES USING CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS

Lebedev A.A., Khryashev V.V., Srednyakova A.S., Kazina E.M.

A neural network algorithm for polyps detection in endoscopic images based on the SSD convolutional network architecture is proposed. The developed algorithm has a performance sufficient for analyzing a video data in real time, and also has a relatively high value of quality assessment metrics. The highest metric value $F1 = 81,53$ on the ETIS-LaribPolypDB images database was obtained for the SSD algorithm with the VGG-512 core network. To train the neural network algorithm, a database of 6430 images of polyps with a resolution of 626x532 pixels was collected on the basis of the endoscopic department of the Yaroslavl Regional Clinical Oncological Hospital. A modified algorithm for input data augmentation is proposed.

Key words: deep learning, convolutional neural network, augmentation, neural network algorithm, basic network, endoscopic image analysis, colonoscopy, polyp detection, interlacing, deinterlacing, polyp video database, post-processing of results, algorithm quality assessment metric.

Ключевые слова: глубокое обучение, сверточная нейронная сеть, аугментация, нейросетевой алгоритм, базовая сеть, анализ эндоскопических изображений, колоноскопия, детектирование полипов, интерлейсинг, деинтерлейсинг, база видеоданных полипов, постобработка результатов, метрика оценки качества работы алгоритма.

Введение


В настоящее время актуальной научно-технической задачей является применение методов цифровой обработки изображений и машинного обучения для создания систем поддержки принятия врачебного решения при проведении эндоскопических исследований желудочно-кишечного тракта [1, 2]. Анализ таких исследований отличается высокой трудоемкостью, что связано с высокой вариативностью изображений слизистых оболочек желудочно-кишечного тракта, многочисленными артефактами на изображениях, получаемых с эндоскопа, а также необходимостью осмотра тканей в различных режимах, в том числе в режиме с оптическим увеличением, достигающим 115 крат. Применение систем поддержки принятия врачебного решения в эндоскопии позволит повысить точность диагностики, уменьшить влияние человеческого фактора на качество исследований, снизить стоимость и временные затраты на их проведение [3-5].

Рак толстой кишки является одним из наиболее рас-

Предложен нейросетевой алгоритм детектирования полипов на эндоскопических изображениях на основе архитектуры сверточной сети SSD. Он обладает производительностью, достаточной для анализа видеопотока в режиме реального времени, а также имеет сравнительно высокие значения метрик оценки качества. Наибольшее значение метрики $F1 = 81,53$ на тестовой базе изображений ETIS-LaribPolypDB получено для алгоритма SSD с базовой сетью VGG-512. Для обучения нейросетевого алгоритма собрана база из 6430 изображений полипов, разрешением 626x532 пикселей, на базе эндоскопического отделения Ярославской областной клинической онкологической больницы. Предложен модифицированный алгоритм аугментации входных данных.

пространенных видов онкологических заболеваний, который в 95% случаев развивается из полипов [6-8]. Эффективной стратегией повышения выживаемости пациентов является регулярное проведение эндоскопического исследования толстого кишечника – колоноскопии и своевременное удаление опасных полипов. Задача автоматического детектирования и классификации полипов методами цифровой обработки эндоскопических видеоданных представляет огромный интерес как для производителей, так и для пользователей современной эндоскопической техники.

Существуют различные подходы к решению задачи детектирования полипов, основанные как на классических методах машинного обучения, так и на основе методов глубокого обучения, при котором формирование признаков осуществляется автоматически [9-12]. Анализ



научно-технической литературы показывает, что подходы, основанные на сверточных нейронных сетях (СНС), показывают в таких задачах наилучший результат. Например, в [7] для решения рассматриваемой задачи применяется модель, осуществляющая сегментацию изображений с помощью СНС с архитектурой U-Net. В [8] рассматривается применение нейронных сетей с генерацией областей интереса, при которой происходит последовательный выбор областей-кандидатов из изображения и их дальнейшая классификация. Несмотря на достигнутые на сегодняшний день определенные результаты в детектировании полипов, данная задача еще не является решенной с точки зрения практического использования в ежедневной медицинской практике. Главная проблема внедрения подобных автоматизированных систем во врачебную практику – наблюдаемое большое количество ложных срабатываний нейросетевого детектора. Проблемы с ложными срабатываниями усугубляются при обработке видеоданных в реальном времени, что также характерно для эндоскопической практики.

Целью работы является разработка алгоритма детектирования полипов на эндоскопических изображениях толстой кишки с помощью СНС на основе архитектуры SSD [13]. При таком подходе желаемые объекты интереса детектируются на изображении за один проход, что дает выигрыш в производительности по сравнению с описанными выше нейросетевыми подходами.

Для обучения СНС собрана собственная база изображений полипов, которая описана в следующем разделе. В последующих разделах приведены описание алгоритма и использованной архитектуры нейронной сети, а также описаны сравнительные результаты тестирования предложенного нейросетевого подхода с имеющимися аналогами на унифицированной базе эндоскопических изображений.

Создание базы изображений полипов

Эндоскопические изображения являются сложными для автоматического анализа из-за разнообразия текстур исследуемой поверхности, ее существенной неоднородности, широкого диапазона масштабов обрабатываемых изображений, применения красителей в процессе исследования слизистой, а также вследствие использования узкоспектральной эндоскопии. Кроме того, существуют дополнительные факторы, усложняющие анализ изображения – множество видеок кадров бывают размытыми из-за резкого движения эндоскопа, присутствуют блики на слизистой, из-за использования чересстрочной развертки наблюдается интерлейсинг, надписи, выводимые на изображение эндоскопом, могут перекрывать собой искомый объект интереса.

В исследовании использованы открытые международные базы эндоскопических изображений для процедуры колоноскопии:

- открытая база изображений CVC-ClinicDB, которая является набором из 612 кадров, разрешением 384×288 пикселей, с полипами, полученных из 29 эндоскопических видеопоследовательностей, разметка к которым дана в виде бинарных масок [14];

- открытая база изображений CVC-ColonDB, которая является набором из 380 кадров, разрешением 574×500 пикселей, с полипами, полученных из 15 эндоскопических видеопоследовательностей, разметка к которым дана в виде бинарных масок [15];

- открытый тестовый набор ETIS-LaribPolypDB, состоящий из 196 изображений полипов, разрешением 1225×966 пикселей, с разметкой в виде бинарных масок [16].

Однако размер данных баз изображений слишком мал, чтобы использовать их для обучения современных СНС без проведения процедуры аугментации (размножения) данных. Кроме того, в указанных базах отсутствуют сложные изображения с описанными выше искажениями, которые встречаются на практике. Например, там нет изображений, полученных с применением узкоспектральной эндоскопии и красителей. Поэтому, для проведения исследований собрана собственная база изображений колоноскопии. Работа выполнялась совместно с врачами-эндоскопистами Ярославской областной клинической онкологической больницы. Эта база на сегодняшний день больше приближена к реальной практической ситуации. Видеофрагменты и изображения получены с моделей видеоколоноскопов Olympus CF-Q180AL и Olympus CF-Q190AL, которые использовались совместно с системными видеоцентрами Olympus EVIS EXERA II и EXERA III. В ходе выполнения работы получены и обработаны 67 видеофрагментов колоноскопии 64-х пациентов. Средняя продолжительность одного видеофрагмента составила 15 минут. Из видеофрагментов получено 6430 изображений полипов разрешением 626×532 пикселей.

Для всех изображений с помощью врачей создана экспертная разметка – выделены прямоугольниками области изображений, на которых присутствуют полипы. Примеры изображений с аннотацией приведены на рис. 1.

Также из вышеперечисленных баз изображений составлены наборы для обучения, валидации и тестирования. В обучающий набор вошли базы CVC-ClinicDB, CVC-ColonDB и часть из собранной собственной базы изображений – 6330 изображений. Таким образом, итоговый размер набора для обучения составил 7322 изображения. Для валидации результатов во время процедуры обучения использовались 100 изображений из собранной базы. Для тестирования использовалась база изображений ETIS-LaribPolypDB, что позволило провести сравнение разработанного нейросетевого алгоритма с имеющимися аналогами.

Разработка нейросетевого алгоритма детектирования полипов

Выбор архитектуры сверточной нейронной сети

В работе исследуется применение архитектуры SSD как основы для алгоритма обнаружения полипов на колоноскопических изображениях. Такая сеть использует мультимасштабные карты признаков для детектирования, что важно для решения поставленной задачи, так как полипы на видеоизображениях представлены множеством масштабов.

Данная архитектура представляет собой СНС прямого распространения, которая генерирует набор обрамля-

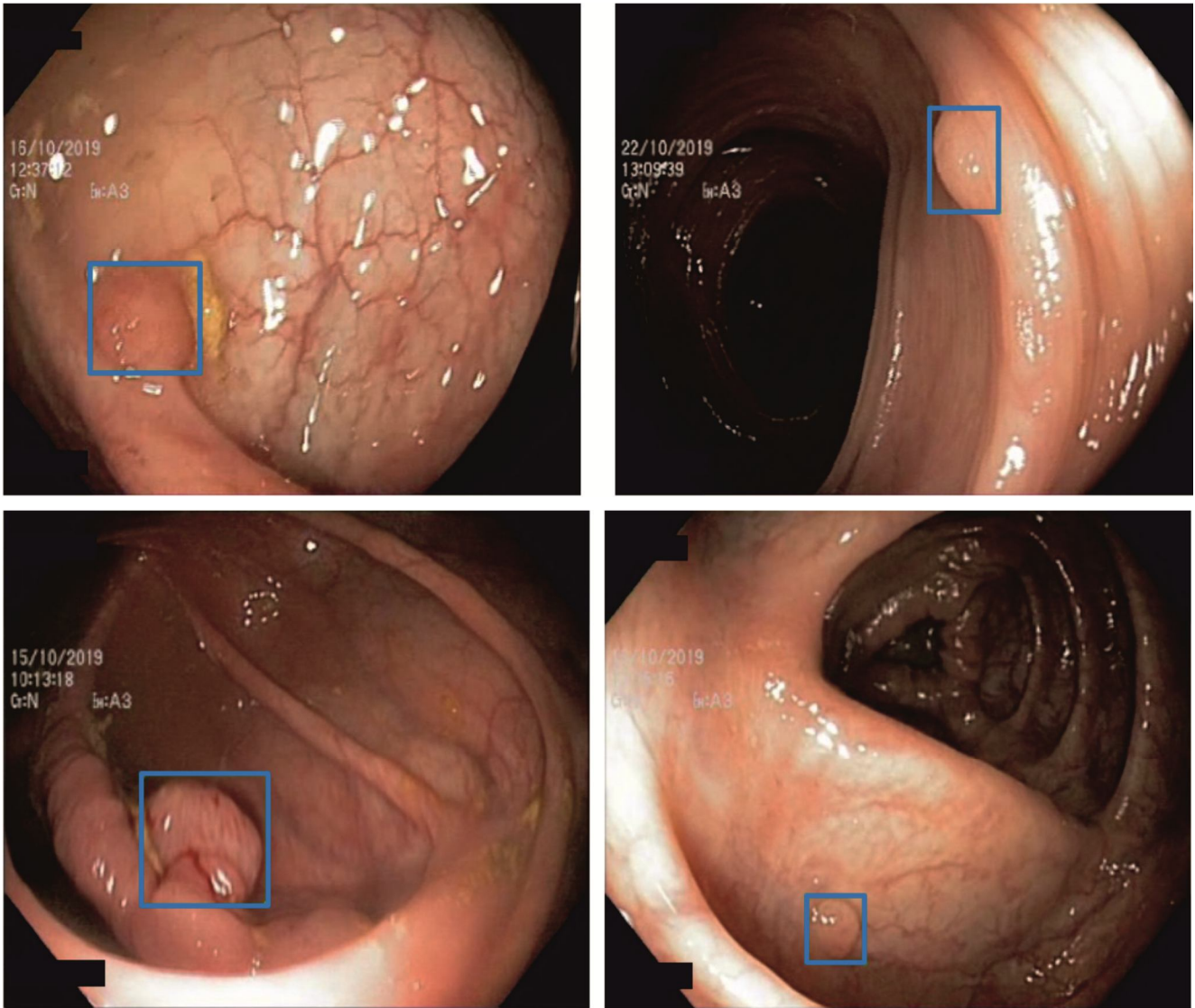


Рис. 1. Примеры изображений полипов из созданной базы изображений с аннотацией

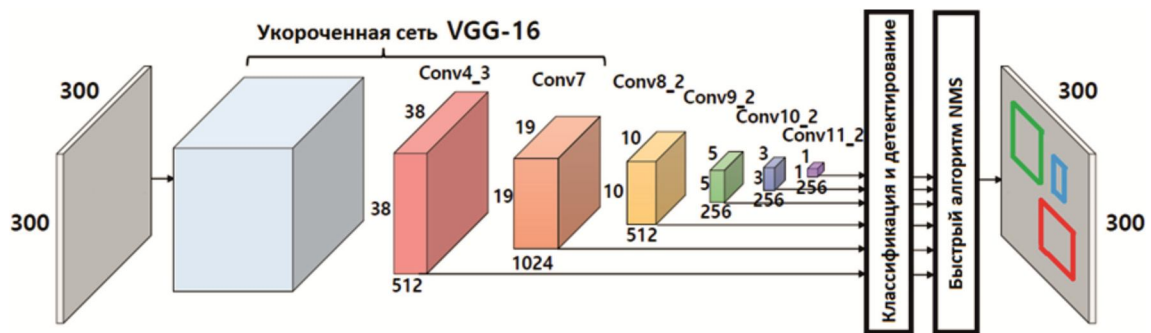


Рис. 2. Архитектура сверточной нейронной сети SSD

ющих рамок фиксированных размеров, а также выдает вероятность наличия объекта в рамке. В дальнейшем эти данные подаются на вход алгоритма подавления немаксимумов для окончательного обнаружения объекта в кадре. Ряд начальных слоев сети SSD (так называемая базовая сеть) представляет собой стандартную архитектуру сети VGG [13], предназначенную для анализа изображений высокого качества, при этом отсекаются слои классификации. Далее к базовой сети добав-

ляется вспомогательная структура, производящая детектирование по вычисленным картам признаков в базовой части, как показано на рис. 2.

Для того чтобы обеспечить работу с различными разрешениями входных видеоданных, получаемый кадр видеопоследовательности перед подачей на вход копируется, полученная копия масштабируется до разрешения, необходимого для работы нейронной сети, например 300×300 или 512×512 пикселей в зависимости от

выбранной модели базовой сети. После этого выполняется такая же предобработка изображения, что применялась к обучающей базе изображений – вычитание среднего. Выходные координаты масштабируются до размеров, соответствующих исходному разрешению видеокadra.

Процедура обучения нейронной сети с модификацией процесса аугментации данных

Размер базы изображений играет ключевую роль при глубоком обучении СНС. Следует отметить, что в области эндоскопии создание баз изображений, содержащих десятки тысяч аннотированных примеров, затруднено тем, что далеко не все видеоматериалы врачей исследований хранятся и доступны для исследователей. Кроме того, процесс привлечения врачей-эндоскопистов для разметки подобных данных представляет собой сложную организационную задачу. Таким образом, возникает необходимость в организации этапа алгоритмического расширения (аугментации) базы эндоскопических изображений до размеров, достаточных для обучения и тестирования современных моделей СНС. В данной работе рассмотрены два варианта аугментации: стандартная аугментация, предложенная в работе [13], а также ее модифицированный вариант.

При стандартной аугментации, для того чтобы сделать нейросетевую модель более устойчивой к различным размерам и формам входных объектов, к каждому изображению обучающей выборки случайным образом применяется один из следующих вариантов преобразований:

- используется все исходное входное изображение;
- из изображения вырезается фрагмент (патч), для которого минимальное пересечение с объектом согласно мере Жаккара составляет 0,1; 0,3; 0,5; 0,7 или 0,9;
- из изображения вырезается фрагмент (патч) случайным образом.

Размер каждого фрагмента составляет от 10 % до 100 % от размера исходного изображения, и соотношение сторон находится в диапазоне от 1 к 2 до 2 к 1.

После выполнения данного этапа производится изменение размеров каждого фрагмента до некоторого фиксированного значения и осуществляется зеркальное отображение части фрагментов по горизонтали. Также с вероятностью 0,5 выбирается одна из двух последовательностей фотометрических преобразований, аналогичных описанным в [17].

При использовании разработанного модифицированного варианта аугментации дополнительно к описанным используются преобразования, при которых учитывается тот факт, что рассматриваемые в исследовании изображения не имеют «верха» и «низа». В частности, в отличие от стандартной аугментации, в данном варианте рассматривается также зеркальное отображение изображений по вертикали.

При использовании модифицированного варианта аугментации выполняется преобразование изображения из цветового пространства RGB в HSV, рандомизация яркости, контрастности, насыщенности и оттенка в заданных пределах, осуществляется случайный поворот изображения на 90, 180 и 270 градусов с вероятностью

0,5, зеркальное отображение по горизонтали и вертикали, вырезание из изображения патчей случайным образом и изменение их размера с выбором различного соотношения сторон.

Для оценки качества работы алгоритма аугментации использовались кривые зависимости точности от полноты (Precision-Recall), а также следующие метрики [9]:

Precision (P) (точность): значение данной метрики рассчитывалось по следующей формуле:

$$P = \frac{TP}{TP + FP},$$

где TP – истинно-положительные решения модели, FP – ложно-положительные ответы;

Recall (R) (полнота или чувствительность):

$$R = \frac{TP}{TP + FN}, \quad (2)$$

где FN – ложно-отрицательные решения;

$F1$ мера: данная метрика вычисляется как среднее гармоническое полноты и точности согласно следующему соотношению:

$$F1 = 2 \cdot \frac{P \cdot R}{P + R}, \quad (3)$$

AP (Average Precision): значение данной метрики вычислялось как усреднение значений точности при разных значениях порога:

$$AP = \frac{\sum_{r=1}^N P_r}{N}, \quad (4)$$

где P_r – значение точности (Precision) при фиксированном значении порога r , а N – множество значений порога;

mAP (mean Average Precision): данная метрика является одной из ключевых для анализа качества работы детекторов объектов и представляет собой усреднение значений метрики AP по всем классам; в данном исследовании число классов равно 1, следовательно, значение метрик AP и mAP совпадает.

На рис. 3 приведены кривые зависимости значений точности от полноты, построенные на стандартном наборе ETIS-LaribPolypDB для моделей, обученных с использованием стандартной и модифицированной аугментации. Как следует из приведенных данных, при использовании обоих типов аугментации наблюдаются достаточно высокие значения метрики mAP . Однако максимальное ее значение получено при использовании модифицированного варианта аугментации ($mAP = 0,80$). Наибольшее значение метрики $F1$ для стандартной аугментации составило 0,76, а для модифицированного алгоритма аугментации – 0,77.

Таким образом, наилучшие результаты работы нейронной сети SSD получены при использовании разработанного модифицированного варианта аугментации.

Тестирование нейросетевого алгоритма

В стандартном варианте модели на основе архитектуры SSD размер входного слоя нейронной сети составляет 300×300, однако согласно работе [13] в качестве базовой сети в данной архитектуре могут успешно использоваться и другие варианты СНС.

Для создания базы изображений использовалось оборудование для колоноскопии Olympus с разрешением

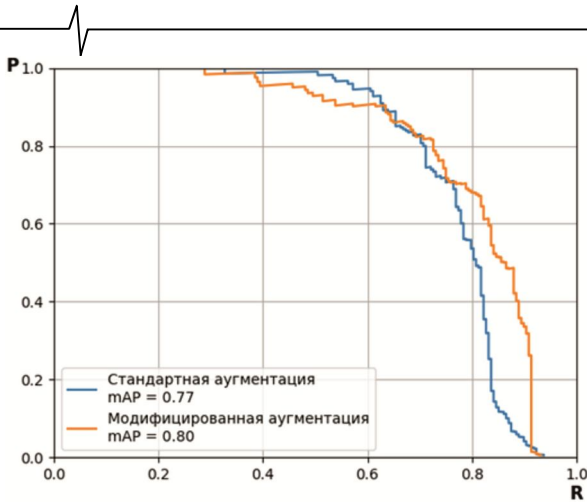


Рис. 3. Сравнение качества работы нейросетевых моделей, обученных с использованием стандартной и модифицированной аугментации

ем кадра видеоданных, равным 626×532 пикселей. В связи с этим, принято решение использовать в исследовании помимо стандартной архитектуры SSD-300 также архитектуру SSD с базовой сетью VGG, размер входного слоя которой составляет 512×512, при этом используется еще один дополнительный масштаб карт признаков для детектирования.

Кроме того, в связи с высокими требованиями разрабатываемой системы к скорости работы алгоритма детектирования, связанной с необходимостью обработки данных в режиме реального времени, реализована архитектура сети SSD, в которой в качестве базовой сети использовалась часть архитектуры сети MobileNet [18]. Особенностью архитектуры MobileNet является ее «легковесность» относительно других сетей, связанная с отсутствием слоев пулинга, вместо которых используются свертки с шагом 2.

Таким образом, для дальнейших исследований выбраны следующие архитектуры СНС:

- 1) SSD с базовой сетью VGG, размер входного слоя 300×300 (SSD VGG-300);
- 2) SSD с базовой сетью VGG, размер входного слоя 512×512 (SSD VGG-512);
- 3) SSD с базовой сетью MobileNet, размер входного слоя 300×300 (SSD MobileNet-300).

Кривые зависимости значений точности от полноты, построенные на наборе изображений ETIS-LaribPolypDB для моделей на основе сетей SSD VGG300, SSD

VGG512 и SSD MobileNet300 приведены на рис. 4. Результаты показывают преимущество нейросетевого алгоритма, построенного на основе базовой сети VGG-512, настроенного под характеристики входных колоноскопических видеоданных.

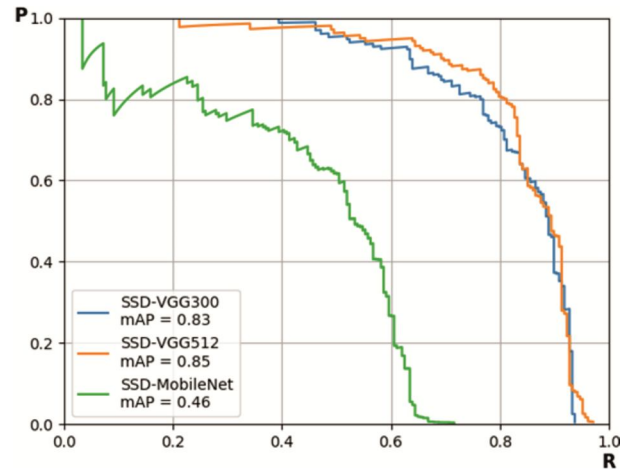


Рис. 4. Сравнение моделей на основе сетей VGG300, VGG512 и MobileNet300

Значение метрик P , R и $F1$ для исследуемых архитектур в сравнении с алгоритмами, рассмотренными в работах [7, 8], приведены в табл. 1.

Из приведенных результатов следует, что предложенный и обученный нейросетевой алгоритм на базе SSD VGG-512 превосходит другие алгоритмы по метрикам точности и $F1$, но уступает некоторым алгоритмам по критерию полноты.

Для оценки производительности обученных нейросетевых моделей проведен тест на персональном компьютере со следующими характеристиками: CPU AMD Ryzen 7 3800X, RAM 64 GB, GPU GeForce GTX 1080 Ti. В тесте измерялось время обработки короткого видеосфрагмента, состоящего из 1249 кадров. Перед обработкой не производилась оптимизация моделей с помощью Nvidia TensorRT, обработка выполнялась с помощью фреймворка машинного обучения TensorFlow.

Для алгоритма на основе SSD VGG-300 скорость обработки составила 62 кадра в секунду, для SSD VGG-512 – 55 кадров в секунду, а для SSD MobileNet-300 – 84 кадра в секунду. Таким образом, предложенные алгоритмы могут применяться для обработки эндоскопического видеопотока в режиме реального времени.

Таблица 1. Сравнение параметров различных моделей на тестовом наборе изображений ETIS-LaribPolypDB

Модель	Точность, P	Полнота, R	$F1$
SNU	10,20	9,60	9,70
ETIS-LARIB	6,90	49,50	12,20
CVC-Clinic	10,00	49,00	16,50
PLS	15,80	57,20	24,90
UNS+UCLAN	32,70	52,80	40,40
CUMED	72,30	69,20	70,70
OUS	69,70	63,00	66,10
FCN-VGG	73,61	86,31	79,46
Faster R-CNN	72,93	80,29	76,43
U-NET	80,48	81,25	80,86
SSD VGG-300	80,71	76,44	78,51
SSD VGG-512	87,36	76,44	81,53
SSD MobileNet-300	61,76	50,48	55,55

Заключение

В работе предложен алгоритм детектирования полипов на колоноскопических изображениях на основе архитектуры CHC SSD. Данный алгоритм обладает производительностью, достаточной для анализа видеопотока в режиме реального времени, а также имеет сравнительно высокие значения метрик оценки качества алгоритма. Наибольшее значение метрики $F1 = 81,53$ получено для алгоритма SSD с базовой сетью VGG-512. Для обучения нейросетевого алгоритма совместно с врачами-эндоскопистами Ярославской областной клинической онкологической больницы собрана соответствующая база видеоданных полипов.

Перспективным направлением для дальнейших исследований является улучшение качества работы предложенного алгоритма за счет постобработки результатов с использованием дополнительной информации из соседних кадров видеопотока, а также улучшение качества входного изображения за счет применения алгоритмов деинтерлейсинга.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-37-90153.

Литература

1. Rangayyan R.M. Biomedical Image Analysis. – CRC Press, Boca Raton, 2005. – 1306 p.
2. Кирсанова А.В. Современное состояние и перспективы развития экспертных медицинских систем // Новый университет. Серия «Технические науки», 2015, № 11-12. С. 45-46.
3. Куваев Р.О., Никонов Е.Л., Кашин С.В., Капанов В.А., Гвоздев А.А. Контроль качества эндоскопических исследований, перспективы автоматизированного анализа эндоскопических изображений // Кремлевская медицина. Клинический вестник, № 2, 2013. С. 51-56.
4. Khryashchev V., Stepanova O., Lebedev A., Kashin S., Kuvaev R. Deep Learning for Gastric Pathology Detection in Endoscopic Images // ACM International Conference Proceeding Series, 3rd International Conference on Graphics and Signal Processing, ICGSP 2019. Hong Kong, 2019. Pp. 90-94.
5. 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.
6. Levin B, Lieberman D, McFarland B, Andrews K, Brooks D, Bond J et al. Screening and Surveillance for the Early Detection of Colorectal Cancer and Adenomatous

Polyps, 2008: A Joint Guideline From the American Cancer Society, the US MultiSociety Task Force on Colorectal Cancer, and the American College of Radiology. Gastroenterology. 2008; 134(5). P. 1570-1595.

7. Sun X., Zhang P., Wang D., Cao Y., Liu B. Colorectal Polyp Segmentation by U-Net with Dilation Convolution. 18th IEEE International Conference On Machine Learning And Applications (ICMLA), 2019.

8. Sornapudi S., Meng F., and Yi S. Region-based automated localization of colonoscopy and wireless capsule endoscopy polyps. Applied Sciences, vol. 9, no. 12, 2019.

9. Николенко С.И., Кадуринов А.А., Архангельская Е.О. Глубокое обучение – СПб.: Питер, 2018. 480 с.

10. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. ДМК-Пресс, 2017. 652 с.

11. 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.

12. Хрящев В.В., Среднякова А.С., Ганин А.Н., Кашин С.В. Использование глубоких нейронных сетей для поиска патологий на эндоскопических изображениях желудка // Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2021): докл. 23-й междунар. конф. Москва, 2021. С. 254-258.

13. Liu W., Anguelov D., Erhan D., Szegedy C., and Reed S.E. SSD: Single Shot Multibox Detector. CoRR, abs/1512.02325, 2015.

14. Bernal J., Sánchez F.J., Fernández-Esparrach G., Gil D., Rodríguez C., & Vilariño F. (2015). WM-DOVA maps for accurate polyp highlighting in colonoscopy: Validation vs. saliency maps from physicians. Computerized Medical Imaging and Graphics, 43. Pp. 99-111.

15. Bernal J., Sanchez J. and Vilarico F. Towards automatic polyp detection with a polyp appearance model. Pattern Recognition. Volume 45, Issue 9, September 2012, pp. 3166-3182.

16. Silva J.S., Histace A., Romain O., Dray X., Granda B. Towards embedded detection of polyps in WCE images for early diagnosis of colorectal cancer. International Journal of Computer Assisted Radiology and Surgery, Springer Verlag (Germany), 2014. 9 (2). Pp. 283-293.

17. Howard A.G. Some improvements on deep convolutional neural network based image classification // arXiv preprint arXiv:1312.5402, 2013.

18. Ioffe S., Szegedy C. Batch normalization: accelerating deep network training by reducing internal covariate shift. In: Proceedings of ICML, 2015. Pp. 448-456.