

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396

С.Н. Кириллов, П.С. Покровский**ПРОГРАММНО-УПРАВЛЯЕМЫЙ КВАДРАТУРНЫЙ
ФОРМИРОВАТЕЛЬ СПЕКТРАЛЬНО ЭФФЕКТИВНЫХ ВИДОВ
РАДИОСИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ «ЗАВИСИМЫХ»
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ ИМПУЛЬСОВ**

Предложена схема программно-управляемого квадратурного формирователя радиосигналов, реализующая спектрально эффективные виды модуляции (T-OQPSK, FBPSK, FQPSK и GMSK) с ошибкой менее 5 градусов по углу и 6 % по амплитуде. Показана возможность организации взаимной связи между синфазной и квадратурной составляющими радиосигнала на основе «зависимых» последовательностей импульсов в интересах плавной перестройки вида модуляции. Представленная структура разработанного формирователя делает возможным получение новых видов модуляции, характеризующихся наличием сложной взаимной связи между синфазной и квадратурной составляющими.

Ключевые слова: цифровая модуляция, QAM, OQPSK, FQPSK, GMSK.

Введение. Как известно [1], ограничение полосы частот радиосигнала фильтрами с частотной характеристикой вида «квадратного корня из приподнятого косинуса» (SRRC-фильтры) в каналах, характеризующихся высоким уровнем нелинейных искажений, мало эффективно. Это объясняется высоким уровнем пик-фактора сигналов на выходе SRRC-фильтров, который является причиной увеличения уровня паразитного внеполосного излучения после прохождения нелинейных элементов передающего тракта.

В 80-х годах прошлого столетия как в отечественных [2], так и зарубежных работах [3], обоснована высокая спектральная эффективность «зависимых» последовательностей импульсов, используемых для передачи информации. В [3] предложен простой метод формирования подобных последовательностей. Суть данного подхода заключается в ограничении полосы частот информационного потока посредством нерекурсивных линейных фильтров с импульсной характеристикой, обладающей парциальным откликом и специальными свойствами симметрии. Ввиду особенностей квадратурного представления радиосигналов наибольшее распространение получили фильтры с

импульсной характеристикой вида:

$$p(t) = \sin^2(0.5\pi t / T_s) \cdot \text{rect}(0.5t / T_s), \quad (1)$$

где T_s - период следования символов информационной последовательности, $\text{rect}(x) = 1$ при $x \in [0; 1)$ и $\text{rect}(x) = 0$ при $x \notin [0; 1)$.

Применение аппарата «зависимых» последовательностей импульсов доказало высокую спектральную и энергетическую эффективность применения подобных подходов к формированию синфазной и квадратурной составляющих OQPSK-сигналов. Для дополнительного улучшения характеристик подобных OQPSK-сигналов в [3] предложено пропускать комплексную огибающую радиосигнала через жесткий ограничитель. Это позволяет ввести регулируемую взаимосвязь между синфазной и квадратурной составляющими радиосигнала. Прямое обобщение данного метода для произвольных QAM-сигналов невозможно, частичное приближение получено посредством введения дополнительной межсимвольной связи за счет применения импульсной характеристики вида [3]:

$$p(t) = (\sin^2(0.5\pi t / T_s) - 0.5(1 - A_F) \sin^2(\pi t / T_s)) \cdot \text{rect}(0.5t / T_s), \quad (2)$$

где $A_F \in [0;1]$ - управляющий коэффициент.

Таким образом, современный уровень развития аппарата «зависимых» последовательностей импульсов для формирования QAM-сигналов хорошо проработан лишь для примитивного случая OQPSK-модуляции, получившей название FQPSK. Однако даже для получения FQPSK-сигналов используется канальный алфавит, представленный в виде таблицы, что делает невозможным плавную перестройку или адаптацию к изменяющимся условиям радиоканала. Также, несмотря на близость идеи взаимосвязи синфазной и квадратурной составляющих с природой CPM-сигналов, применение жесткого ограничителя не позволяет обобщить данный подход на случай класса широко используемых GMSK-сигналов.

Цель работы. Разработка программно-управляемого квадратурного формирователя спектрально эффективных видов радиосигналов на основе «зависимых» последовательностей импульсов в интересах плавной перестройки вида модуляции.

Теоретическая часть. Как известно, синфазную и квадратурную составляющие OQPSK-сигнала можно представить в виде [1...3]:

$$\begin{aligned} I(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{Ii} p(t - iT_s), \\ Q(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{Qi} p(t - (i - 1/2)T_s), \end{aligned} \quad (3)$$

где $d_{Ii} = \{\pm 1\}$, $d_{Qi} = \{\pm 1\}$ - элементы символьных последовательностей синфазного и квадратурного каналов соответственно.

В случае применения «зависимых» последовательностей импульсов сформированных фильтром, соответствующим выражению (1), на временном интервале $[iT_s, (i+1/2)T_s]$ возможны с точностью до знака следующие функции изменения синфазной и квадратурной составляющих:

$$\begin{aligned} \begin{cases} |I(t - iT_s)| = 1, \\ |I(t - iT_s)| = \sin \pi t / T_s; \end{cases} & \begin{cases} |Q(t - iT_s)| = 1, \\ |Q(t - iT_s)| = \cos \pi t / T_s. \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

Для улучшения характеристик подобных OQPSK-сигналов применяют нелинейный элемент типа жесткого ограничителя. После данного преобразования синфазная и квадратурная составляющие имеют вид:

$$\begin{aligned} I_H(t) &= I(t) / \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}, \\ Q_H(t) &= Q(t) / \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}. \end{aligned} \quad (5)$$

Можно показать [4], что с точностью более

5 % данное нелинейное преобразование на временном интервале $[iT_s, (i+1/2)T_s]$ описывается без учета знака следующими функциями изменения синфазной и квадратурной составляющих:

$$\begin{aligned} \begin{cases} |I_H(t - iT_s)| = 1 - (1 - 1/\sqrt{2}) \sin^2 \pi t / T_s, \\ |I_H(t - iT_s)| = \cos \pi t / T_s, \\ |I_H(t - iT_s)| = \cos \pi t / T_s - (1 - 1/\sqrt{2}) \cos^2 \pi t / T_s; \end{cases} & (6) \\ \begin{cases} |Q_H(t - iT_s)| = 1 - (1 - 1/\sqrt{2}) \cos^2 \pi t / T_s, \\ |Q_H(t - iT_s)| = \sin \pi t / T_s, \\ |Q_H(t - iT_s)| = \sin \pi t / T_s - (1 - 1/\sqrt{2}) \sin^2 \pi t / T_s. \end{cases} \end{aligned}$$

Анализ полученных выражений показывает, что вводимую жестким ограничителем взаимосвязь можно аппроксимировать посредством объединения четырех «зависимых» последовательностей импульсов – по две для синфазного ($I_1(t)$ и $I_2(t)$) и квадратурного ($Q_1(t)$ и $Q_2(t)$) каналов. При этом $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ получаются на основе элементарного импульса $p_1(t)$ вида (1), а $I_2(t)$ и $Q_2(t)$ на основе импульса, описываемого формулой:

$$p_2(t) = \sin^2(\pi t / T_s) \cdot \text{rect}(0.5t / T_s). \quad (7)$$

Тогда для получения выражений (6) взаимная связь между синфазным и квадратурным каналами определяется в виде [4]:

$$I(t) = I_1(t) - A_1 I_2(t), \quad (8)$$

$$Q(t) = Q_1(t) - A_1 Q_2(t);$$

$$I_H(t) = I(t) - A_2 \text{sign}(I(t)) |Q_2(t)|, \quad (9)$$

$$Q_H(t) = Q(t) - A_2 \text{sign}(Q(t)) |I_2(t)|;$$

где $A_1 = (1 - a_1) / 2$, $A_2 = (1 - a_2) / 2$; $a_1, a_2 \in [0;1]$ - управляющие коэффициенты, определяющие внутриканальную и межканальную взаимосвязь соответственно, $\text{sign}(x) = x / |x|$, $\forall x \neq 0$ и $\text{sign}(x) = 0$, $x = 0$.

Стоит отметить, что в (8) выражения для $I(t)$ и $Q(t)$ при соответствующем выборе коэффициента a_1 в точности совпадают с синфазной и квадратурной составляющими OQPSK-сигнала, сформированного для импульса (2).

На рисунке 1 представлена схема формирователя синфазной и квадратурной составляющих, реализующая алгоритм, описываемый выражениями (8), (9). Здесь ППП – последовательно-параллельный преобразователь, преобразующий входную бинарную последовательность в информационные символы синфазного и квадратурного каналов; ЭЗ – элемент задержки

на величину $T_S / 2$; Форм. $p(t)$ – формирующий фильтр с импульсной характеристикой $p(t)$; КМ – квадратурный модулятор.

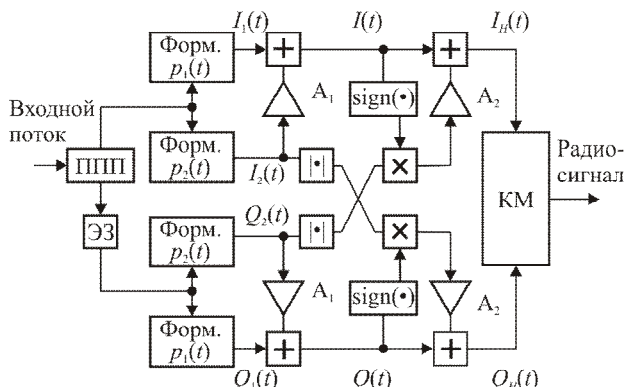


Рисунок 1 – Структурная схема программно-управляемого формирователя радиосигналов

Данный программно-управляемый квадратурный формирователь позволяет с абсолютной ошибкой не более 5 % формировать спектрально эффективные радиосигналы с FQPSK. При этом возможна плавная перестройка в целях адаптации передатчика к изменяющимся условиям радиоканала за счет управления коэффициентами a_1 , a_2 . Кроме того, данный алгоритм формирования можно применять к сигналам с QAM, так как отсутствуют нелинейные преобразования, жестко ограничивающие выходной динамический диапазон. Представляет также интерес возможность формирования GMSK-сигналов с помощью схемы, представленной на рисунке 1.

Экспериментальная часть. Разработанный К. Феером FQPSK-модулятор [3] позволяет варьировать пик-фактор радиосигналов изменением параметра A_F , характеризующего степень взаимной связи между синфазной и квадратурной составляющими. Практическое применение нашли FQPSK сигналы с $A_F \in [1/\sqrt{2}; 1]$.

Для оценки точности формирования радиосигналов класса FQPSK, а также для определения однозначных зависимостей между управляющим параметром FQPSK-модулятора и коэффициентами a_1 , a_2 , задающими режим функционирования предложенной схемы, проведено имитационное моделирование. В ходе моделирования для каждого значения параметра A_F проводилась оценка коэффициентов a_1 , a_2 , минимизирующих ошибку между радиосигналами, поступающими от FQPSK-модулятора и предложенного формирователя при условии одинаковых входных данных. Поиск экстремума осуществлялся методом сопряженных градиентов, обеспечивающим компромисс скорости сходимости и вычислительной сложности.

Полученные по результатам моделирования зависимости $a_1(A_F)$ и $a_2(A_F)$ аппроксимированы методом наименьших квадратов с ошибкой не более 0,05 % полиномами вида:

$$a_1 = 0,989A_F + 0,011;$$

$$a_2 = 1,061A_F - 0,061.$$

На рисунке 2 представлены зависимости пик-фактора Π_S , ошибки формирования фазы $\Delta\varphi_{\max}$ и среднеквадратического отклонения σ_ε от параметра A_F , полученные при формировании FQPSK-сигналов.

В соответствии с рекомендациями Международного консультативного комитета по космическим системам связи ошибка формирования фазы радиосигналов не должна превышать 5° , а амплитуды – значения 0,06 [5]. Согласно данным рекомендациям и результатам моделирования, представленным на рисунке 2, предложенная схема формирователя позволяет реализовывать FQPSK-сигналы с $A_F \in [0,6; 1,5]$.

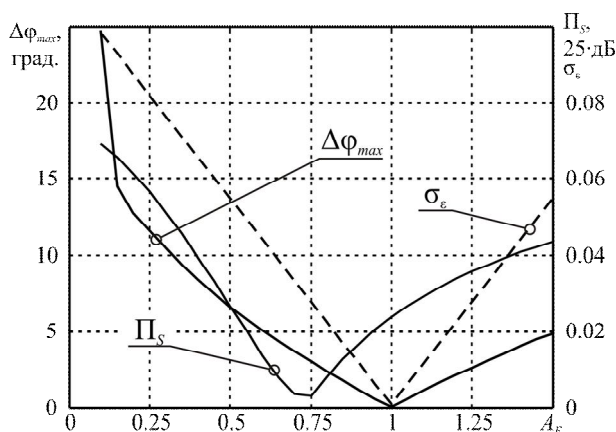


Рисунок 2 – Зависимости пик-фактора Π_S , ошибки формирования фазы $\Delta\varphi_{\max}$ и среднеквадратического отклонения σ_ε от параметра A_F

Аналогичным образом проведено имитационное моделирование с целью оценки точности формирования радиосигналов класса GMSK, а также определения однозначных зависимостей между полосой пропускания гауссовского предмодуляционного фильтра $B_F T_S$ и коэффициентами a_1 , a_2 , задающими режим функционирования предложенной схемы.

Полученные по результатам моделирования зависимости $a_1(B_F T_S)$ и $a_2(B_F T_S)$ аппроксимированы методом наименьших квадратов с ошибкой не более 0,5 % степенными рядами вида:

$$a_{1,2}(B_F T_S) = \sum_i b_i \exp(-i B_F T_S),$$

здесь b_i – коэффициенты разложений, приведенные в таблице 1.

Таблица 1

Пар.	Коэффициенты разложения						
	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
a_1	0,201	0,321	-0,601	0,271	0,004	2,600	-1,601
a_2	1,028	0,019	-0,189	0,137	-0,268	1,897	-2,914

На рисунке 3 представлены зависимости пик-фактора Π_s , ошибки формирования фазы $\Delta\varphi_{\max}$ и среднеквадратического отклонения σ_ε от параметра $B_F T_S$, полученные при формировании GMSK-сигналов.

Анализ зависимостей показывает, что предложенный программно-управляемый формирователь позволяет с ошибкой меньше допустимой, согласно рекомендациям [5], получать GMSK-сигналы с полосой пропускания передмодуляционного гауссовского фильтра $B_F T_S \in [0.25; 0.6]$.

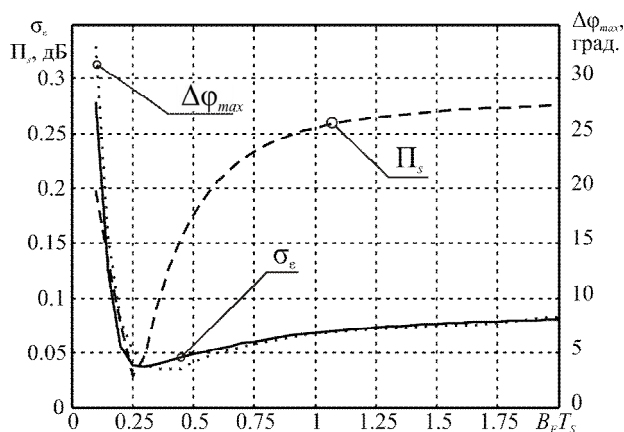


Рисунок 3 – Зависимости пик-фактора Π_s , ошибки формирования фазы $\Delta\varphi_{\max}$ и среднеквадратического отклонения σ_ε от параметра $B_F T_S$

В таблице 2 представлены значения задающих параметров a_1, a_2 для реализации известных спектрально эффективных радиосигналов посредством предложенного программно-управляемого формирователя.

Таблица 2

Вид модуляции	a_1	a_2
T-OQPSK	1	1
FQPSK	0,71	0,71
GMSK $B_F T_S = 0.25$	0,60	0,80
GMSK $B_F T_S = 0.5$	0,33	0,95

Как показывают проведенные исследования, наиболее эффективно использовать предложен-

ный программно-управляемый формирователь для реализации GMSK-радиосигналов при $B_F T_S = 0.25$. В этом режиме, согласно анализу зависимостей, представленных на рисунке 3, наблюдается наименьший пик-фактор ($\Pi_s < 0.05$ дБ), что позволяет эффективно использовать весь энергетический потенциал радиоканала.

Выводы. Предложенный программно-управляемый квадратурный формирователь радиосигналов реализует с ошибкой менее допустимой спектрально эффективные виды модуляции такие, как T-OQPSK, FBPSK, FQPSK и GMSK. Также возможно формирование радиосигналов с QAM различной позиционностью на основе импульсов вида (2) ($a_1 = 0,71$; $a_2 = 1$). При этом переход от одного вида модуляции к другому осуществляется плавной перестройкой параметров в процессе передачи информации, позволяя оперативно адаптироваться к изменениям радиоканала. Помимо реализации известных видов на разработанном программно-управляемом формирователе можно получать новые виды модуляции, характеризующиеся наличием сложной взаимной зависимости между синфазной и квадратурной составляющими.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 – 2013 годы (контракты №П501 от 13 мая 2010 г. и № 16.740.11.0269 от 24 сентября 2010 г.) при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых МК-5000.2010.9 (договор №02.120.11.5000-МК).

Библиографический список

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ./ Под ред. Кловского Д.Д. – М.: Радио и связь, 2000. – 800с.
2. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. – М.: Радио и связь, 1988. – 304с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Покровский П.С. Программно-управляемый квадратурный формирователь радиосигналов для служб изучения космического пространства // ВНТК «Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании»: Тез. докл. Рязань: РГРТУ, 2009. С. 324-325.
5. Report Concerning Space Data System Standards. Radio Frequency and Modulation Systems - Part 1: Earth Stations and Spacecraft. Blue Book. Issue 20. April 2009 // Режим доступа: <http://public.ccsds.org/publications/archive/401x0b20ec3.pdf>.

УДК 629.7.052:531.5

В.Г. Андреев, В.А. Белокуров**МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ НАЧАЛЬНОЙ ВЫСТАВКИ
БЕСПЛАТФОРМЕННЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

Рассмотрена задача повышения точности начальной выставки бесплатформенной инерциальной микромеханической навигационной системы при вибрациях корпуса её носителя. Предложено использовать векторный обеляющий фильтр для одновременной обработки сигналов с выходов акселерометров. Показано, что применение векторного фильтра небольшого порядка $p=3...7$ даёт возможность в 1,2...1,6 раза уменьшить дисперсию ошибки начальной выставки по сравнению с результатами раздельной фильтрации сигналов с выходов отдельных акселерометров. Выигрыш достигается за счет учета взаимной корреляции сигналов с выходов различных акселерометров при синтезе векторного обеляющего фильтра.

Ключевые слова: векторный обеляющий фильтр, совместная обработка сигналов, начальная выставка, бесплатформенная навигационная система, минимизация среднего квадрата ошибки, система уравнений Юла-Уолкера.

Введение. В настоящее время широкое распространение получили бесплатформенные инерциальные навигационные системы (БИНС), которые реализуются на микромеханических гироскопах (измерителях угловой скорости) и акселерометрах. Преимущества бесплатформенных автономных навигационных систем связаны с их компактностью, низким весом, энергопотреблением и стоимостью. Это позволяет использовать подобные БИНС для автономной навигации беспилотных летательных аппаратов, устанавливать на автомобилях и робототехнике. Примером аппаратных средств, на которых реализована трёхосная (в трёх пространственных измерениях) БИНС, могут служить микромеханические изделия серии ADIS фирмы Analog Devices [1].

Начальным этапом функционирования БИНС является её начальная выставка [2], которая ориентирует виртуальную стабилизированную платформу для согласования осей географической и связанной с объектом систем координат [3]. Начальная выставка производится, преимущественно, по показаниям входящих в БИНС акселерометров, которые дают возможность найти гировертикаль (направление надир-зенит) до начала движения носителя. Подчеркнём, что ошибочное определение направления вектора гравитации, вдоль которого направлено ускорение свободного падения, приводит к неверной интерпретации показаний

акселерометров и, как следствие, к значительным ошибкам оценки горизонтальных компонент скорости движения. При этом навигационной системой формируется ложный маршрут перемещения носителя со значительными (до десятков и более метров за секунду) отклонениями от его истинного положения.

Проблема начальной выставки БИНС дополнительно осложняется вибрациями корпуса носителя навигационной системы. Вибрации могут возникать из-за ветровых воздействий на носитель или вызываться работающими на нём механическими агрегатами. Так, например, если нет возможности провести начальную выставку при выключенных двигателях, то дисперсия процессов на выходах акселерометров, как показали натурные эксперименты, может возрасти в тысячу и более раз по сравнению с ситуацией, когда двигатели не запущены.

Для подавления шумов акселерометров применяется низкочастотная фильтрация сигналов с их выходов, которая заключается в нахождении математического ожидания оценок измеряемых по каждой оси ускорений. Подобный подход правомерен, если мешающие компоненты сигналов представляют собой некоррелированный шум. Однако при вибрациях корпуса носителя БИНС предположение о некоррелированности мешающих компонент становится неверным. Более того, сигналы с выходов различных акселерометров становятся

взаимно коррелированными, т.к. вибрации корпуса носителя обычно фиксируются вдоль трёх осей связанной с ним системы координат.

Цель работы — повышение точности начальной выставки бесплатформенной инерциальной системы автономной навигации при вибрациях корпуса её носителя путём векторной обеляющей фильтрации сигналов на выходах акселерометров.

Постановка задачи. Представим одновременно наблюдаемые в дискретные моменты времени $t=0, 1, \dots, T-1$ сигналы с выходов M акселерометров БИНС в виде реализации $\mathbf{X}$ дискретного марковского векторного M -мерного случайного процесса конечной связанности:

$$\mathbf{X}=[\mathbf{x}_0; \mathbf{x}_1; \dots; \mathbf{x}_t; \dots; \mathbf{x}_{T-1}], \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_t=[x_{0,t}; x_{1,t}; \dots; x_{m,t}; \dots; x_{M-1,t}]^T$ — M -мерный векторный t -й временной отсчёт наблюдения; $x_{m,t}$ — измеренное m -м акселерометром t -е значение ускорения; T — количество векторных отсчётов $\mathbf{x}_t$ в реализации $\mathbf{X}$; $m=0, 1, \dots, M-1$; T — знак транспонирования.

Для выявления мешающих периодических изменений, связанных с вибрациями корпуса носителя БИНС, в реализации $\mathbf{X}$ анализируемого векторного процесса эффективно применение векторных моделей [4]. Они дают возможность использовать информацию о взаимной корреляции сигналов с выходов M акселерометров, предполагая наличие статистической связи между различными каналами наблюдения. Альтернативный упрощенный подход сводит векторную форму (1) к скалярному представлению временных рядов $\mathbf{x}_m$:

$$\mathbf{x}_m=[x_{m,0}; x_{m,1}; \dots; x_{m,t}; \dots; x_{m,T-1}], \quad (2)$$

где $m=0, 1, \dots, M-1$.

Преимущества перехода от векторного представления (1) M -компонентной реализации $\mathbf{X}$ к набору (2) из M скалярных независимых процессов $\mathbf{x}_m$ состоят в существенном упрощении аналитических средств и сокращении вычислительных затрат, необходимых для выявления информационных признаков из массивов наблюдений. Однако платой за подобное упрощение служит снижение эффективности фильтрации выходных сигналов акселерометров, приводящее, в ряде случаев, к недопустимо большим (десятки градусов) ошибкам начальной выставки (coarse alignment) при вибрациях корпуса носителя БИНС, что исключает возможность приемлемой работы инерциальной системы до её точной выставки (fine alignment).

Как правило [1], темп выдачи информации с выходов датчиков БИНС не превышает 100 Гц. Для современной микропроцессорной техники

временной интервал свыше 10 мс даёт возможность производить векторную обработку $M=3$ сигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, поскольку до начальной выставки ещё отсутствует возможность выдачи навигационной информации от БИНС, то вычислительные средства инерциальной бортовой навигационной аппаратуры могут быть полностью задействованы для решения поставленной задачи повышения точности начальной выставки. Поэтому использование упрощённого представления (2) приводит лишь к неоправданному снижению эффективности функционирования систем автономной навигации. Отметим, что если сигналы $\mathbf{x}_m$ некоррелированы, то предлагаемый векторный подход к их совместной обработке вырождается в серию из M независимых процедур фильтрации, т.е. потерь в эффективности подавления мешающих периодических компонент за счёт использования представления (1) вместо представления (2) не произойдёт.

Аналитическое решение. Задача удаления коррелированных мешающих компонент сводится к обелению наблюдаемого процесса $\mathbf{X}$ и связана с его представлением в виде линейной авторегрессии [4], которая предполагает, что текущий M -компонентный отсчёт $\mathbf{x}_t$ процесса может быть выражен через аддитивную взвешенную сумму p предыдущих его отсчётов [5, 6]:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_t = \mathbf{x}_t - \sum_{k=1}^p \mathbf{A}_k \mathbf{x}_{t-k}, \quad (3)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_t$ — M -мерный вектор-столбец t -го векторного отсчёта $\boldsymbol{\varepsilon}_t=[\varepsilon_{0,t}; \varepsilon_{1,t}; \dots; \varepsilon_{m,t}; \dots; \varepsilon_{M-1,t}]^T$ реализации $\boldsymbol{\varepsilon}=[\boldsymbol{\varepsilon}_0; \boldsymbol{\varepsilon}_1; \dots; \boldsymbol{\varepsilon}_t; \dots; \boldsymbol{\varepsilon}_{T-p-1}]$ векторного процесса ошибки линейного предсказания; $\mathbf{A}_k$ — $(M \times M)$ -мерная матрица k -го коэффициента линейного предсказания. Предполагается, что векторный процесс $\boldsymbol{\varepsilon}$ ошибки представляет собой некоррелированный шум, до уровня которого можно подавить мешающие коррелированные компоненты, обусловленные вибрациями корпуса платформы БИНС.

Для нахождения неизвестных p $(M \times M)$ -мерных коэффициентов $\mathbf{A}_k$ можно [7, 8] представить их как единую $(M \times pM)$ -мерную матрицу $\mathbf{A}=[\mathbf{A}_1; \mathbf{A}_2; \dots; \mathbf{A}_k; \dots; \mathbf{A}_p]$, которая является аналогом вектора коэффициентов скалярной линейной регрессии при описании однокомпонентного процесса вида (2) [5]. Тогда уравнение (3) можно представить в следующем виде [7]:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_t = \mathbf{x}_t - \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}, \quad (4)$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}$ — pM -мерный вектор-столбец

предыдущих $t-p$ значений реализации $\mathbf{X}$, которые сгруппированы последовательно. Структура вектора $\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}$ показана ниже:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^T = [\mathbf{x}_{t-1}^T; \mathbf{x}_{t-2}^T; \dots; \mathbf{x}_{t-k}^T; \dots; \mathbf{x}_{t-p}^T].$$

Для нахождения всей группы из p матричных коэффициентов $\mathbf{A}$ векторной регрессии помножим обе части уравнения (4) справа на вектор $\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^{T*}$ [7]:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_t \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^{T*} = \mathbf{x}_t^T \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^{T*} - \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^{T*}, \quad (5)$$

где $*$ — знак комплексного сопряжения. Усредняя (5) по t , получаем аналог скалярного уравнения Юла-Уолкера для авторегрессионного процесса в векторном виде:

$$\mathbf{0} = \mathbf{k} - \mathbf{A} \mathbf{K} \Leftrightarrow \mathbf{A} = \mathbf{k} \mathbf{K}^{-1}, \quad (6)$$

где $\mathbf{k}$ — $(M \times pM)$ -мерная автоковариационная матрица описываемого векторного процесса; $\mathbf{0}$ — $(M \times pM)$ -мерная нулевая матрица, отражающая полагаемое отсутствие ковариации между процессом $\boldsymbol{\varepsilon}$ ошибки и отсчётами исходного процесса; $\mathbf{K}$ — $(pM \times pM)$ -мерная ковариационная матрица процесса $\mathbf{X}$, имеющая структуру теплицевой и эрмитовой блочной ленточной матрицы [6]:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 & \mathbf{K}_1 & \dots & \mathbf{K}_{p-1} \\ \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_{p-1}^{T*} & \dots & \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где подматрицы $\mathbf{K}_k$, $k=0, 1, \dots, p-1$, имеют смысл обобщённых матричных коэффициентов ковариации k -го порядка векторного процесса. Коэффициент $\mathbf{K}_k$ может быть представлен как $(M \times M)$ -мерная матрица следующего вида:

$$\mathbf{K}_k = \begin{bmatrix} K_{0,0k} & \dots & K_{0,mk} & \dots & K_{0,M-1k} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{m,0k} & \dots & K_{m,mk} & \dots & K_{m,M-1k} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{M-1,0k} & \dots & K_{M-1,mk} & \dots & K_{M-1,M-1k} \end{bmatrix},$$

где $K_{j,mk}$ — коэффициент ковариации k -го порядка между j -й и m -й компонентой векторного процесса $\mathbf{X}$; $j, m=0, 1, \dots, M-1$. При $j=m$ величина $K_{m,mk}$ представляет собой автоковариационный коэффициент k -го порядка m -й компоненты, а при $k=0$ и $j \neq m$ — взаимную дисперсию j -й и k -й компонент процесса $\mathbf{X}$ на выходах M акселерометров БИНС.

Аналогично структуре $\mathbf{K}$ в (7) $(M \times pM)$ -мерная автоковариационная матрица $\mathbf{k}$ имеет вид:

$$\mathbf{k} = [\mathbf{K}_1 \mid \mathbf{K}_2 \mid \dots \mid \mathbf{K}_p] \quad (8)$$

и является аналогом вектора автоковариации в скалярной модели линейной авторегрессии при решении уравнения Юла-Уолкера [4].

Таким образом, для реализации процедуры (4) обеления процесса $\mathbf{X}$ необходимо найти $(M \times pM)$ -мерную матрицу $\mathbf{A}$, состоящую из p $(M \times M)$ -мерных матричных коэффициентов $\mathbf{A}_k$, через обратную к $\mathbf{K}$ матрицу $\mathbf{K}^{-1}$ путём её домножения слева на вектор $\mathbf{k}$.

Попытки реализации процедуры обращения $(pM \times pM)$ -мерной матрицы $\mathbf{K}$ на микропроцессорной технике с ограниченной разрядной сеткой (8...12 разрядов) часто приводят к большим ошибкам оценки коэффициентов $\mathbf{K}^{-1}$, что сказывается на качестве обеления процесса $\mathbf{X}$. Так, например, при числах обусловленности ковариационной матрицы $\mathbf{K}$ свыше 10^6 процедура (4) фильтрации не приводит к желаемому результату повышения точности начальной выставки из-за неадекватной оценки коэффициентов матрицы $\mathbf{K}^{-1}$. Поэтому для практической реализации предлагаемой процедуры векторной обработки необходимо производить регуляризацию задачи нахождения $\mathbf{K}^{-1}$. Тогда выражение (4) модифицируется:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_t = \mathbf{x}_t - \mathbf{k}(\mathbf{K} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}, \quad (9)$$

где $\mathbf{I}$ — $(pM \times pM)$ -мерная единичная матрица, λ — неотрицательная регуляризующая компонента. Величина λ , как показали эксперименты, должна выбираться из расчёта уменьшения числа обусловленности $\mathbf{K}$ до $10^4 \dots 10^6$. Так, при нормировке к единице дисперсий $K_{m,m0}$ сигналов на выходе акселерометров целесообразно выбирать $\lambda = 10^{-4} \dots 10^{-6}$. Подобная модификация задачи расчёта матричных коэффициентов векторного обеляющего фильтра в (4) не приводит к заметным ухудшениям точности начальной выставки, но даёт возможность работать с плохо обусловленными ковариационными матрицами $\mathbf{K}$. Они особенно характерны при значительном (в сотни и более раз) превышении амплитуд сигналов на выходе акселерометров, вызванных вибрациями, над собственными шумами измерителей ускорений БИНС, т.е. при подавляющем превалировании мощности коррелированной мешающей компоненты над мощностью процесса $\boldsymbol{\varepsilon}$.

Экспериментальные исследования. Проанализируем предлагаемую методику обеления выходных сигналов $\mathbf{X}$ с выходов трёх ($M=3$) акселерометров, входящих в состав интегрированной микромеханической системы ADIS [1] фирмы Analog Devices, фиксирующих ускорения по трём ортогональным осям связанной с

носителем системы координат. Интегрированная микромеханическая система, расположенная на снабжённой USB выходом плате, показана на рисунке 1.



Рисунок 1

Плата, закреплённая на корпусе неподвижного носителя, подвергалась воздействиям вибраций, которые были вызваны работой его двигательной установки. Предполагалось, что начальную выставку необходимо производить в условиях её непрерывного функционирования. В качестве контрольного примера была произведена начальная выставка при заглушенном двигателе.

Сигналы X оценок ускорений с выходов акселерометров, фиксируемые на полусекундном интервале ($T=0,5$ с), приведены на рисунке 2.

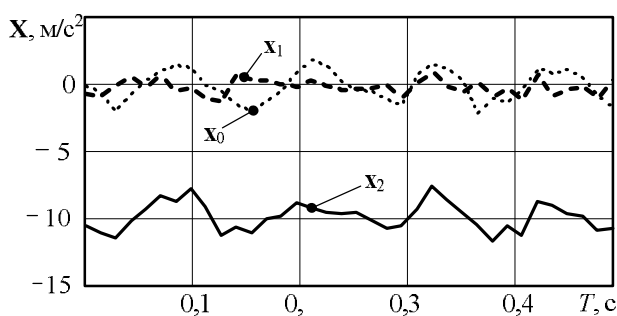


Рисунок 2

Частота выдачи данных с выходов акселерометров составляла около 70 Гц, т.к. интервал дискретизации 0,014 с задан в качестве базового в БИНС серии ADIS [1].

На рисунке 2 показания x_0 акселерометра, фиксирующего ускорения вдоль продольной строительной оси носителя, изображены точечной линией; показания x_1 , характеризующие ускорения, направленные вдоль поперечной строительной оси, отображены пунктиром; сплошная линия x_2 отражает ускорения, направленные вдоль вертикальной оси носителя. В рассматриваемом примере он расположен без выраженных начальных крена (roll) и тангажа (pitch), поэтому ускорение свободного падения $g \approx 9,8$ м/с² действует, преимущественно, вдоль вертикальной оси носителя, направленной вверх, т.е. отображается в компоненте x_2 с отрица-

тельным знаком.

Из рисунка 2 виден периодический характер мешающих коррелированных компонент в векторном сигнале X . Обратим внимание на факт синхронного изменения фиксируемых ускорений, что отчётливо видно при сравнении точечной x_0 и сплошной x_2 линий. Налицо взаимная корреляция различных компонент сигнала X , поэтому целесообразно применить для его обеления векторный фильтр. Его порядок p можно ограничить небольшими величинами ($p=1 \dots 10$) ввиду того, что анализ спектрального состава компонент x_m показал наличие нескольких (2...5) доминантных гармоник в соответствующих им спектральных плотностях мощности s_m , нормированные величины которых в диапазоне частот от нуля до $F=15$ Гц приведены на рисунке 3.

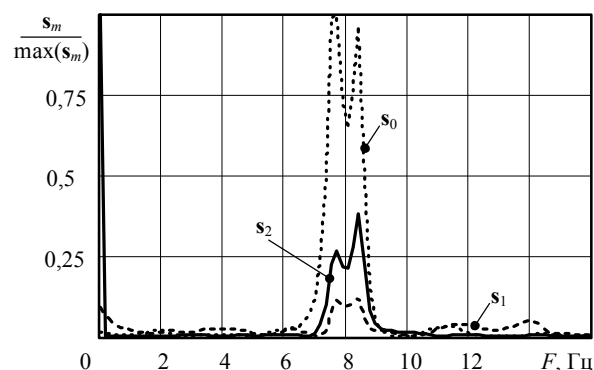


Рисунок 3

Из рисунка 3 виден узкополосный характер процессов x_m на выходах акселерометров. У спектра s_2 компоненты x_2 , отображённого сплошной линией, присутствует выраженная постоянная составляющая, обусловленная воздействием ускорения свободного падения; в компоненте x_1 , спектр s_1 которой изображён пунктиром, присутствуют высокочастотные составляющие; основная спектральная плотность мощности s_0 , показанная точечной линией и соответствующая компоненте x_0 , сосредоточена в диапазоне частот $F=5 \dots 9$ Гц.

Анализ эффективности. Проанализируем эффективность обработки трёхкомпонентного ($M=3$) сигнала X обычным скалярным [4] и предлагаемым векторным обеляющими фильтрами различных порядков $p=1 \dots 10$. В качестве критерия эффективности используем суммарную дисперсию D_Σ всех $M=3$ компонент процесса на выходе фильтров:

$$D_\Sigma = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} D_m = \frac{D_0 + D_1 + D_2}{3}, \quad (10)$$

где D_m — дисперсия m -й компоненты процесса на выходе фильтра. Длительность T наблюдения

составляла 5 секунд, т.е. было проанализировано 350 отсчётов процесса X при заданном выше интервале дискретизации.

Результаты анализа эффективности приведены на рисунке 4, на котором сплошной линией показана зависимость эффективности по критерию (10) от порядка p фильтра для предлагаемой векторной процедуры фильтрации сигналов X с выходов акселерометров, а пунктирная кривая отражает аналогичную зависимость для независимой обеляющей фильтрации по каждому каналу измерения ускорения.

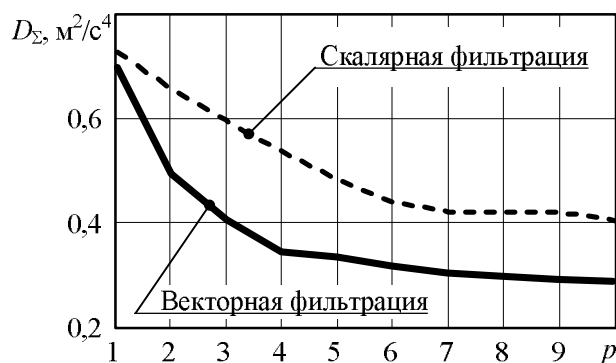


Рисунок 4

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 4, показывает, что, например, при порядках $p=4$ эффективность D_Σ обработки сигналов X с выходов акселерометров возрастает более чем в 1,54 раза при использовании векторного обеляющего фильтра с матричными коэффициентами A , рассчитанными по(6), вместо $M=3$ независимых скалярных обеляющих фильтров.

Проанализируем влияние подобных выигрышей на конечную цель фильтрации сигналов с выходов акселерометров — уменьшение ошибки позиционирования. Для приведённого выше примера были построены маршруты в связанной с географической системе координат (N — направление на север, E — направление на восток) кажущегося движения неподвижного носителя, которое возникает из-за ошибок начальной выставки и дрожаний его корпуса. На рисунке 5 показаны построенные по данным инерциальной навигационной системы кажущиеся маршруты движения носителя в случае отсутствия фильтрации сигналов с выходов акселерометров, а также с применением их векторной и скалярной фильтрации при $p=5$, $T=5$ с.

Истинное положение носителя находится в точке с координатами $N=E=0$.

Из рисунка 5 следует, что использование обеляющей фильтрации существенно уменьшает кажущееся отклонение от истинного положения

носителя. Так, например, при отсутствии фильтрации максимальный кажущийся уход от истинной точки нахождения носителя за время $T=5$ с составил 0,4 м, использование обеляющей скалярной фильтрации сокращает эту величину до 0,28 м, а предлагаемый векторный подход к обелению мешающих компонент даёт возможность снизить ошибку до 0,26 м, т.е. обеспечить выигрыш в 1,54 раза в точности позиционирования, что на 10 % лучше, чем при скалярной фильтрации. Отсутствие явных улучшений в точности позиционирования по оси N объясняется низкой корреляцией x_1 с сигналами x_0 и x_2 , что привело к фактическому совпадению эффективности векторной и скалярной фильтрации. С другой стороны, существенное (свыше полутора раз) уменьшение ошибок позиционирования по оси E обусловлено высокой степенью статистической связи между x_0 и x_2 , которая позволила дополнительно улучшить качество подавления мешающих коррелированных компонент по сравнению со скалярной фильтрацией.

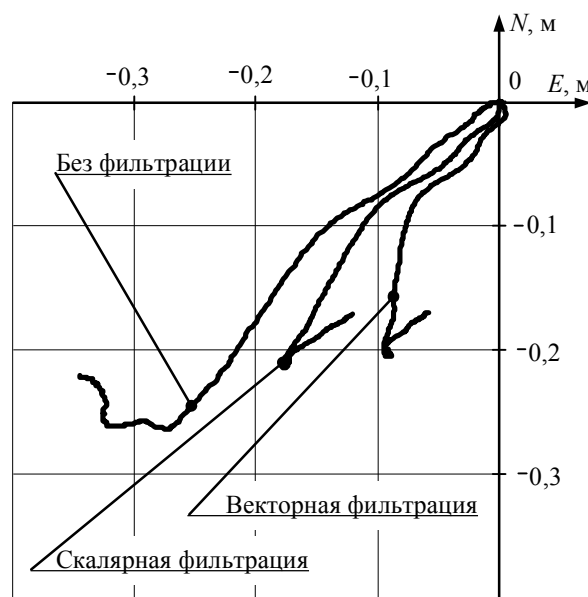


Рисунок 5

Отметим, что в случае выключенного двигателя (при отсутствии вибраций корпуса) максимальный кажущийся уход носителя при тех же условиях составил 3 см, а использование обеляющей фильтрации не привело к заметным изменениям этой величины ввиду отсутствия коррелированных мешающих компонент в выходных сигналах x_m акселерометров.

Выводы. Таким образом, применение векторного обеляющего фильтра с порядками $p=3...7$ для одновременной обработки сигналов x_m с выходов акселерометров даёт возможность

повысить в 1,2...1,6 раза по критерию (10) точность начальной выставки бесплатформенных инерциальных навигационных систем при вибрациях корпуса их носителя по сравнению с результатами отдельной обесцарапывающей фильтрации сигналов x_m фильтрами тех же порядков p . Выигрыш достигается за счет учета взаимной корреляции сигналов x_m с выходов различных акселерометров при синтезе векторного обесцарапывающего фильтра по (3)-(9). Практическая значимость предложенного подхода заключается в уменьшении на 10 % кажущегося ухода носителя (см. рисунок 5), возникающего из-за ошибок начальной выставки и вибраций его корпуса по сравнению с результатами скалярной обесцарапывающей фильтрации.

Библиографический список

1. Triaxial Inertial Sensor with Magnetometer. ADIS16400 / Analog Devices, Inc.— Режим доступа: <http://www.analog.com/adis16400.pdf>.
2. Farrell J. Aided navigation. GPS with high rate sensors.— Chicago: Mc Graw Hill, 2008.— 553 p.
3. Челноков Ю.Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твердого тела и их приложение. Геометрия и кинематика движения.— М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006.— 512 с.
4. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ.— М.: Мир, 1990.— 584 с.
5. Миронов М.А., Башиев А.В., Полосин С.А. Оптимальная оценка параметров модели авторегрессии векторных гауссовских процессов по экспериментальным данным // Радиотехника.— 2002.— № 7.— С. 6-11.
6. Juselius K. The cointegrated VAR model. Methodology and applications.— New York: Oxford University Press Inc., 2006.— 440 p.
7. Андреев В.Г. Векторный регрессионный спектральный анализ отражений от вращающегося объекта // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— № 2.— Выпуск 32.— Рязань: РГРТУ, 2010.— С. 43-48.
8. Андреев В.Г., Кирьяков А.А. Векторный анализ процессов регуляции физиологических функций человека // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— № 4.— Выпуск 34.— Рязань: РГРТУ, 2010.— С. 19-24.

УДК 621.391

И.С. Холопов

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АДАПТИВНЫМИ АЛГОРИТМАМИ РАСПОЗНАВАНИЯ ХАОТИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Разработан адаптивный алгоритм распознавания хаотических импульсных помех. Проведен анализ эффективности системы обнаружения импульсно-пачечных сигналов в условиях применения помех. Показано, что распознавание импульсных помех позволяет снизить пороговое отношение сигнал-шум на 3...4 дБ при фиксированной вероятности ложной тревоги и вероятности правильного обнаружения не менее 0,7.

Ключевые слова: хаотические импульсные помехи, алгоритмы распознавания помех, критерий Неймана-Пирсона, вероятность ложной тревоги, вероятность правильного обнаружения, отношение сигнал-шум.

Введение. Защита радиотехнических систем (РТС) от преднамеренных помех в условиях радиоэлектронной борьбы рассматривается как одна из важнейших проблем [1, 2]. Ее актуальность обусловлена быстрым и эффективным развитием методов и средств радиопротиводействия, а также многообразием типов применяемых преднамеренных радиопомех.

Анализ монографий, посвященных тематике борьбы с помехами [1-5], показывает, что наиболее универсальными типами радиопомех являются активные помехи, создаваемые пере-

датчиками помех и излучаемые в область пространства, где дислоцируются подавляемые РТС. Они могут применяться для противодействия любым радиоэлектронным системам с любыми способами передачи или извлечения полезной информации. По характеру воздействия на РТС такие помехи разделяют на маскирующие и имитационные [1-5]. Первые ухудшают характеристики приемных устройств подавляемых РТС, создавая мешающий фон, который затрудняет или полностью исключает обнаружение и распознавание полезных сигна-

лов. В частности, применительно к радиолокационным системам (РЛС) действие маскирующих активных помех приводит к снижению вероятности правильного обнаружения целей и ухудшению точности измерения их координат. Имитационные (дезинформирующие) помехи создают на входе подавляемых РЛС сигналы, подобные полезным, но имеющие ложные значения некоторых информационных параметров [1, 4]. Их действие нарушает работу систем автоматического сопровождения по дальности, скорости и направлению, увеличивая вероятности ложной тревоги и срыва сопровождения.

Примером активных помех, сочетающих в себе как маскирующие, так и имитационные свойства, являются хаотические импульсные помехи (ХИП). ХИП представляют собой последовательность радиоимпульсов постоянной амплитуды с длительностью, меньшей длительности импульсов РЛС, и случайными временными интервалами между импульсами, распределенными по закону Пуассона [3, 4]. В системах цифровой обработки ХИП характеризуют параметром относительной плотности $\gamma = l/N$, где l – число отсчетов, пораженных импульсной помехой, N – количество импульсов в пачке, и вероятностью $P(k)$ появления следующего импульса ХИП через k отсчетов после предыдущего, определяемой через распределение Пуассона [6]:

$$P(k) = \frac{(\gamma N)^k}{k!} e^{-\gamma N}.$$

В связи с этим помехи типа ХИП еще называют пуассоновским потоком импульсов. Мощность импульсов ХИП, как правило, значительно – на порядок и более – превосходит мощность внутреннего шума приемника [2-4].

Цель работы – повышение вероятности правильного обнаружения сигналов при фиксированном уровне ложных тревог в условиях применения ХИП.

Алгоритмы распознавания ХИП. Для борьбы с ХИП используют адаптивные алгоритмы. Принцип их работы основан на закрытии (бланкировании) приемного устройства на момент действия импульсной помехи, для чего используется быстродействующий аналоговый ключ [7, 8]. В РЛС с цифровой обработкой сигналов для борьбы с импульсными помехами необходимо исключить отсчеты, пораженные ХИП, из анализируемой выборки.

При неизвестной плотности импульсной помехи в основу алгоритма работы обнаружителя ХИП может быть положен адаптивный байесовский подход [9], согласно которому

оптимальное правило решения представляет собой сравнение отношения правдоподобия с порогом Λ_0 :

$$\Lambda = \frac{w_1(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta})}{w_2(x, \hat{\sigma}^2)} \geq \Lambda_0, \quad (1)$$

где $w_1(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta})$ и $w_2(x, \hat{\sigma}^2)$ – одномерные плотности распределения вероятности входного процесса с действительными отсчетами $\{x_1, \dots, x_N\}$ соответственно при наличии и отсутствии импульсных помех, $\hat{\sigma}^2$ и $\hat{\eta}$ – соответственно оценки мощности внутреннего шума приемника и отношения ХИП-шум по мощности, которые могут быть найдены из системы уравнений правдоподобия [10]

$$\begin{cases} \frac{dL(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta})}{d\hat{\sigma}^2} = 0, \\ \frac{dL(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta})}{d\hat{\eta}} = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где L – логарифм функции правдоподобия,

$$L(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta}) = -\frac{1}{2} \ln 2\pi - \frac{N-l}{2} \ln \hat{\sigma}^2 - \frac{l}{2} \ln \hat{\sigma}^2 (1 + \hat{\eta}) - \frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \sum_{i=1}^{N-l} x_i^2 - \frac{1}{2\hat{\sigma}^2 (1 + \hat{\eta})} \sum_{j=1}^l x_j^2.$$

В силу предположения о нормальном распределении внутреннего шума приемника и пуассоновском – импульсной помехи отношение правдоподобия (1) запишется в виде [10]:

$$\begin{aligned} \Lambda &= \frac{w_1(x, \hat{\sigma}^2, \hat{\eta})}{w_2(x, \hat{\sigma}^2)} = \\ &= (1 + \hat{\eta})^{-\frac{1}{2}} \exp \left[\frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \left(x_k^2 - \frac{x_k^2}{1 + \hat{\eta}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Из выражения (3) решение о наличии импульсной помехи в анализируемой выборке принимается по правилу: если $\frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \frac{1}{1 + \hat{\eta}} x_k^2 \geq \Lambda_0$,

то импульсная помеха присутствует в k -м отсчете; если $\frac{1}{2\hat{\sigma}^2} \frac{1}{1 + \hat{\eta}} x_k^2 < \Lambda_0$, то импульсная по-

меха отсутствует. Недостатком решающего правила (1) является необходимость решения системы уравнений правдоподобия (2) для каждой анализируемой выборки отсчетов $\{x_1, \dots, x_N\}$.

Основываясь на гипотезах о нормальном распределении внутреннего шума и полезного сигнала на входе приемника, можно разработать упрощенный алгоритм распознавания ХИП для когерентно-импульсных РЛС. В силу предположения об одинаковых законах распределения входного процесса в каждом из квадратурных

каналов приемника одномерная плотность распределения вероятности процесса на выходе объединителя квадратур при отсутствии полезного сигнала (либо малом отношении сигнал-шум) может быть аппроксимирована законом Рэлея [11]:

$$w(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right], 0 \leq x < \infty, \quad (4)$$

где σ – среднеквадратическое отклонение (СКО) исходного нормального процесса с нулевым математическим ожиданием и плотностью

вероятности $w_0(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right]$. Вероят-

ность превышения выбросом процесса с плотностью вероятности (4) некоторой пороговой величины p составляет

$$\int_p^\infty w(x) dx = \int_p^\infty \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx \quad \text{и фактически}$$

является вероятностью ложного распознавания ХИП при использовании решающего правила с амплитудным порогом p . Таким образом, алгоритм обнаружения импульсных помех будет включать следующие операции:

1) оценку СКО $\hat{\sigma}$;

2) нахождение амплитудного порога p в соответствии с критерием Неймана-Пирсона [12] путем решения уравнения

$$F_{\text{ХИП}} = \int_p^\infty \frac{x}{\hat{\sigma}^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\hat{\sigma}^2}\right] dx,$$

где $F_{\text{ХИП}}$ – заданная вероятность ложного распознавания импульсной помехи;

3) принятие решения об обнаружении импульсной помехи в i -м отсчете выборки в соответствии с правилом:

если $x_i > p$, то отсчет поражен ХИП,

если $x_i \leq p$, то ХИП отсутствует.

Для сокращения вычислительных затрат, связанных с оцениванием СКО σ , можно показать, что отношение среднего значения процесса с плотностью распределения вероятности вида (4) m к параметру σ составляет 1,253. В этом случае $\hat{\sigma} = \hat{m}/1,253 = \sum_{i=1}^N |x_i| / (1,253N)$, а значение

порога p для заданного значения $F_{\text{ХИП}}$ может быть найдено из таблиц функций плотности распределения вероятности просто умножением на требуемую константу. Равенство $\hat{\sigma} = \hat{m}/1,253$ справедливо и в случае, когда элементы вектора входных отсчетов $\dot{\mathbf{X}} = \{\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_N\}^T$ являются комплексными и имеют многомерную плотность

вероятности $w(\dot{\mathbf{X}}) = \pi^{-N} [\det \mathbf{R}]^{-1} \exp(-\dot{\mathbf{X}}^H \mathbf{R}^{-1} \dot{\mathbf{X}})$,

где $\mathbf{R} = \overline{\dot{\mathbf{X}}^H \dot{\mathbf{X}}}$ – корреляционная матрица входного процесса, « H » – символ преобразования Эрмита (транспонирования и комплексного сопряжения) [6, 13]. Вектор входных комплексных отсчетов характерен для корреляционных обнаружителей сигнала с неизвестной начальной фазой, используемых в когерентно-импульсных РЛС [14].

Для работы устройства распознавания ХИП необходимо оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) для хранения $2Nmn_R$ цифровых отсчетов, где m – разрядность АЦП, n_R – число каналов дальности. Если $N = 64$, $m = 12$, а $n_R = 10^3$, то объем ОЗУ $V_{\text{ОЗУ}} = 2Nmn_R = 187,5$ кБ. Можно сократить этот объем, используя рекуррентную формулу для оценивания среднего значения

$$\begin{aligned} \hat{m}(i) &= \frac{1}{i} \sum_{k=1}^i |x_k| = \frac{\sum_{k=1}^{i-1} |x_k| + |x_i|}{i} = \\ &= \hat{m}(i-1) + \frac{1}{i} (|x_i| - \hat{m}(i-1)), \end{aligned} \quad (5)$$

при которой в памяти необходимо хранить только одно (предыдущее) значение. Оценка $\hat{m}(i)$ будет сходиться с ростом i к значению $\hat{m}$, однако будет давать неадекватные значения на начальных элементах выборки, что может приводить к ошибочному распознаванию ХИП или их пропуску. Поэтому использование формулы (5) при оценке математического ожидания целесообразно только для больших выборок при анализе отсчетов с номерами $i > 30 \dots 40$. Применив рекуррентную формулу (5), можно уменьшить объем ОЗУ в $N/(30 \dots 40)$ раз, что для приведенных выше значений N , m и n_R составит $V_{\text{ОЗУ}} = 88 \dots 117$ кБ.

Алгоритмы распознавания ХИП, основанные на использовании адаптивного амплитудного порога, работоспособны при относительной плотности помехи γ не более 0,1...0,15. Это связано с тем, что при дальнейшем увеличении частоты следования импульсов помехи плотность вероятности становится отлична от рэлеевской (4) и адаптивный порог, выбранный в соответствии с выражением (5), не превышает импульсами, пораженными ХИП.

Исключение отсчетов, искаженных действием ХИП, из процедуры накопления (доплеровской фильтрации) приводит к ухудшению отношения сигнал-шум и, как следствие, снижению вероятности правильного обнаружения. По этой причине при малой плотности ХИП

возможно использование алгоритмов интерполяции пораженных отсчетов по неискаженным соседним. Рассмотрим наиболее простые алгоритмы интерполяции, основанные на вычислении среднего арифметического (СА), среднего геометрического (СГ) и порядковой статистики типа медиана. При выборе количества исходных отсчетов, по которым будет интерполироваться искаженный, необходимо учитывать следующие факторы: 1) амплитуда отсчетов уменьшается по мере удаления от середины пачки к ее началу и концу, что связано с эффектом амплитудной модуляции, вызванной формой диаграммы направленности приемной антенны [11]; 2) для приближенного сохранения информации о фазовых соотношениях между соседними отсчетами следует выбирать для интерполяции нечетное число импульсов. Действительно, для скоростей цели, при которых изменение доплеровской фазы отраженного сигнала от импульса к импульсу близко к π , использование алгоритма среднего арифметического при четном числе импульсов приведет к приближенному равенству амплитуды и доплеровской фазы интерполированного отсчета нулю, алгоритма среднего геометрического – к нарушению чередования знака фазы от отсчета к отсчету и сделает невозможным использование алгоритма с вычислением медианы [15]. По этим причинам следует использовать для интерполяции нечетное количество отсчетов M , $(M+1)/2$ из которых расположены ближе к середине пачки. Тогда с учетом применения алгоритмов интерполяции на входе накопителя (доплеровского фильтра) отсчеты, пораженные ХИП, будут заменены на следующие:

1) при использовании алгоритма СА

$$y_k = \begin{cases} \frac{1}{M} \sum_{i=-(M-1)/2}^{(M+1)/2} \tilde{x}_{k+i}, & (M-1)/2 < k \leq [N/2], \\ \frac{1}{M} \sum_{i=-(M+1)/2}^{(M-1)/2} \tilde{x}_{k+i}, & [N/2] < k < N - (M-1)/2; \end{cases}$$

2) при использовании алгоритма СГ

$$y_k = \begin{cases} \sqrt[M]{\prod_{i=-(M-1)/2}^{(M+1)/2} z_i}, & \text{если } (M-1)/2 < k \leq [N/2], \\ \sqrt[M]{\prod_{i=-(M+1)/2}^{(M-1)/2} z_i}, & \text{если } [N/2] < k < N - (M-1)/2; \end{cases}$$

3) при использовании порядковой статистики «медиана» [15]

$$y_k = \begin{cases} \text{med} \left\{ \tilde{x}_{k-(M-1)/2}, \dots, \tilde{x}_{k-1}, \tilde{x}_{k+1}, \dots, \tilde{x}_{k+(M+1)/2} \right\}, & \text{если } (M-1)/2 < k \leq [N/2], \\ \text{med} \left\{ \tilde{x}_{k-(M+1)/2}, \dots, \tilde{x}_{k-1}, \tilde{x}_{k+1}, \dots, \tilde{x}_{k+(M-1)/2} \right\}, & \text{если } [N/2] < k < N - (M-1)/2, \end{cases}$$

где y_k , $k = \overline{(M-1)/2, N - (M-1)/2}$, –

интерполированные отсчеты; $\tilde{x}_k = |\dot{x}_k|$, $k = \overline{1, N}$,

– отсчеты на выходе объединителя квадратур; pr_k – элементы вектора признаков наличия ХИП,

$$pr_k = \begin{cases} 0, & \tilde{x}_k > p, \\ 1, & \tilde{x}_k \leq p, \end{cases} \quad k = \overline{1, N}, \text{ а запись } [N/2] \text{ означает}$$

целую часть числа $N/2$.

Вычислительные затраты на реализацию алгоритмов обнаружения. Затраты будем определять в количестве элементарных операций (ЭО), в качестве которых выступают операции сложения и умножения. Будем считать, что операция умножения и сложения выполняется за один такт. Для реализации N точечного быстрого преобразования Фурье (т.е. обнаружения без распознавания) с учетом комплексности входных отсчетов требуется $5N \log_2 N$ ЭО. Обнаружение с распознаванием ХИП требует $(5N \log_2 N + 4N)$ ЭО, при интерполяции по алгоритму СА – $[5N \log_2 N + 4N + 2M(N - M + 1)]$ ЭО, при интерполяции по алгоритму СГ – $[5N \log_2 N + 4N + 4M(N - M + 1)]$ ЭО, при медианной интерполяции – $[5N \log_2 N + 4N + M(M-1)(N - M + 1)]$ ЭО.

С целью уменьшения объема вычислений примем $M=3$ и сведем в таблицу вычислительные затраты (в ЭО) перечисленных алгоритмов обнаружения в зависимости от длины пачки импульсов N .

Вычислительные затраты

Алгоритм обнаружения	Без распознавания ХИП	С распознаванием без интерполяции	С распознаванием и интерполяцией СА	С распознаванием и интерполяцией СГ	С распознаванием и медианной интерполяцией
$N=16$	320	384	468	552	468
$N=32$	800	928	1108	1288	1108
$N=64$	1920	2176	2548	2920	2548
$N=128$	4480	4992	5748	6504	5748

Результаты имитационного моделирования. Известно [13], что эффективность системы оптимальной обработки при гауссовской статис-

тике полезного сигнала наиболее полно характеризуется вероятностями ложной тревоги F и правильного обнаружения D . Поэтому проанализируем, как меняются данные вероятности при использовании алгоритмов распознавания ХИП с интерполяцией и без нее. Для этого составим математические модели внутреннего шума приемника, полезного сигнала и импульсной помехи. Внутренний шум приемника зададим как случайный дискретный процесс с нормальной плотностью вероятности и СКО $\sigma_{ш} = 1$. Полезный сигнал определим как дискретный процесс с шумоподобной флуктуацией амплитуды, распределенной по нормальному закону с СКО $\sqrt{10^{q/10}}$, где q – отношение сигнал-шум по мощности, выраженное в децибелах, и изменением фазы от отсчета к отсчету, равным φ_c . ХИП определим как пуассоновский поток импульсов с амплитудой $\sqrt{10^{q_{хип}}/10}$ и случайной фазой, равномерно распределенной на интервале $[0, 2\pi]$, где $q_{хип}$ – отношение импульсная помеха-шум по мощности, выраженное в децибелах.

На рисунке 1 показаны полученные в результате имитационного моделирования зависимости вероятности ложной тревоги F от отношения ХИП-шум по мощности $q_{хип}$. Численные значения получены усреднением по 10^5 статистически независимым реализациям при $\gamma = 0,1$ и $N = 32$. Графики построены для вероятности ложной тревоги в отсутствие помех $F_0 = 10^{-4}$; порог обнаружения вычислен с использованием метода экстремальных статистик [16].

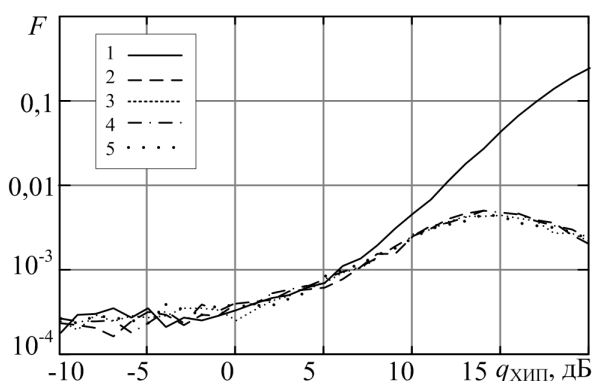


Рисунок 1

Из приведенных зависимостей видно, что при $q_{хип} < 5$ дБ применение алгоритмов распознавания не приводит к уменьшению уровня ложных тревог, поскольку отсчеты, пораженные ХИП, не превышают адаптивный амплитудный порог. При увеличении $q_{хип}$ от 5 до 15 дБ вероятность превышения импульсами ХИП порога возрастает, чем объясняется снижение

скорости нарастания кривых 2-5 (соответственно распознавание без интерполяции, интерполяция СА, интерполяция СГ, медианная интерполяция) по сравнению с кривой 1 (без распознавания). При дальнейшем увеличении мощности ХИП вероятность превышения порога отсчетами помехи монотонно стремится к единице, чем объясняется уменьшение F . Таким образом, независимо от величины априорно неизвестного отношения ХИП-шум по мощности использование в обнаружителе алгоритма распознавания помех либо не оказывает влияния на его работу (при $q_{хип} < 10...15$ дБ), либо приносит положительный эффект, стабилизируя вероятность ложной тревоги (при $q_{хип} > 10...15$ дБ).

Аналогичным образом получены зависимости вероятности правильного обнаружения D от отношения сигнал-шум q при $F = 10^{-4}$, $\gamma = 0,1$, $N = 32$, $q_{хип} = 15$ дБ и доплеровском сдвиге фазы сигнала от импульса к импульсу $\varphi_c = \pi$ (рисунок 2) и $\varphi_c = \pi/6$ (рисунок 3).

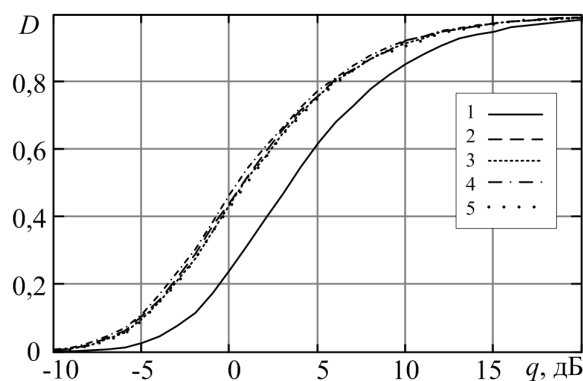


Рисунок 2

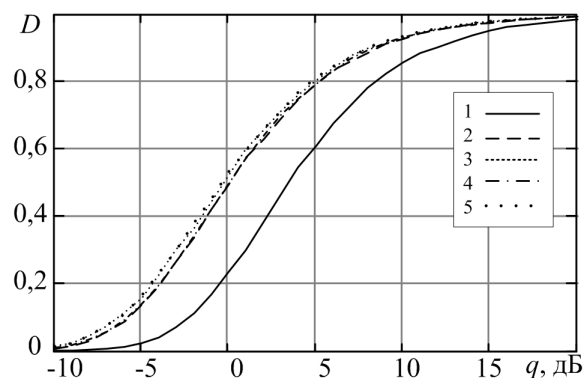


Рисунок 3

Из анализа полученных графиков следует, что использование алгоритмов распознавания позволяет получить выигрыш в отношении сигнал-шум 3,1...4 дБ при $D > 0,7$. При больших доплеровских скоростях цели более эффективен алгоритм интерполяции СГ, а при малых – СА и медианный. Однако алгоритм без интерполяции в обоих случаях проигрывает им не более

0,3...0,5 дБ, что позволяет рекомендовать к использованию именно его ввиду меньшего объема вычислений.

Заключение. На основании проведенного анализа можно сделать вывод о том, что использование алгоритмов распознавания позволяет повысить вероятность правильного обнаружения целей до 1,5 раз (при заданном уровне ложных тревог) либо уменьшить вероятность ложных обнаружений на порядок и более (при фиксировании вероятности ложной тревоги по уровню внутреннего шума приемника) в условиях применения ХИП по сравнению с обнаружением без распознавания помех. Распознавание отсчетов, пораженных ХИП, эффективно, если их мощность превышает мощность шума приемника более чем на 15 дБ. При меньшей мощности ХИП использование алгоритмов распознавания не оказывает влияния на эффективность работы обнаружителей импульсных сигналов. Применение алгоритмов интерполяции отсчетов, искаженных ХИП, является нецелесообразным, поскольку в сравнении с алгоритмом, исключающим пораженные отсчеты, обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум не более 0,4 дБ при увеличении объема вычислений в 1,3...1,45 раза.

Библиографический список

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
2. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
3. Защита от радиопомех / под ред. М.В. Максимова – М.: Советское радио, 1976. – 496 с.
4. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Ю.М. Перунова. 2-е изд., испр. и дополн. – М.: Радиотехника, 2008. – 416 с.
5. Никольский Б.А. Активное радиоподавление. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2007. – 80 с.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
7. Патент № 4122452 США МКИ G07S 7/36 по заявке 05/491587 от 07.22.1974, опубл. 10.24.1978. Jamming signal cancellation system. Martin R. Richmond.
8. Ворошилов В.А., Лянин И.С. Защита радиолокационных станций от преднамеренных помех // За рубежом радиоэлектроника. – 1990. – № 5. – С. 3-22.
9. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
10. Баранов П.Е. Исследование эффективности обнаружения когерентного пакета сигналов на фоне аддитивной смеси импульсных помех и белого шума // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1977. – № 4. – С. 116-119.
11. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
12. Горелик А.Л., Скрипкин В.А. Методы распознавания. 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1989. – 232 с.
13. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. – М.: Советское радио, 1960. – 447 с.
14. Обработка сигналов в радиотехнических системах / под ред. А.П. Лукошкина. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – 400 с.
15. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений: пер. с англ. под ред. П.А. Чочиа – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
16. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М.: Советское радио, 1973. – 456 с.