

УДК 621.391.037

## ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ СЛОЖНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В СПУТНИКОВЫХ РАДИОКАНАЛАХ В УСЛОВИЯХ ВНУТРИСИСТЕМНЫХ СТРУКТУРНЫХ ПОМЕХ

**Г. Н. Мальцев,**

доктор техн. наук, профессор

**В. С. Травкин,**

канд. техн. наук

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

*Приводятся результаты статистического синтеза приемного устройства системы спутниковой связи с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах, обусловленных взаимным влиянием каналов передачи информации с кодовым разделением на основе сложных фазоманипулированных сигналов. Сравняется помехоустойчивость синтезированного приемника с обычным корреляционным приемником при приеме сигналов в условиях совместного действия шумовых и внутрисистемных структурных помех.*

*We investigate statistical synthesis of the receiver for satellite communication systems with noise arising from interaction between different data channels code-divided on the basis of phase-manipulated signals. Noise tolerance of the synthesized receiver is compared with that of a conventional correlation receiver in the situation of joint noise influence and internal structural interference.*

Кодовое разделение каналов и абонентов на основе использования сложных сигналов с расширением спектра является перспективной технологией систем спутниковой связи, позволяющей обеспечить многостанционный доступ к каналам связи для большого числа абонентов при их работе в выделенном частотном диапазоне. Благодаря высокой спектральной эффективности метод кодового разделения каналов является наиболее перспективным решением проблемы обеспечения множественного доступа при большом числе абонентов и ограниченном частотно-временном ресурсе. В высокоорбитальных системах спутниковой связи кодовое разделение каналов используется для организации многоканальной связи и многостанционного доступа абонентов к спутникам-ретрансляторам, а в низкоорбитальных сетевых системах связи – для разделения межспутниковых радиоканалов и абонентов, осуществляющих доступ в многоспутниковую систему в асинхронно-адресном режиме [1, 2].

При практической реализации кодового разделения каналов в качестве сложных сигналов с расширением спектра наибольшее распространение получают фазоманипулированные сигналы на основе псевдослучайных последовательностей (ПСП)

[3, 4]. Использование таких сигналов с большими ансамблями структур и эквивалентной сложностью позволяет, с одной стороны, реализовать кодовое разделение каналов для большого числа абонентов, работающих в одном частотном диапазоне, а с другой стороны – дополнительно реализовать защиту передаваемой информации на канальном уровне за счет структурной скрытности используемого сложного сигнала с расширением спектра. Однако при этом сохраняется общий недостаток систем с кодовым разделением каналов – наличие внутрисистемных помех. При использовании в системах спутниковой связи с кодовым разделением каналов сложных сигналов с расширением спектра внутрисистемные помехи обусловлены взаимной корреляцией квазиортогональных структур сложных сигналов, которая для фазоманипулированных сигналов на основе ПСП характеризуется периодической взаимной корреляционной функцией [5].

Внутрисистемные помехи в системах с кодовым разделением каналов по своему типу являются структурными. При этом для радиоканалов систем спутниковой связи, являющихся многоканальными (высокоорбитальные) или многоспутниковыми (низкоорбитальные), характерно одно-

временное воздействие нескольких структурных помех. В многоканальных системах они обусловлены взаимным влиянием каналов, объединяемых в одной радиолинии, а в многоспутниковых системах – взаимным влиянием межспутниковых радиоканалов при использовании на низкоорбитальных спутниках-ретрансляторах слабонаправленных антенн. Кроме того, в спутниковых радиоканалах действуют шумовые помехи. Данный случай совместного действия шумовых и структурных помех является наиболее сложным для оценки показателей помехоустойчивости передачи информации и синтеза оптимальной обработки принимаемых сигналов.

В системах с кодовым разделением каналов сигнал каждого канала является полезным информационным сигналом для абонента, которому предназначено передаваемое по данному каналу сообщение, и внутрисистемной структурной помехой для остальных абонентов. В общем случае сложный фазоманипулированный сигнал на основе ПСП, используемый в  $k$ -м канале, может быть представлен в виде

$$S_k(t) = A_k a_k(t) b_k(t) \cos(\omega t + \Theta_k), \quad (1)$$

где  $A_k$  – амплитуда сигнала;  $k = 0, \dots, K$ ;  $a_k(t)$  – модулирующая функция, описывающая фазовую манипуляцию несущей частоты двоичными символами ПСП длительностью  $\tau_0$ ;  $b_k(t)$  – бинарная функция, принимающая значения  $\{1, -1\}$  и соответствующая передаваемым информационным символам «1» и «0» длительностью  $T \gg \tau_0$  (полагаем, что информационные символы передаются методом модуляции периода или сегмента ПСП инвертированием);  $\omega$  – несущая частота сигнала;  $\Theta_k$ ,  $k = 1, \dots, K$  – начальная фаза сигнала. В многоспутниковых системах вследствие относительного движения космических аппаратов сигналы  $S_k(t)$  также могут различаться доплеровским сдвигом частоты.

Процесс, действующий на входе приемного устройства каждого абонента, представляет собой асинхронную аддитивную смесь ожидаемого сигнала (обозначим его индексом  $k = 0$ ) и  $K$  структурных помех, образованных мешающими сигналами, предназначенными другим абонентам, а также гауссовского шума:

$$x(t) = S_0(t) + \sum_{k=1}^K S_k(t - t_k) + n(t), \quad (2)$$

где  $S_0(t)$  – полезный сигнал;  $S_k(t - t_k)$  – мешающие сигналы, образующие внутрисистемную структурную помеху,  $k = 1, \dots, K$ ;  $t_k$  – задержка  $k$ -й структурной помехи по времени прихода;  $n(t)$  – белый гауссовский шум со спектральной плотностью мощности  $N_0$ . Полезный сигнал  $S_0(t)$  и внутрисистемные структурные помехи  $S_k(t - t_k)$  определяются общим выражением (1), их структуры задаются модулирующими функциями  $a_k(t)$ , определяющими выделяемый абоненту канал в многоканаль-

ной системе или «адрес» абонента в многоспутниковой системе.

Задержка полезного сигнала в режиме слежения полагается нулевой, для структурных помех параметры  $t_k$  и  $\Theta_k$  считаются случайными, равномерно распределенными величинами, причем задержка  $t_k$  распределена на интервале  $[0, T]$ , а начальная фаза  $\Theta_k$  (по модулю  $2\pi$ ) – на интервале  $[0, 2\pi]$ . Набор случайных задержек  $t_k$  и случайных начальных фаз  $\Theta_k$  может считаться набором из  $2K$  взаимно независимых величин. Амплитуды  $A_k$  полагаются на интервале анализа детерминированными или изменяющимися достаточно медленно, чтобы считать их постоянными в течение длительности информационного символа  $T$ . Последовательности информационных символов будем считать независимыми равновероятными случайными величинами, принимающими с одинаковой вероятностью значения «0» и «1» (симметричный код).

Одним из подходов к решению задачи синтеза оптимальной обработки принимаемых сигналов в условиях внутрисистемных структурных помех является предположение, что несколько примерно равных по мощности структурных помех  $S_k(t)$ ,  $k = 1, \dots, K$ , вместе с шумовой помехой  $n(t)$ , описываемой моделью белого гауссовского шума с автокорреляционной функцией  $N_0 \delta(t_1 - t_2)$ , образуют коррелированный (окрашенный) гауссовский шум [6]. Внутрисистемные структурные помехи являются квазидетерминированными, и каждая из них имеет свою функцию автокорреляции, отличную от  $\delta$ -функции. В этих условиях совокупность действующих помех будет характеризоваться видом автокорреляционной функции (АКФ) внутрисистемных структурных помех. Поэтому совокупность шумовой  $n(t)$  и струк-

турных  $\xi(t) = \sum_{k=0}^K S_k(t - t_k)$  помех, в смеси с которыми принимается сигнал  $S_0(t)$ , рассматривается как коррелированный гауссовский шум.

Функция правдоподобия при приеме сигнала  $S_0(t)$  в условиях коррелированного гауссовского шума  $b(t) = \xi(t) + n(t)$  определяется выражением

$$W[x(t)] = C \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} \int_0^T [x(t) - S_0(t)]^2 dt - \frac{1}{2N_0} \iint_0^T \frac{R(t_1, t_2)}{N_0 - TR(t_1, t_2)} [x(t_1) - S_0(t_1)] \times [x(t_2) - S_0(t_2)] dt_1 dt_2 \right\}, \quad (3)$$

где  $C$  – постоянная, не зависящая от реализации входного процесса  $x(t)$ ;  $R(t_1, t_2)$  – АКФ внутрисистемной структурной помехи  $\xi(t)$ , представляющая собой сумму АКФ ее составляющих  $\langle S_k(t_1) S_k(t_2) \rangle$  и их взаимокорреляционных функций (ВКФ)  $\langle S_k(t_1) S_m(t_2) \rangle$ ,  $k, m = 1, \dots, K$ , с весовыми коэффициентами, которые определяются амплитудами  $A_k$  и  $A_m$ . В стационарном случае асинхронного режи-

ма передачи информации при случайных задержках прихода составляющих структурной помехи  $t_k$  будем полагать  $R(t_1, t_2) = R(t_1 - t_2)$ .

Статистический синтез оптимальной обработки процесса  $x(t)$ , определяемого выражением (2), по критерию максимального правдоподобия для функции правдоподобия  $W[x(t)]$ , определяемой выражением (3), дает правило принятия решения о приеме двоичного информационного символа в следующем виде:

$$L[x(t)] = \frac{1}{N_0} \int_0^T x(t) S_{0i}(t) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T \int_0^T \frac{R(\Delta\tau)}{N_0 + TR(\Delta\tau)} x(t) S_{0i}(t - \Delta\tau) d\Delta\tau dt \rightarrow \max_i \quad (4)$$

где  $S_{01}(t)$  и  $S_{02}(t)$  – элементарные сигналы, соответствующие передаваемым информационным символам бинарного кода и определяемые значением бинарной функции  $b_k(t)$ , индекс  $i = 1, 2$  соответствует передаваемому информационному символу «1» или «0»;  $\Delta\tau = t_1 - t_2$ .

Выражение (4) представляет собой логарифм отношения правдоподобия. В нем первое слагаемое определяет вычисление корреляционного интеграла – оптимальную обработку принимаемого сигнала при его приеме в условиях белого гауссовского шума. Второе слагаемое представляет собой двойной интеграл, описывающий дополнительную обработку, учитывающую внутрисистемную структурную помеху с АКФ  $R(\Delta\tau)$ . Этой АКФ определяется вид фильтрующей функции (импульсной характеристики) дополнительных каналов обработки, которые осуществляют фильтрацию сигнала в структурных помехах. Использование при обработке АКФ структурной составляющей коррелированного шума  $R(\Delta\tau)$  предполагает прогнозирование или оценку взаимокорреляционных свойств в действующих структурных помехах – адаптацию по параметрам корреляционной функции действующих помех. Поэтому приемник с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах относится к классу адаптивных приемников [6].

Оптимальное приемное устройство с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах (рис. 1) включает в себя два канала выделения информационных символов, в каждом из которых две ветви обработки, совместно обеспечивающие выделение информационного символа «1» или «0». В первой ветви для принятой реализации  $x(t)$  вычисляется соответствующий корреляционный интеграл, и из его значения вычитается значение двойного интеграла, который вычисляется во второй ветви с использованием АКФ  $R(\Delta\tau)$ . Для выполнения двойного интегрирования в каждом канале принятая реализация  $x(t)$  записывается в буферное запоминающее устройство, а управление формированием подынтегрального выражения

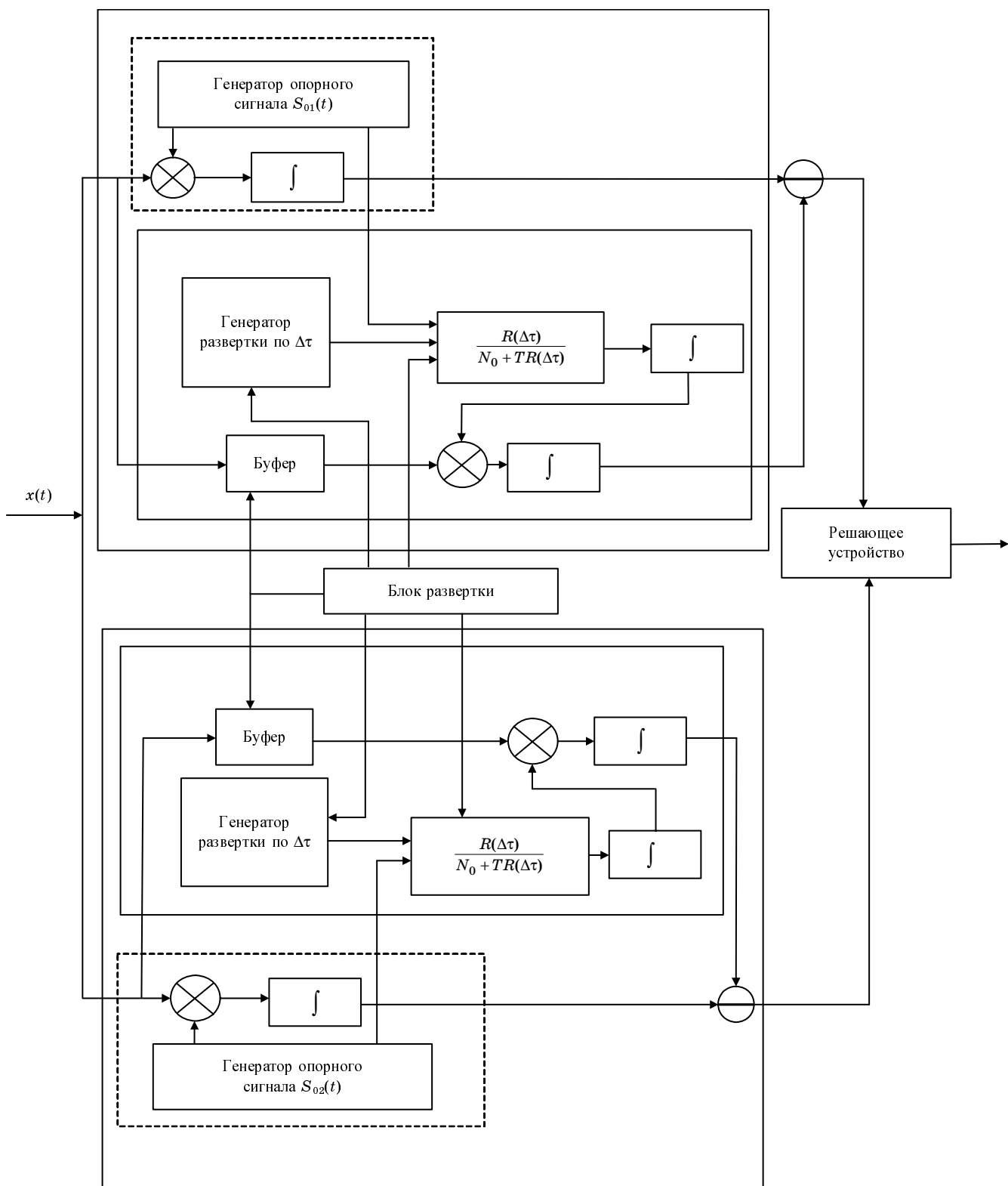
интеграла по  $\Delta\tau$  и синхронизация работы ветвей обработки осуществляется с помощью блока разветвки.

Вычисление логарифма отношения правдоподобия  $L[x(t)]$  вида (4) требует априорной информации о корреляционной функции внутрисистемной помехи, которая определяется структурными свойствами сигналов с расширением спектра, используемых для кодового разделения каналов. Возможность задания и учета при обработке принимаемых сигналов корреляционных свойств действующих структурных помех обусловлена их внутрисистемным характером. Поскольку АКФ  $R(\Delta\tau)$ , по определению, есть результат статистического осреднения, она может быть вычислена априорно, исходя из альманаха системы и ожидаемой нагрузки на радиоканалы. Текущая оценка параметров действующих помех при этом может использоваться для уточнения радиоэлектронной обстановки и, соответственно, фильтрующей функции при вычислении логарифма отношения правдоподобия  $L[x(t)]$ . Основную сложность технической реализации рассмотренного приемного устройства составляет вычисление в реальном масштабе времени двойных интегралов, включающих фильтрующую функцию, которое может быть выполнено с использованием современных цифровых сигнальных процессоров [7].

Для анализа эффективности синтезированного приемного устройства с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах приведем результаты расчетов вероятности ошибочного приема информационного символа при посимвольном приеме, которая в общем случае зависит от энергетического потенциала радиолинии (с учетом всех действующих в ней помех), используемой структуры сигнала и вида обработки сигнала в приемном устройстве.

В качестве исходной методики расчета вероятности ошибочного приема информационного символа будем рассматривать методику, основанную на вычислении интеграла вероятности (функции ошибки), в предположении, что случайная составляющая на выходе каждого канала обработки обусловлена белым гауссовским шумом (шумовой помехой) [4]. Развитие этой методики для случая, когда выделение информационного символа происходит из аддитивной смеси сигнала, белого гауссовского шума и внутрисистемных структурных помех, заключается в аппроксимации случайной составляющей на выходе каналов обработки, обусловленной белым гауссовским шумом и отфильтрованной структурной помехой, случайным нормальным процессом с соответствующими параметрами.

В предположении, что выходной эффект каналов выделения информационных символов «1» и «0» симметричного кода представляет собой гауссовскую случайную величину, задержки структурных помех  $t_k$  равномерно распределены в интервале  $[0, T]$ ,



■ Рис. 1. Структурная схема оптимального приемного устройства с фильтрацией сигнала в структурных помехах

а начальные фазы  $\Theta_k$  равномерно распределены в интервале  $[0, 2\pi]$ , для расчета вероятности ошибочного приема информационного символа в приемнике с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах получено следующее выражение:

$$P_0 = 0,5 \left\{ 1 - \Phi_0 \left[ \frac{\sqrt{2h_0}}{\left( 1 + \rho \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} \right)} \times \frac{\left[ 1 + h_0 \sum_{k=1}^K h_k^{-1} - \rho h_0 \left( \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} \right)^2 \right]}{\sqrt{1 + \left[ h_0 \sum_{k=1}^K h_k^{-1} - \rho h_0 \left( \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} \right)^2 \right]^2}} \right] \right\}, \quad (5)$$

где  $h_0 = E_0/N_0$  – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шумовой помехи (отношение сигнал/шум);  $h_k = E_0/E_k$  – отношение энергии сигнала к энергии  $k$ -й внутрисистемной структурной помехи (отношение сигнал/помеха);  $\rho$  – коэффициент взаимной корреляции сложных фазоманипулированных сигналов на основе ПСП  $S_k(t)$ ,  $k = 0, \dots, K$ , используемых для кодового раз-

деления каналов;  $\Phi_0(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$  – табулированная функция Крампа. В частном случае  $K = 1$  формула (5) соответствует вероятности ошибочного приема информационного символа в условиях шумовой и одной структурной помехи.

Энергия полезного сигнала и структурных помех (мешающих сигналов), приходящаяся на информационный символ, определяется выражениями

$$E_0 = \int_0^T S_{01}(t) dt = \int_0^T S_{02}(t) dt; \quad (6)$$

$$E_k = \int_0^T S_k^2(t) dt, \quad (7)$$

а для коэффициента корреляции  $\rho$  используется максимальное значение нормированной ВКФ используемого для кодового разделения каналов ансамбля сложных сигналов на основе ПСП:

$$\rho_{0k}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{E_0 E_k}} \int_0^T S_0(t) S_k(t - \tau) dt. \quad (8)$$

Фильтрацию структурных помех в выражении (5) характеризует множитель

$$A(\rho, h_0, h_1, \dots, h_K) = \frac{1 + h_0 \sum_{k=1}^K h_k^{-1} - \rho h_0 \left( \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} \right)^2}{\sqrt{1 + \left[ h_0 \sum_{k=1}^K h_k^{-1} - \rho h_0 \left( \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} \right)^2 \right]^2}} \quad (9)$$

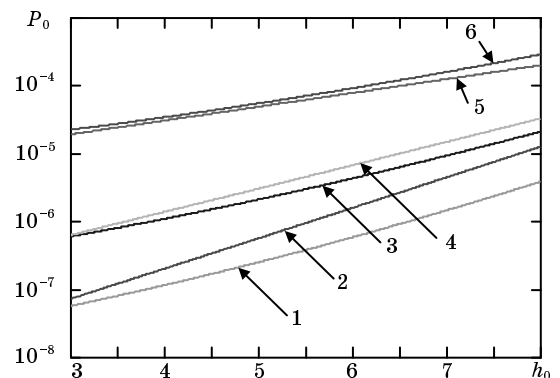
в аргументе функции Крампа, принимающий значения  $A(\rho, h_0, h_1, \dots, h_K) \geq 1$ . При значениях множителя более единицы происходит увеличение аргумента функции Крампа, что может быть интерпретировано как увеличение эквивалентного отношения сигнал/шум, и уменьшение вероятности ошибочного приема информационного символа  $P_0$ .

Выражение (5) позволяет рассчитать вероятность ошибочного приема информационного символа и исследовать помехоустойчивость передачи информации в радиоканалах с кодовым разделением каналов при использовании синтезированного приемного устройства с фильтрацией полезного сигнала в структурных помехах. В отсутствие внутрисистем-

ных структурных помех при  $\sum_{k=1}^K h_k^{-1} = \sum_{k=1}^K h_k^{-1/2} = 0$  и

$\rho = 0$  выражение (5) сводится к известному выражению для вероятности ошибочного приема информационного символа в системе с противуположными сигналами в условиях белого гауссовского шума:  $P_0 = 0,5[1 - \Phi_0(\sqrt{2h_0})]$ . А при  $A(\rho, h_0, h_1, \dots, h_K) = 1$ , что соответствует вычислению в каждой ветви обработки приемного устройства только корреляционного интеграла, выражение (5) характеризует помехоустойчивость в условиях структурных помех обычного корреляционного приемника, оптимального для случая приема сигналов в условиях белого гауссовского шума.

На рис. 2 представлены зависимости вероятности информационного символа  $P_0$  от отношения



■ Рис. 2. Зависимости вероятности ошибочного приема информационного символа от отношения сигнал/помеха при воздействии одной структурной помехи

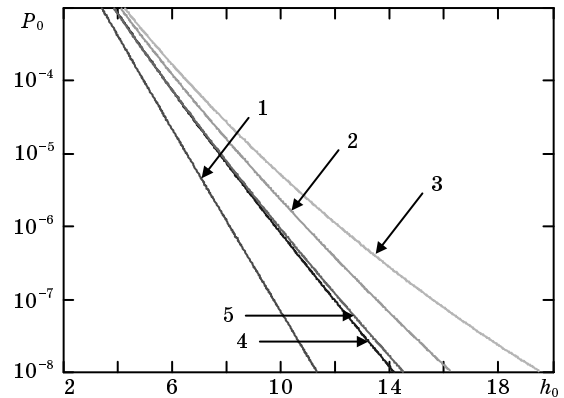


сигнал/помеха  $h_1$  при воздействии на вход приемного устройства одной структурной помехи ( $K = 1$ ) с различной мощностью при фиксированном отношении сигнал/шум. При расчетах полагалось  $\rho = 0,06$ , что соответствует уровню нормированной ВКФ широкополосного фазоманипулированного сигнала на основе ПСП при базе сигнала 128 [5]. Кривые 1, 3, 5 соответствуют обычному корреляционному приемнику при отношениях сигнал/шум 7, 12, 15 дБ соответственно. Кривые 2, 4, 6 соответствуют приемному устройству с фильтрацией внутрисистемных структурных помех при тех же отношениях сигнал/шум.

Из графиков видно, что с увеличением отношения сигнал/помеха выигрыш от применения приемного устройства с фильтрацией внутрисистемных структурных помех возрастает. При малых отношениях сигнал/шум (до 7 дБ) кривые, соответствующие приемному устройству с фильтрацией структурных помех и простому корреляционному приемнику, практически совпадают и фильтрация не дает выигрыша в помехоустойчивости. В этой области отношений сигнал/шум ее можно считать неэффективной. Выигрыш в помехоустойчивости от применения приемного устройства с фильтрацией структурных помех по сравнению с обычным корреляционным приемником увеличивается с увеличением мощности структурных помех. Особенно это заметно при увеличении отношения сигнал/шум (15 дБ), когда влияние шумовой помехи на процесс выделения информационных символов снижается, а влияние структурных помех – увеличивается.

Характер зависимости вероятности ошибочного приема информационного символа в приемном устройстве с фильтрацией структурных помех от отношений сигнал/шум и сигнал/помеха обусловлен тем, что процесс на входе приемного устройства является аддитивной смесью белого гауссовского шума и квазидетерминированных структурных помех. В случае, когда входной процесс практически полностью определяется белым гауссовским шумом, помехоустойчивость приемного устройства с фильтрацией внутрисистемных структурных помех и обычного корреляционного приемника практически совпадают. В случае, когда доминирующее влияние на свойства входного процесса оказывает структурная помеха, более высокую помехоустойчивость обеспечивает приемник с фильтрацией структурных помех.

С увеличением числа структурных помех выигрыш в помехоустойчивости приемника с фильтрацией уменьшается и в предельном случае пропадает, поскольку корреляционные свойства совокупности большого числа структурных помех приближаются к корреляционным свойствам белого гауссовского шума. В этой области для анализа помехоустойчивости систем связи с внутрисистемными структурными помехами может быть использована методика, основанная на нормализации структурных помех [3].



■ Рис. 3. Зависимости вероятности ошибочного приема информационного символа от отношения сигнал/шум при воздействии нескольких структурных помех

Зависимости вероятности ошибки информационного символа  $P_0$  от отношения сигнал/шум  $h_0$  при воздействии  $K = 4$  и  $K = 8$  внутрисистемных структурных помех, суммарная мощность которых является постоянной и превышает мощность полезного сигнала в 8 раз, представлены на рис. 3. Кривая 1 соответствует обычному корреляционному приемнику при приеме сигналов в условиях белого гауссовского шума, кривая 2 – приемному устройству с фильтрацией внутрисистемных структурных помех, когда на его вход вместе с полезным сигналом поступает  $K = 4$  структурные помехи, причем каждая имеет мощность в 2 раза больше мощности полезного сигнала; кривая 3 – обычному корреляционному приемнику при приеме сигналов в тех же условиях; кривая 4 – приемному устройству с фильтрацией внутрисистемных структурных помех, когда на его вход вместе с полезным сигналом поступает  $K = 8$  структурных помех, причем мощности полезного сигнала и каждой структурной помехи равны; кривая 5 – обычному корреляционному приемнику при приеме сигналов в тех же условиях.

Из графиков видно, что приемник с фильтрацией внутрисистемных структурных помех менее чувствителен к распределению суммарной мощности действующих структурных помех по источникам, чем обычный корреляционный приемник. На уровне 12 дБ проигрыш при воздействии четырех помех по сравнению с воздействием восьми помех с той же суммарной мощностью для приемника с фильтрацией внутрисистемных структурных помех составляет 1 дБ, а для обычного корреляционного приемника составляет более 4 дБ. При этом в рассмотренном случае одинаковой суммарной мощности действующих структурных помех влияние восьми структурных помех оказывается меньше, чем влияние четырех структурных помех.

Результаты расчетов показывают, что применение синтезированного приемного устройства с фильтрацией внутрисистемных структурных помех в ряде случаев обеспечивает заметный выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с обычным корре-

ляционным приемником. Это достигается введением в структуру каждого канала выделения информационных символов дополнительных ветвей фильтрации. В то же время данный алгоритм не позволя-

ет достигнуть потенциальной помехоустойчивости передачи информации, поскольку сохраняется влияние на процесс выделения информационных символов и шумовой, и структурных помех.

## Литература

1. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Г. И. Тузов, Ю. Ф. Урядников, В. И. Прытков и др.; Под ред. Г. И. Тузова. М.: Радио и связь, 1993. 384 с.
2. Галантерник Ю. М., Горюш А. В., Калинин А. Ф. Командно-измерительные системы и наземные комплексы управления космическими аппаратами / МГУЛ. М., 2003. 200 с.
3. Пышкин И. М. Теория кодового разделения сигналов. М.: Связь, 1980. 208 с.
4. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г. И. Тузов, В. А. Сивов, В. И. Прытков и др.; Под ред. Г. И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
5. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
6. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
7. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 992 с.

## Качур П. И.



Ростислав Алексеев: Конструктор крылатых кораблей: СПб.: Политехника, 2006. - 294 с.: ил. - (Серия: "Знаменитые конструкторы России. XX век"). ISBN 5-7325-0789-2

Эта книга о выдающемся отечественном конструкторе-судостроителе Ростиславе Евгеньевиче Алексееве, который одним из первых в мировой практике разработал и создал серийные боевые корабли и пассажирские суда на подводных крыльях и экранопланы. Он заложил научно-технические основы создания судов на подводных крыльях и на динамической воздушной подушке, явился талантливым организатором целой отрасли скоростного судостроения. Алексеев - разработчик множества оригинальных идей, оказавших принципиально важное влияние на развитие мирового скоростного флота, доктор технических наук, член Высшей аттестационной комиссии, автор научных трудов и многих изобретений, оставивший после себя научно-практическую школу создания крылатых кораблей.

Издание рассчитано на широкий круг читателей, интересующихся историей отечественной науки и техники.

Книгу можно заказать по адресу:  
191023, г. Санкт-Петербург, ул. Инженерная, д. 6, 3-й этаж,  
ОАО «Издательство «Политехника»»  
телефон/факс: 312-44-95 (отдел реализации)  
e-mail: lara\_politehnika@hotmail.ru, olesya\_politehnika@hotmail.ru,  
www.polytechnics.ru