

## Особенности функционирования каналов связи с АФМн- $N$ -сигналами при использовании взаимно коррелированных символов

И.М. Лернер, М.М. Фатыхов, Г.И. Ильин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева – КАИ  
420111, Российская Федерация, г. Казань  
ул. К. Маркса, 10

В работе производится анализ особенностей, которые возникают в процессе передачи информации с помощью многопозиционного амплитудно-фазоманипулированного сигнала с  $N$  дискретными состояниями в непараметрическом, частотно селективном канале связи с межсимвольными искажениями. При этом анализ особенностей осуществляется с точки зрения практической реализации радиотехнических систем передачи информации, работающих в таком канале. Наибольшее внимание уделяется возможности увеличения скорости передачи в таких каналах связи за счет использования «окон прозрачности» при наличии неблагоприятных факторов, как расстройка по частоте и ошибки измерения огибающей и фазы, вносимые приемным устройством. На основании проведенного исследования даны рекомендации по повышению скорости в таких каналах связи.

*Ключевые слова:* межсимвольные искажения, АФМн- $N$ -сигналы, увеличение скорости передачи информации, окна прозрачности.

### Введение

Постоянное усложнение сигнально-помеховой обстановки, в которой функционируют современные радиотехнические системы передачи информации (РСПИ) [1–7], приводит к необходимости существенного сокращения полосы частот, при которой обеспечивается необходимая скорость и верность передачи информации.

Наиболее остро данный вопрос стоит перед РСПИ, которые используются в беспилотных летательных аппаратах (БПЛА). Основными причинами сложившейся ситуации являются [8; 9]:

1) тенденция создания летающих сенсорных сетей с большим числом узлов, в качестве которых выступают БПЛА;

2) потребность в передаче большого объема информации разнородного характера на дальние расстояния при условии обеспечения низких временных задержек, вызванных приемом и обработкой информационного сигнала.

Согласно работе [8] наиболее простой способ разрешения данной ситуации является использование систем связи, работающих в диапазоне сверх высоких частот (СВЧ). В этом случае большая дальность связи обеспечивается применением или антенн с высоким коэффициентом усиления, или СВЧ усилителями, которые

снижают потери в радиоканале. При этом однако происходит неизбежное увеличение массогабаритных параметров систем связи, что в ряде случаев делает невозможным их применение из-за ограничений на взлетный вес БПЛА.

В качестве альтернативного подхода [8], позволяющего решить данный вопрос является использование систем связи, функционирующих с большей спектральной эффективностью в более узкой полосе частот, занимаемой сигналом, у которого частота несущей выбрана из более низкочастотного диапазона. При этом реализацию такого подхода необходимо осуществлять путем передачи информации с помощью взаимно коррелированных символов [7]. Однако, в этом случае применение алгоритмов оптимальной обработки сигналов или близких к ним подходов в приемниках становится нецелесообразным уже при небольшом числе интерферирующих символов [3; 7] в силу экспоненциальной зависимости их вычислительной сложности от числа интерферирующих символов.

Применение в этом случае субоптимальных алгоритмов, суть которых заключается в преобразовании канала с памятью в канал без памяти за счет широко используемых подходов с последующей оптимальной обработкой получае-



Рис. 1. Модель рассматриваемого канала связи

мых сигналов, имеет также ряд существенных недостатков [7; 10].

Это приводит к необходимости исследования и разработки новых подходов к реализации РСПИ, использующих сигналы с взаимно коррелированными символами. В ряде [1–6] по данной тематике было показано, что наибольшей эффективностью обладает подход, при котором при приеме и обработки информационного сигнала не производится компенсация межсимвольных искажений (МСИ), возникающих в канале связи, а верность передачи информации обеспечивается за счет выбора длительности символа на основании оценки разрешающего времени канала.

Из работ [2; 6; 11–13] следует, что повышение скорости РСПИ, построенных на основании такого подхода возможно за счет использования «окон прозрачности» – диапазонов длительностей информационных символов, при которых вероятность ошибки на символ, вызванная МСИ, равна нулю при заданном качестве воспроизведения сигнала на выходе приемника. Наиболее полно, в том числе и с практической точки зрения, применение «окон прозрачности» для повышения скорости передачи информации изучено применительно к РСПИ, которые используют многопозиционные фазоманипулированные сигналы с  $n$  дискретными состояниями (ФМн- $n$ -сигналы) [2; 6; 11].

В том же время для систем связи, использующих многопозиционные амплитудно-фазоманипулированные сигналы с  $N$  дискретными состояниями (АФМн- $N$ -сигналы), которые реализуют данный режим работы, лишь показана возможность использования «окон прозрачности» для достижения указанной цели [12; 13]. При этом оставляя открытым вопрос о практических аспектах реализации такого режима работы с учетом использования «окон прозрачности», то есть оценки влияния на стабильность окон расстройки по частоте и ошибок измерений информационных параметров, вносимых приемником.

Поэтому целью данной работы является исследование особенностей, возникающих в рассматриваемом канале связи при использовании в нем АФМн- $N$ -сигналов, с учетом практических аспектов реализации такого класса РСПИ.

Для достижения цели работы исследование целесообразно проводить посредством использования диаграмм областей «окон прозрачности» с нанесенными на ними зависимостями граничных времен, поскольку они позволяют достаточно легко изучить такие особенности [2; 11]

## 1. Постановка задачи. Описание модели канала

Для построения диаграмм областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен воспользуемся следующей моделью канала связи [12; 13], представленной на рис. 1. Поскольку нас прежде всего интересует особенности, которые вызваны межсимвольными искажениями, то будем полагать, что флуктуационные помехи и шумы в канале связи отсутствуют. А МСИ являются только продуктом линейной избирательной системы (ЛИС), которая обеспечивает частотную селективность канала связи.

В качестве ЛИС будем рассматривать полосовые фильтры, удовлетворяющие следующим критериям:  $\omega_0 / 2\Delta\Omega_0 \geq 15$ , где  $2\Delta\Omega_0$  – результирующая полоса пропускания и  $\omega_0$  – среднеарифметическая частота ЛИС; результирующая амплитудно- и фазочастотная характеристики ЛИС обладают четной и нечетной симметрией относительно  $\omega_0$ , соответственно.

При решении поставленной задачи будем полагать, что каждый символ первичного сигнала, поступающий на вход передатчика равномерно принимает одно из  $N = m \times n$  значений сигнального созвездия, где  $m$  – число значений амплитуд и  $n$  – число значений начальных фаз в сигнальном созвездии, которые принимают только четные значения.

Значения начальных фаз рассматриваемого сигнального созвездия определяются в соответствии с выражением

$$\psi_k = (k + 0,5 \operatorname{sign}(\|0,5n\| - 0,5n - 0,25) - \|0,5n\|) \Delta\varphi_{\text{ш}}, \quad (1)$$

а значения амплитуд в сигнальном созвездии – выражением

$$M_p = p\Delta M_{\text{ш}}. \quad (2)$$

Здесь  $k = \overline{1, n}$ ;  $p = \overline{1, m}$ ;  $\| \cdot \|$  – операция округления к ближайшему целому;  $\operatorname{sign}(\cdot)$  – функция

знака;  $\Delta\varphi_{\text{ш}} = 2\pi / n$  – шаг между соседними значениями начальных фаз сигнального созвездия; начальный фазовый сдвиг сигнального созвездия  $\varphi_{\text{сз}} = \pi / n$ ;  $\Delta M_{\text{ш}} = M_m / m$  – шаг между соседними значениями амплитуд сигнального созвездия. Выбор значения начального фазового сдвига сигнального созвездия  $\varphi_{\text{сз}} = \pi / n$  обусловлен отсутствием постоянной ошибки при приеме и обработке сигналов в рассматриваемом канале [5].

С момента времени  $t = 0$  формируемый передатчиком АФМн- $N$ -сигнал можно представить следующим образом [12; 13]

$$\begin{aligned} \dot{s}_{\text{вх}}(t) = & \exp(j(\omega_0 + \Delta\omega)t) \times \\ & \times \left( \sum_{r=1}^{l-1} [1(t - (r-1)\tau_c) - 1(t - r\tau_c)] M_r \times \right. \\ & \left. \times \exp(j\gamma_r) + 1(t - (l-1)\tau_c) M_l \exp(j\gamma_l) \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $l \in \mathbb{N}^*$  – число символов информационной последовательности, передаваемой АФМн- $N$ -сигналом;  $\tau_c$  – длительность символа информационной последовательности, которая равна длительности радиоимпульса АФМн- $N$ -сигнала, формируемого передатчиком;  $1(t)$  – функция Хэвисайда;  $\omega_0 + \Delta\omega$  – несущая частота АФМн- $N$ -сигнала, где  $\Delta\omega$  – расстройка по частоте относительно  $\omega_0$ ;  $M_r$  и  $\gamma_r = \sum_{q=1}^r \Theta_q + \varphi_{\text{сз}}$  – амплитуда и начальная фаза  $r$ -го радиоимпульса, соответственно, здесь  $\Theta_q$  – скачок фазы, вызванный передачей  $q$ -го символа. Мы также полагаем, что перед началом передачи, то есть до момента времени  $t = 0$ , ЛИС находится в стационарном состоянии, а передатчик формирует гармоническое колебание  $M_0 \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_{\text{сз}}))$ .

В этом случае АФМн- $N$ -сигнал на выходе ЛИС с момента времени  $t = 0$  можно представить следующим образом [12; 13]

$$\begin{aligned} \dot{s}_{\text{вых}}(t) = & \dot{Z}(t) \exp(j(\omega_0 + \Delta\omega)t) = \\ = & \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \exp(j(\omega_0 + \Delta\omega)t) \times \\ & \times (M_0 [1 - \dot{B}_0(t, \Delta\omega)] \exp(j\varphi_{\text{сз}}) + \\ & + \sum_{r=1}^{l-1} M_r [\dot{B}_0(t - (r-1)\tau_c, \Delta\omega) - \\ & - \dot{B}_0(t - r\tau_c, \Delta\omega)] \exp(j\gamma_r) + \\ & + M_l \dot{B}_0(t - (l-1)\tau_c, \Delta\omega) \exp(j\gamma_l)), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\dot{Z}(t)$  – комплексная огибающая АФМн- $N$ -сигнала на выходе ЛИС;  $\dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) =$

$= k(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \exp(j\varphi_0)$  – результирующий комплексный коэффициент передачи ЛИС на частоте  $\omega_0 + \Delta\omega$ ;  $\varphi_0$  – результирующий постоянный фазовый сдвиг, вносимый ЛИС на частоте  $\omega_0 + \Delta\omega$ ;  $\dot{B}_0(t, \Delta\omega)$  – функция установления [14].

Приемник перед измерениями информативных параметров АФМн- $N$ -сигнала предварительно осуществляет компенсацию его статической составляющей, которая вызвана наличием ЛИС, что можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} H_{\text{ком}}(t) = & |\dot{Z}_0(t)| = \\ = & |\dot{Z}(t) / \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega))|; \\ \Psi_{\text{ком}}(t) = & \arg \left[ \frac{\dot{Z}(t)}{\dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega))} \right], \end{aligned} \quad (5)$$

где  $H_{\text{ком}}(t)$  и  $\Psi_{\text{ком}}(t)$  – скомпенсированные огибающая и медленно меняющейся фаза, которые подвергаются измерению.

После этого приемник осуществляет измерения огибающей и медленно меняющейся фазы АФМн- $N$ -сигнала на выходе ЛИС на частоте  $\omega_0 + \Delta\omega$ , внося при этом ошибки измерений, которые для каждого информационного параметра взаимно независимы и не коррелированы друг с другом, что можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} H_{\text{изм}}(t) = & H_{\text{ком}}(t) + Y(t); \\ \Psi_{\text{изм}}(t) = & \Psi_{\text{ком}}(t) + X(t), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $Y(t)$  и  $X(t)$  – стационарные случайные процессы, соответствующие ошибкам измерений скомпенсированной огибающей и медленно меняющейся фазы, соответственно. Каждое из сечений данных случайных процессов является случайными величинами с равномерными законами распределений, у которых плотности распределений определяются следующим образом

$$\begin{aligned} f_Y(y) = & \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon_H}, & y \in [-\varepsilon_H; \varepsilon_H], \\ 0, & y \notin [-\varepsilon_H; \varepsilon_H]; \end{cases} \\ f_X(x) = & \begin{cases} \frac{1}{2\varepsilon_\Psi}, & x \in [-\varepsilon_\Psi; \varepsilon_\Psi], \\ 0, & x \notin [-\varepsilon_\Psi; \varepsilon_\Psi], \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\varepsilon_H$ ,  $\varepsilon_\Psi$  – абсолютные значения предельных ошибок измерений скомпенсированных огибающей и медленно меняющейся фазы, соответственно, связанные со своими приведенными значениями соотношениями  $\mu_H = \varepsilon_H / \Delta M_{\text{ш}}$  и  $\mu_\Psi = \varepsilon_\Psi / \Delta\varphi_{\text{ш}}$ .

Восстановление символов первичного сигнала производится решающим устройством в соответствии с правилом

$$\begin{aligned} \Psi_{\text{вос}}(d\tau_c) &= \Psi_k|_{k=k'}; \\ M_{\text{вос}}(d\tau_c) &= M_p|_{p=p'}, \end{aligned} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} k' \in \overline{1, n}: f(k', d) &= \min_{k \in \overline{1, n}} |\Psi_{\text{изм}}(d\tau_c) - \Psi_k|, \\ p' \in \overline{1, m}: f(p', d) &= \min_{p \in \overline{1, m}} |H_{\text{изм}}(d\tau_c) - M_p|; \end{aligned}$$

$d \in \overline{1, l}$  – номер принимаемого символа в информационной последовательности.

Очевидно, что только при длительностях символов, выбранных с учетом разрешающего времени канала связи [5]  $t_{\text{раз}} = \left\{ \left\{ t_{\text{н.ок}_v} \right\}_{v=1}^S, \left\{ t_{\text{к.ок}_v} \right\}_{v=1}^S, t_{\text{гр}} \right\}$  (где  $v$  – номер «окна прозрачности» и  $S$  – общее количество «окон прозрачности» при их наличии, где  $t_{\text{н.ок}_v}$  и  $t_{\text{к.ок}_v}$  – длительности символов, при которых начинается и заканчивается  $v$ -е окно прозрачности, соответственно;  $t_{\text{гр}}$  – граничное время [5]) восстановление символов в соответствии с правилом (8) происходит без ошибок, а сам процесс, описывающий поведение информативных параметров, будет являться цикло-стационарным [12; 13]. В этом случае длительность символа  $\tau_c$  должна быть выбрана или из диапазона длительностей, соответствующих «окнам прозрачности»  $\tau_c \in [t_{\text{н.ок}_v}, t_{\text{к.ок}_v}]$ , или быть больше или равной граничному времени  $\tau_c \geq t_{\text{гр}}$  [5]. При этом должны также выполняться следующие соотношения  $f(k', d) \leq \alpha_{\text{доп}} + \varepsilon_{\Psi} < 0,5\Delta\varphi_{\text{ш}}$  и  $f(p', d) \leq \Delta_{\text{доп}} + \varepsilon_H < 0,5\Delta M_{\text{ш}}$ , где  $\alpha_{\text{доп}}$  и  $\Delta_{\text{доп}}$  – допустимые погрешности установления по фазе и амплитуде на выходе ЛИС, соответственно, задают предельные значения на которые в момент измерения  $d\tau_c$  могут отличаться значения скомпенсированной медленно меняющейся фазы и огибающей радиоимпульса АФМн- $N$ -сигнала на выходе ЛИС от начальной фазы и амплитуды  $d$ -го радиоимпульса на ее входе. Допустимые погрешности установления по фазе и амплитуде на выходе ЛИС связаны со своими приведенными допустимыми погрешностями  $\alpha_0$  и  $\Delta_0$  соотношениями  $\alpha_0 = \alpha_{\text{доп}} / \Delta\varphi_{\text{ш}}$  и  $\Delta_0 = \Delta_{\text{доп}} / \Delta M_{\text{ш}}$ , соответственно. При выборе длительности символа с учетом разрешающего времени будут также выполняться соотношения  $\alpha_0 < 0,5 - \mu_{\Psi}$ ,  $\Delta_0 < 0,5 - \mu_H$  и

$$\alpha_{\text{доп}} \geq |\alpha_{\text{уст}}(d\tau_c)|; \quad (9)$$

$$\Delta_{\text{доп}} \geq |\Delta_{\text{уст}}(d\tau_c)|,$$

где

$$\alpha_{\text{уст}} = \Psi_{\text{ком}}(d\tau_c) - \gamma_d \text{ и}$$

$$\Delta_{\text{уст}} = H_{\text{ком}}(d\tau_c) - M_d$$

– ошибки установления для скомпенсированной медленно меняющейся фазы и амплитуды, соответственно.

## 2. Решение поставленной задачи.

### Выводы

Исследование особенностей функционирования рассматриваемого класса РСПИ будем производить, используя представленную выше модель канала связи и результаты работы [13], за счет анализа диаграмм областей «окон прозрачности», которые являются следствием выполнения условий цикло-стационарности для АФМн- $N$ -сигнала, наблюдаемого на выходе ЛИС [12; 13].

Согласно работам [2; 11] для построения диаграмм требуется решить следующее уравнение относительно длительности символа  $\tau_c$ , тем самым определяя разрешающее время

$$P_{\text{ош.с}}(\tau_c) = 0, \quad (10)$$

где  $P_{\text{ош.с}}(\tau_c)$  – вероятность ошибки на символ для АФМн- $N$ -сигнала, вызванная МСИ в канале связи, в зависимости от длительности символа, определяется следующим выражением при выполнении условий цикло-стационарности [12; 13]

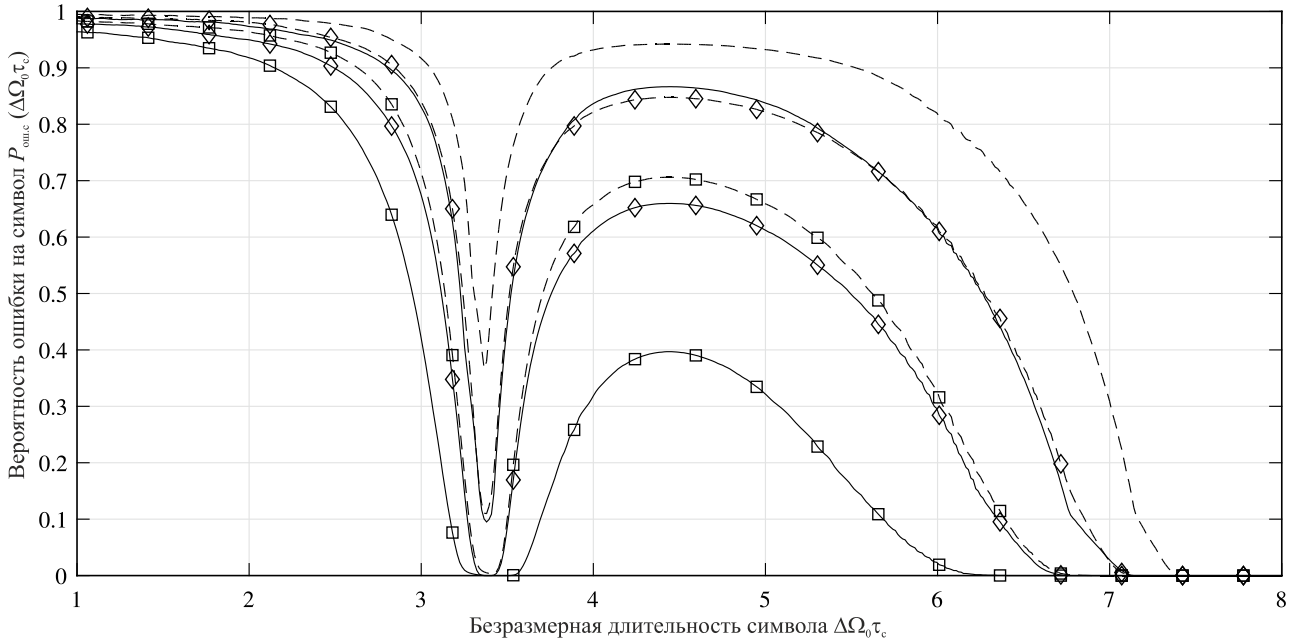
$$\begin{aligned} P_{\text{ош.с}}(\tau_c) &= 1 - \frac{1}{N_{\text{мин}}} \times \\ &\times \sum_{i=1}^{N_{\text{мин}}} 1 \left[ \left( 1(U_1(\tau_c, G+1, i)) + \right. \right. \\ &\left. \left. + 1(U_2(\tau_c, G+1, i)) \right) - 2 \right], \end{aligned} \quad (11)$$

где

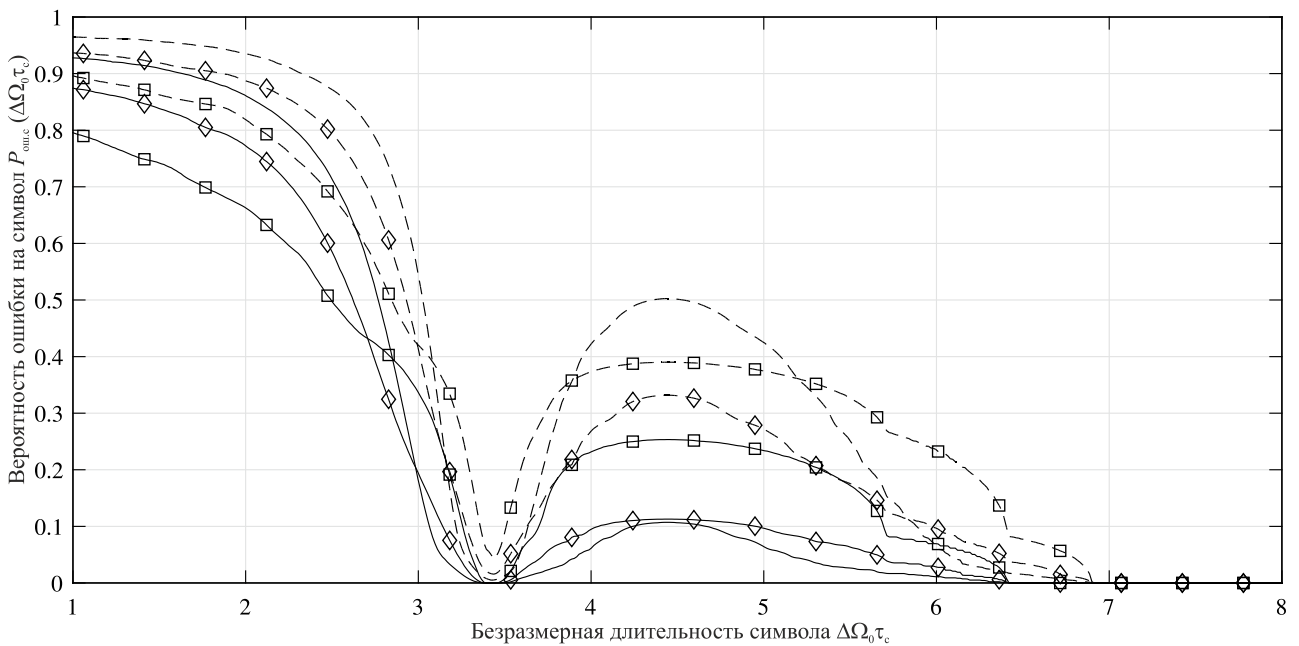
$$\begin{aligned} U_1(\tau_c, G+1, i) &= \alpha_{\text{доп}} - \\ &- |\Psi_{\text{ком}}((G+1)\tau_c, i) - \gamma_{G+1}(i)|; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} U_2(\tau_c, G+1, i) &= \Delta_{\text{доп}} - \\ &- |H_{\text{ком}}((G+1)\tau_c, i) - M_{G+1}(i)|; \end{aligned}$$

$\Psi_{\text{ком}}((G+1)\tau_c, i)$ ,  $H_{\text{ком}}((G+1)\tau_c, i)$  – значения скомпенсированной медленно меняющейся фазы и огибающей АФМн- $N$ -сигнала на выходе ЛИС в момент  $(G+1)\tau_c$ , соответственно, для  $i$ -й реализации передаваемой информационной последовательности символов;  $\gamma_{G+1}(i)$ ,  $M_{G+1}(i)$  – значения начальной фазы и амплитуды  $G+1$ -го радиоимпульса АФМн- $N$ -сигнала на входе ЛИС для  $i$ -й реализации информационной последо-



**Рис. 2.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = 1$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$ ;  $m = 64$  (линия без маркера); 2)  $n = 8$ ;  $m = 32$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 16$ ;  $m = 16$  (линия с маркером квадрат). Приведенная допустимая погрешность: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)



**Рис. 3.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = 1$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$ ;  $m = 8$  (линия без маркера); 2)  $n = 64$ ;  $m = 4$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 128$ ;  $m = 2$  (линия с маркером квадрат). Приведенная допустимая погрешность: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)

вательности;  $G$  – «эффективная память канала связи» [11]. Выбор  $\alpha_{доп}$  и  $\Delta_{доп}$  производится на основании заданных значений  $\varepsilon_H$ ,  $\varepsilon_\Psi$ .

При исследовании особенностей функционирования рассматриваемого класса РСПИ в качестве ЛИС будем использовать следующие типы полосовых фильтров с одинаковыми полосами пропускания: 1-й тип – однокаскадный фильтр на связанных контурах 1-го вида [14, с. 111];

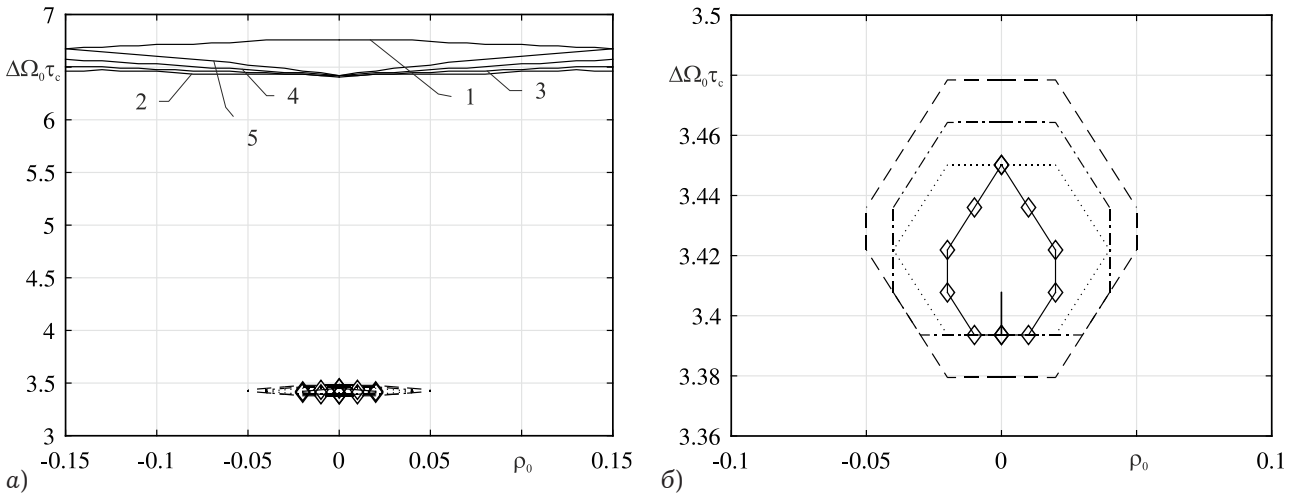
2-й тип – трехконтурный фильтр при параметре  $\gamma = 2$  [14, с. 162].

Функция установления для фильтра 1-го типа имеет вид [14]

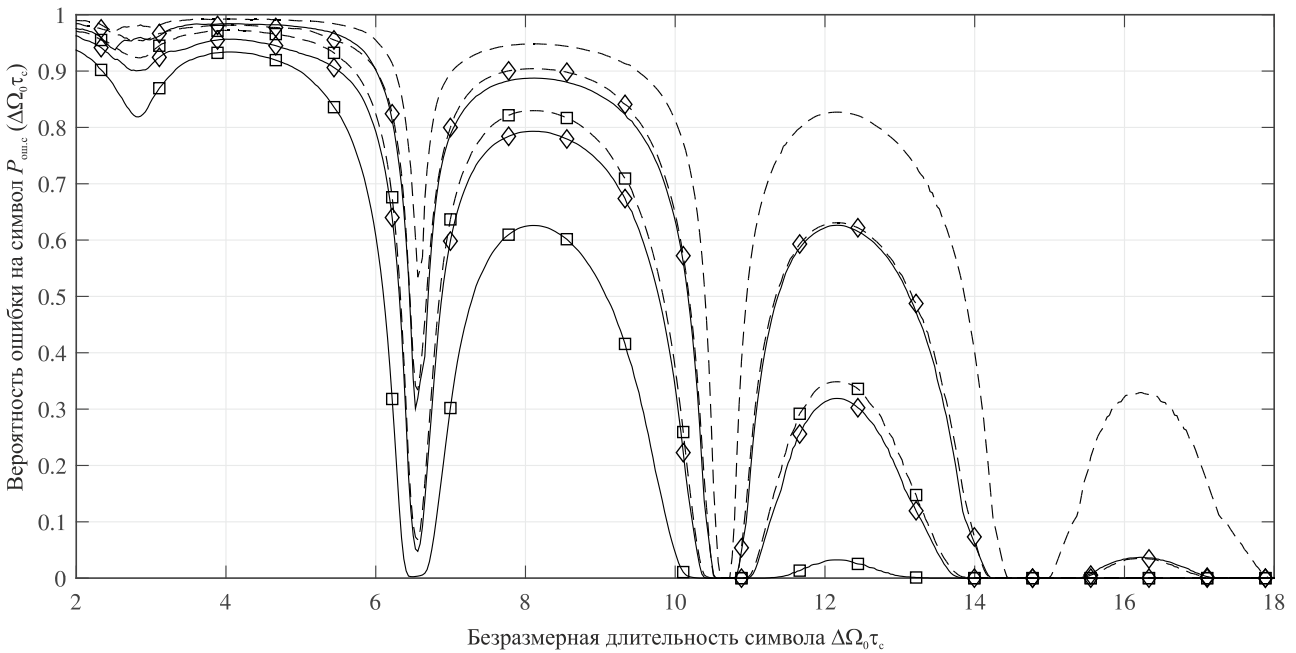
$$\begin{aligned} \dot{B}_0(x, \rho) = & 1 - \exp(-(1 + j\rho)x) \times \\ & \times (\cos \beta x + \beta^{-1}(1 + j\rho) \sin \beta x). \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь и далее  $x = \Delta\Omega t = \Delta\Omega_0 t / \alpha_\Delta$  – безразмерное время;  $\rho = \Delta\omega / \Delta\Omega = \alpha_\Delta \Delta\omega / \Delta\Omega_0 = \alpha_\Delta \rho_0$  –





**Рис. 4.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте (общий вид (а), вид с увеличением отдельных элементов (б)). ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = 1$ . Границы областей «окон прозрачности» при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$ : 1)  $n = 8$  и  $m = 32$  (сплошная линия); 2)  $n = 16$  и  $m = 16$  (штриховая линия); 3)  $n = 32$  и  $m = 8$  (штрихпунктирная линия); 4)  $n = 64$  и  $m = 4$  (пунктирная линия); 5)  $n = 128$  и  $m = 2$  (сплошная линия с маркером ромб). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$ :  $n = 8$  и  $m = 32$  (1);  $n = 16$  и  $m = 16$  (2);  $n = 32$  и  $m = 8$  (3);  $n = 64$  и  $m = 4$  (4);  $n = 128$  и  $m = 2$  (5)



**Рис. 5.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 2,41$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$ ;  $m = 64$  (линия без маркера); 2)  $n = 8$ ;  $m = 32$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 16$ ;  $m = 16$  (линия с маркером квадрат). Приведенная допустимая погрешность: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)

безразмерная расстройка по частоте;  $\rho_0$  – результирующая расстройка по частоте;  $\beta$  – степень связи между контурами. Для данного фильтра  $\alpha_\Delta = 1,414$  при критической степени связи  $\beta_{кр} = 1$  и  $\alpha_\Delta = 3,11$  при  $\beta = 2,41$  [14].

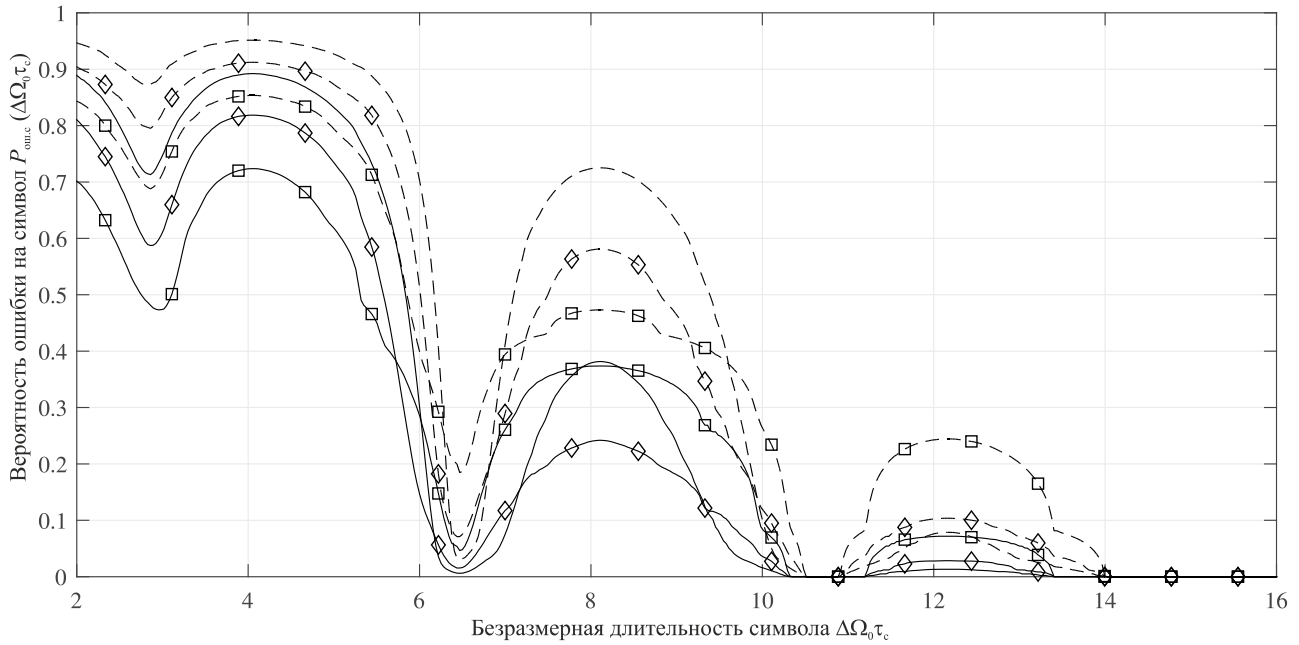
Функция установления для фильтра 2-го типа при параметре  $\gamma = 2$  (обеспечивает на одном уровне горбы у амплитудно-частотной характеристики) имеет вид [14]

$$\dot{B}_0(x, \rho) = 1 - \left[ \frac{(1 + j\rho)^2 + \beta^2}{1 + \beta^2} \times \right. \quad (13)$$

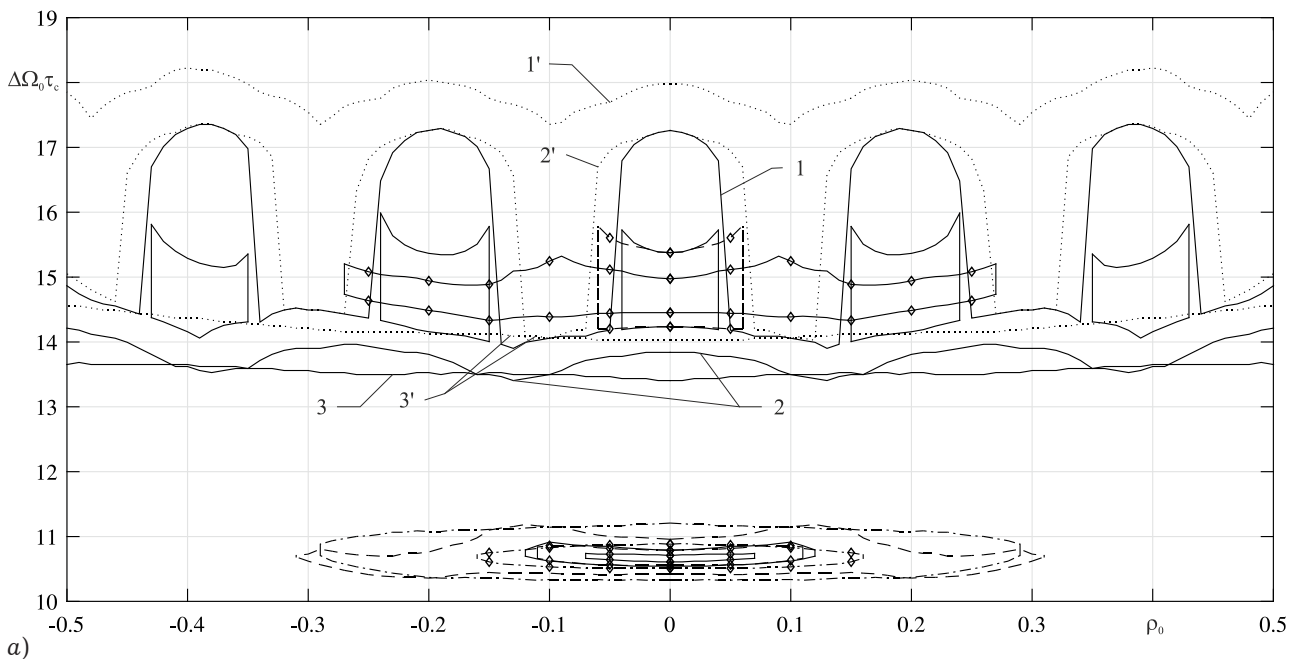
$$\begin{aligned} & \times \exp(-(2 + j\rho)x) + \\ & + \frac{2 + j\rho}{1 + \beta^2} \exp(-(1 + j\rho)x) \times \\ & \left. \times \left( -j\rho \cos \beta x + \left( \beta + \frac{1 + j\rho}{\beta} \right) \sin \beta x \right) \right]. \end{aligned}$$

Для данного фильтра  $\alpha_\Delta = 2$  для  $\beta_{кр} = \sqrt{3}$  и  $\alpha_\Delta = 6,64$  для  $\beta = 6$  [14].

На основании результатов работы [13], были выбраны следующие параметры, используемые при построении диаграмм «окон прозрач-



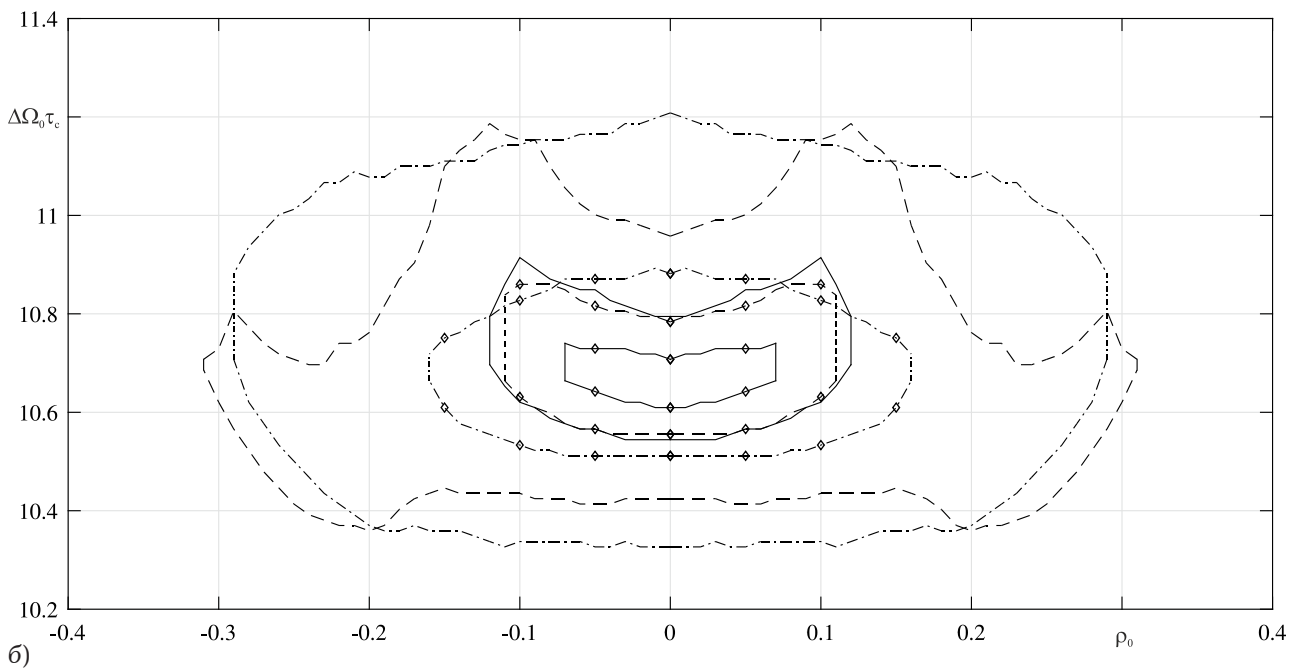
**Рис. 6.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 2,41$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$ ;  $m = 8$  (линия без маркера); 2)  $n = 64$ ;  $m = 4$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 128$ ;  $m = 2$  (линия с маркером квадрат). Приведенные допустимые погрешности: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)



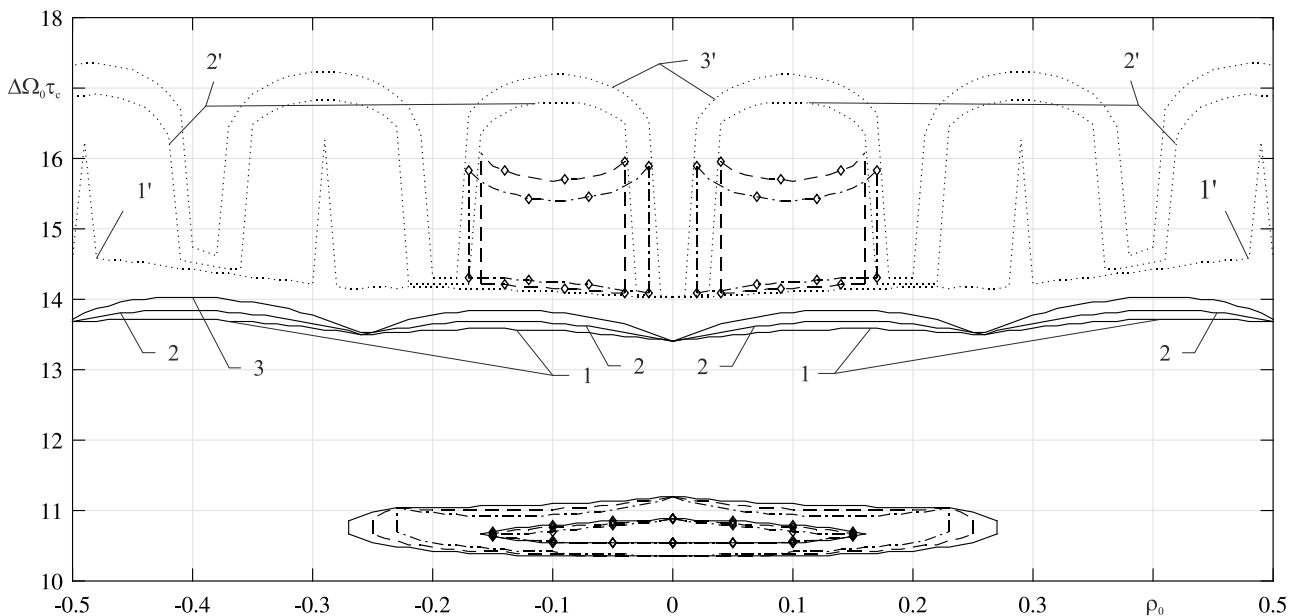
ности», зависимостей граничных времен от расстройки по частоте, зависимостей вероятности ошибки на символ от длительности символа: число реализаций информационной последовательности  $N_{\text{мин}} = 5 \cdot 10^4$ ; приведенные погрешности:  $\alpha_0 = \{0,499; 0,25\}$ ;  $\Delta_0 = \{0,499; 0,25\}$ ;  $\mu_H = \{0; 0,249\}$ ;  $\mu_V = \{0; 0,249\}$ ; шаг решения по безразмерной длительности символа  $\Delta\Omega_0\tau_c$  составлял  $\Delta\Omega_0\tau_c = 10^{-2}\alpha_\Delta$ , а шаг решения по безразмерной расстройке по частоте  $|\Delta\rho_0| = 0,01$ . Общее число дискретных состояний в сигналом

созвездия  $N = 256$ , а конфигурации сигнального созвездия были выбраны следующие: 1)  $n = 4$  и  $m = 64$ ; 2)  $n = 8$  и  $m = 32$ ; 3)  $n = 16$  и  $m = 16$ ; 4)  $n = 4$  и  $m = 64$ ; 5)  $n = 128$  и  $m = 2$ . Диапазон изменения результирующей безразмерной расстройки удовлетворял условию  $\rho_0 \in [-0,5; 0,5]$ . Номер символа в информационной последовательности, который использовался для построение зависимостей был выбран равным  $G + 1 = 10$ .

Следует отметить, что при построении зависимостей вероятности ошибок на символ рас-

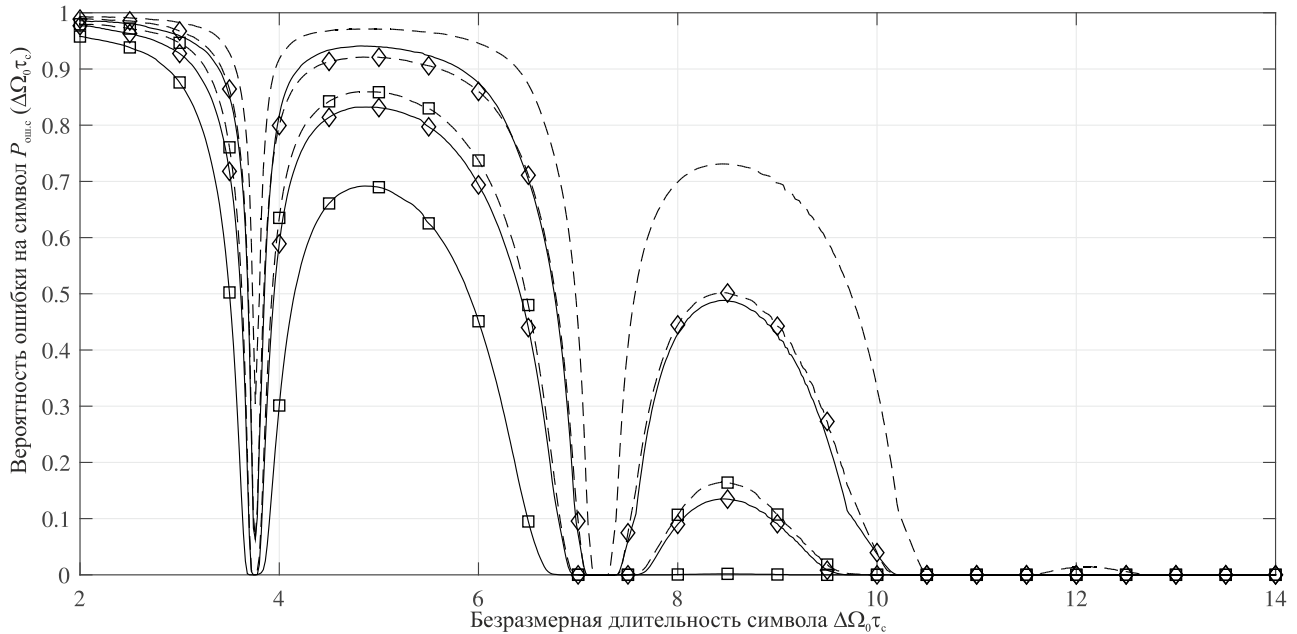


**Рис. 7.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте (общий вид (а), вид с увеличением отдельных элементов (б)). ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 2,41$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$  и  $t = 64$  (сплошная линия); 2)  $n = 8$  и  $t = 32$  (штриховая линия); 3)  $n = 16$  и  $t = 16$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 4$  и  $t = 64$  (1);  $n = 8$  и  $t = 32$  (2);  $n = 16$  и  $t = 16$  (3). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (пунктирная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 4$  и  $t = 64$  (1');  $n = 8$  и  $t = 32$  (2');  $n = 16$  и  $t = 16$  (3')

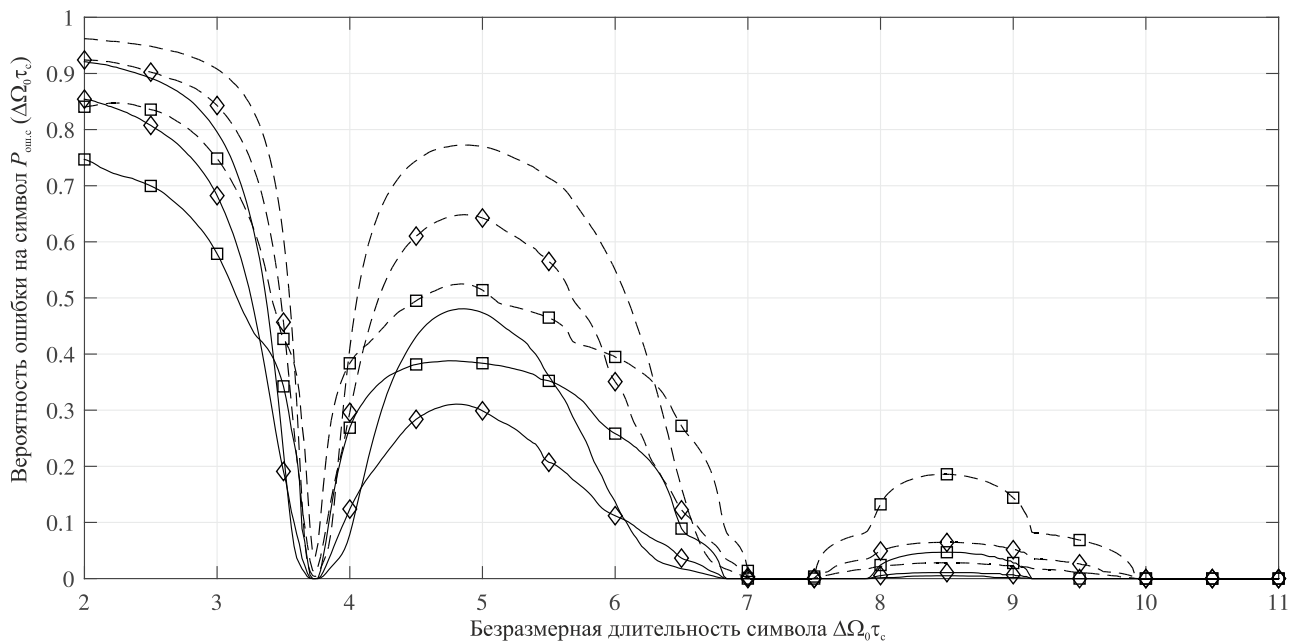


**Рис. 8.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 2,41$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$  и  $t = 8$  (сплошная линия); 2)  $n = 64$  и  $t = 4$  (штриховая линия); 3)  $n = 128$  и  $t = 2$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 32$  и  $t = 8$  (1);  $n = 64$  и  $t = 4$  (2); 3)  $n = 128$  и  $t = 2$  (3). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (пунктирная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 32$  и  $t = 8$  (1');  $n = 64$  и  $t = 4$  (2');  $n = 128$  и  $t = 2$  (3')





**Рис. 9.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = \sqrt{3}$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$ ;  $m = 64$  (линия без маркера); 2)  $n = 8$ ;  $m = 32$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 16$ ;  $m = 16$  (линия с маркером квадрат). Приведенная допустимая погрешность: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)



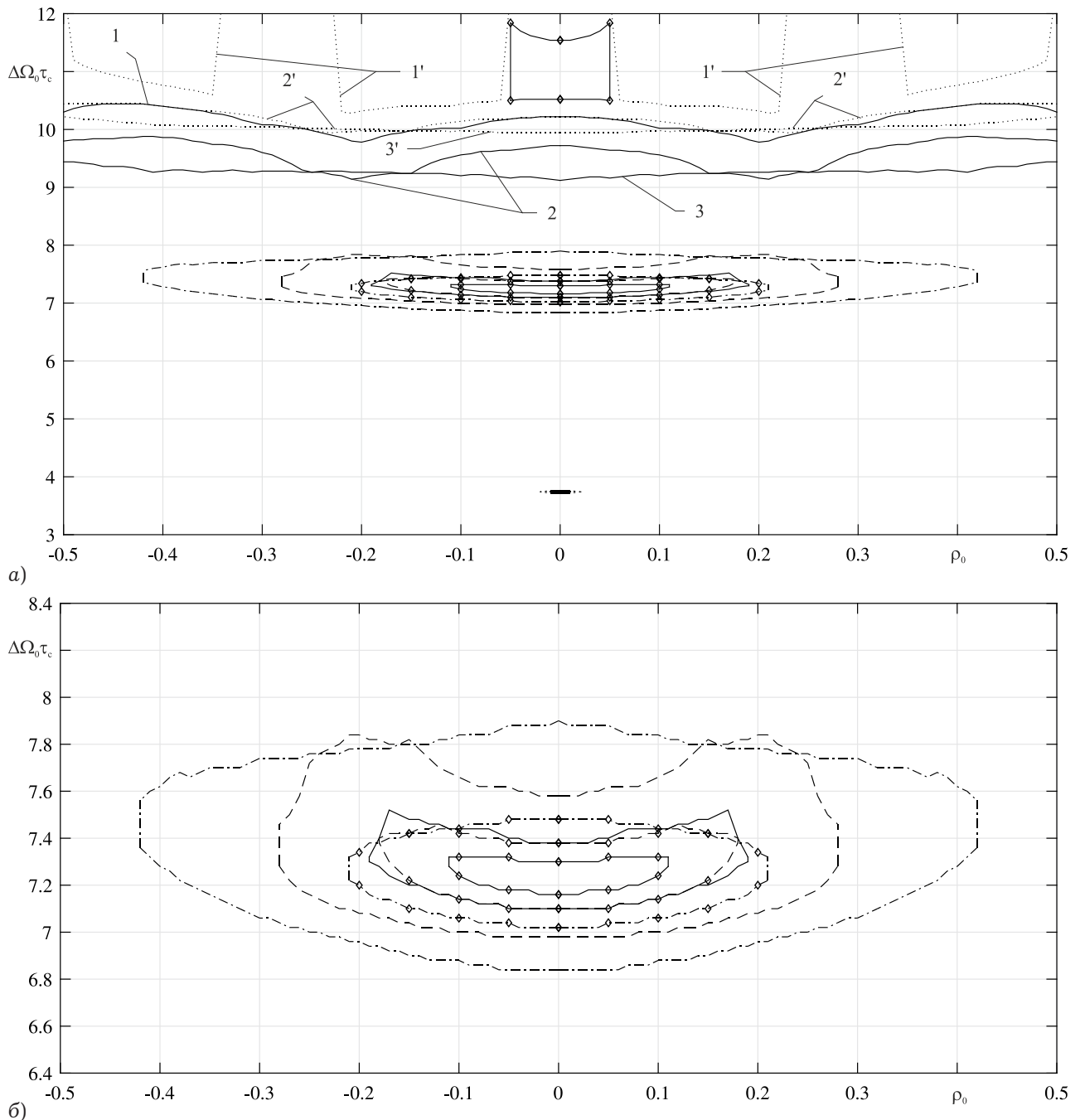
**Рис. 10.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = \sqrt{3}$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$ ;  $m = 8$  (линия без маркера); 2)  $n = 64$ ;  $m = 4$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 128$ ;  $m = 2$  (линия с маркером квадрат). Приведенные допустимые погрешности: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)

стройка по частоте отсутствовала. Результаты моделирования представлены на рис. 2–16. Области, заключенные внутри замкнутых криволинейных фигур на представленных диаграммах, являются областью решения уравнения (10) для «окон прозрачности».

Из анализа рис. 2–16, полученных с помощью численного моделирования можно сделать следующие выводы:

1. Увеличение по абсолютному значению расстройки по частоте и значений ошибок измерений, вносимых приемником, приводит к уменьшению «окон прозрачности», наблюдаемых у АФМн- $N$ -сигнала, также как и в случае с ФМн- $n$ -сигналом.

2. При конфигурации сигнального созвездия, у которого  $n = m$ , наблюдаются следующие особенности областей «окон прозрачности» и зави-



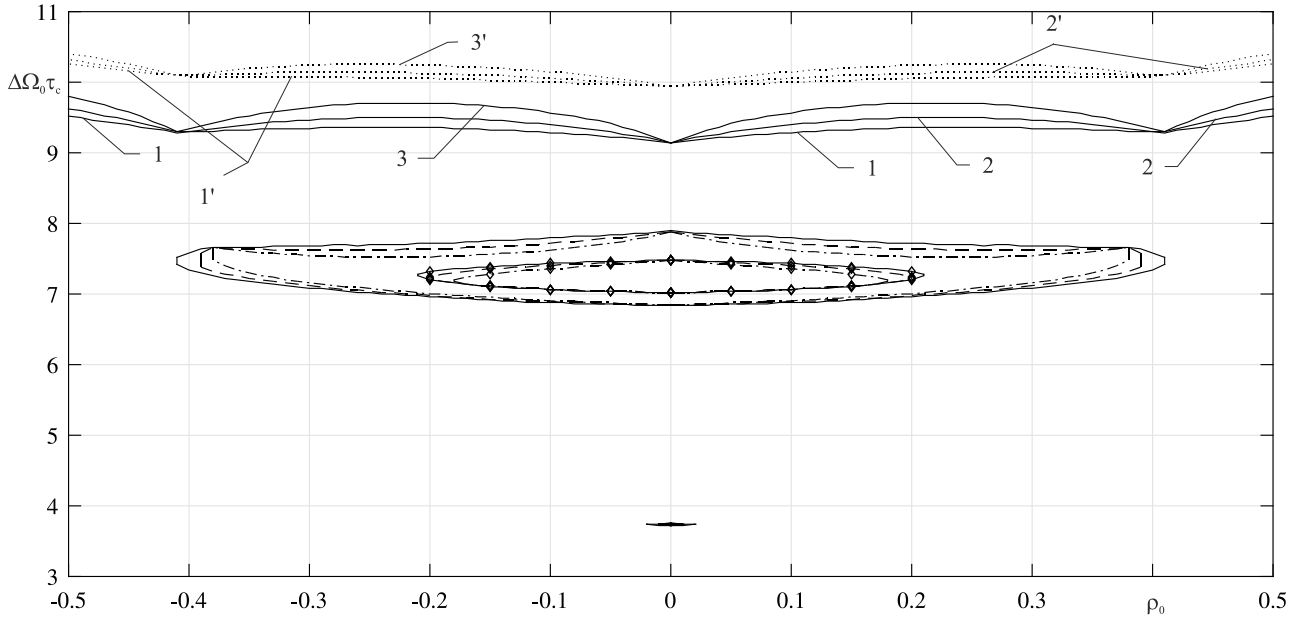
**Рис. 11.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте (общий вид (а), вид с увеличением отдельных элементов (б)). ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = \sqrt{3}$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$  и  $m = 64$  (сплошная линия); 2)  $n = 8$  и  $m = 32$  (штриховая линия); 3)  $n = 16$  и  $m = 16$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 4$  и  $m = 64$  (1);  $n = 8$  и  $m = 32$  (2);  $n = 16$  и  $m = 16$  (3). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (пунктирная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 4$  и  $m = 64$  (1');  $n = 8$  и  $m = 32$  (2');  $n = 16$  и  $m = 16$  (3')

симостей граничного времени от расстройки по частоте, отличающих его от других конфигураций сигнальных созвездий:

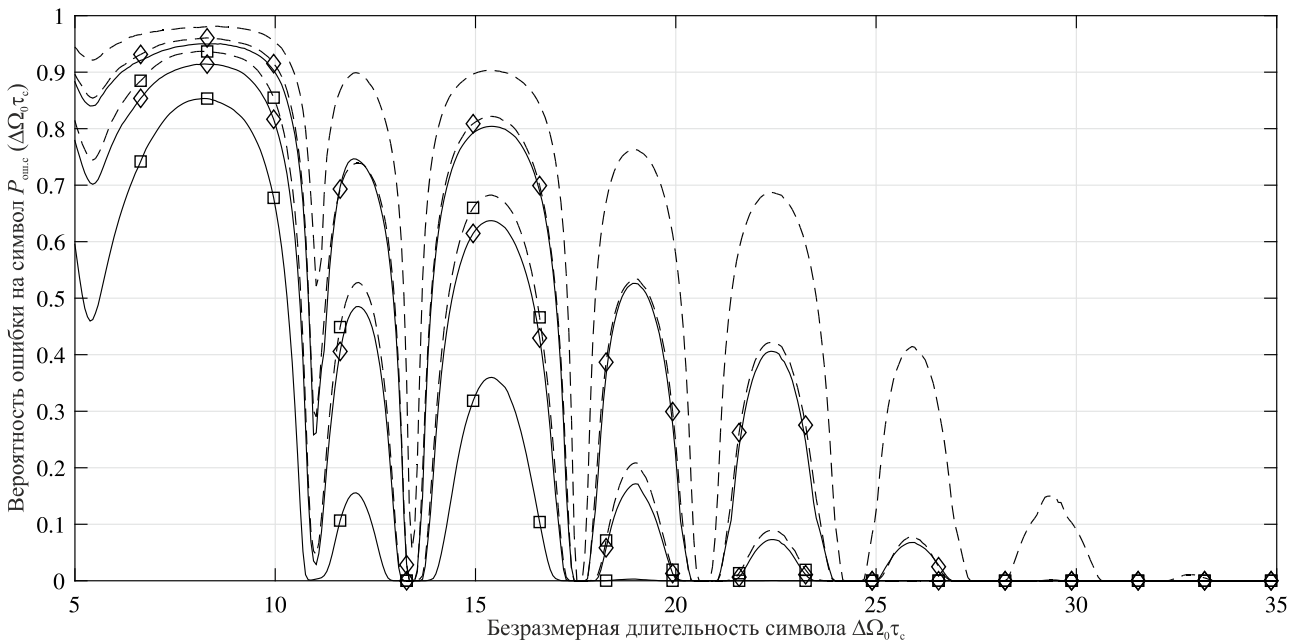
а) Форма областей «окон прозрачности» подобна форме эллипса, а занимаемая ею площадь на плоскости «расстройка по частоте – длительность символа» достигает наибольших значений по сравнению с областями при других конфигу-

рациях сигнального созвездия. При этом ее протяженность по длительностям символов и по абсолютным значениям расстройки по частоте в общем случае является наибольшей по сравнению с другими конфигурациями сигнальных созвездий.

б) Для данной конфигурации сигнального созвездия в общем случае значения времен, при



**Рис. 12.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте. ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta_{кр} = \sqrt{3}$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$  и  $t = 8$  (сплошная линия); 2)  $n = 64$  и  $t = 4$  (штриховая линия); 3)  $n = 128$  и  $t = 2$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 32$  и  $t = 8$  (1);  $n = 64$  и  $t = 4$  (2);  $n = 128$  и  $t = 2$  (3). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (пунктирная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 32$  и  $t = 8$  (1');  $n = 64$  и  $t = 4$  (2');  $n = 128$  и  $t = 2$  (3')



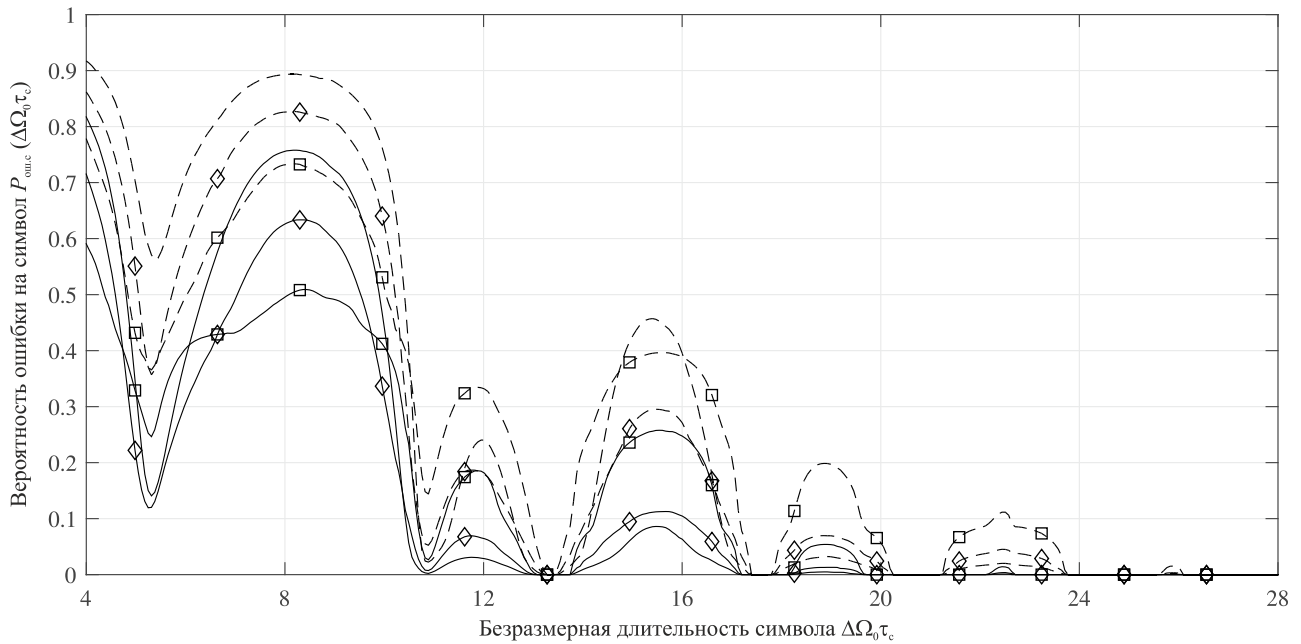
**Рис. 13.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 6$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$ ;  $t = 64$  (линия без маркера); 2)  $n = 8$ ;  $t = 32$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 16$ ;  $t = 16$  (линия с маркером квадрат). Приведенная допустимая погрешность: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)

которых начинаются области «окон прозрачности», принимают наименьшие значения по сравнению с другими конфигурациями сигнальных созвездий.

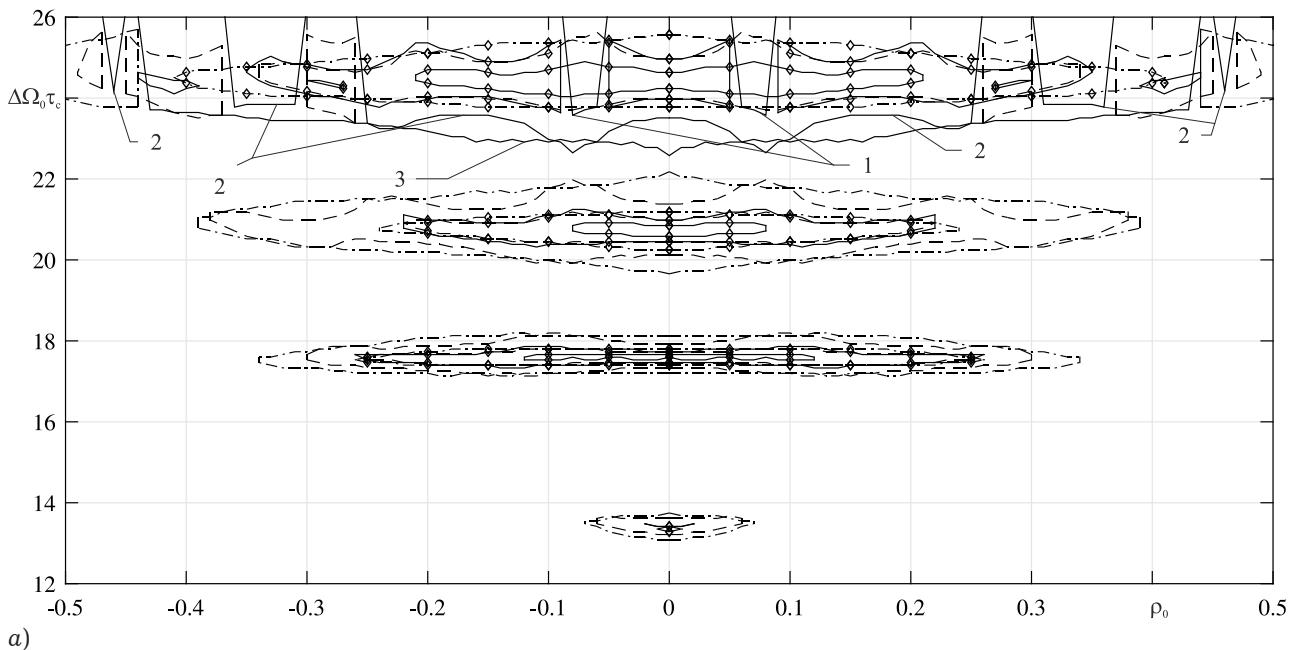
с) Наличие ошибок измерений, вносимых приемным устройствам приводит к уменьшению

окон прозрачности в своих размерах на плоскости, но при этом их свойства, перечисленные в подпунктах а) и б), не изменяются.

Исследование выполнено при финансовой поддержке Академии наук РТ в рамках выполнения договора от 29.06.1018 № 06-114-ц-Г 2018.



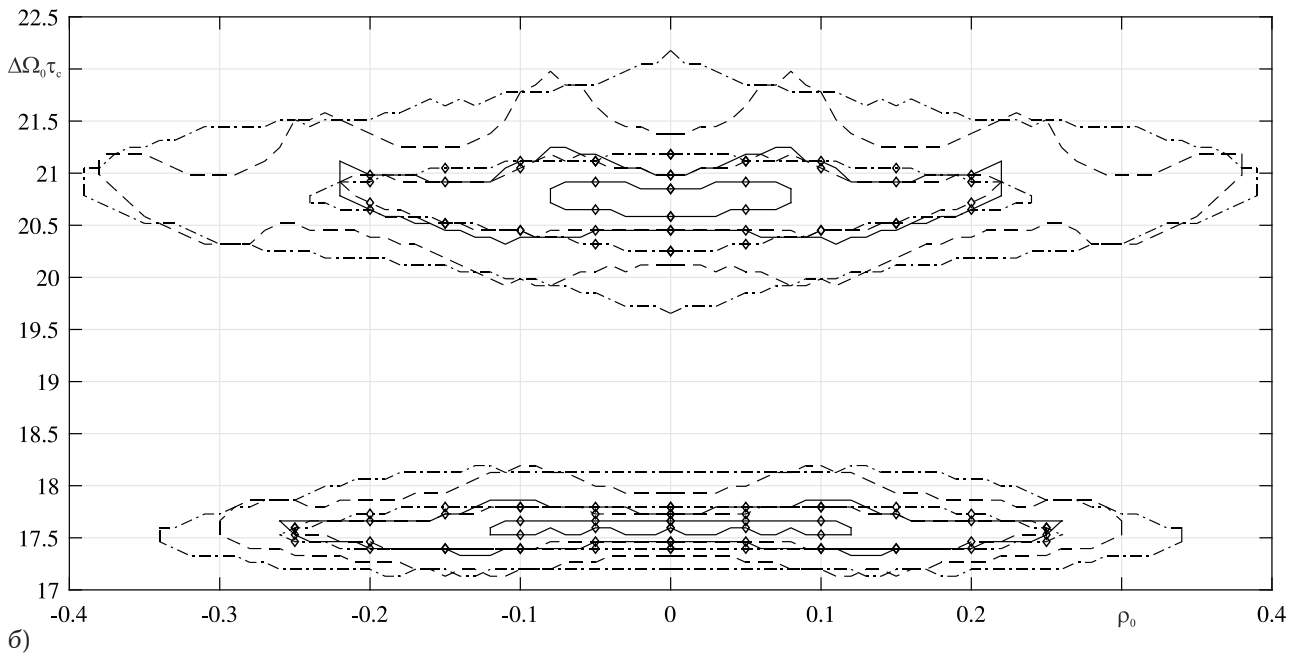
**Рис. 14.** Зависимость вероятности ошибки на символ от его длительности. ЛИС: фильтр 1-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 6$ . Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$ ;  $m = 8$  (линия без маркера); 2)  $n = 64$ ;  $m = 4$  (линия с маркером ромб); 3)  $n = 128$ ;  $m = 2$  (линия с маркером квадрат). Приведенные допустимые погрешности: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (штриховая линия)



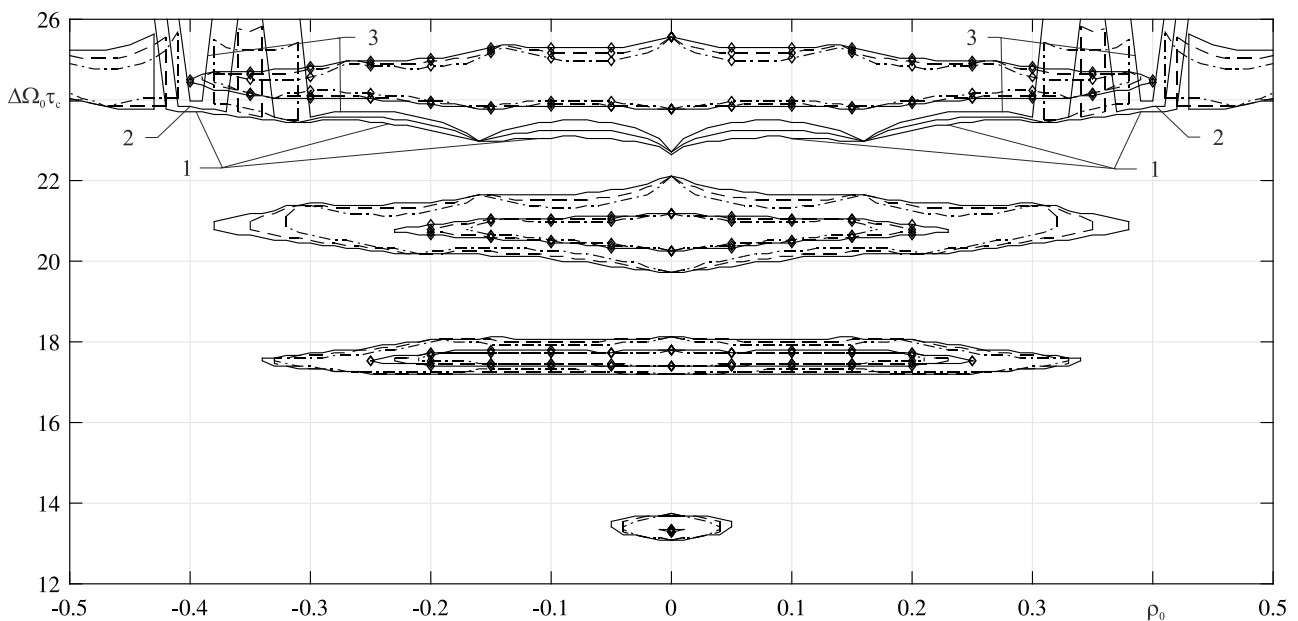
а)

### Список литературы

1. К вопросу повышения пропускной способности радиотехнических систем / И.М. Лернер [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2016. Т. 19. № 4. С. 43–49.
2. Лернер И.М., Ильин Г.И. Об одной возможности увеличения скорости передачи информации при наличии дестабилизирующих факторов в системах связи, использующих взаимную интерференцию символов // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2017. Т. 18. № 4. С. 24–34.
3. Лернер И.М. Метод оценки пропускной способности реальных каналов связи с многопозиционными фазоманипулированными сигналами при наличии межсимвольных искажений и его применение // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 8. С. 52–58.
4. Лернер И.М. Аналитическая оценка пропускной способности канала связи с частотной характеристикой резонансного фильтра при наличии межсимвольных искажений и использовании многопозиционного фазоманипулированного сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 9. С. 65–73.



б)  
**Рис. 15.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и зависимостей граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте (общий вид (а), вид с увеличением отдельных элементов (б)). ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 6$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 4$  и  $m = 64$  (сплошная линия); 2)  $n = 8$  и  $m = 32$  (штриховая линия); 3)  $n = 16$  и  $m = 16$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 4$  и  $m = 64$  (1);  $n = 8$  и  $m = 32$  (2);  $n = 16$  и  $m = 16$  (3)



**Рис. 16.** Диаграмма областей «окон прозрачности» и граничных времен от безразмерной результирующей расстройки по частоте. ЛИС: фильтр 2-го типа со степенью связи между контурами  $\beta = 6$ . Границы областей «окон прозрачности» при приведенных допустимых погрешностях: 1)  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (линия без маркера); 2)  $\alpha_0 = 0,25$  и  $\Delta_0 = 0,25$  (линия с маркером ромб). Конфигурация сигнального созвездия: 1)  $n = 32$  и  $m = 8$  (сплошная линия); 2)  $n = 64$  и  $m = 4$  (штриховая линия); 3)  $n = 128$  и  $m = 2$  (штрихпунктирная линия). Граничное время  $t_{гр}$  при  $\alpha_0 = 0,499$  и  $\Delta_0 = 0,499$  (сплошная линия) для конфигураций сигнального созвездия:  $n = 32$  и  $m = 8$  (1);  $n = 64$  и  $m = 4$  (2);  $n = 128$  и  $m = 2$  (3)

5. Лернер И.М., Чернявский С.М. Оценка пропускной способности реальных каналов связи с АФМн- $N$ -сигналами при наличии МСИ // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 4. С. 48–55.
6. Лернер И.М. К вопросу оценки пропускной способности в канале с ФМн- $n$ -сигналами и с памятью, вызванной

межсимвольными искажениями, при наличии нестабильностей в приемном устройстве // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2018. Т. 12. № 8. С. 52–62.

7. Мордвинов А.Е. Исследование возможности повышения частотной эффективности линий связи за счет использования сигналов с взаимной интерференцией символов:



- дис. ... канд. техн. наук (051204) дата защ. 12.10.08, дата утв. 21.05.09. МЭИ(ТУ). 150 с.
8. Боев Н.М., Шаршавин П.В., Нигруза И.В. Построение систем связи беспилотных летательных аппаратов для передачи информации на большие расстояния // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2014. Т. 3. С. 147–158.
  9. Киричек Р.В. Разработка и исследование комплекса моделей и методов для летающих сенсорных сетей дис. ... докт. техн. наук (051213) дата защ. 30.04.18. СПбГУТ. 316 с.
  10. Proakis J.G. Digital Communications. 4th ed. N.-Y.: McGraw-Hill, 2000. 928 p.
  11. Lerner I.M. Faizullin R.R., Chernyavskii S.M. To a matter of increasing the spectral efficiency of phase radio-technical data transmission systems operating under strong intersymbol interference // Russian Aeronautics. 2018. Vol. 61. № 1. P. 120–126.
  12. Лернер И.М., Ильин Г.И., Ильин А.Г. Исследование вероятностных характеристик цикло-стационарных АФМН-N-сигналов, наблюдаемых на выходе канала связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2018. Т. 74. № 4. С. 150–157.
  13. Лернер И.М., Ильин Г.И., Ильин А.Г. К вопросу о цикло-стационарности АФМН-N-сигналов, наблюдаемых на выходе канала связи с межсимвольными искажениями // Вестник КГТУ им. А.Н. Туполева. 2018. Т. 74. № 4. С. 107–117.
  14. Евтянов С.И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. М.: Связьиздат, 1948. 221 с.

## To the matter of improving the efficiency of communication channels with moving objects using APSK-N-signals

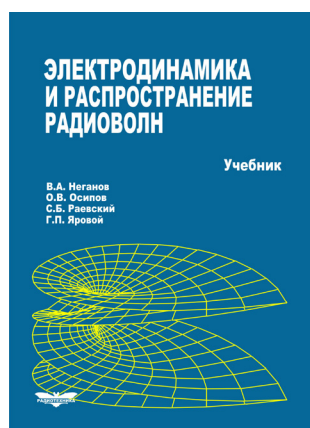
*I.M. Lerner, M.M. Fatykhov, G.I. Il'in*

The features of the functioning of a non-parametric, frequency-selective communication channel with intersymbol interference are analyzed, in which APSK-N-signal for data transmission is used. The stability of data transfer rate increasing in such channel using proposed approach based on the «transparency windows» utilizing is studied. In this study the equally probable law of symbol values in modulating sequence was used. The stability «transparency windows» in the presence of a destabilizing factor as a frequency detuning is estimated. In addition, the influence on the stability of the «transparency window» of measurement errors of the envelope and phase produced by the receiver has been evaluated. Based on the study, recommendations were made to improve the speed in such communication channels.

*Keywords:* ISI, PSK-N-signals, increase information transfer rate.

**Неганов, В.А.**

**Электродинамика и распространение радиоволн:** учебник / В.А. Неганов [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – Изд. 4-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с.



**ISBN 978-5-88070-154-4**

УДК 537.87(075.3)  
ББК 22.3  
Н 41

Книга написана активно работающими в области электродинамики учеными. Излагаются теория электромагнитного поля с акцентом на радиотехническую электродинамику и анализ волновых процессов; рассматриваются отражение и преломление волн, излучение и дифракция; описываются основные закономерности распространения электромагнитных волн в различных безграничных средах (изотропных, анизотропных, диспергирующих, неоднородных), в направляющих и резонансных структурах, в природных условиях. Обсуждаются методы математического моделирования в электродинамике, опирающегося на применение ЭВМ.

Отличительной особенностью книги является обсуждение современных проблем электродинамики: расчет электромагнитных волн в ближних зонах излучающих структур (самосогласованный метод расчета), комплексных волн в волноведущих структурах и др.

*Предназначается для студентов радиотехнических и радиофизических специальностей вузов, а также инженеров-радиотехников и радиофизиков.*