

Об одной возможности увеличения скорости передачи при наличии дестабилизирующих факторов в системах связи, использующих взаимную интерференцию символов

И.М. Лернер, Г.И. Ильин

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

В работе рассматривается возможность за счет использования «окон прозрачности» увеличения скорости передачи информации в радиотехнических системах передачи информации, использующих многопозиционные фазоманипулированные сигналы с n дискретными состояниями, которые функционируют при межсимвольных искажениях, вызванных со стороны линейных избирательных систем радиотракта. Произведена оценка стабильности «окон прозрачности» при наличии дестабилизирующих факторов (расстройки по частоте и погрешностей измерения фазы). Представлены рекомендации по использованию «окон прозрачности».

Ключевые слова: МСИ, ФМн- n -сигналы, увеличение скорости передачи информации.

Введение

Одной из важнейших проблем в течение всей истории радиосвязи была и остается задача поиска путей предельно возможного сокращения полосы частот, используемой для передачи информационного сигнала, при которой обеспечивается необходимая скорость и верность передачи информации.

На данный момент в реальных системах связи эффективность передачи информации повышают за счет использования многопозиционных сигналов, использования помехоустойчивого кодирования и сокращения защитных частотных интервалов. При этом передача всегда ведется независимыми (не интерферирующими символами). Требование отсутствия интерференции символов ограничивает выбор длительности тактового интервала следования символов (длительность канального символа).

Однако в связи с ежегодным возрастанием объема информации, который передается с помощью радиотехнических систем передачи информации (РСПИ) [1], и постоянным увеличением требований, предъявляемых к эффективному использованию частотного ресурса [2], вышеуказанный подход для построения новейших систем связи является малоэффективным [2]

В то же время, если при построении РСПИ не требовать отсутствия межсимвольной интерфе-

ренции, то можно достичь лучших результатов в данном направлении. Однако применение алгоритмов оптимальной обработки сигналов или близких к ним подходов в приемниках, работающих в режиме реального времени, становится нецелесообразным уже при небольшом числе интерферирующих символов [2; 3]

Применение субоптимальных алгоритмов, суть которых заключается в преобразовании канала с памятью в канал без памяти за счет широко используемых подходов (нуль форсирующего фильтра, эквалайзера, реализующего минимальную среднеквадратичную ошибку, или эквалайзера с обратной связью) с последующей оптимальной обработкой получаемых сигналов в отсутствие межсимвольной интерференции (МСИ), также имеет ряд существенных недостатков [2; 3]. К ним можно отнести [3]: 1) большой проигрыш по помехоустойчивости по сравнению с оптимальными методами приема; 2) зависимость помехоустойчивости от формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала связи, особенно при ее изменении по амплитуде в широких пределах и наличии у нее спектральных нулей. Последнее из перечисленного выше наиболее остро стоит при применении субоптимальных алгоритмов в радиоканалах.

В качестве альтернативного подхода, позволяющего создавать новейшие РСПИ, которые

функционируют в условиях МСИ, возникающих в линейных избирательных системах (ЛИС) радиотракта, при отсутствии их компенсации, является соответствующий выбор длительности канального символа, осуществляемый с учетом разрешающего времени ЛИС [1; 4].

На возможность применения такого подхода для повышения спектральной эффективности РСПИ, использующих многопозиционные фазоманипулированные сигналы с n дискретными состояниями (ФМн- n -сигналы), было указано в работе [5]. Как следует из работы [5] повышение эффективности системы возможно за счет использования временных диапазонов длительностей символов («окон прозрачности»), при которых вероятность ошибки на символ, вызванная МСИ, равна нулю.

Однако использование данного подхода требует его всестороннего исследования с практической точки зрения, то есть проведения анализа с учетом дестабилизирующих факторов. В данной работе такими факторами были выбраны: расстройка по частоте, которая достаточно сильно влияет на процессы установления фазы на выходе ЛИС [6; 7], и погрешность, вносимая реальным фазовым детектором.

1. Постановка задачи

Анализ характеристик «окон прозрачности» при наличии рассматриваемых дестабилизирующих факторов будем производить с помощью оценки вероятности ошибки на символ, вызванной МСИ в ЛИС. А в качестве целевого параметра проводимого анализа будет: определение требований по точности воспроизведения фазы ФМн- n -сигнала со стороны приемника и по стабильности, которая будет предъявляться к системам частотной синхронизации РСПИ.

Для выявления влияния именно МСИ в ЛИС на стабильность «окон прозрачности» при выше указанных факторах нестабильности, полагаем, что шумы в канале связи отсутствуют. При этом канал связи состоит из: передатчика, ЛИС, приемника и решающего устройства (РУ).

В качестве приемника будем использовать фазовый детектор (измеритель фазы), который вносит погрешность $\sigma(t)$ в измерение медленно меняющейся фазы на выходе ЛИС. Сама погрешность распределена по равномерному закону, плотность которого задается выражением

$$f(\sigma(t)) = \frac{1}{b-a}, \quad (1)$$

где $b = -a = \varepsilon_{\phi\partial}$, $\varepsilon_{\phi\partial}$ – предельная ошибка измерения фазы. Передатчик и РУ не вносят МСИ и дополнительных погрешностей относительно тех, которые вызваны ЛИС и приемником.

Ограничимся тем, что в качестве ЛИС будем рассматривать только совокупность одностипных настроенных полосовых фильтров, которые обладают следующими свойствами: $\omega_0 / 2\Delta\Omega_0 \geq 15$, где $2\Delta\Omega_0$ – результирующая полоса пропускания, а ω_0 – среднее арифметическая частота (резонансная частота) ЛИС; результирующая амплитудно и фазочастотная характеристики ЛИС обладают четной и нечетной симметрией относительно ω_0 , соответственно.

Каждый символ первичного сигнала (символ передаваемой информационной последовательности), который поступает на вход передатчика, принимает равновероятно одно из n значений фаз сигнального созвездия

$$\psi_k = (k + 0,5 \operatorname{sign}(\|0,5n\| - 0,5n - 0,25) - \|0,5n\|) \Delta\varphi_{uu}. \quad (2)$$

Здесь $k = \overline{1, n}$; $\| \cdot \|$ – операция округления к ближайшему целому; $\operatorname{sign}(\cdot)$ – функция знака; $\Delta\varphi_{uu} = 2\pi / n$ – шаг между соседними значениями фаз сигнального созвездия; начальный фазовый сдвиг сигнального созвездия $\varphi_{сз} = \pi / n$.

Выбор данного значения начального фазового сдвига сигнального созвездия обусловлен отсутствием постоянной ошибки при приеме и обработке сигналов в рассматриваемых РСПИ, функционирующих при МСИ в линейном радиотракте [1; 4].

С момента времени $t = 0$ формируемый передатчиком ФМн- n -сигнал можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} \dot{s}_{ax}(t) &= \sum_{r=1}^l [1(t - (r-1)\tau_c) - 1(t - r\tau_c)] \times \\ &\times \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t + 2\theta_r + \vartheta_r - \varphi_0)) = \\ &= \sum_{r=1}^l [1(t - (r-1)\tau_c) - 1(t - r\tau_c)] \times \\ &\times \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t + \psi((r-1)\tau_c) - \varphi_0)). \end{aligned} \quad (3)$$

где $l \in \mathbb{N}^*$ – число символов в информационной последовательности, передаваемой ФМн- n -сигналом; τ_c – длительность символа информационной последовательности, равная длительности радиоимпульса ФМн- n -сигнала; $1(t)$ – функция Хэвисайда; $\omega_0 + \Delta\omega$ – несущая частота ФМн- n -сигнала, где $\Delta\omega$ – расстройка

по частоте относительно ω_0 ; φ_0 – результирующий постоянный фазовый сдвиг на частоте $\omega_0 + \Delta\omega$, вносимый ЛИС; $\vartheta_r = \sum_{q=1}^{r-1} 2\theta_q + \varphi_{сз}$; $2\theta_r = \psi((r-1)\tau_c) - \psi((r-2)\tau_c)$ – скачок фазы, вызванный передачей r -ого радиопульса (r -ого символа информационной последовательности), где $\psi((r-1)\tau_c) = 2\theta_r + \vartheta_r$ и $\psi((r-2)\tau_c) = 2\theta_{r-1} + \vartheta_{r-1}$ – начальные фазы r -ого и $(r-1)$ -го радиопульсов ФМн- n -сигнала. При $r=1$ начальная фаза составляет $\psi((r-2)\tau_c) = \varphi_{сз}$, поскольку считаем, что ЛИС до момента времени $t=0$ находятся в стационарном состоянии, а передатчик формирует гармоническое колебание $\exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_{сз} - \varphi_0))$.

В этом случае на выходе ЛИС ФМн- n -сигнал с момента времени $t=0$ на основании результатов работы [5] можно представить следующим образом

$$\begin{aligned} \dot{s}_{вых}(t) &= \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \dot{Z}(t) \times \\ &\times \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t - \varphi_0)) = \dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \times \\ &\times \exp(j((\omega_0 + \Delta\omega)t - \varphi_0)) \left(\exp(j(\xi_1 - \theta_1)) + \right. \\ &\left. + \sum_{r=1}^l \lambda_r [\exp(j(\xi_r + \theta_r)) - \exp(j(\xi_r - \theta_r))] \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\dot{Z}(t)$ – комплексная огибающая ФМн- n -сигнала на выходе ЛИС; $\lambda_r = 1(t - (r-1)\tau_c) \dot{B}_0(t - (r-1)\tau_c, \Delta\omega)$; $\dot{B}_0(t, \Delta\omega)$ – функция установления [8]; $\dot{k}_0(j(\omega_0 + \Delta\omega)) = k(j(\omega_0 + \Delta\omega)) \times \exp(j\varphi_0)$ – результирующий комплексный коэффициент передачи ЛИС на частоте $\omega_0 + \Delta\omega$;

$$\xi_r = \sum_{q=1}^{r-1} 2\theta_q + \theta_r + \varphi_{сз}. \quad (5)$$

Медленно меняющаяся фаза ФМн- n -сигнала на выходе ЛИС, которая подвергается измерению с помощью фазового детектора, определяется на основании выражения (4), как

$$\begin{aligned} \psi_{usz}(t) &= \arg \dot{Z}(t) = \arg \left(\exp(j(\xi_1 - \theta_1)) + \right. \\ &\left. + \sum_{r=1}^l \lambda_r [\exp(j(\xi_r + \theta_r)) - \exp(j(\xi_r - \theta_r))] \right). \end{aligned} \quad (6)$$

А на выходе фазового детектора с учетом выражения (6) она будет определяться как

$$\psi_{фд}(t) = \psi_{usz}(t) + \sigma(t). \quad (7)$$

Восстановление символов первичного сигнала производится РУ в соответствии с правилом

$$\psi_{вос}(r\tau_c) = \psi_k|_{k=r}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} k' \in \overline{1, n} : f(k', r) &= \min_{k \in \overline{1, n}} |\psi_{фд}(r\tau_c) - \psi_k| \leq \\ &\leq \alpha_{дон} + \varepsilon_{фд} < 0,5\Delta\varphi_{us}, \end{aligned}$$

выполнение данного соотношения гарантирует то, что принимаемое решение РУ по восстановлению первичного сигнала будет единственным. Допустимая погрешность установления по фазе на выходе ЛИС $\alpha_{дон}$ задает предельное значение, на которое может отличаться измеряемое значение медленно меняющейся фазы радиопульса ФМн- n -сигнала на выходе ЛИС относительного значения начальной фазы того же радиопульса, действующего на их входе. Вышеуказанное может быть представлено следующим выражением

$$\alpha_{дон} \geq |\psi_{usz}(r\tau_c) - \psi((r-1)\tau_c)|. \quad (9)$$

Допустимая погрешность установления по фазе на выходе ЛИС $\alpha_{дон}$ также связана с приведенной допустимой погрешностью α_0 соотношением $\alpha_0 = \alpha_{дон} / \Delta\varphi_{us}$. Параметр $\varepsilon_{фд}$ также связан со своей приведенной величиной $\varepsilon_0 = \varepsilon_{фд} / \Delta\varphi_{us}$.

Анализ стабильности временных характеристик «окон прозрачности» при наличии дестабилизирующих факторов будем производить для наиболее типичных АЧХ фильтров линейного радиотракта. Для этого в качестве ЛИС будем использовать следующие фильтры с одинаковыми результирующими полосами пропускания:

1. **Однокаскадный полосовой фильтр на связанных контурах.** Функция установления для однокаскадного фильтра имеет вид [8]:

$$\begin{aligned} \dot{B}_0(x, \rho) &= 1 - \exp(-(1 + j\rho)x) \times \\ &\times \left(\cos \beta x + \frac{1 + j\rho}{\beta} \sin \beta x \right). \end{aligned} \quad (10)$$

Здесь и далее $x = \Delta\Omega t = \frac{\Delta\Omega_0}{\alpha_\Delta} t$ – безразмерное

время; $\rho = \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega} = \alpha_\Delta \frac{\Delta\omega}{\Delta\Omega_0} = \alpha_\Delta \rho_0$ – безразмерная расстройка, где ρ_0 – результирующая безразмерная расстройка; β – степень связи между контурами. Для однокаскадного фильтра при критической степени связи между контурами $\beta_{кр} = 1$ параметр $\alpha_\Delta = 1,414$, а при степени связи больше критической $\beta = 2,41$ параметр $\alpha_\Delta = 3,11$ [8].

2. **Полосовой трехконтурный фильтр** [8, с. 162] с двумя связанными контурами при параметре $\gamma = 2$. Данное условие интересно тем, что обе-

спечивает расположение всех трех горбов АЧХ фильтра на одном уровне [8]. Функция установления такого фильтра имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{B}_0(x, \rho) = & 1 - \left[\frac{(1+j\rho)^2 + \beta^2}{1+\beta^2} \times \right. \\ & \times \exp(-(2+j\rho)x) + \frac{2+j\rho}{1+\beta^2} \exp(-(1+j\rho)x) \times \\ & \left. \times \left(-j\rho \cos \beta x + \left(\beta + \frac{1+j\rho}{\beta} \right) \sin \beta x \right) \right]. \end{aligned} \quad (11)$$

Для этого фильтра при указанных выше параметрах для критической степени связи между двумя контурами $\beta_{кр} = \sqrt{3}$ параметр $\alpha_\Delta = 2$, а для степени связи больше критического значения $\beta_{кр} = 6$ параметр $\alpha_\Delta = 6,64$.

2. Решение поставленной задачи и выводы

В силу справедливости принципа транспозиций для ЛИС и результатов работ [1; 5] можно сформулировать следующие утверждения:

1. Процесс установления фазы ФМн- n -сигнала на выходе ЛИС, вызванный случайной природой появления значений начальных фаз в передаваемой информационной последовательности, является статистически стационарным, начиная с определенного момента времени, который четко фиксируется в процессе приема входного воздействия. В этом случае эффективная память ЛИС составляет 4 символа.

2. «Окна прозрачности» наблюдаются только тогда, когда выходной процесс установления фазы является статистически стационарным.

3. Передача первых четырех символов не вносит ограничения на временные характеристики «окон прозрачности».

Таким образом, анализ характеристик «окон прозрачности» при наличии дестабилизирующих факторов производится с помощью численного решения уравнения, получаемого на основании использования выражения для вероятности ошибки на символ, представленного в работе [5]. При этом уравнение будет иметь вид:

$$\begin{aligned} 1 - \left[\sum_{m=1}^g 1(\alpha_{доп} - |\Psi_{узм}(v\tau_c, m) - \right. \\ \left. - \Psi((v-1)\tau_c, m)|) \right] / g = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\Psi_{узм}(v\tau_c, m)$ – значение медленно меняющейся фазы на выходе ЛИС в момент окончания

v -ого радиоимпульса ФМн- n -сигнала для m -ой реализации передаваемой псевдослучайной информационной последовательности символов; $\Psi((v-1)\tau_c, m)$ – значение начальной фазы v -ого радиоимпульса ФМн- n -сигнала на входе ЛИС для m -ой реализации передаваемой псевдослучайной информационной последовательности символов; g – количество реализаций передаваемой псевдослучайной информационной последовательности.

Получаемое для анализа характеристик областей «окон прозрачности» решение уравнения (12), будет представлять собой в общем случае набор временных интервалов $[\tau_{c_{nf}}, \tau_{c_{kf}}]$, где $\tau_{c_{nf}}$ и $\tau_{c_{kf}}$ – время длительности символа, при котором начинается и заканчивается f -ое «окно прозрачности», соответственно. Следует отметить, что из рассмотрения мы исключаем промежутки, когда $\tau_{c_{kf}} \rightarrow \infty$.

Для определения требований к точности воспроизведения медленно меняющейся фазы на выходе ЛИС с помощью фазового детектора допустимая погрешность будет изменяться в диапазоне $\alpha_{доп} \in (0, 05\Delta\varphi_{ш}; 0, 5\Delta\varphi_{ш})$ от большего к меньшему значению, до того момента пока уравнение (12) будет иметь решение в диапазоне расстроек и длительностей символов.

Кроме этого мы дополнительно определим граничное время $\tau_{c_{gp}}$, начиная с которого решение уравнения (12) будет выполняться для всех длительностей символа.

Исходные параметры, используемые при решении поставленной задачи были выбраны следующими: $g = 5 \times 10^4$; число дискретных состояний составляло $n = 4, 8, 16, 32, 64, 128$; введенная допустимая погрешность изменялась с шагом 0,02; номер символа используемого для оценки характеристик окон прозрачности $v = 9$; шаг изменения безразмерной результирующей расстройки по частоте составлял $|\Delta\rho_0| = 0, 01$, а диапазон изменения результирующей безразмерной расстройки удовлетворял условию $\rho_0 \in [-1; 1]$.

Результаты численного моделирования представлены на рис. 1–10. Области, заключенные внутри замкнутых криволинейных фигур на представленных диаграммах, являются областью решения уравнения (12) для окон прозрачности. При этом необходимо отметить ряд особенностей, которые не представлены на указанных рисунках: 1) отсутствует диаграмма ФМн-32-сигнала для трех контурного фильтра при

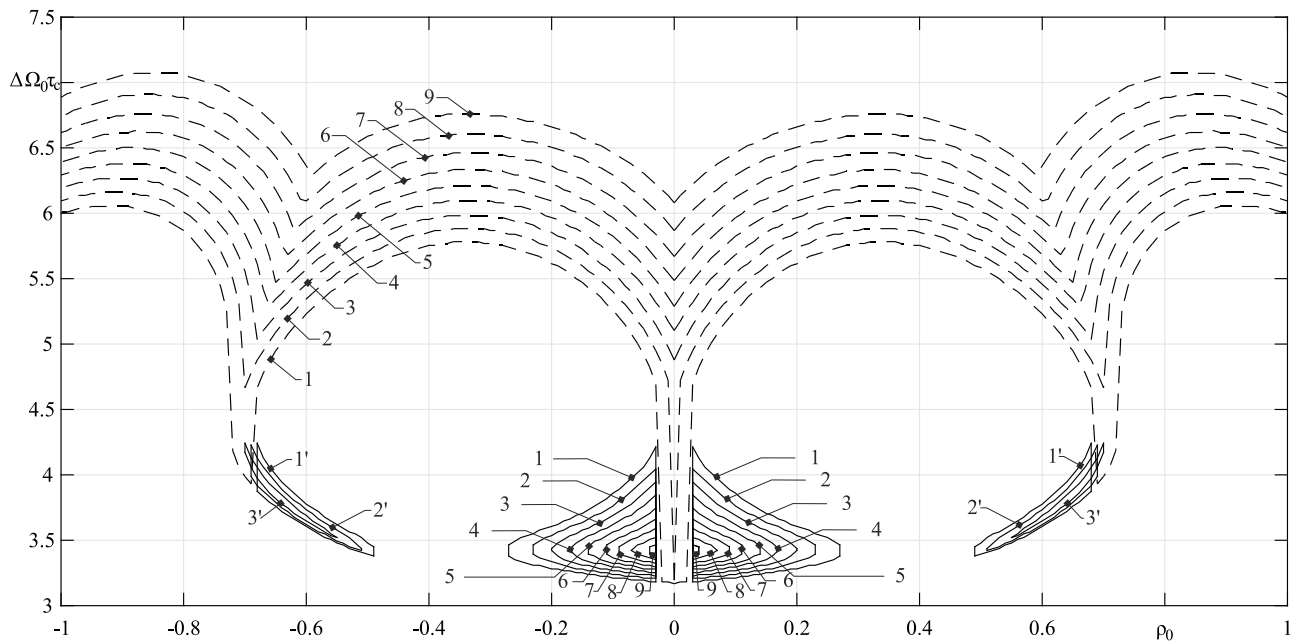


Рис. 1. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для однокаскадного фильтра на связанных контурах при воздействии на него ФМн-64-сигнала. Степень связи между контурами $\beta_{кр} = 1$. Граничное время $\tau_{ср}$ (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,46 (2); 0,42 (3); 0,38 (4); 0,34 (5); 0,3 (6); 0,26 (7); 0,22 (8); 0,18 (9). Первая область «окон прозрачности» № 1 (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,46 (2); 0,42 (3); 0,38 (4); 0,34 (5); 0,3 (6); 0,26 (7); 0,22 (8); 0,18 (9). Область «окон прозрачности» № 2 (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1'); 0,48 (2'); 0,46 (3')

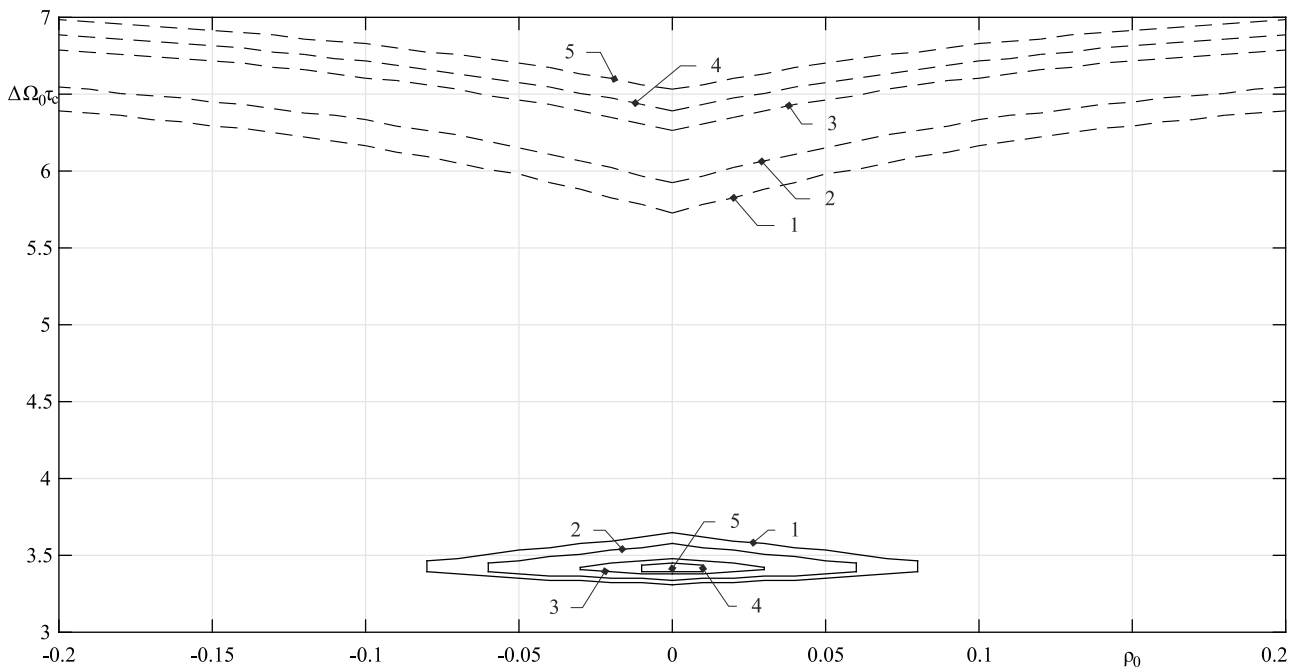


Рис. 2. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для однокаскадного фильтра на связанных контурах при воздействии на него ФМн-128-сигнала. Степень связи между контурами $\beta_{кр} = 1$. Граничное время $\tau_{ср}$ (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,3 (3); 0,26 (4); 0,22 (5). Область «окон прозрачности» (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,3 (3); 0,26 (4); 0,22 (5)

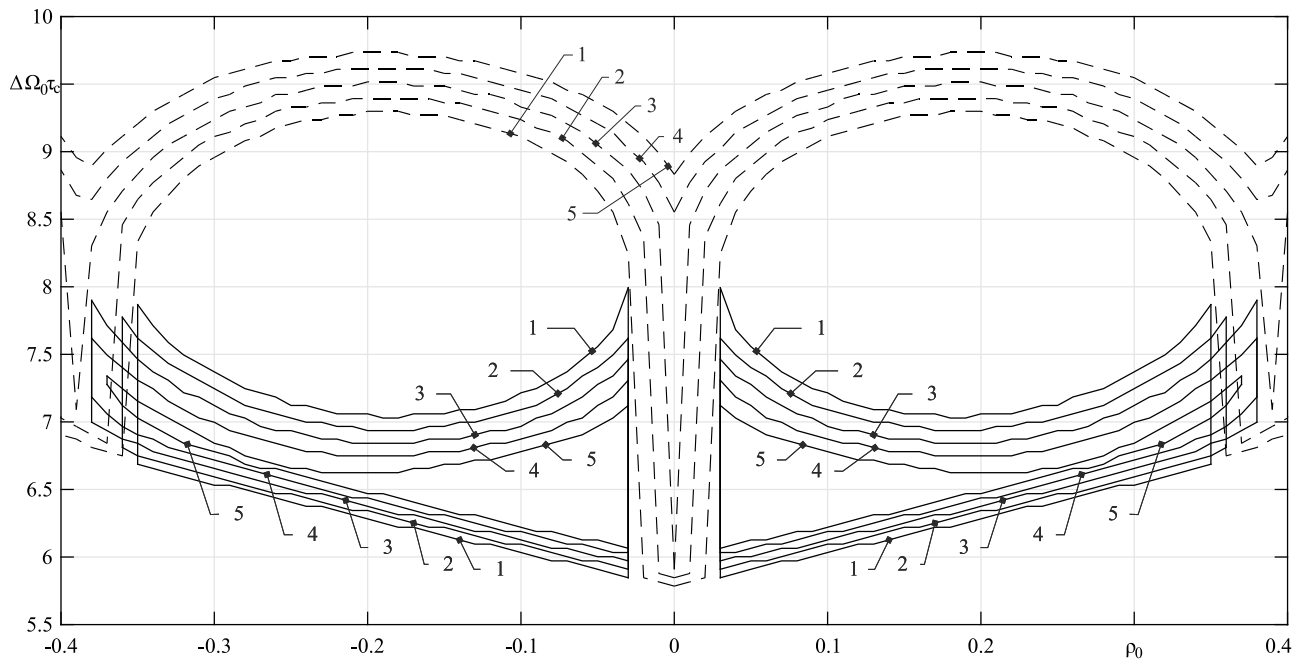


Рис. 3. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для однокаскадного фильтра на связанных контурах при воздействии на него ФМн-32-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 2,41$. Граничное время τ_{cp} (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,46 (2); 0,42 (3); 0,38 (4); 0,34 (5). Область «окон прозрачности» (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,46 (2); 0,42 (3); 0,38 (4); 0,34 (5)

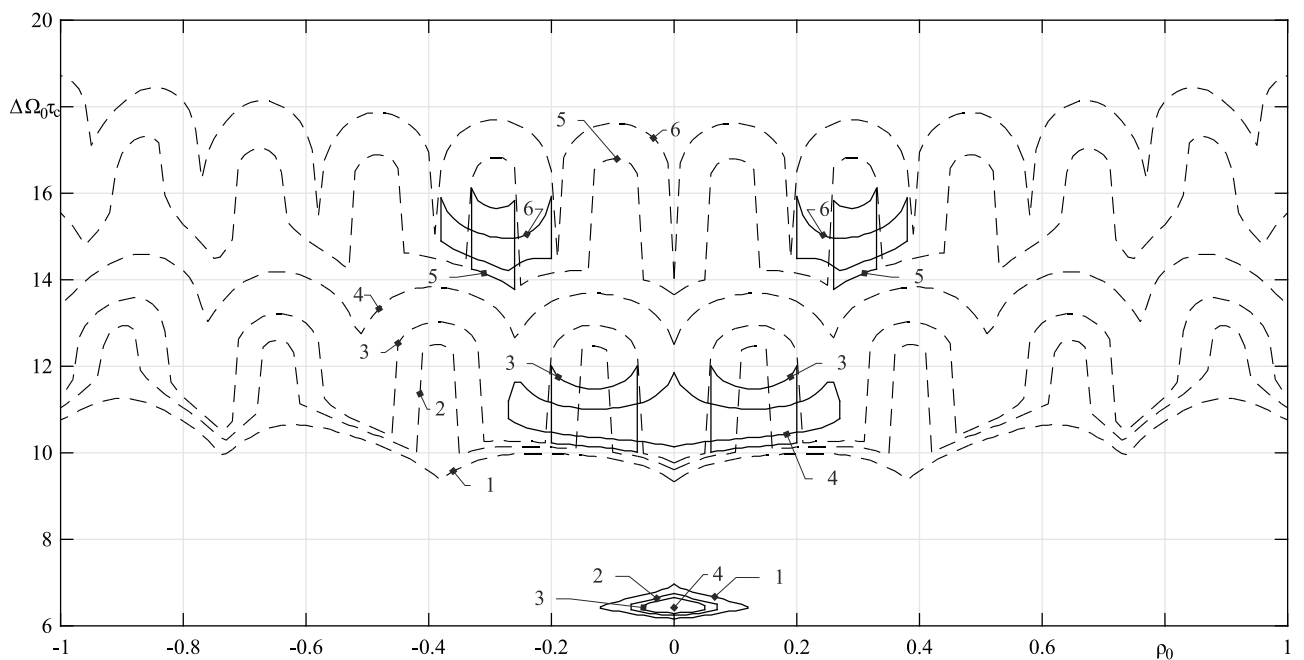


Рис. 4. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для однокаскадного фильтра на связанных контурах при воздействии на него ФМн-64-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 2,41$. Граничное время τ_{cp} (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,4 (2); 0,34 (3); 0,2 (4); 0,1 (5); 0,06 (6). Область «окон прозрачности» (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,4 (2); 0,34 (3); 0,2 (4); 0,1 (5); 0,06 (6)

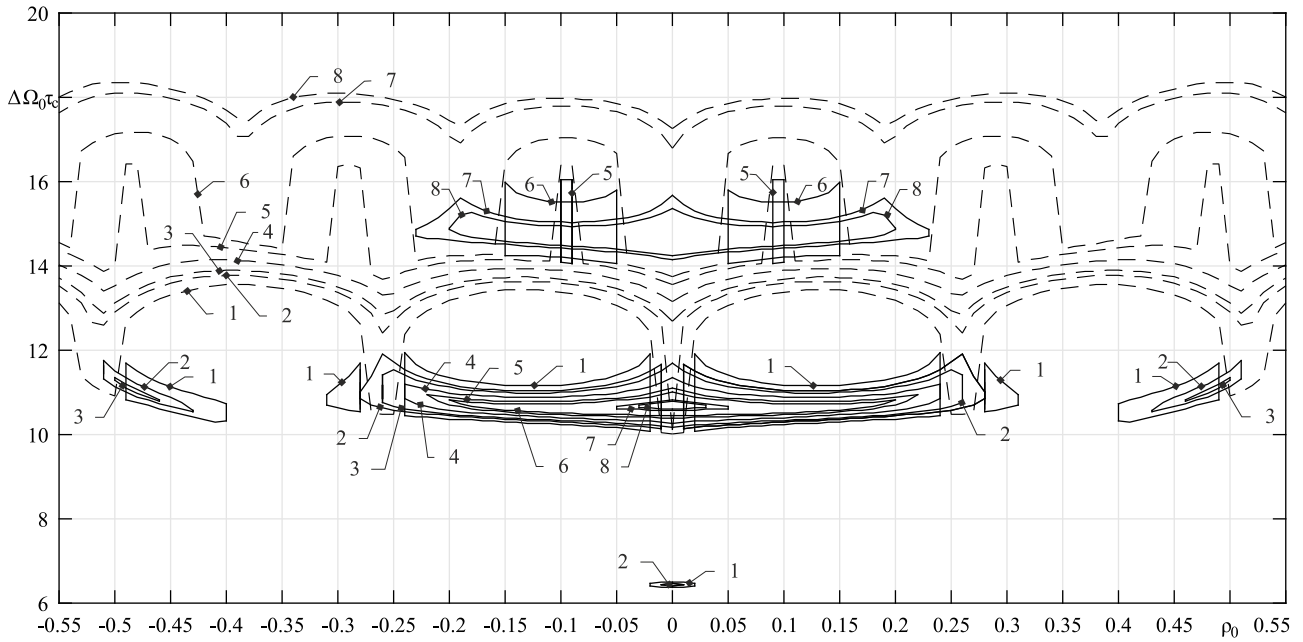


Рис. 5. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для однокаскадного фильтра на связанных контурах при воздействии на него ФМн-128-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 2,41$. Граничное время τ_{csp} (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,38 (3); 0,3 (4); 0,22 (5); 0,18 (6); 0,1 (7); 0,08 (8). Область «окон прозрачности» (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,38 (3); 0,3 (4); 0,22 (5); 0,18 (6); 0,1 (7); 0,08 (8)

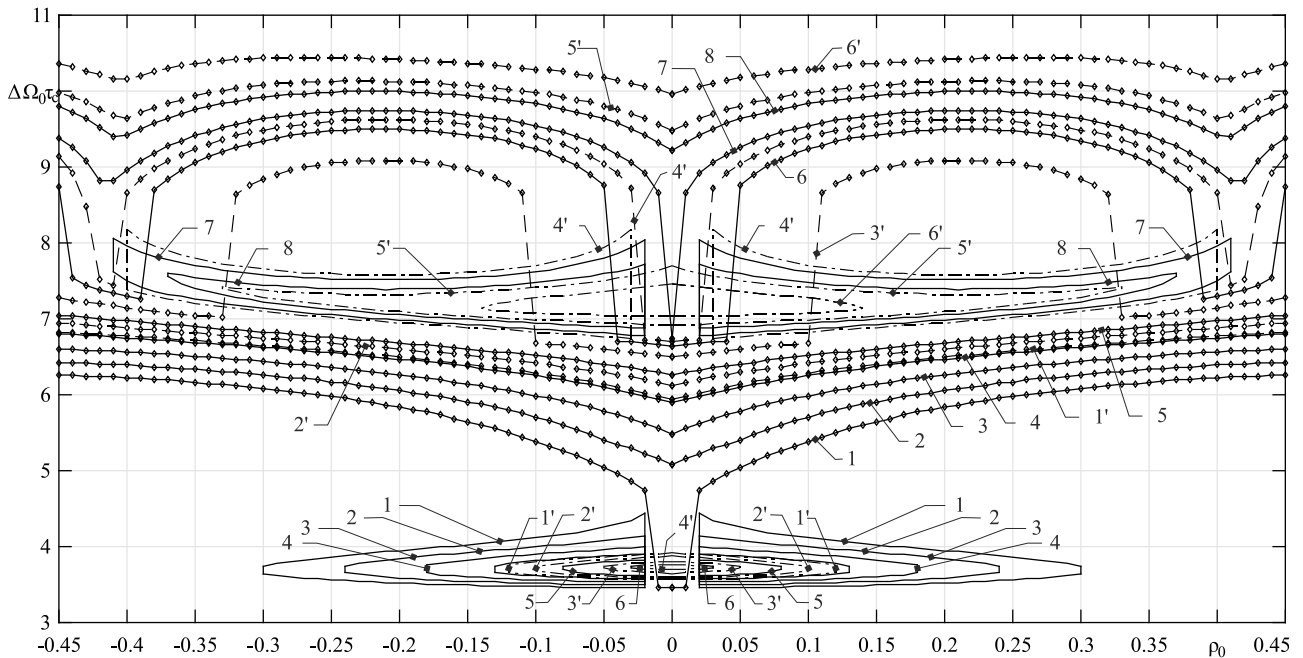


Рис. 6. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для трехконтурного фильтра при воздействии на него ФМн-32- и ФМн-64-сигнала. Степень связи между контурами $\beta_{кр} = \sqrt{3}$. Граничное время τ_{csp} для ФМн-32-сигнала (сплошная линия с маркером ромб) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,34 (3); 0,26 (4); 0,18 (5); 0,1 (6); 0,08 (7); 0,06 (8); и для ФМн-64-сигнала (штриховая линия с маркером ромб) при α_0 : 0,4999 (1'); 0,42 (2'); 0,26 (3'); 0,18 (4'); 0,1 (5'); 0,06 (6'). Область «окон прозрачности» для ФМн-32-сигнала (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,42 (2); 0,34 (3); 0,26 (4); 0,18 (5); 0,1 (6); 0,08 (7); 0,06 (8); и для ФМн-64-сигнала (штрихпунктирная линия) при α_0 : 0,4999 (1'); 0,42 (2'); 0,26 (3'); 0,18 (4'); 0,1 (5'); 0,06 (6')

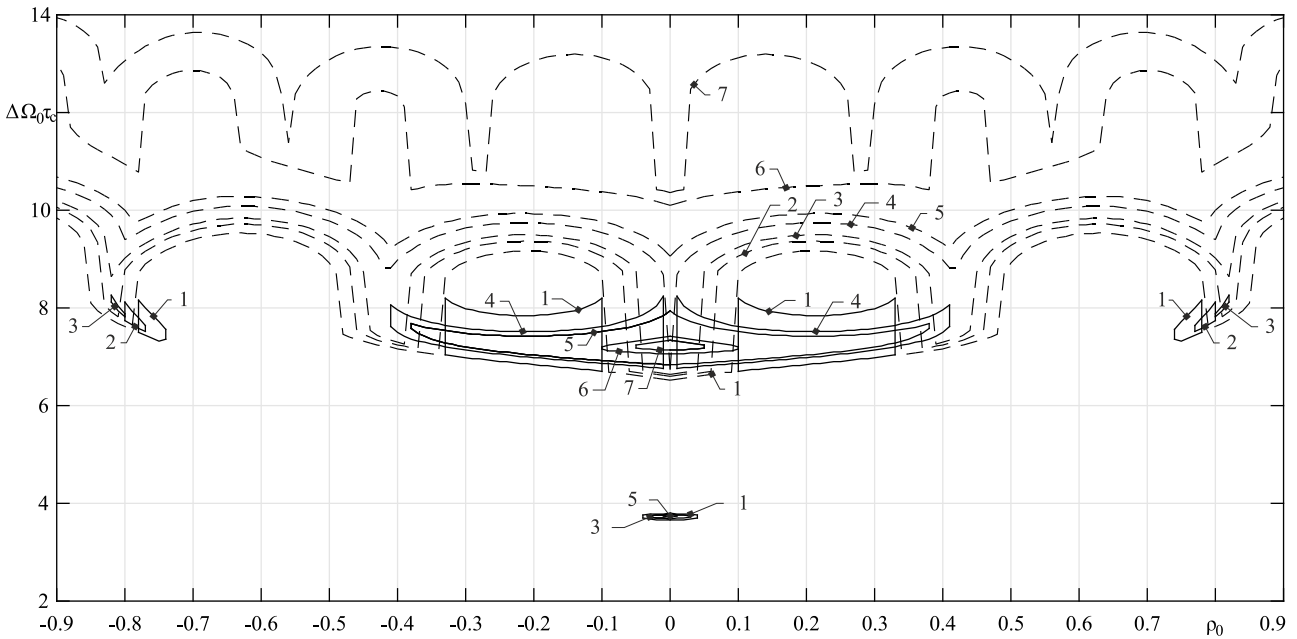


Рис. 7. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для трехконтурного фильтра при воздействии на него ФМн-128-сигнала. Степень связи между контурами $\beta_{кр} = \sqrt{3}$. Граничное время $\tau_{эр}$ (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,44 (2); 0,4 (3); 0,32 (4); 0,26 (5); 0,1 (6); 0,06 (7). Области «окон прозрачности» (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,44 (2); 0,4 (3); 0,32 (4); 0,26 (5); 0,1 (6); 0,06 (7)

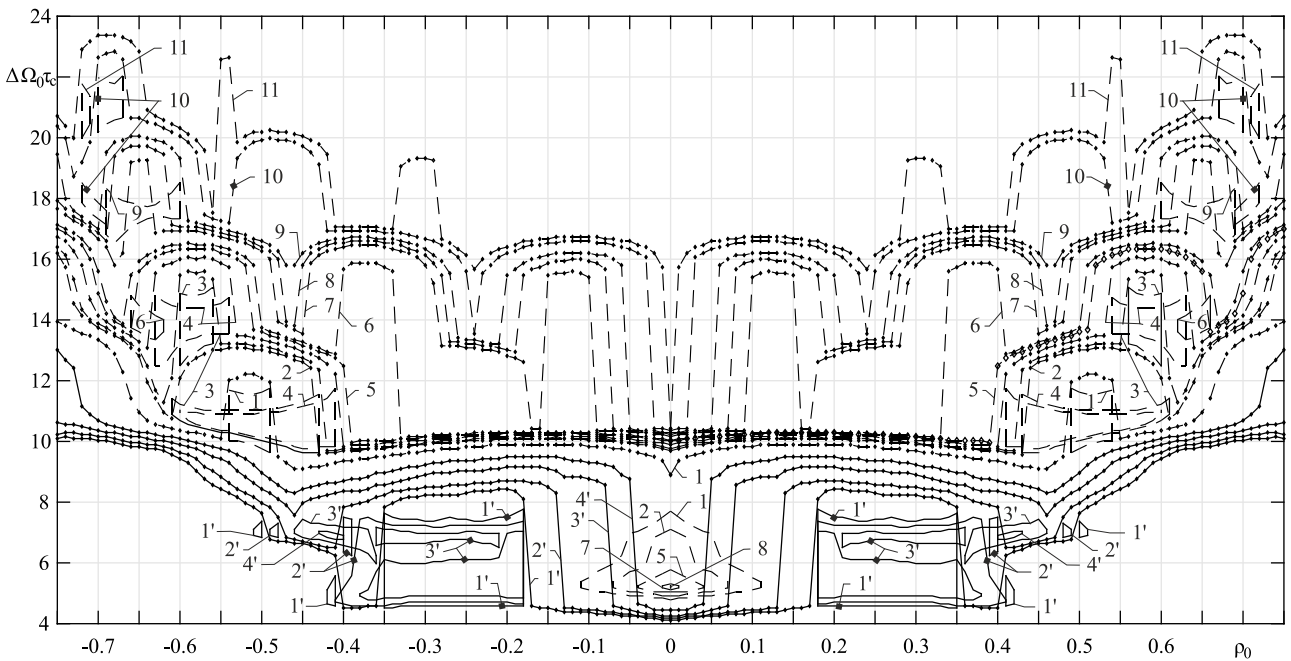


Рис. 8. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для трехконтурного фильтра при воздействии на него ФМн-8- и ФМн-16-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 6$. Граничное время $\tau_{эр}$ для ФМн-8-сигнала (сплошная линия с маркером ромб) при α_0 : 0,4999 (1'); 0,46 (2'); 0,4 (3'); 0,34 (4'); и для ФМн-16-сигнала (штриховая линия с маркером ромб) при α_0 : 0,4999 (1); 0,4 (2); 0,38 (3); 0,34 (4); 0,3 (5); 0,28 (6); 0,22 (7); 0,2 (8); 0,18 (9); 0,14 (10); 0,12 (11). Область «окон прозрачности» для ФМн-8-сигнала (сплошная линия) при α_0 : 0,4999 (1'); 0,46 (2'); 0,4 (3'); 0,34 (4'); и для ФМн-16-сигнала (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,4 (2); 0,38 (3); 0,34 (4); 0,3 (5); 0,28 (6); 0,22 (7); 0,2 (8); 0,18 (9); 0,14 (10); 0,12 (11)

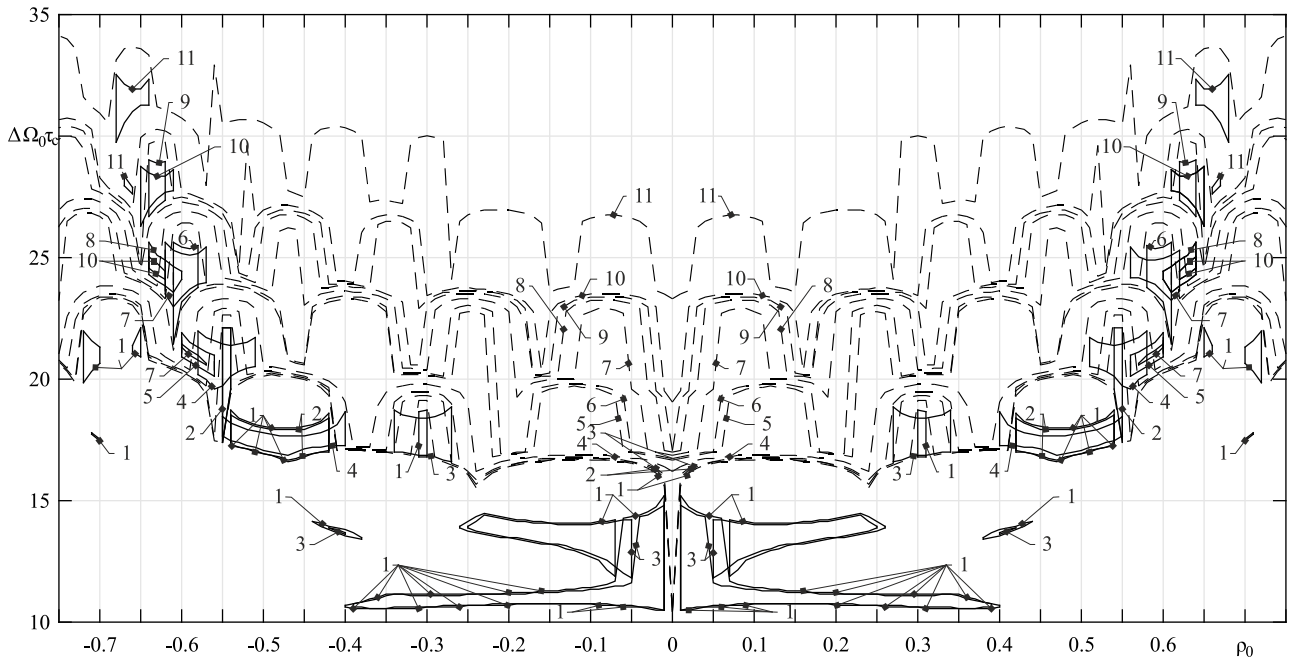


Рис. 9. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для трехконтурного фильтра при воздействии на него ФМн-64-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 6$. Граничное время $\tau_{ср}$ (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,48 (2); 0,46 (3); 0,4 (4); 0,3 (5); 0,28 (6); 0,24 (7); 0,2 (8); 0,18 (9); 0,16 (10); 0,1 (11). Области «окон прозрачности» (сплошная линия) при 0,4999 (1); 0,48 (2); 0,46 (3); 0,4 (4); 0,3 (5); 0,28 (6); 0,24 (7); 0,2 (8); 0,18 (9); 0,16 (10); 0,1 (11)

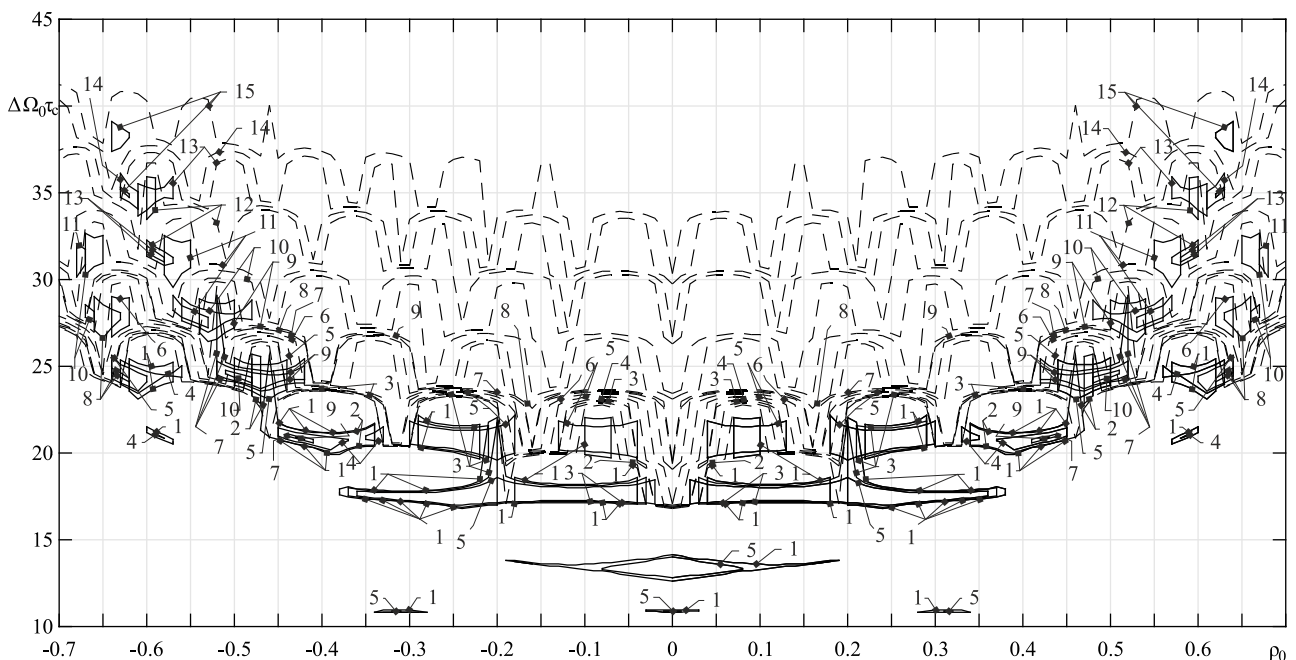


Рис. 10. Диаграмма областей «окон прозрачности» в зависимости от безразмерной результирующей расстройки по частоте для трехконтурного фильтра при воздействии на него ФМн-128-сигнала. Степень связи между контурами $\beta = 6$. Граничное время $\tau_{ср}$ (штриховая линия) при α_0 : 0,4999 (1); 0,48 (2); 0,46 (3); 0,44 (4); 0,4 (5); 0,36 (6); 0,32 (7); 0,3 (8); 0,28 (9); 0,22 (10); 0,18 (11); 0,12 (12); 0,1 (13); 0,08 (14); 0,06 (15). Области «окон прозрачности» (сплошная линия) при 0,4999 (1); 0,48 (2); 0,46 (3); 0,44 (4); 0,4 (5); 0,36 (6); 0,32 (7); 0,3 (8); 0,28 (9); 0,22 (10); 0,18 (11); 0,12 (12); 0,1 (13); 0,08 (14); 0,06 (15)

степени связи между контурами $\beta = 6$, поскольку области «окон прозрачности» присутствуют при значениях результирующей безразмерной расстройки по частоте близких к ± 1 ; 2) на рисунках отсутствуют области окон прозрачности, которые являются или точками на диаграмме или первоначально появляются на диаграмме в виде линий.

Из анализа рис. 1–10, полученных с помощью численного моделирования, можно сделать следующие выводы:

1. Получаемый выигрыш по скорости передачи информации в рассматриваемой модели РСПИ за счет использования областей «окон прозрачности», которые существуют при отсутствии расстройки по частоте или при ее малых значениях $|\rho_0| \leq 0,04$, является существенным.

2. Увеличение точности воспроизведения фазы ФМн- n -сигнала на выходе ЛИС (уменьшение значения допустимой погрешности) приводит к:

а) изменению вида зависимостей граничного времени от расстройки по частоте;

б) уменьшению протяженности (как по временной оси, так и по оси расстройки по частоте) отдельно расположенных областей «окон прозрачности», которые при $\alpha_0 = 0,5$ охватывают область временных значений, когда расстройка по частоте отсутствует.

в) трансформации областей «окон прозрачности», которые при их первоначальном проявлении на диаграмме не имеют окон при отсутствии расстройки. При этом сама трансформация соответствует одному из следующих типов: 1) слияние областей, при котором результирующая область, содержит «окна прозрачности» при отсутствии расстройки; 2) распад области на несколько изолированных областей; 3) уменьшение или увеличение размеров области.

3) Наибольшей стабильностью по форме, то есть по протяженности по диапазону длительностей символов и по диапазону расстроек по частоте, обладают те области «окон прозрачности» (стабильные области «окон прозрачности»), которые удовлетворяют любому из следующих требований: 1) имеют «окна прозрачности» при отсутствии расстройки; 2) имеют «окна прозрачности» при малой расстройке по частоте $|\rho_0| \leq 0,03$.

4. Увеличение коэффициента прямоугольности АЧХ линейных избирательных систем приводит к возрастанию количества областей «окон прозрачности», но при этом наблюдается умень-

шение глубины стабильных областей «окон прозрачности» (уменьшение предельно допустимой погрешности $\varepsilon_{фд.пред} = 0,5\Delta\varphi_{ли} - \alpha_{дон}$, вносимой со стороны измерителя фазы (фазового детектора), при котором обеспечивается корректная работа РСПИ). Это вызвано возрастанием уровня МСИ на выходе ЛИС. Поэтому для использования окон прозрачности целесообразно применять измерители фазы с параметром $\varepsilon_0 \in [0,08; 0,2]$.

Список литературы

1. 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.
2. Мордвинов А.Е. Исследование возможности повышения частотной эффективности линий связи за счет использования сигналов с взаимной интерференцией символов: дис. канд. техн. наук. МЭИ(ТУ). 150 с.
3. Proakis J.G. Digital Communications; 4th ed. N.-Y.: McGraw-Hill, 2000. 928 p.
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.
5. Лернер И.М., Камалетдинов Н.Н. К вопросу увеличения скорости передачи в фазовых радиотехнических системах передачи информации, работающих при сильных межсимвольных искажениях в линейном радиотракте // Научные технологии в космических исследованиях земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 92–104.
6. Лернер И.М., Ильин Г.И. Анализ переходного процесса, вызванного скачком амплитуды и фазы радиоимпульса на входе узкополосной линейной системы // Радиотехника и электроника. 2012. Т. 57. № 2. С. 192–206.
7. Золотарев И.Д., Миллер Я.Э. Переходные процессы в колебательных системах и цепях. М.: Радиотехника, 2010. 304 с.
8. Евтянов С.И. Переходные процессы в приемно-усилительных схемах. М.: Связьиздат, 1948. 221 с.

Possibility of increasing the data transmission rate in the presence of destabilizing factors in communication systems using symbols with mutual interference

I.M. Lerner, G.I. Ivin

The paper considers the possibility, due to the use of «transparency windows», of an increase in the information transfer rate in radio communication systems using multi-position phase-manipulated signals with n discrete states that function with intersymbol distortions caused by linear selective systems in radio path. The stability of «transparency windows» under the influence of destabilizing factors (frequency detuning and phase measurement errors) is estimated. Recommendations on the use of «transparency windows» are presented.

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

Неганов, В.А.

Современная теория и практические применения антенн: монография / В.А. Неганов, Д.П. Табаков, Г.П. Яровой; предисл. акад. Ю.В. Гуляева; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.

ISBN 978-5-88070-222-0

Неганов В.А., Табаков Д.П., Яровой Г.П.

Современная теория
и практические применения
антенн

Издательство «Радиотехника»
Москва, 2009

УДК 621.396.67
ББК 32.845

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенн. Освещены вопросы расчета и построения различных типов антенн (от вибраторных до рупорных и антенных решеток, включая фазированные). Основное внимание уделено антеннам СВЧ и расчетам их электромагнитных полей в ближней зоне, т. е. вопросам электромагнитной совместимости.

Принципиальное отличие книги от известных заключается в последовательном применении метода физической регуляризации (самосогласованного метода) к расчету электромагнитного поля антенн, позволяющего осуществлять непрерывный переход с излучающей поверхности антенны к пространству вне ее. С помощью самосогласованного метода получены новые результаты по теории антенн: установлены связь между поверхностной плотностью тока на вибраторной антенне и напряженностью электромагнитного поля, однонаправленный режим излучения для кольцевой (рамочной антенны), режимы стоячих и бегущих волн в цилиндрической спиральной антенне, входное сопротивление практически для всех типов антенн. Теоретический материал подкреплён примерами применения многолучевых антенн.

Предназначено для разработчиков антенно-фидерных устройств, аспирантов и докторантов, занимающихся вопросами проектирования антенных систем различного назначения, студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений.