

А. И. Сенин, С. В. Чернавский

**ВЛИЯНИЕ РАССОГЛАСОВАНИЯ
В ИНДЕКСЕ МОДУЛЯЦИИ
НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ
СВЯЗИ С ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ
СИГНАЛАМИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ**

Исследовано влияние рассогласования в индексах модуляции на приемной и передающей сторонах на помехоустойчивость системы связи с частотно-модулированными сигналами в случае когерентной демодуляции. Приведена методика расчета помехоустойчивости системы связи в случае рассогласования в индексах модуляции. Приведены зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума при различных значениях рассогласования в индексах модуляции.

E-mail: chernavsky_sv@list.ru

Ключевые слова: частотно-модулированный сигнал, помехоустойчивость системы связи, когерентная демодуляция, рассогласование в индексах модуляции.

При создании широкополосных систем связи можно использовать диапазон V (50...75 ГГц). Для данного диапазона разработаны простые генераторы на диодах Ганна, подходящие для генерирования частотно-модулированных сигналов методом прямой частотной модуляции. При этом для экономии частотного ресурса и достижения высокой помехоустойчивости системы связи целесообразно использовать модуляцию с непрерывной фазой [1–9]. Недостатком данного типа генераторов является их частотная нестабильность, что приводит к рассогласованию индексов модуляции генерируемого сигнала и опорного сигнала на приемной стороне. Поэтому важной задачей является исследование характеристик помехоустойчивости системы связи при рассогласовании принимаемого сигнала с ожидаемым в индексе модуляции для различных схем обработки сигнала в приемнике. Настоящая работа посвящена исследованию характеристик помехоустойчивости системы связи при рассогласовании в индексах модуляции для случая когерентного приема. При этом когерентная демодуляция осуществляется согласно алгоритму Осборна–Лунтца [5].

Частотно-модулированный сигнал с непрерывной фазой (ЧМНФ) [1–9] имеет вид

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)),$$

где E — энергия сигнала, соответствующего информационному сим-

волу длительностью T ; f_0 — несущая частота сигнала;

$$\varphi(t) = 2\pi \sum_{i=0}^n \alpha_i q(t - iT)$$

— фаза сигнала, h — индекс модуляции, α_i — информационные символы;

$$q(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ \frac{t}{2T} & \text{при } 0 \leq t \leq T, \\ \frac{1}{2} & \text{при } t > T \end{cases}$$

— функция, характеризующая закон изменения фазы.

Принимаемый сигнал имеет вид

$$u(t) = Qu_1(t) + (1 - Q)u_2(t) + n(t),$$

где Q — случайная величина, принимающая значение 1 или 0 с вероятностью 0,5; $n(t)$ — белый гауссов шум;

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi(h + \Delta h)t}{T} + \theta\right)$$

— полезный сигнал, соответствующий информационному символу 1;

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_0 t - \frac{\pi(h + \Delta h)t}{T} + \theta\right)$$

— полезный сигнал, соответствующий информационному символу 0;

$$\theta = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi (h + \Delta h) = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi h + \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi \Delta h = \theta_0 + \Delta\theta$$

— начальная фаза сигнала при приеме n -го информационного символа;

$$\theta_0 = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi h \text{ — ожидаемая начальная фаза; } \Delta\theta = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi \Delta h \text{ — до-}$$

бавка к ожидаемой начальной фазе из-за рассогласования в индексах модуляции.

В модели принимаемого сигнала рассогласование в индексе модуляции определяется постоянной величиной Δh . Это объясняется тем, что случайное изменение в индексе модуляции генератора из-за частотной нестабильности — процесс, значительно более медленный, чем передача информационных символов, поэтому на интервале передачи пакета информационных символов рассогласование в индексе модуляции можно считать постоянной величиной.

Ожидаемые сигналы можно записать так:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\pi h t}{T} + \theta_0 \right);$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left(2\pi f_0 t - \frac{\pi h t}{T} + \theta_0 \right).$$

В общем случае когерентная обработка модулированного сигнала с непрерывной фазой заключается в нахождении корреляционных интегралов на интервале нескольких информационных символов, начиная с символа, о котором выносится решение. Интегралы вычисляются для всех возможных последовательностей информационных символов на данном интервале [1–7]. Интервал интегрирования зависит от параметров модуляции [1, 6, 7]. Для получения аналитических зависимостей рассмотрим когерентную обработку, при которой корреляционный интеграл находится только на интервале одного информационного символа. Такой вид демодуляции снижает помехоустойчивость системы связи, однако значительно упрощает приемник, что является важным фактором для систем связи диапазона V, при этом спектральные характеристики сигнала остаются лучшими, чем при использовании обычной частотной модуляции. Уменьшение помехоустойчивости можно оценить по известной методике [1, 6, 7].

В рассматриваемом случае решающая статистика имеет вид

$$q = \int_0^T u(t) [s_1(t) - s_2(t)] dt.$$

Случайные величины $q|s_1$ и $q|s_2$ при передаче сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ соответственно распределены по нормальным законам $w(q|s_1)$ и $w(q|s_2)$. Математические ожидания величин $q|s_1$ и $q|s_2$ определяются по формуле

$$M\{q|s_{1,2}\} \approx E \left[\pm \cos \theta_0 \left[\frac{\sin(\pi \Delta h)}{\pi \Delta h} - \frac{\sin(\pi(2h + \Delta h))}{\pi(2h + \Delta h)} \right] + \right. \\ \left. + \sin \theta_0 \left[\left[\frac{\cos(\pi \Delta h) - 1}{\pi \Delta h} - \frac{\cos(\pi(2h + \Delta h)) - 1}{\pi(2h + \Delta h)} \right] \right] \right], \quad (1)$$

где знак “+” перед первым слагаемым в квадратной скобке соответствует $q|s_1$, а знак “–” соответствует $q|s_2$. Вывод формулы (1) приведен в Приложении к статье.

Дисперсии случайных величин $q | s_1$ и $q | s_2$ одинаковы и определяются выражением [2]

$$D \{q | s_1\} = D \{q | s_2\} = EN_0 \left(1 - \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h} \right). \quad (2)$$

Вероятность ошибки при равновероятных информационных символах [8]

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} w(q | s_1) dq + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 w(q | s_2) dq =$$

$$= 1 - \frac{1}{2} F \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \frac{M \{q | s_1\}}{\sqrt{D \{q | s_1\}}} \right) - \frac{1}{2} F \left(-\sqrt{\frac{E}{N_0}} \frac{M \{q | s_2\}}{\sqrt{D \{q | s_2\}}} \right), \quad (3)$$

где $F(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right)$, $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ — функция ошибок.

Из анализа выражений (1)–(3) следует, что рассогласование в индексах модуляции приводит к двум факторам, ухудшающим помехоустойчивость системы связи:

- рассогласованию в законе изменения фазы на интервале информационного символа, о котором необходимо вынести решение, что отражается наличием величины Δh в выражении (1),
- появлению случайной начальной фазы $\Delta \theta$ в принимаемом сигнале к началу интервала, соответствующего информационному символу, о котором необходимо вынести решение.

Предположим, что имеется рассогласование в индексах модуляции между принимаемыми и ожидаемыми сигналами Δh , однако начальная фаза в моменты времени, соответствующие началу обработки каждого информационного символа,

$$\theta = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi h = \theta_0$$

известна.

В этом случае при расчете вероятности ошибки можно использовать нормированное сигнальное расстояние [1]

$$d = \frac{\left(\frac{\sin(\pi \Delta h)}{\pi \Delta h} - \frac{\sin(\pi(2h + \Delta h))}{\pi(2h + \Delta h)} \right)}{\sqrt{1 - \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h}}}.$$

На рис. 1 приведен график зависимости нормированного сигнального расстояния d от индекса модуляции для рассматриваемого случая

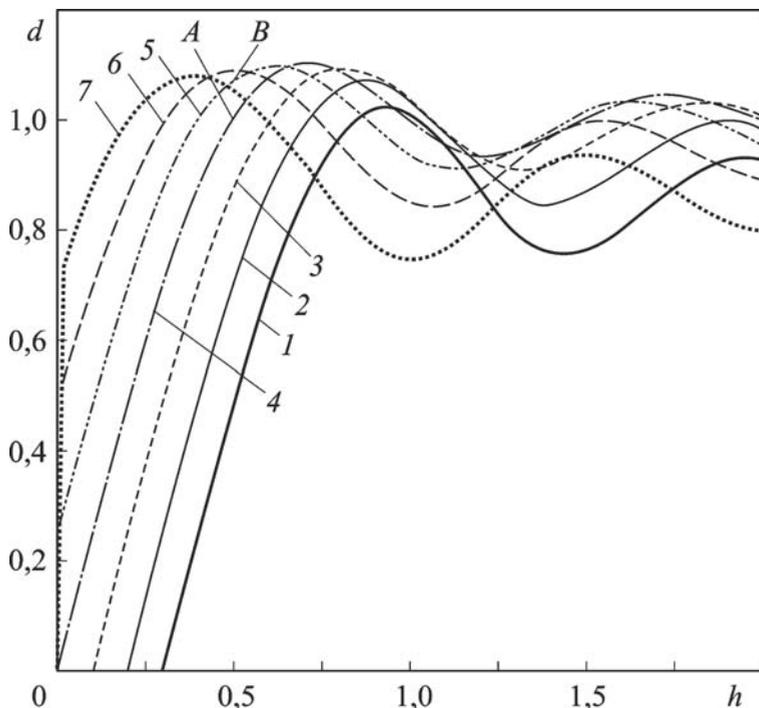


Рис. 1. Зависимость сигнального расстояния от индекса модуляции при различных рассогласованиях в индексе модуляции и известной начальной фазе для рассматриваемого случая двоичной передачи данных без сглаживания:
 1 – $\Delta h = -0,3$; 2 – $\Delta h = -0,2$; 3 – $\Delta h = -0,1$; 4 – $\Delta h = 0$; 5 – $\Delta h = 0,1$; 6 – $\Delta h = 0,2$; 7 – $\Delta h = 0,3$

двоичной передачи данных без сглаживания при рассогласованиях Δh от $-0,3$ до $0,3$ с шагом $0,1$.

Как следует из рис. 1, нормированное сигнальное расстояние d при рассогласовании в индексе модуляции и известной начальной фазе может как уменьшаться, так и увеличиваться.

Поскольку рассогласование в начальной фазе сигнала является случайной величиной и зависит от передаваемых информационных символов, для нахождения помехоустойчивости системы связи при рассогласовании в индексе модуляции вероятность ошибки необходимо усреднить по рассогласованию в начальной фазе сигнала. Такое усреднение равносильно усреднению по всем возможным последовательностям информационных символов.

Рассогласование в начальной фазе определяется так

$$\Delta\theta = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i \pi \Delta h. \quad (4)$$

Из формулы (4) следует, что рассогласование по начальной фазе является дискретной случайной величиной. Тогда усредненную по начальной фазе вероятность ошибки можно записать следующим образом:

$$P_{\text{ош}} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}, \Delta h \right) = \sum_{i=1}^{n_\theta} P_{\text{ош}} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}, \Delta h, \Delta\theta_i \right) P(\Delta\theta_i),$$

где $P_{\text{ош}} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}, \Delta h, \Delta \theta_i \right)$ – вероятность ошибки при рассогласовании в индексе модуляции для конкретного рассогласования в начальной фазе $\Delta \theta_i$, которая рассчитывается согласно выражению (4); n_θ – число возможных значений рассогласования в начальной фазе сигнала.

Для определения вероятностей $P(\Delta \theta_i)$ необходимо учесть, что закон изменения $\Delta \theta$ для конкретного вида модуляции подобен фазовому дереву [1]. Рассматривая конкретное фазовое дерево, можно определить вероятность данного рассогласования в начальной фазе сигнала как

$$P(\Delta \theta_i) = \frac{N_c}{N_a},$$

где N_c – число возможных фазовых путей, проходящих через данный узел фазового дерева; N_a – суммарное число путей в данном дереве.

Для рассматриваемого вида двоичной модуляции без сглаживания фазовое дерево для трех первых информационных символов приведено на рис. 2. Рядом с каждым узлом указано число фазовых путей, проходящих через данный узел N_a . Общее число путей в случае трех первых информационных символов $N_c = 2^3 = 8$.

Как следует из рис. 2, число возможных рассогласований в начальной фазе от ожидаемых величин и их значения зависят от номера демодулируемого символа, а также от рассогласования в индексах модуляции между принимаемым и ожидаемым сигналами. При этом число возможных рассогласований по начальной фазе возрастает с увеличением номера демодулируемого символа.

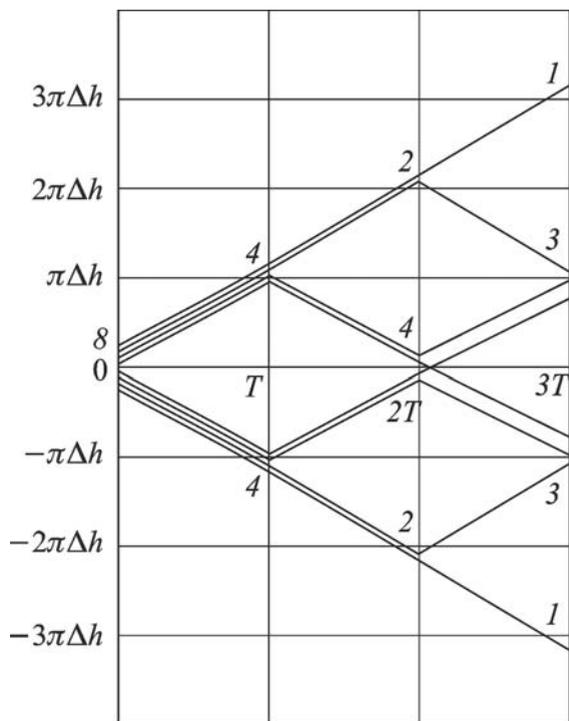


Рис. 2. Фазовое дерево для двоичной фазовой модуляции с непрерывной фазой без сглаживания

Таким образом, вероятность ошибки будет зависеть от номера демодулированного символа относительно первого символа в пакете. На рис. 3 приведены теоретические зависимости вероятности ошибки, усредненной по начальной фазе, от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума для 1-, 2-, 3-, 4- и 5-го символов от начала приема при $h = 0,5$ и $\Delta h = 0,1$. Также на рис. 3 приведена зависимость вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в случае отсутствия рассогласования в индексе модуляции. Как

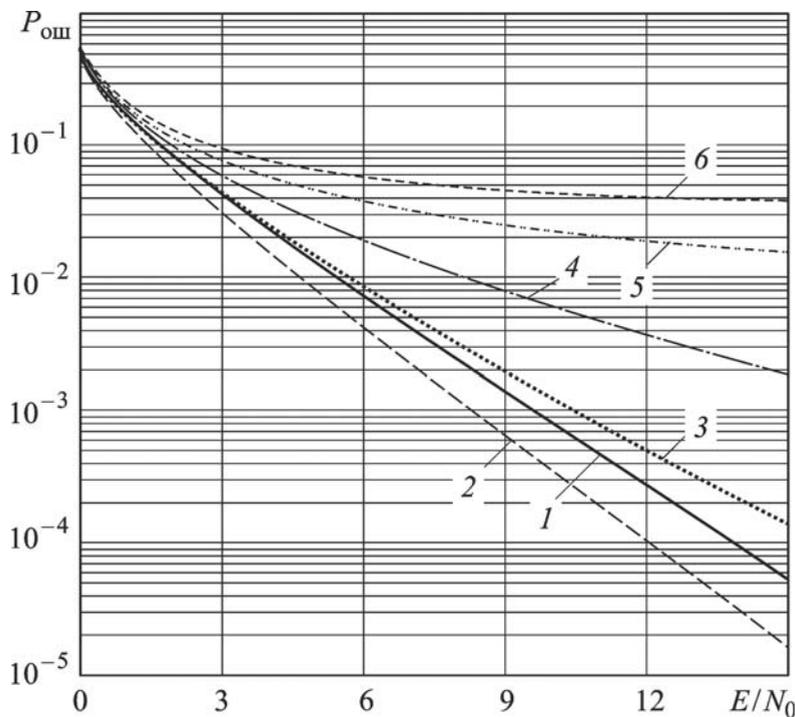


Рис. 3. Зависимости вероятности ошибки, усредненной по начальной фазе, от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в децибелах при $h = 0,5$ и $\Delta h = 0,1$ для 1-, 2-, 3-, 4- и 5-го символов: 1 — $\Delta h = 0$; 2 — 1-й символ; 3 — 2-й символ; 4 — 3-й символ; 5 — 4-й символ; 6 — 5-ый символ

видно на рисунке, при приеме первого символа помехоустойчивость системы связи лучше, чем в случае отсутствия рассогласования в индексах модуляции. Так, при вероятности ошибки 10^{-3} энергетический выигрыш в случае с рассогласованием при приеме первого символа составляет чуть больше 1 дБ. Это соответствует данным рис. 1, где случаю с рассогласованием в индексах модуляции соответствует точка *B*, а случаю без рассогласования — точка *A*. Такая ситуация возможна, поскольку для первого символа отсутствует рассогласование по начальной фазе. При приеме 2-, 3-, 4- и 5-го информационных символов помехоустойчивость системы связи хуже, чем в случае без рассогласования в индексах модуляции. При приеме второго символа энергетический проигрыш по сравнению со случаем отсутствия рассогласования небольшой — менее 1 дБ, но уже при приеме третьего символа энергетический проигрыш больше, чем 8 дБ.

Поскольку вероятность ошибки при рассогласовании в индексах модуляции повышается с номером демодулируемого информационного символа, отсчитываемого от начала пакета, интерес представляет вероятность ошибки, усредненная по длине всего принимаемого пакета:

$$P_{\text{ош}} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}, \Delta h, N \right) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} P_{\text{оши}} \left(\sqrt{\frac{E}{N_0}}, \Delta h \right).$$

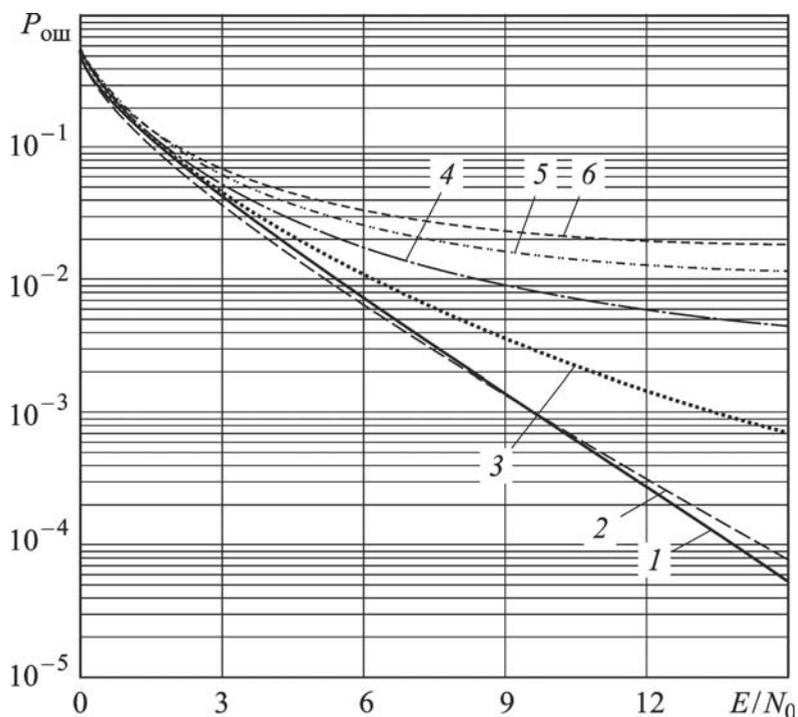


Рис. 4. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в децибелах, усредненные по длине принимаемого пакета из N информационных символов:

1 – $\Delta h = 0$; 2 – $N = 2$; 3 – $N = 3$; 4 – $N = 4$; 5 – $N = 5$; 6 – $N = 6$

Такие усредненные характеристики позволяют определить ограничения на длительность передаваемой последовательности данных при определенном рассогласовании в индексах модуляции.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума, усредненные по длине принимаемого пакета информационных символов для длин пакета 2–6 информационных символов при $h = 0,5$ и $\Delta h = 0,1$. Также на рис. 4 приведена зависимость вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности в случае отсутствия рассогласования в индексах модуляции. Как следует из рис. 4, при фиксированном рассогласовании в индексах модуляции при увеличении длины принимаемого пакета средняя вероятность ошибки возрастает. Причем снижение помехоустойчивости из-за рассогласования в индексах модуляции может быть значительным. Так, энергетический проигрыш уже при приеме двух информационных символов по сравнению со случаем отсутствия рассогласования в индексах модуляции при вероятности ошибки 10^{-3} составляет примерно 4 дБ. При приеме шести символов для отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума 9 дБ вероятность ошибки примерно равна 0,02 и практически не меняется при дальнейшем увеличении отношения энергии сигнала к спектральной мощности шума.

Описанная методика вычисления может быть применена к более общему случаю, когда для улучшения спектральных свойств сигнала

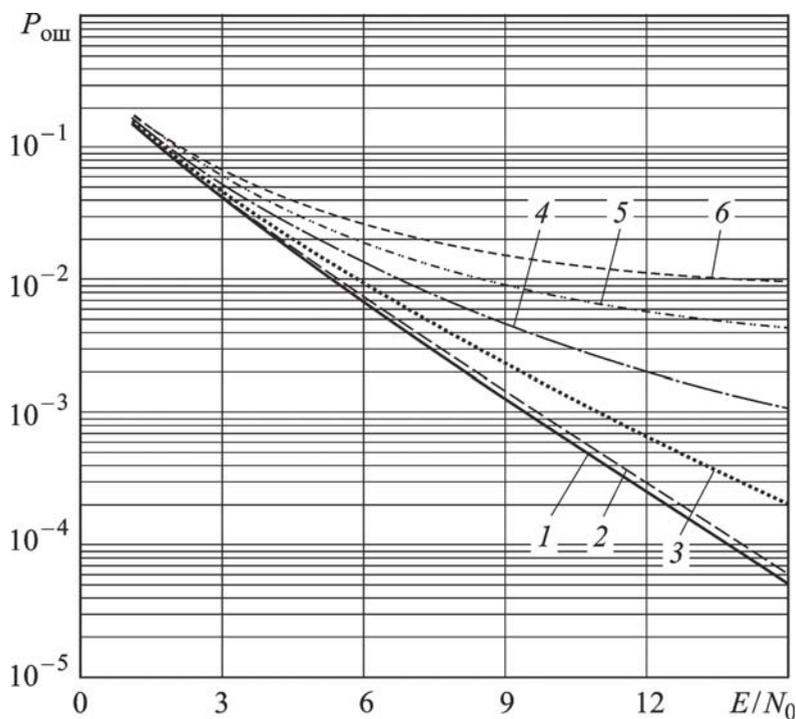


Рис. 5. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в децибелах, усредненные по длине принимаемого пакета из N информационных символов при использовании сглаживающего фильтра типа “приподнятый косинус”:

1 — $\Delta h = 0$; 2 — $N = 2$; 3 — $N = 3$; 4 — $N = 4$; 5 — $N = 5$; 6 — $N = 6$

применяются сглаживающие фильтры. В этом случае необходимо численно рассчитать условные математические ожидания и дисперсию решающей статистики. На рис. 5 приведены характеристики, аналогичные изображенным на рис. 4, для случая применения сглаживающего фильтра типа “приподнятый косинус”, при использовании которого [1]

$$q(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0; \\ \frac{t}{2T} \left(t - \frac{t}{2\pi} \sin \left(\frac{2\pi t}{T} \right) \right) & \text{при } 0 \leq t \leq T; \\ \frac{1}{2} & \text{при } t > T. \end{cases}$$

Для проверки теоретических зависимостей была разработана модель линии связи в среде имитационного моделирования Simulink. Внешний вид модели показан на рис. 6.

В состав имитационной модели входят следующие блоки: 1 — источник информации, 2 — модулятор сигнала с непрерывной фазой, 3 — блок переноса частоты, 4 — блок моделирования среды распространения сигнала, 5 — блок фазовой синхронизации, 6 — блок тактовой синхронизации, 7 — блоки корреляторов, 8 — решающее устройство, 9 — блок расчета вероятности ошибки, 10 — отображение вероятности ошибки.

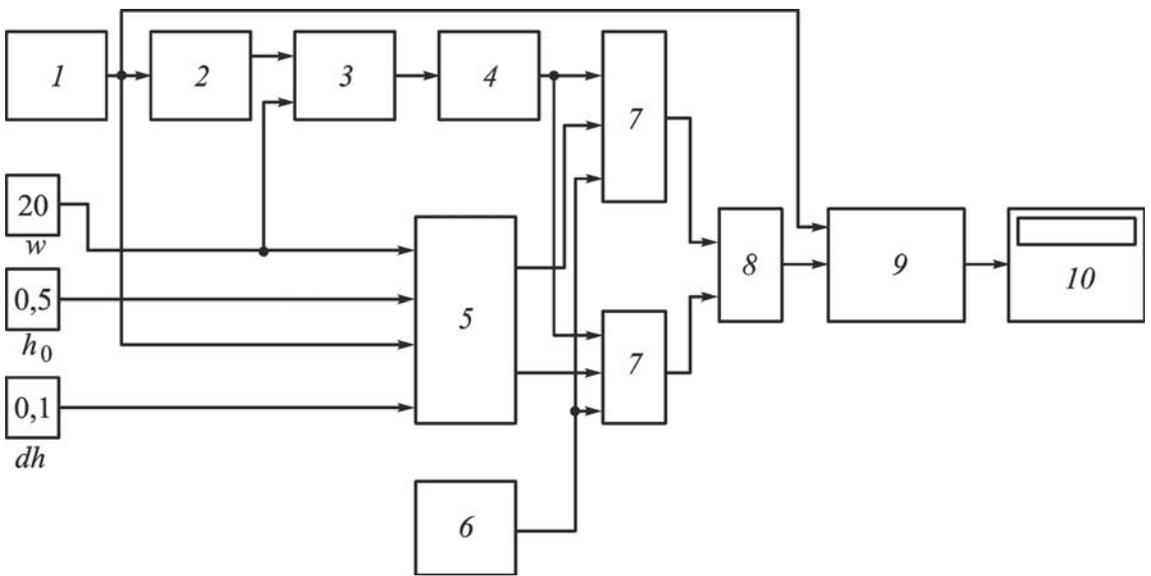


Рис. 6. Имитационная модель линии связи с модуляцией с непрерывной фазой при рассогласовании в индексах модуляции

Результаты моделирования, а также кривая, построенная по теоретическим зависимостям, приведены на рис. 7, из которого следует, что результаты моделирования подтверждают теоретические зависимости.

Таким образом, в работе приведены формулы и графические зависимости вероятности ошибки от рассогласования в индексах модуляции между принятым и опорным сигналами для простейшего случая модулированного сигнала с непрерывной фазой (двоичная передача данных без сглаживания). Указанные графические зависимости пока-

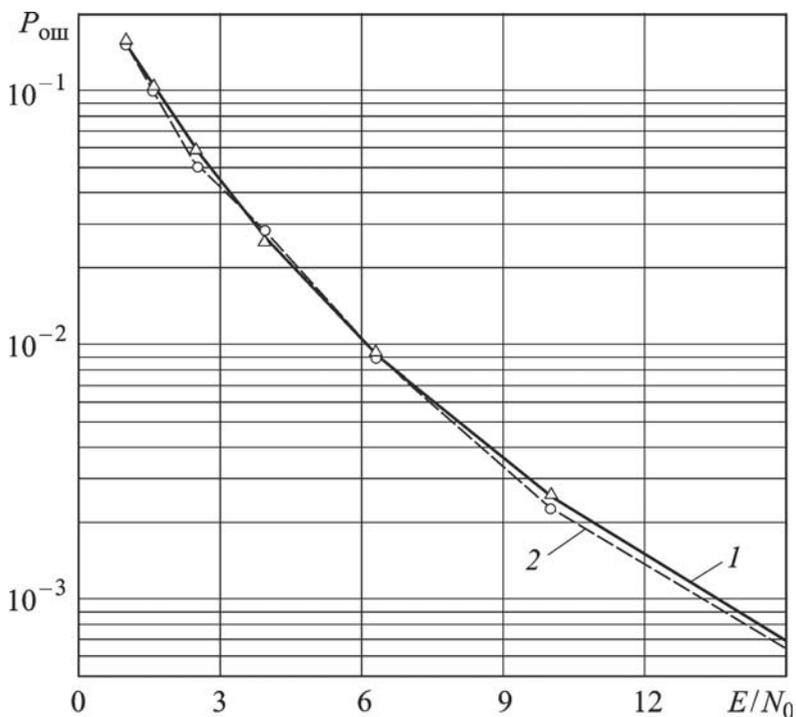


Рис. 7. Зависимости вероятности ошибки от отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума в децибелах при $h = 0,5$, $\Delta h = 0,1$, $N = 3$ для двоичной передачи данных без сглаживания:

1 — теоретическая кривая; 2 — результаты моделирования

зывают, что даже при небольших рассогласованиях в индексах модуляции помехоустойчивость системы связи при когерентной демодуляции сильно снижается. При этом помехоустойчивость зависит от длины пакета символов, демодулируемых когерентно. Как показано на рис. 4, для $h = 0,5$ и $\Delta h = 0,1$ уже при приеме пакета из шести символов нельзя получить среднюю вероятность ошибки менее чем 0,02. Приведенные формулы позволяют рассчитать ограничения на длину пакета информационных символов, которые целесообразно обрабатывать когерентно при наличии рассогласования в индексах модуляции. Приведенные зависимости можно использовать для сравнения когерентного метода приема с некогерентным в целях принятия решения о выборе целесообразного метода демодуляции при наличии рассогласования в индексах модуляции.

Приложение. Вычисление $M \{q | s_{1,2}\}$.

Общее выражение для вычисления условных математических ожиданий $M \{q | s_1\}$ и $M \{q | s_2\}$ записывается так:

$$M \{q | s_{1,2}\} = \int_0^T M \{u(t) | s_{1,2}\} [s_1(t) - s_2(t)] dt.$$

Для вычисления условного математического ожидания $M \{q | s_1\}$ это выражение перепишем следующим образом:

$$M \{q | s_1\} = \frac{2E}{T} \int_0^T \cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\pi (h + \Delta h) t}{T} + \theta_0 \right) \times \\ \times \left[\cos \left(2\pi f_0 t + \frac{\pi h t}{T} \right) - \cos \left(2\pi f_0 t - \frac{\pi h t}{T} \right) \right] dt.$$

После раскрытия скобок под интегралом и тригонометрических преобразований получаем, что

$$M \{q | s_1\} = \\ = \frac{E}{T} \int_0^T \left[\cos \left(4\pi f_0 t + \frac{\pi (2h + \Delta h) t}{T} + \theta_0 \right) + \cos \left(\frac{\pi \Delta h t}{T} + \theta_0 \right) \right] dt - \\ - \frac{E}{T} \int_0^T \left[\cos \left(4\pi f_0 t + \frac{\pi \Delta h t}{T} + \theta_0 \right) + \cos \left(\frac{\pi (2h + \Delta h) t}{T} + \theta_0 \right) \right] dt.$$

Далее пренебрегаем слагаемыми под интегралом, содержащими $4\pi f_0 t$. После интегрирования имеем

$$M \{q | s_1\} \approx \frac{E}{T} \left[\frac{T}{\pi \Delta h} \sin \left(\frac{\pi \Delta h t}{T} + \theta_0 \right) \right]_0^T - \frac{T}{\pi (2h + \Delta h)} \sin \left(\frac{\pi (2h + \Delta h) t}{T} + \theta_0 \right) \Big|_0^T.$$

Подставив пределы интегрирования, получим

$$M \{q | s_1\} \approx E \left[\frac{\sin (\pi \Delta h + \theta_0) - \sin \theta_0}{\pi \Delta h} - \frac{\sin (\pi (2h + \Delta h) + \theta_0) - \sin \theta_0}{\pi (2h + \Delta h)} \right].$$

После тригонометрических преобразований и перегруппировки слагаемых

$$M \{q | s_1\} \approx E \cos \theta_0 \left(\frac{\sin (\pi \Delta h)}{\pi \Delta h} - \frac{\sin (\pi (2h + \Delta h))}{\pi (2h + \Delta h)} \right) + E \sin \theta_0 \left(\frac{\cos (\pi \Delta h) - 1}{\pi \Delta h} - \frac{\cos (\pi (2h + \Delta h)) - 1}{\pi (2h + \Delta h)} \right).$$

Выполнив аналогичную последовательность действий, получим $M \{q | s_2\}$. Объединив результаты вычислений $M \{q | s_1\}$ и $M \{q | s_2\}$, окончательно получим

$$M \{q | s_{1,2}\} \approx E \left[\pm \cos \theta_0 \left[\frac{\sin (\pi \Delta h)}{\pi \Delta h} - \frac{\sin (\pi (2h + \Delta h))}{\pi (2h + \Delta h)} \right] + \sin \theta_0 \left[\left[\frac{\cos (\pi \Delta h) - 1}{\pi \Delta h} - \frac{\cos (\pi (2h + \Delta h)) - 1}{\pi (2h + \Delta h)} \right] \right] \right].$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Anderson J. B., Aulin T. and Sundberg C. E-W. Digital phase modulation. – New York: Plenum, 1986.
2. Акимов П. С., Сенин А. И., Соленов В. И. Сигналы и их обработка в информационных системах: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1994. – 256 с.
3. Ферр К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Прокис Д.ж. Цифровая связь: Пер. с англ./ Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.
5. Osborne W. P. and Luntz M. B. Coherent and noncoherent detection of CPFSK // IEEE Trans. Commun. COM-22, 1023-1036. – 1974.
6. Aulin T. and Sundberg C. -E. Continuous phase modulation – Part 1: Full response signaling // IEEE Trans. Commun. COM-29, 196-209. – 1981.
7. Aulin T. and Sundberg C. -E. Continuous phase modulation – Part 2: Partial response signaling // IEEE Trans. Commun. COM-29, 210-225. – 1981.

8. В а с и н В. А., К а л м ы к о в В. В., С е б е к и н Ю. Н. Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие для вузов / Под ред. И.Б. Федорова, В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия–Телеком, 2005. – 472 с.
9. В а с и н В. А., В л а с о в И. Б., Д м и т р и е в Д. Д. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / Под ред. И.Б. Федорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2011. – 868 с.

Статья поступила в редакцию 14.10.2011

Александр Иванович Сенин родился в 1940 г., окончил в 1963 г. МВТУ им. Н.Э. Баумана. Канд. техн. наук, доцент кафедры “Радиоэлектронные устройства и системы”. Автор более 150 научных работ в области радиоэлектроники.

A.I. Senin (b. 1940) graduated from the Bauman Moscow Higher Technical School in 1963. Ph. D. (Eng) assoc. professor of “Radio electronic systems” department. Author of more than 150 publications in field of radio electronics.

Сергей Владимирович Чернавский родился в 1987 г., окончил в 2010 г. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Инженер НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана, аспирант кафедры “Радиоэлектронные устройства и системы”. Автор 5 научных работ в области радиоэлектроники.

S.V. Chernavskii (b. 1987) graduated from the Bauman Moscow State Technical University in 2010. Post-graduate of “Radio Electronic Devices and Systems” department, engineer of the Research Institute for Radio Electronic Technology of the Bauman Moscow State Technical University. Author of 5 publications in the field of radio electronics.