

УДК 621.396.42

ПРИМЕНЕНИЕ ЗАЩИТНЫХ ИНТЕРВАЛОВ В ОДНОЧАСТОТНЫХ КВ МОДЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

*Маслаков М.Л., аспирант, научный сотрудник ПАО «Российский институт мощного радиостроения»,
e-mail: maslakovml@gmail.com.*

APPLICATION OF GUARD INTERVAL IN SINGLE-TONE HF DATA MODEMS

Maslakov M.L.

Application features of guard intervals in single-tone high frequency data modems is considered in this article. The influence of different types of guard intervals on the accuracy of calculation of the impulse response of the communication channel is proved and illustrated. A new method of guard intervals compensation is designed. The results of simulation of bit error rate of a single-tone HF data modem using guard interval are presented.

Key words: intersymbol interference, adaptive correction, impulse response of the channel, integral convolution type equation, ill-posed problem, guard interval, bit errorrate.

Ключевые слова: межсимвольная интерференция, адаптивная коррекция, импульсная характеристика канала, интегральное уравнение типа свертки, некорректная задача, защитный интервал, вероятность ошибки на бит.

Введение

При передаче сигналов по коротковолновому (КВ) радиоканалу возникают эффекты многолучевого распространения, связанные с переотражением излучаемой волны и ее распространением по нескольким путям, что приводит к межсимвольной интерференции (МСИ). В результате МСИ происходит наложение соседних символов друг на друга, что в конечном итоге приводит к ошибкам демодуляции.

В многочастотных КВ модемах передачи данных, использующих сигналы OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов) для борьбы с МСИ вводят защитные интервалы (ЗИ) между символами. Длительность ЗИ выбирается исходя из потенциальной длительности интервала многолучевости, и для КВ канала составляет величину порядка нескольких миллисекунд [1].

Однако в одночастотных или последовательных КВ модемах передачи данных длительность символа обычно составляет менее одной миллисекунды, поэтому введение ЗИ аналогично многочастотным модемам существенно снизит информационную скорость. В известных стандартах последовательных КВ модемов [2, 3] ЗИ не используют, а для компенсации МСИ применяют методы адаптивной коррекции сигналов, заключающейся в построении корректирующего фильтра (КФ). Для этого в передаваемый сигнал осуществляют периодические вставки тестовых сигналов, не несущих информации, а служащих лишь для расчета импульсной характеристики (ИХ) канала и определения соответствующей ИХ КФ на приемной стороне.

В статье рассматриваются особенности применения защитных интервалов в одночастотных коротковолновых модемах передачи данных. Показано влияние различных видов защитных интервалов на точность расчета импульсной характеристики канала. Предложен способ компенсации защитного интервала. Приведены результаты моделирования помехоустойчивости одночастотного коротковолнового модема передачи данных с применением защитных интервалов.

Целью данной работы является повышение помехоустойчивости одночастотного КВ модема передачи данных с помощью введения ЗИ между тестовым и информационным сигналами при условии сохранения информационной скорости. Для этого в работе проведен анализ влияния различных ЗИ на точность расчета ИХ канала и определен оптимальный интервал, требуемый при расчете ИХ канала.

Адаптивная коррекция

Процедура адаптивной коррекции состоит из следующих задач: расчет ИХ канала связи; расчет ИХ КФ; коррекция (фильтрация) принимаемого информационного сигнала с помощью КФ.

Расчет ИХ канала связи сводится к решению уравнения вида:

$$s_0(t) * h_k(t) = \int_{T_1}^{T_2} s_0(t-\tau) \cdot h_k(\tau) d\tau = u_0(t), \quad t \in [T_3; T_4], \quad (1)$$

где $s_0(t)$ – передаваемый тестовый сигнал, $h_k(t)$ – ИХ канала связи, $u_0(t)$ – принимаемый искаженный тестовый сигнал.

Приведенное уравнение (1) относится к линейному интегральному уравнению типа свертки первого рода или уравнению Фредгольма первого рода [4], в котором одна из подынтегральных функций, в данном случае $h_k(t)$, является неизвестной. Известно множество методов для решения уравнения (1), используемых в зада-

чах адаптивной коррекции, которые можно разделить на две группы: методы расчета во временной области и методы расчета в частотной области. Разнообразные методы, относящиеся к первой группе, приведены, например, в [5, 6]. Методы второй группы предполагают использование дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и обладают рядом преимуществ: во-первых большое разнообразие алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) позволяет значительно уменьшить число вычислительных операций; во-вторых отсутствуют проблемы сходимости решения.

В результате выбран метод регуляризации Тихонова [7], применив который получим решение уравнения (1) в следующей форме:

$$h_k(t, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G(\omega, \alpha) \cdot \frac{U_0(\omega)}{S_0(\omega)} d\omega, \quad (2)$$

где $S_0(\omega)$, $U_0(\omega)$ – спектры передаваемого и принимаемого тестового сигнала, $G(\omega, \alpha)$ – стабилизирующая функция, зависящая от параметра регуляризации α . При этом существует некоторое значение $\alpha = \alpha_{opt}$, обеспечивающее наименьшее отклонение регуляризованного решения $h_k(t, \alpha)$ от точного в заданной метрике (для данной задачи в метрике C [8]).

Коэффициенты ИХ КФ $h_{кор}(t)$ можно получить, решив уравнение

$$h_k(t) * h_{кор}(t) = \begin{cases} 1, & t = 0, \\ 0, & t \neq 0, \end{cases} \quad (3)$$

подставив вместо $h_k(t)$, полученную из (2) $h_k(t, \alpha)$, после чего осуществить коррекцию принимаемого информационного сигнала, либо непосредственно осуществить коррекцию, решив уравнение

$$\int_{T_1}^{T_2} s_{инф}(t - \tau) \cdot h_k(\tau, \alpha) d\tau = u_{инф}(t), t \in [T_3; T_4], \quad (4)$$

где $s_{инф}(t)$ – передаваемый информационный сигнал, $u_{инф}(t)$ – принимаемый информационный сигнал.

Решение уравнения (4) осуществляется также методом регуляризации Тихонова с той особенностью, что теперь одна из подынтегральных функций $h_k(t, \alpha)$ известна с погрешностью, т.к. она является регуляризованным решением уравнения (1). Таким образом, решение уравнения (4) принимает вид:

$$s_{инф}(t, \alpha) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{\Omega} G_1(\omega, \alpha) \cdot \frac{U_{инф}(\omega)}{H_k(\omega, \alpha)} d\omega, \quad (5)$$

где $G_1(\omega, \alpha)$ – стабилизирующая функция, аналогичная стабилизирующей функции в выражении (2).

Отметим, что параметр регуляризации в выражениях (2) и (5) одинаков. В [8] автором показано, что выбор одного общего оптимального значения α_{opt} обеспечивает меньшее отклонение результата коррекции и, следовательно, большую помехоустойчивость.

Анализ влияния различных ЗИ на точность расчета ИХ канала

В монографии Б.И. Николаева [9] приводится вариант реализации последовательного КВ модема с использованием ЗИ. В описываемом модеме предполагалось использование испытательного импульса (или испытательной комбинации) отделенного во времени с обеих сторон пассивными нулевыми ЗИ, достаточными для того, чтобы в точке приема иметь импульсный отклик без межсимвольных наложений. Там же показано, что вероятность ошибки на бит, по сравнению с системой без ЗИ немного меньше (примерно на $1 \div 2 \cdot 10^{-3}$).

Однако такой вид сигнала с балансной амплитудной модуляцией в конечном итоге не нашел широкого применения, так как использование только одного испытательного импульса (символа) или испытательной комбинации, состоящей из одного испытательного импульса и пассивного ЗИ, не позволяет адекватно оценить ИХ канала, а также способствовать периодической подстройке тактовой синхронизации и компенсации доплеровского смещения частоты.

В современных одночастотных модемах [2, 3] в качестве теста, как правило, используется фазоманипулированный сигнал на основе ПСП длительностью несколько миллисекунд (значительно больше интервала многолучевости) без ЗИ и занимающий всю выделенную полосу частот. Вставка ЗИ между тестовым и информационным сигналами приведет к структуре сигнала показанной на рис. 1.



Рис. 1. Структура сигнала с ЗИ

Между тестовым и информационным сигналами длительностью $L_{тест}$ и $L_{инф}$, соответственно, присутствует ЗИ длительностью $L_{ЗИ}$. Длительности $L_{тест}$ и $L_{инф}$ составляют несколько символов, например, в авиационном стандарте ARINC 635 [2] $L_{тест} = 15$, $L_{инф} = 30$. Длительность ЗИ $L_{ЗИ}$ удобно взять кратной длительности нескольких символов, при этом $L_{ЗИ}$ должна быть больше задержки между лучами ΔL .

Рассмотрим возможные варианты ЗИ между тестовым и информационным сигналами. Первым вариантом ЗИ является упомянутая выше пассивная пауза, т.е. интервал длительностью $L_{ЗИ}$, на котором отсутствует передача полезного сигнала. При приеме на этом интервале будем иметь «хвосты» тестового и информационного сигналов и аддитивный шум. Расчет ИХ канала может проводиться как на интервале тестового сигнала $L_{тест}$, так и на интервале $L_{тест+ЗИ} = L_{тест} + 2L_{ЗИ}$. Удвоенное значение $L_{ЗИ}$ используется потому, что ЗИ расположен перед и после тестового сигнала.

Еще одним из возможных видов ЗИ может быть отрезок гармонического колебания. При этом несущая частота этого колебания может быть как равной частоте несущей, так и расположена вблизи крайней частоты выделенной полосы. В этом случае расчет ИХ канала предполагается проводить на длительности тестового сигнала $L_{месм}$. При этом, как в случае пассивной паузы, так и в случае гармонического колебания, принимаемый тестовый сигнал на длительности $L_{месм}$ или $L_{м+ЗИ}$ может быть дополнен нулями до $N \geq 2L_{месм}$.

Кроме того, для повышения точности расчета ИХ канала и соответствующей ИХ КФ автором предлагается использовать структуру ЗИ, учитывающую метод расчета ИХ. Будем считать свертку (1) циклической и решать уравнение в замкнутой области $\{T_1 \leq \tau \leq T_2; T_1 \leq t \leq T_1\}$. Тогда, перейдя к дискретной форме и решая это уравнение методом, основанным на переходе в частотную область, автором предлагается использование ЗИ, являющегося циклическим продолжением теста, что позволит перейти к циклической свертке в частотной области без дополнения нулями. В этом случае задача расчета ИХ канала сводится к решению уравнения:

$$\sum_{l=0}^{L_{месм}-1} s(mod((n-l), L_{месм})) \cdot h(l) = u(n), \quad (6)$$

$$n = 0 \dots L_{месм} - 1,$$

где $mod((n-l), L_{месм})$ – означает операцию взятия по модулю $L_{месм}$, а функции, входящие в это уравнение, имеют вид:

$$\begin{aligned} s(n) &= s_o(n), \quad n = 0 \dots L_{месм} - 1, \\ h(n) &= h_o(n), \quad n = 0 \dots L_{месм} - 1, \\ u(n) &= u_o(n), \quad n = 0 \dots L_{месм} - 1. \end{aligned} \quad (7)$$

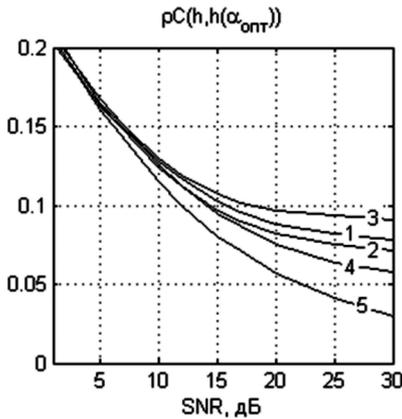


Рис. 2. Зависимости $\rho C(h, h(\alpha_{опт}))$ от ОСШ

при $\Delta L > L_{ЗИ} = 2L_{сумв}$, ДПФ на длительности $L_{месм}$:
 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте $f_c = 3,2$ кГц; 5 – циклическое повторение

Проведем сравнительный анализ влияния вида ЗИ на точность расчета ИХ канала. На рис. 2 и 3 показаны зависимости уклонения рассчитанной ИХ канала связи относительно заданной в метрике C от отношения сигнал/шум (ОСШ, SNR) при оптимальном параметре регуляризации $\alpha_{опт}$ для тестового сигнала без ЗИ и различ-

ных вариантов вида ЗИ. Зависимости $\rho C(h, h(\alpha_{опт}))$ усреднены по выборке из 1000 экспериментов, при этом значение параметра регуляризации $\alpha_{опт}$, обеспечивающее минимальное уклонение, в каждом эксперименте выбирается заново. В качестве модели канала выбрана двухлучевая модель с релейскими замираниями, полоса частот 0,3 – 3,4 кГц. Тестовый сигнал взят на длительности $L_{месм}$, ДПФ выполнено на той же длительности. Длительность ЗИ равна двум длительностям символа: $L_{ЗИ} = 2L_{сумв}$, при этом задержка между лучами ΔL : ЗИ $\Delta L < L_{ЗИ}$ (рис. 2); $\Delta L > L_{ЗИ}$ (рис. 3).

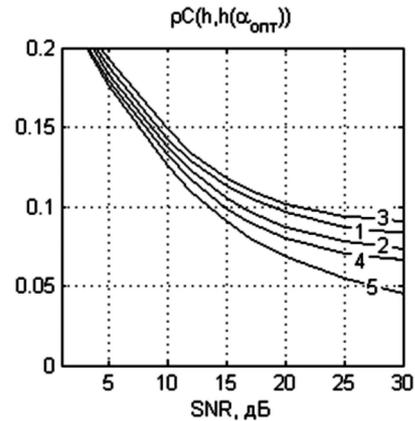


Рис. 3. Зависимости $\rho C(h, h(\alpha_{опт}))$ от ОСШ

при $\Delta L > L_{ЗИ} = 2L_{сумв}$, ДПФ на длительности $L_{месм}$:
 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте $f_c = 3,2$ кГц; 5 – циклическое повторение

Как видно, использование ЗИ позволило повысить точность расчета ИХ канала, причем даже при длительности ЗИ меньше интервала многолучевости, т.е. при $\Delta L > L_{ЗИ}$ (см. рис. 3). При этом минимальное уклонение получилось при ЗИ, представляющем собой циклическое повторение, так как в этом случае, взяв сигнал на длительности $L_{месм}$ и выполнив ДПФ на той же длительности, «хвосты» тестового сигнала, появившиеся в результате многолучевости, сохраняются. Кроме того длительность (число отсчетов) получаемой ИХ канала в этом случае будет достаточна и равна $L_{месм}$. Под «достаточностью» имеется ввиду, что число коэффициентов ИХ не должно превышать $L_{месм}$. Более того особенность решения состоит в том, что вторая половина вектора $h(\alpha_{опт})$ соответствует «отрицательному времени», т.е. времени до начала синхронизации, подобно тому, как вторая половина ДПФ соответствует отрицательным частотам. Таким образом, вектор отсчетов ИХ канала $h_k(\alpha_{опт})$ правильной представить в виде:

$$h_k(n, \alpha_{опт}) = \begin{cases} h\left(n + \frac{L_{месм}}{2}, \alpha_{опт}\right), & n = 0 \dots \frac{L_{месм}}{2} - 1, \\ h\left(n - \frac{L_{месм}}{2}, \alpha_{опт}\right), & n = \frac{L_{месм}}{2} \dots L_{месм} - 1. \end{cases} \quad (8)$$

Однако в дальнейшем для расчета ИХ корректора понадобится только $h(n, \alpha_{опт})$ при $n = 0 \dots \frac{L_{месм}}{2} - 1$. Во-

общее говоря, независимо от наличия и вида ЗИ, а также длительности, на которой выполняется ДПФ, для расчета ИХ корректора потребуется не более первой половины отсчетов. Так, дополнив принятый тест нулями до $N > 2L_{мест}$, для расчета ИХ КФ потребуется $N/2$ максимум отсчетов.

На рис. 4 показаны зависимости уклонения рассчитанной ИХ канала связи относительно заданной в метрике S от отношения сигнал/шум (ОСШ, SNR) при оптимальном параметре регуляризации $\alpha_{опт}$ для тестового сигнала без ЗИ и различных вариантов вида ЗИ. Тестовый сигнал взят на длительности $L_{т+ЗИ}$ и дополнен нулями до $N > 2L_{т+ЗИ}$, ДПФ выполнено на длительности N . Задержка между лучами $\Delta L < L_{ЗИ} = 2L_{симв}$.

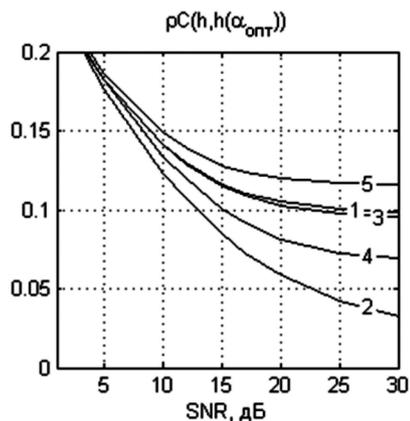


Рис. 4. Зависимости $\rho_C(h, h(\alpha_{опт}))$ от $\sigma_{ш}$

при $\Delta L < L_{ЗИ} = 2L_{симв}$, ДПФ на длительности N : 1 – без ЗИ; 2 – пассивная пауза; 3 – гармоническое колебание на частоте несущей; 4 – гармоническое колебание на частоте $f_c = 3,2$ кГц; 5 – циклическое повторение

В этом случае наименьшее уклонение получилось при использовании пассивной паузы, так как в принимаемом тестовом сигнале на длительности $L_{т+ЗИ}$ сохранены «хвосты» теста, появившиеся в результате многолучевости, и отсутствует наложение «хвостов» информационного сигнала.

Таким образом, применение ЗИ позволяет повысить точность расчета ИХ канала и, соответственно, ИХ КФ, а следовательно, увеличить помехоустойчивость, что будет показано далее. При этом должны быть учтены вид ЗИ и интервал, требуемый для ДПФ, принимаемого тестового сигнала ($L_{мест}$ или $L_{т+ЗИ}$) с точки зрения сохранения «хвостов» тестового сигнала.

Компенсация ЗИ

Рассмотренные выше варианты ЗИ обеспечивают повышение точности расчета ИХ канала, при этом на длительности $L_{мест}$ принимаемого тестового сигнала отсутствуют «хвосты» неизвестного информационного сигнала при $\Delta L < L_{ЗИ}$, либо их влияние не столь значительно при $\Delta L > L_{ЗИ}$. Однако, в процессе коррекции, т.е. при обработке принимаемого информационного сигнала, «хвосты» тестового сигнала, и «хвосты» ЗИ будут накладываться на информационный сигнал. Исключением является лишь применение пассивной паузы в

качестве ЗИ. В этом случае при достаточной длительности ЗИ, т.е. при $\Delta L < L_{ЗИ}$ отсутствует мешающее влияние «хвостов» тестового и информационного сигналов друг на друга. Иными словами пассивная пауза является ЗИ как для тестового сигнала, так и для информационного.

Одним из недостатков такого вида ЗИ является небольшое увеличение значения пик-фактора. Вторым, более существенным недостатком, является влияние автоматической регулировки усиления (АРУ) приемника. Так, при отсутствии многолучевости на месте пассивных пауз будет присутствовать только шум, уровень которого будет увеличен АРУ приемника до уровня сигнала, в результате чего уменьшится ОСШ и точность расчета ИХ канала и ИХ КФ.

Для использования преимуществ пассивной паузы и устранения указанных недостатков разработан способ адаптивной коррекции с компенсацией ЗИ, на который автором получен патент РФ на изобретение № 2573270 [10]. Способ предполагает вставку ЗИ между тестовыми и информационными сигналами таким образом, чтобы ЗИ до и после i -го теста были противоположны по фазе ЗИ до и после $(i+1)$ -го теста. На рис. 5 показана структура передаваемого сигнала с противоположными ЗИ.

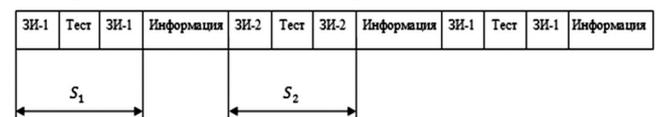


Рис. 5. Структура сигнала с противоположными ЗИ

В качестве ЗИ в таком случае могут быть использованы символы «0» и «1» с двухпозиционной фазовой модуляцией (ФМ-1, BPSK). Тогда при сложении сигналов S_1 и S_2 ЗИ будут скомпенсированы, а амплитуда тестового сигнала удвоится. При этом мощность тестового сигнала увеличится в 4 раза, а дисперсия шума на всей длительности $L_{т+ЗИ}$ вырастет лишь в два раза, в результате чего ОСШ увеличится в 2 раза, что подробно продемонстрировано автором в работе [11] при реализации квазикогерентного сложения. Отметим, что данный подход предполагает выполнение условия:

$$h_j(t) \cong h_{j\pm 1}(t), \quad (9)$$

что, впрочем, не является серьезным ограничением.

Для расчета ИХ канала и ИХ корректора необходимо получить суммарный тестовый сигнал на длительности $L_{т+ЗИ}$, дополнив его нулями до $N > 2L_{т+ЗИ}$. Для коррекции необходимо выделить информационный сигнал на длительности $L_{инф}$, дополнив его нулями до того же значения N .

Результаты моделирования помехоустойчивости

Проведем моделирование помехоустойчивости одночастотного КВ модема передачи данных с применением ЗИ в виде циклического повторения, пассивной паузы, а также при использовании способа компенсации ЗИ.

Определим длительность информационной последовательности для обеспечения линейки скоростей 1200, 2400 и 3600 бит/с. Относительную информационную скорость можно вычислить по формуле:

$$R = \frac{L_{инф}}{L_{инф} + L_{тест} + 2\Delta L_{ЗИ}}, \quad (10)$$

а соответствующую информационную скорость можно определить как:

$$V_{инф} = R \cdot V \cdot m, \quad (11)$$

где V – частота следования символов, m – кратность модуляции.

Так, в авиационном стандарте ARINC 635 [2] соотношение тест/информация составляет $L_{тест} / L_{инф} = 15 / 30$ символов, частота следования символов $V = 1800$ симв/с, следовательно, информационная скорость при двухпозиционной фазовой манипуляции (ФМ-1, BPSK) без ЗИ: $m = 1$, $L_{ЗИ} = 0$ составляет $R = 2 / 3 \approx 0,667$ и $V_{инф} = 1200$ бит/с. Аналогично, для обеспечения скорости 1200 бит/с при частоте следования символов $V = 1600$ симв/с, потребуется информационная последовательность длительностью $L_{инф} = 45$ символов.

Для сохранения информационной скорости при применении ЗИ потребуется увеличить длительность информационной последовательности в соответствии с табл. 1.

Таблица 1. Требуемые длительности информационной последовательности

$L_{ЗИ}$, симв	$L_{инф}$, симв ($V = 1800$ симв/с)	$L_{инф}$, симв ($V = 1600$ симв/с)
0	30	45
1	34	51
2	38	57
3	42	63
4	46	69

При моделировании выбраны следующие параметры: частота дискретизации: $F_s = 16$ кГц; полоса частот канала связи – 3,1 кГц; частота следования символов – $V = 1600$ симв/с; вид передаваемых сигналов: фазоманипулированные сигналы различной кратности ФМ-1 (BPSK), ФМ-2 (QPSK), ФМ-3 (PSK-8); тестовый сигнал: псевдослучайная последовательность длины 15. В качестве модели канала связи выбрана двухлучевая модель с релейскими замираниями и задержкой между лучами 2 мс. В этом случае потребуется длительность ЗИ порядка 3-4 символов.

На рис. 6 приведены кривые вероятности ошибки на бит в зависимости ОСШ при отсутствии ЗИ и применении ЗИ в виде циклического повторения теста и пассивной паузы для различных кратностей модуляции.

Отметим, что наибольшая помехоустойчивость обеспечивается при применении ЗИ в виде пассивной паузы, т.к. в этом случае пассивная пауза является ЗИ как для тестового сигнала, так и для информационного. Использование ЗИ в виде циклического повторения теста обеспечивает меньшую вероятность ошибки на бит по сравнению со случаем отсутствия ЗИ за счет более качественного расчета ИХ КФ. Однако при коррекции информационного сигнала «хвосты» от ЗИ являются помехой, не позволяющей обеспечить наилучший результат коррекции. Для повышения помехоустойчивости в этом случае потребуется ввести дополнительные ЗИ в

виде циклического повторения информационного сигнала, что позволит достигнуть помехоустойчивости, обеспечиваемой при применении пассивной паузы. К сожалению, в этом случае потребуется дополнительно увеличить длительность информационной последовательности, что может быть допустимо лишь в канале с медленными замираниями.

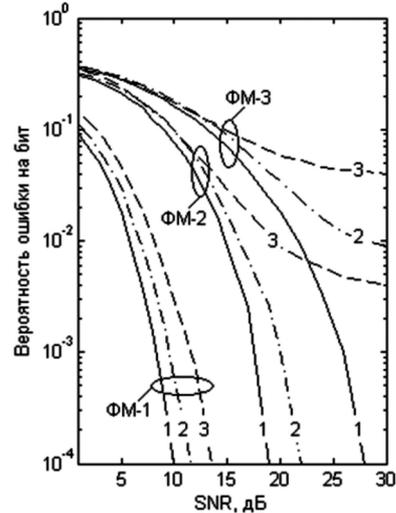


Рис. 6. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – ЗИ пассивная пауза; 2 – ЗИ циклическое повторение теста; 3 – без ЗИ

На рис. 7 приведены кривые вероятности ошибки на бит в зависимости от ОСШ при отсутствии ЗИ и применении способа компенсации ЗИ для различных кратностей модуляции.

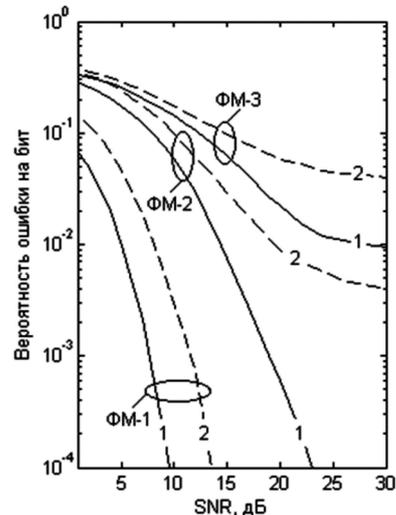


Рис. 7. Зависимости вероятности ошибки на бит от ОСШ в двухлучевом канале для различных кратностей фазовой манипуляции при: 1 – компенсации ЗИ; 2 – без ЗИ

Применение способа компенсации ЗИ, предполагающего использование противоположных по фазе символов, также обеспечивает снижение вероятности ошибки на бит по сравнению со случаем отсутствия ЗИ. Примечательно, что при низких значениях ОСШ вероятность ошибки на бит получилась немного меньше, чем при использовании пассивной паузы. Это объясняется эффектом квазиогерентного накопления теста [11] и увеличением ОСШ при компенсации ЗИ.

В работе был проведен анализ влияния ЗИ различного вида на уклонение рассчитанной ИХ канала связи относительно заданной при моделировании. Автором предложены использование ЗИ в виде циклического продолжения теста, а также новый способ компенсации ЗИ. Показано, что применение ЗИ позволяет повысить точность расчета ИХ канала и, соответственно, ИХ КФ; при этом должен быть учтен вид ЗИ и соответствующий интервал, на котором осуществляется ДПФ. Учет этих особенностей позволяет в значительной степени повысить точность расчета ИХ и, как следствие, помехоустойчивости модема.

Проведенное моделирование показало, что применение ЗИ в одночастотных КВ модемах позволяет повысить их помехоустойчивость в замирающем двухлучевом канале, при сохранении информационной скорости. Кроме того, при определенных условиях появляется возможность повысить информационную скорость передачи данных, перейдя к использованию сигналов повышенной кратности. Так, например, допуская вероятность ошибки на бит порядка $1 \div 3 \cdot 10^{-2}$, т.е. считая, что используемый в модеме помехоустойчивый код обеспечит в этом случае требуемую достоверность, при ОСШ в канале более 20 дБ появляется возможность перейти от ФМ-2 без ЗИ к ФМ-3 с применением ЗИ, тем самым увеличив скорость с 2400 до 3600 бит/с.

Таким образом, применение ЗИ позволяет повысить помехоустойчивость, а в ряде случаев даже повысить информационную скорость.

Литература

1. Бакунин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 352 с.
2. ARINCCharacteristic 635-2. HF Data Link Protocol. – Feb. 27, 1998.
3. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data Modems. – Sept. 23, 2011.
4. Манжиров А.В., Полянин А.Д. Справочник по интегральным уравнениям: методы решения. – М.: Факториал Пресс, 2000. – 384 с.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
6. Sayed A.H. Adaptive filters. – New Jersey: Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2008. – 786 с.
7. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач / Учебное пособие для вузов. – Изд. 3-е испр. – М.: Наука, 1986. – 288 с.
8. Маслаков М.Л., Егоров В.В. Влияние выбора параметра регуляризации на помехоустойчивость в задачах адаптивной коррекции сигналов. Материалы IX Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 2015. – С. 182-187.
9. Николаев Б.И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. – М.: Радио и связь, 1988. – 264 с.
10. Маслаков М.Л. Пат. РФ №2573270. МПК H04L 1/20. Способ адаптивной коррекции с компенсацией защитных интервалов / Егоров В.В., Катанович А.А., Лобов С.А., Маслаков М.Л., Мингалев А.Н., Смаль М.С., Тимофеев А.Е. 2016. Бюл. №2.
11. Маслаков М.Л. Адаптивная коррекция с компенсацией шума. Материалы 16-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA2014». Москва, 2014. – С. 220-223.