

Научная статья
УДК 621.382.323
DOI: <https://doi.org/10.18127/j19997493-202502-04>

Моделирование устройств приема и обработки 1024-QAM сигналов на основе адаптивных эквалайзеров

А.С. Меркутов¹

¹ Владимирский государственный университет им. А.Г. и Н.Г. Столетовых (г. Владимир, Россия)

¹ merkutov@yandex.ru

Аннотация

Постановка проблемы. Необходимость обеспечения высокой скорости передачи информации по беспроводным каналам цифровой связи с использованием квадратурной модуляции высокого порядка в условиях ограниченных частотных ресурсов, сложной электромагнитной обстановки, многолучевого распространения сигнала и сильной межсимвольной интерференции (МСИ) является актуальной задачей. Повысить эффективность проектирования устройств приема и обработки сигналов со сложными видами модуляции позволяют современные САПР, которые обладают библиотеками компонент формирования и обработки аналоговых и цифровых сигналов, моделей радиоканалов, а также средствами визуализации результатов моделирования, включая интерактивный контроль параметров (амплитудно-фазовое созвездие, текущее значение мощности, относительная битовая ошибка и др.).

Цель. Исследовать в условиях сильной МСИ помехоустойчивость различных схем построения демодуляторов 1024-QAM-сигналов на основе адаптивных эквалайзеров в зависимости изменения параметров сигналов, внешних помех и настроек эквалайзера.

Результаты. Рассмотрены различные способы реализации демодуляторов сигналов с 1024-QAM модуляцией, основанные на использовании адаптивных эквалайзеров, которые позволяют минимизировать влияние МСИ. Разработаны масштабируемые модели блоков формирования и детектирования сигналов с модуляцией 1024-QAM и более высокого порядка для моделирования каналов передачи информации с многопозиционной квадратурной модуляцией. Исследованы модели демодуляторов с использованием эквалайзера на основе известной в приемнике обучающей последовательности символов и «слепого» эквалайзера с адаптацией по случайному потоку принимаемых символов. Выявлены граничные значения допустимых относительных частотных отстроек модулированного сигнала для обоих типов эквалайзеров, а также оптимальные весовые коэффициенты среднеквадратичной ошибки адаптации для заданного порогового значения относительной битовой ошибки и отношения мощности сигнала к мощности шума. Получены результаты оценки влияния интервала адаптации на сходимость итерационного процесса в условиях смещения несущей частоты сигнала на входе демодулятора.

Практическая значимость. Результаты исследования могут быть использованы при проектировании цифровых демодуляторов сигналов с многопозиционной квадратурной модуляцией для последующей реализации в базисе ПЛИС или технологии ASIC.

Ключевые слова

Квадратурная модуляция, 1024-QAM-сигнал, межсимвольная интерференция, обучающая последовательность, «слепой» эквалайзер, адаптивная фильтрация, частотная подстройка

Для цитирования

Меркутов А.С. Моделирование устройств приема и обработки 1024-QAM сигналов на основе адаптивных эквалайзеров // Динамика сложных систем. 2025. Т. 19. № 2. С. 21–29. DOI: <https://doi.org/10.18127/j19997493-202502-04>

A brief version in English is given at the end of the article

Введение

Основными требованиями, предъявляемыми к современным системам цифровой беспроводной связи, является обеспечение высокой скорости передачи информации по радиоинтерфейсу в сложной электромагнитной обстановке, что требует использования сигналов с многопозиционными видами квадратурной модуляции, например, типа M -QAM, где M варьируется от 4 до 1024 и выше. По сравнению с другими методами модуляции, технология M -QAM обладает возможностями использования гибких режимов модуляции при варьировании скорости передачи данных и высокой помехоустойчивостью при когерентном приеме. Сигналы M -QAM широко используются в современных системах дистанционного съема видеoinформации, системах цифрового телевидения для случаев ограниченных ресурсов используемого частотного спектра, в том числе для модуляции поднесущих в OFDM-сигналах, включая системы 4G и 5G.

Характерной особенностью передачи M -QAM сигналов по многолучевому каналу и высокоселективной канальной фильтрацией в передатчике и приемнике является его подверженность межсимвольной интерференции (МСИ), которая связана с наложением ранее переданных символов модуляции на текущий (детектируемый) символ, что искажает его форму и приводит к росту ошибок детектирования информационных бит даже при относительно больших значениях отношения мощности сигнала к мощности шума. С целью повышения качества обработки сигнала в условиях сильной МСИ на практике используются демодуляторы на основе эквалайзеров с адаптивной фильтрацией, которые позволяют компенсировать воздействие МСИ на сигнал перед его детектированием [1,2]. С повышением порядка модуляции ($M > 256$) влияние внешних и внутренних (аппаратных) факторов на качество демодуляции сигнала становится особенно ощутимым и требует использования современных САПР при оптимизации алгоритмов обработки сигналов в зависимости от ограничений на аппаратную часть приемника (габаритные размеры, энергопотребление) и пороговым значениям относительной битовой и пакетной ошибок при передаче информации по радиоканалу с учетом дестабилизирующих факторов. Следует отметить, что в опубликованных работах, как правило, приводятся результаты исследований радиоканалов при использовании M -QAM модуляции более низкого порядка (M не более 256) [3–8].

Ц е л ь р а б о т ы – исследовать в условиях сильной МСИ помехоустойчивость различных схем построения демодуляторов 1024-QAM-сигналов на основе адаптивных эквалайзеров в зависимости изменения параметров сигналов, внешних помех и настроек эквалайзера.

Модели адаптивных эквалайзеров

Характерной особенностью передачи QAM-сигналов по многолучевому каналу и высокоселективной канальной фильтрацией в передатчике и приемнике является его подверженность межсимвольной интерференции, которая связана с наложением ранее переданных символов модуляции на текущий (детектируемый) символ, что искажает его форму и приводит к росту ошибок детектирования информационных бит даже при относительно больших значениях отношения мощности сигнала к мощности шума. Для повышения качества обработки сигнала в условиях сильной МСИ на практике используются демодуляторы на основе эквалайзеров с адаптивной фильтрацией, которые позволяют компенсировать воздействие МСИ на сигнал перед его детектированием. Одним из популярных алгоритмов обработки сигналов в таких демодуляторах является алгоритм, основанный на использовании метода наименьших квадратов LMS (Least Mean Square) при расчете ошибки на итерациях процесса адаптации коэффициентов фильтра нижних частот эквалайзера [1], функциональная схема которого приведена на рис. 1. На рис. 1 введены следующие обозначения: k – номер символьного отсчета; X_k – комплексные отсчеты символов входного 1024-QAM-сигнала; C_i – комплексные коэффициенты адаптивного фильтра; dC – корректирующий комплексный коэффициент на итерации адаптации; $\hat{I}_k$ – комплексные отсчеты сигнала на выходе адаптивного фильтра («мягкие» решения).

Алгоритмы обработки сигналов в эквалайзерах можно разделить на две группы:

группа 1 – алгоритмы, использующие обучающие последовательности символов модуляции (ОПСМ) для начальной адаптации по известным в приемнике решениям;

группа 2 – алгоритмы, реализующие начальную адаптацию на основании «мягких» решений принимаемой случайной (в общем случае) последовательности символов модуляции [1,3–8].

Функциональная схема модели демодулятора на основе использования ОПСМ в эквалайзере приведена на рис. 2, где введены следующие обозначения: $S(t)$ – комплексная огибающая 1024-QAM-сигнала в приемнике на нулевой промежуточной частоте после дискретизации; ФНЧ – канальные фильтры нижних частот в квадратурных (I - и Q -) трактах; БТС – блок тактовой синхронизации (на выходе – один отсчет на символ); k – номер символьного отсчета; X_k – комплексные отсчеты символов входного сигнала; ε_k – ошибка адаптации; ndd – весовой коэффициент; $\tilde{I}_k$ – комплексные отсчеты сигнала на выходе детектора «жестких» решений; I_k – комплексные отсчеты ОПСМ; N_S – длина ОПСМ; К1 – коммутатор переключения потоков ОПСМ и «жестких» решений на блок расчета ошибки адаптации.

Символы комплексной огибающей сигнала после адаптивной фильтрации в эквалайзере поступают на блок принятия решений согласно амплитудно-фазовому созвездию исходного сигнала. Взвешенный сигнал ошибки dC постоянно корректирует комплексные коэффициенты фильтра на итерациях. Таймер

коммутирует подачу отсчетов «жестких» решений $\tilde{I}_k$ на блок формирования ошибки после окончания ОПСМ (через N_s тактов после начала моделирования).

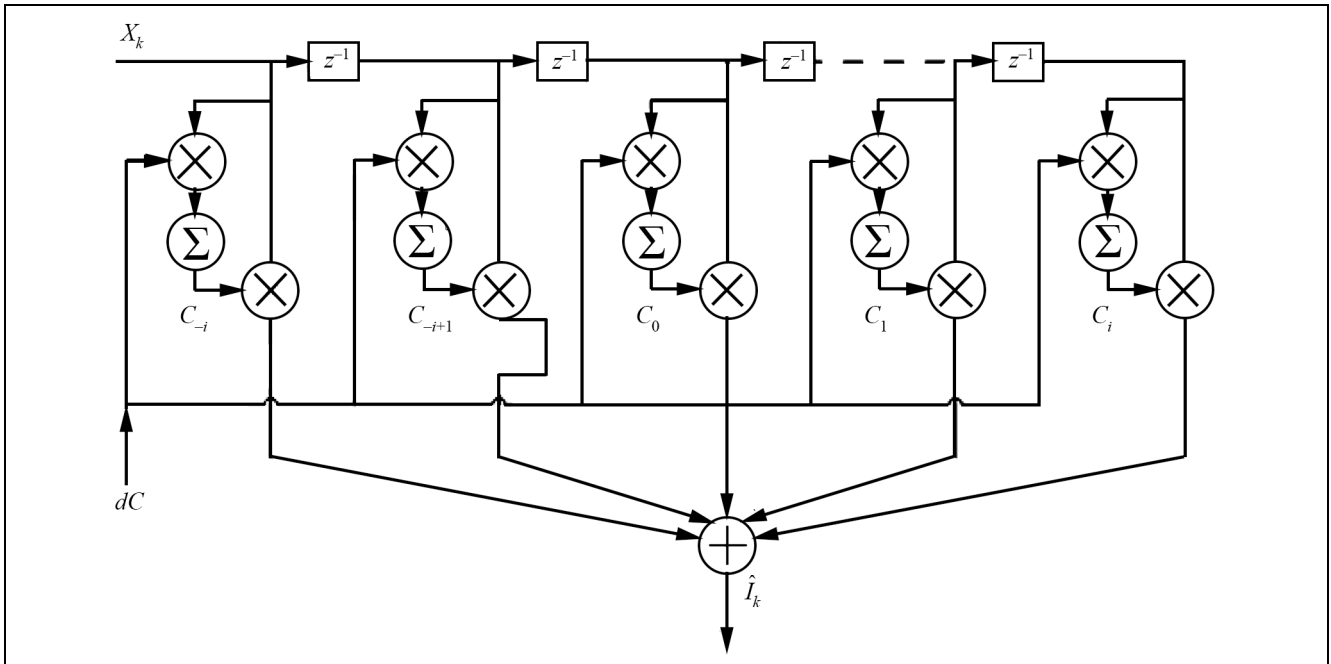


Рис. 1. Схема модели адаптивного фильтра

Fig. 1. Functional diagram of the adaptive filter model

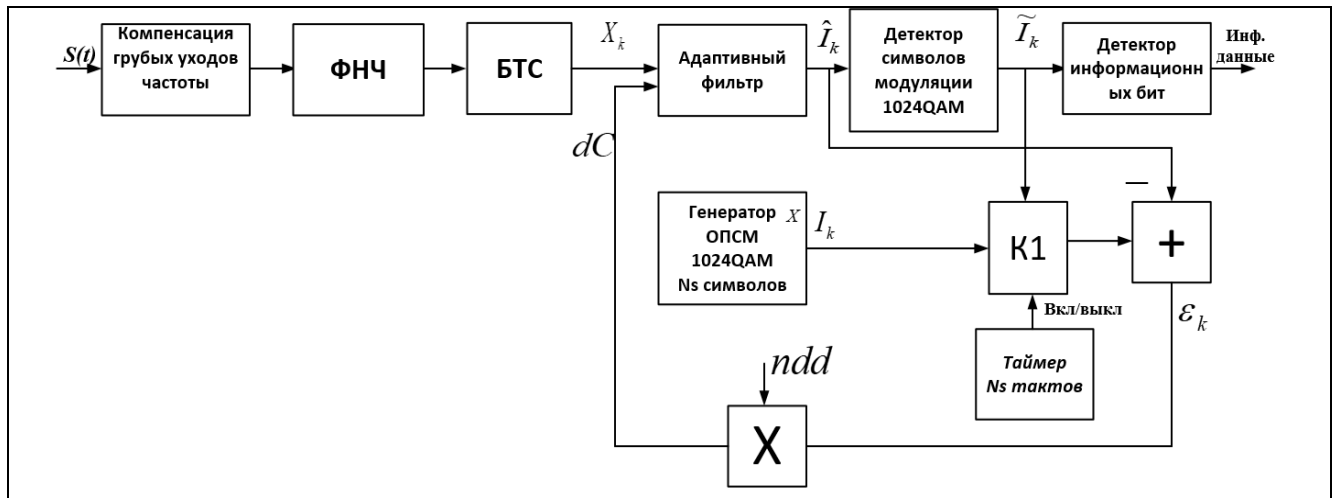


Рис. 2. Схема демодулятора с использованием ОПСМ

Fig. 2. Functional circuit of a demodulator using the training sequence of symbols

Одним из недостатков демодулятора на основе ОПСМ является необходимость предварительного обнаружения передаваемой обучающей последовательности при случайной начальной фазе сигнала, воздействии аддитивного белого Гауссова шума (АБГШ) и присутствии сильной МСИ. Для решения этой проблемы используются алгоритмы с начальной адаптацией эквалайзера по произвольным текущим символам модуляции без использования ОПСМ («слепой» эквалайзинг (blind equalization)). Описание различных алгоритмов «слепых» эквалайзеров приводится в [3–6, 8] с результатами исследований для небольших значений порядка M -QAM-модуляции. Для проведения исследований при построении модели демодулятора 1024-QAM сигнала было предложено использовать Sliced Multi-Modulus алгоритм (S-MMA), который корректирует вектор коэффициентов адаптивного фильтра на итерации по следующей итерационной формуле [8]:

$$\mathbf{C}_{k+1} = \mathbf{C}_k + nu \left[\hat{I}_{Rk} \left(|\tilde{I}_{Rk}|^L Rre - \hat{I}_{Rk}^2 \right) + j \hat{I}_{Ik} \left(|\tilde{I}_{Ik}|^L Rim - \hat{I}_{Ik}^2 \right) \right] \mathbf{X}_k^* = \mathbf{C}_k + nu \cdot \varepsilon_{Sk} \mathbf{X}_k^*, \quad (1)$$

где $\mathbf{C}_k$ – вектор коэффициентов адаптивного фильтра на k -й итерации; L – константа, задаваемая в пределах от 0 до 1; ε_{Sk} и nu – ошибка адаптации и ее весовой коэффициент соответственно; $\hat{I}_{Rk}$ и $\hat{I}_{Ik}$ – действительная и мнимая составляющие «мягких» решений соответственно; $\tilde{I}_{Rk}$ и $\tilde{I}_{Ik}$ – действительная и мнимая составляющие «жестких» решений соответственно; Rre и Rim – дисперсионные константы, определяемые однократно на основании сигнально-кодовых созвездий 1024-QAM-сигнала перед началом итерационного цикла по формулам (возможны уточнения в процессе моделирования):

$$Rre = E(\tilde{I}_{Rk}^4) / E(\tilde{I}_{Rk}^2); \quad Rim = E(\tilde{I}_{Ik}^4) / E(\tilde{I}_{Ik}^2), \quad (2)$$

где $E()$ – функция определения математического ожидания.

Данный алгоритм используется не постоянно, как это часто рассматривается в литературе, а только на этапе начальной адаптации, обеспечивая начальную фазовую синхронизацию. После его завершения включается алгоритм эквалайзера, формирующий текущую ошибку адаптации на основании использования «жестких» решений (direct desizion (DD)) по соотношению [1]

$$\mathbf{C}_{k+1} = \mathbf{C}_k + nd(\tilde{I}_k - \hat{I}_k) \mathbf{X}_k^* = \mathbf{C}_k + nd \cdot \varepsilon_k \mathbf{X}_k^*. \quad (3)$$

На рис. 3 приведена функциональная схема предлагаемой для исследования модели демодулятора, реализующей комбинированный алгоритм использования «мягких» и «жестких» решений при определении ошибки адаптации – (S-MMA+DD), где введены следующие обозначения: N_s – число символьных отсчетов входного сигнала, используемых алгоритмом S-MMA для начальной адаптации; K1 и K2 – коммутаторы переключения сигналов ошибки адаптации на основании использования «мягких» (первый этап – состояние «вкл») и «жестких» решений (второй этап – состояние «выкл»).

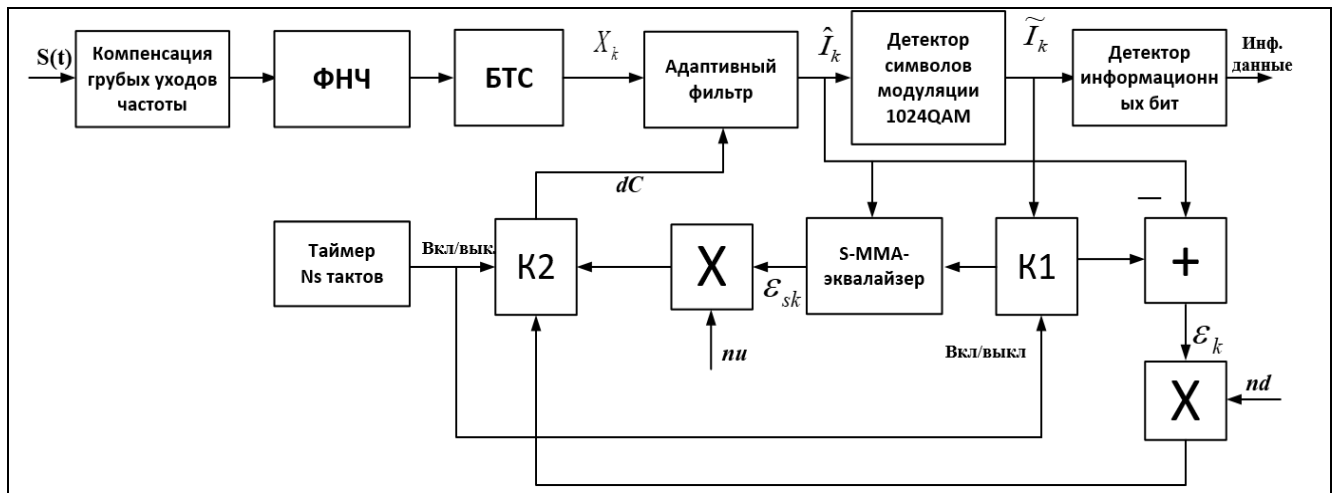


Рис. 3. Схема демодулятора на основе алгоритма (S-MMA+DD),

Fig. 3. The functional circuit of the demodulator based on the (SMA+DD) algorithm,

Модель канала

На рис. 4 представлена схема канала передачи, использованная при проведении моделирования рассмотренных выше схем демодуляторов, где в качестве F_{sh} задается смещение несущей частоты. Так как в использованной САПР отсутствуют компоненты формирования и детектирования сигналов с 1024-QAM-модуляцией, то предварительно модели этих компонент были разработаны на основании комбинации имеющихся блоков, предназначенных для работы с 256-QAM-сигналами. На основании использованной методики несложно получить аналогичные компоненты для видов модуляции более высокого порядка, например, 4096-QAM, 8192-QAM и др.

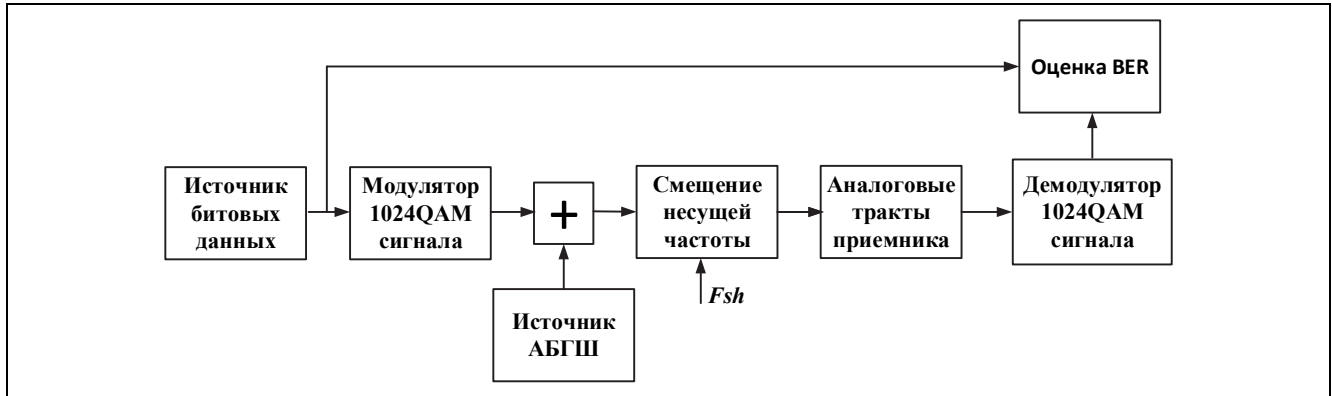


Рис. 4. Схема канала передачи информации

Fig. 4. Functional circuit of the information transmission channel for performing research

При моделировании использовались следующие параметры сигналов и схем демодуляторов: символьная скорость модуляции – 50 МБод; порядок адаптивного фильтра в эквалайзере – 7 (см. рис. 1); начальные вещественные значения коэффициентов адаптивного фильтра, задаваемые перед началом итерационного процесса адаптации – (0, 0, 0, 1, 0, 0, 0), мнимые составляющие вектора равны нулю; коэффициент сглаживания RC-фильтров $EW=0,35$; частота дискретизации входного сигнала – 800 МГц (16 отсчетов на символ); интервал моделирования – 6400000 символов модуляции.

Моделирование канала с эквалайзером на основе ОПСМ

На начальном этапе проводились исследования демодулятора, использующего ОПСМ для первичной адаптации эквалайзера (см. рис. 2), среднеквадратичное значение напряжения (СКЗН) модулированного входного сигнала $S(t)$ составляло 2 В. В таблице приведены зависимости BER от отношения энергии бита к спектральной плотности АБГШ (E_b/N_0) при различных значениях весового коэффициента ndd при длине обучающей последовательности символов $N_s=2000$. Смещение несущей частоты $F_{sh}=0$.

Таблица. Характеристики помехоустойчивости 1024-QAM демодулятора с эквалайзером на основе ОПСМ для различных значений ndd

E_b/N_0 , дБ	BER			
	$ndd=0,0005$	$ndd=0,001$	$ndd=0,005$	$ndd=0,01$
15	0,253	0,278	0,446	0,491
16	0,222	0,270	0,446	0,498
17	0,184	0,282	0,456	0,500
18	0,178	0,272	0,470	0,492
19	0,168	0,296	0,421	0,497
20	0,160	0,186	0,422	0,506
21	0,064	0,251	0,450	0,490
22	0,047	0,050	0,382	0,504
23	0,034	0,035	0,441	0,495
24	0,023	0,024	0,452	0,492
25	0,015	0,015	0,020	0,502
26	0,0086	0,0091	0,011	0,492
27	0,0045	0,0048	0,0060	0,500
28	0,0020	0,0020	0,0028	0,0042
29	7,9E-4	0,0011	0,0011	0,0021
30	2,3E-4	2,6E-4	3,6E-4	0,0013
31	6,1E-5	5,3E-5	9,2E-5	1,7E-4
32	1,0E-5	1,1E-5	1,9E-5	3,0E-5

На основании данных, приведенных в таблице, можно сделать следующие **выводы**:

1) значения $BER < 0,001$ обеспечиваются в широком диапазоне изменения параметра ndd при E_b/N_0 не менее 30 дБ;

2) при $ndd > 0,01$ помехоустойчивость демодулятора значительно ухудшается при резком росте наблюдаемой ошибки адаптации;

3) проигрыш помехоустойчивости демодулятора оптимальному приемнику (отсутствие МСИ, вместо ФНЧ – интеграторы со сбросом, отсутствие эквалайзера) составил около 2 дБ для $BER = 0,001$.

На рис. 5 приведены результаты расчета зависимости BER от изменения смещения несущей частоты Fsh при различных значениях ndd . Моделирование проводилось при $E_b/N_0 = 30$ дБ, $N_s = 2000$.

Из рис. 5 можно сделать следующие **выводы**:

1) наиболее широкий диапазон компенсируемых значений Fsh для $BER < 0,001$ составил 1600 Гц или 0,003% от символьной скорости при $ndd = 0,01$;

2) при уменьшении порогового значения BER необходимо уменьшать ndd , при этом полоса частотной подстройки эквалайзера существенно сужается;

3) увеличение длины ОСПМ N_s выше значения 2000 не влияет на увеличение компенсируемых значений Fsh и BER .

Моделирование в условиях колебания уровня входного сигнала показало, что при отклонении СКЗН не более чем на 50% от номинального значения напряжения 2 В модулируемого сигнала характеристики демодулятора практически не изменяются.

Моделирование канала с эквалайзером типа (S-MMA+DD)

Общие условия моделирования: $E_b/N_0 = 30$ дБ, $Rre = Rim = 2$, $L = 0$, СКЗН входного сигнала – 2 В. Модель демодулятора представлена на рис. 3.

На начальном этапе моделирования проводилось исследование влияния весового коэффициента nu на зависимость BER от смещения несущей частоты Fsh при следующих условиях: $N_s = 32000$, $nd = 0,001$. Результаты моделирования приведены на рис. 6.

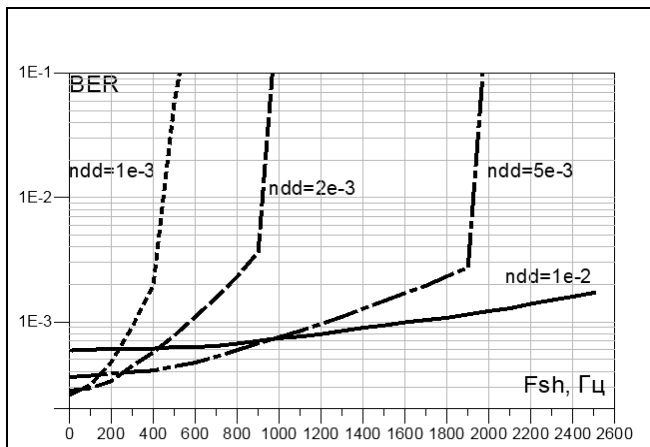


Рис. 5. Графическое представление зависимости BER от Fsh для различных значений ndd

Fig. 5. Dependence of BER on Fsh for different ndd values

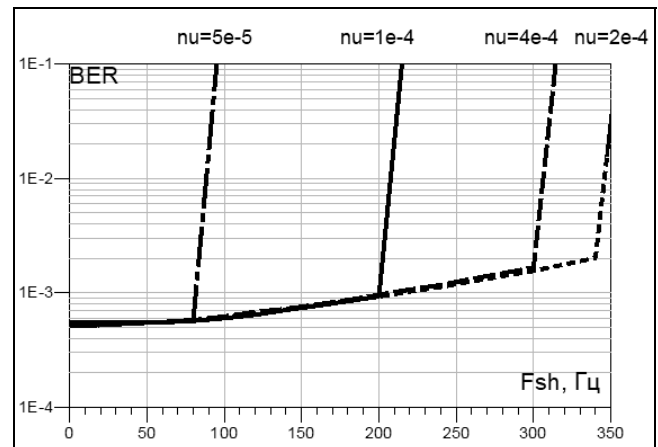


Рис. 6. Графическое представление зависимости BER от смещения частоты несущей Fsh при изменении nu

Fig. 6. Dependence of BER on Fsh for different nu values

Из рис. 6 можно сделать следующие **выводы**:

1) оптимальное значение $nu = 2 \cdot 10^{-4}$, при котором обеспечивается максимальная полоса частотной подстройки – не менее 340 Гц для $BER = 0,002$ (или 0,0007% от символьной скорости);

2) проигрыш помехоустойчивости относительно оптимального приема при $Fsh = 0$ составил 2,5 дБ.

На рис. 7 приведены результаты исследования влияния весового коэффициента nd на зависимость BER от смещения несущей частоты Fsh при $nu = 0,0002$; $N_s = 32000$.

Из рис. 7 можно сделать следующие **выводы**:

1) определено значение $nd = 2 \cdot 10^{-3}$, при котором обеспечивается максимальная полоса частотной подстройки – не менее 380 Гц (0,0008% от символьной скорости) для $BER < 0,002$.

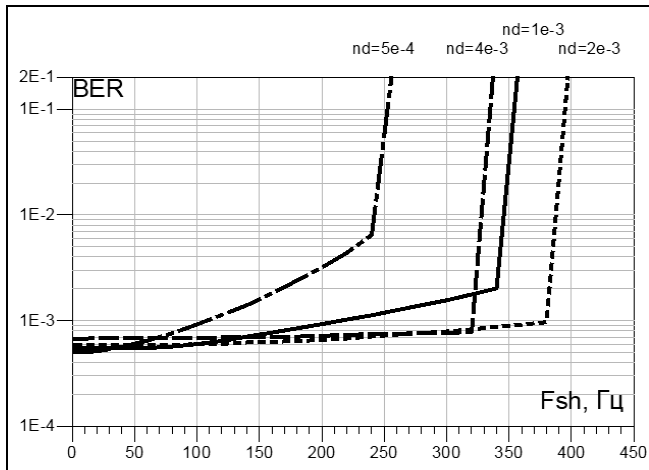


Рис. 7. Графическое представление зависимости BER от Fsh при изменении nd

Fig. 7. Dependence of BER on Fsh for different nd values

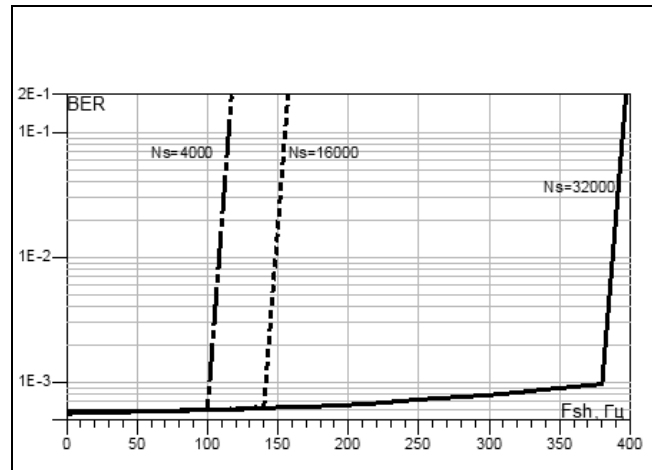


Рис. 8. Графическое представление зависимости BER от смещения частоты несущей Fsh при изменении Ns

Fig. 8. Dependence of BER on Fsh for different Ns values

На рис. 8 приведены результаты исследования влияния интервала начальной адаптации Ns по алгоритму S-MMA на зависимость BER от Fsh при $nu=0,0002$; $nd=0,002$.

Из рис. 8 можно сделать следующие **выводы**:

1) минимальное значение интервала адаптации Ns составило 4000 символов при компенсируемом уходе частоты $Fsh = 100$ Гц (0,0002% от символьной скорости), максимальное – 32 000 символов при компенсируемом уходе частоты $Fsh = 380$ Гц (0,0008% от символьной скорости);

2) при $Ns < 4000$ помехоустойчивость демодулятора резко ухудшается даже при $Fsh = 0$, а при $Ns > 32000$ максимально допустимое значение Fsh практически не меняется;

3) интервал адаптации эквалайзера (S-MMA +DD) значительно шире, чем у эквалайзера, использующего ОПСМ, при более узкой полосе частотной подстройки.

Моделирование в условиях колебания уровня входного сигнала показало, что характеристики демодулятора не ухудшаются при увеличении СКЗН сигнала не более чем на 20% и уменьшении не более чем на 50% от номинального значения 2 В.

Заключение

Результаты моделирования, полученные с использованием САПР, показали эффективность применения в условиях сильной МСИ алгоритмов «слепых» эквалайзеров, сочетающих использование «мягких» и «жестких» решений при расчете ошибки адаптации в итерационном цикле. Показано, что разработанные модели различных каналов передачи сигналов с модуляцией типа 1024-QAM могут служить эффективным инструментом для оптимизации параметров эквалайзеров с точки зрения обеспечения максимальной помехоустойчивости демодулятора в зависимости от уровня частотных отстроек, ограничений на время обработки сигнала в приемнике и требований к аппаратным ресурсам при цифровой реализации. Разработанные модели могут быть использованы в методах смешанного моделирования, реализованных в САПР ADS [9], что позволит учесть при анализе влияние аналоговых трактов приемника (межкаскадная фильтрация верхних частот, интермодуляционные эффекты, собственные шумы, нелинейные искажения в передатчике и др.), а также многолучевость при передаче сигнала для различных типов радиоканалов, что представляет интерес для перспективных исследований, которые особенно актуальны при больших значениях порядка модуляции ($M > 1024$).

Список источников

1. Дж. Прокис Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000.
2. Феер К. Беспроводная связь / Под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь. 2000.
3. Treichler J.R., Agee B.G. A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proc. 1983. V. ASSP-31. P. 459–471.
4. Axford Jr. R.A., Milstein L.B., Zeidler J.R. A Dual-Mode Algorithm for Blind Equalization of QAM Signals: CADAMA // Proc. Asilomar-29. 1996. V. 1. P. 172–176.

5. *Shahmohammadi M., Kahaei M.H.* A New Dual-Mode Approach to Blind Equalization of QAM Signals // Proc. IEEE 8th Int'l Symp. Computer and Commun. 2003. P. 277–281.
6. *Yang J., Wemer J.J., Dumont G.A.* The Multimodulus Blind Equalization and its Generalized Algorithms // IEEE J. Selected Areas Commun. June 2002. V. 20. № 5. P. 997–1015.
7. *Лопатин А.И., Меркутов А.С.* Моделирование каналов передачи 256-QAM сигналов в условиях межсимвольной интерференции // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2023: сб. тр. VI Междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т. 1. / Под общ. ред. *О.В. Миловзорова*. Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т. 2023. С. 197–202.
8. *Abrar S., Roy A., Axford Jr.* Sliced Multi-modulus Blind Equalization Algorithm // ETRI Journal. June 2005. V. 27. № 3. P. 257–266.
9. *Курушин К.А., Мельников А.О.* Моделирование цифровых потоков радиосвязи в среде ADS/Ptolemy. М.: СОЛОН-Пресс. 2005.

Информация об авторе

Александр Сергеевич Меркутов – к.т.н., доцент
SPIN-код: 5688-8856

Поступила в редакцию 25.04.2025

Одобрена после рецензирования 14.05.2025

Принята к публикации 26.05.2025

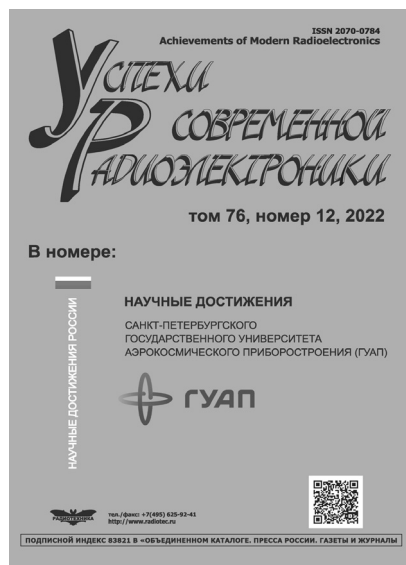
ЖУРНАЛ «УСПЕХИ СОВРЕМЕННОЙ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ»

Главный редактор: член-корр. РАН, докт. физ.-мат. наук, профессор **Дмитрий Владимирович Иванов**

Международный научно-технический журнал, состоящий из научно-технических обзоров и статей по наиболее актуальным направлениям радиотехники и электроники.

Включен в Перечень ВАК

Издаётся с 1947 г.



ISSN 2070-0784

Периодичность – 12 номеров в год

«Пресса России» – индекс 83821

Научные специальности ВАК

- 1.2.1. Искусственный интеллект и машинное обучение
- 1.2.2. Математическое моделирование, численные методы и комплексы программ
- 1.2.3. Теоретическая информатика, кибернетика
- 1.2.4. Кибербезопасность
- 2.2.1. Вакуумная и плазменная электроника
- 2.2.2. Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовые устройства
- 2.2.3. Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники
- 2.2.4. Приборы и методы измерения (по видам измерений)
- 2.2.5. Приборы навигации
- 2.2.6. Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы
- 2.2.7. Фотоника
- 2.2.9. Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры
- 2.2.10. Метрология и метрологическое обеспечение
- 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы
- 2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения
- 2.2.14. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии
- 2.2.15. Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- 2.2.16. Радиолокация и радионавигация
- 2.3.1. Системный анализ, управление и обработка информации

Полный перечень журналов и книг, выпускаемых Издательством Радиотехника, размещен на сайте <http://www.radiotec.ru>

Адрес Издательства:

101000, г. Москва, Подсосенский пер., д. 14, стр. 2, тел. +7(495)625-92-41

<http://www.radiotec.ru>, e-mail: info@radiotec.ru

Original article

Simulation of 1024-QAM signals receivers based on adaptive equalizers

A.S. Merkutov¹¹ Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletovs (Vladimir, Russia)¹ merkutov@yandex.ru

Abstract

The need to ensure high-speed information transmission over wireless digital communication channels using high-order quadrature modulation in conditions of limited frequency resources, complex electromagnetic environment, multipath signal propagation and strong intersymbol interference (ISI) is an important task. Therefore, in this paper, various methods for creating 1024-QAM modulated signal demodulators based on the use of adaptive equalizers, which were implemented and studied in CAD under conditions of external influences (additive white Gaussian noise, carrier frequency offsets, etc.) at various settings of equalizer parameters are considered. Scalable models of signal generation and detection units with 1024-QAM and higher modulation order have been developed for modeling information transmission channels with multi-position quadrature modulation. Demodulator models have been developed using an equalizer based on a known training sequence of symbols and a «blind» equalizer adapted to a random stream of symbols following on input of receiver. The boundary values of the permissible relative frequency adjustments of the modulated signal for both types of equalizers are obtained, as well as optimal weighting coefficients of the adaptation error for a given threshold value of the bit error rate and power signal-noise ratio. The results of the evaluation of the effect of the adaptation interval on the convergence of the iterative process under of carrier frequency offset presence on the input of the demodulator are obtained. The results of the study can be used in the design of digital signal demodulators with multi-position quadrature modulation for subsequent implementation in the FPGA base or ASIC technology.

Keywords

Quadrature modulation, 1024-QAM signal, intersymbol interference, training sequence, blind equalizer, adaptive filtering, carrier frequency adjusting, simulation

For citation

Merkutov A.S. Simulation of 1024-QAM signals receivers based on adaptive equalizers. Dynamics of complex systems. 2025. V. 19. № 2. P. 21–29. DOI: <https://doi.org/10.18127/j19997493-202502-04> [in Russian]

References

1. Dzh. Prokis Cifrovaja svjaz'. Pod red. D.D. Klovskogo. M.: Radio i svjaz'. 2000. [in Russian]
2. Feer K. Besprovodnaja svjaz'. Pod red. V.I. Zhuravleva. M.: Radio i svjaz'. 2000. [in Russian]
3. Treichler J.R., Agee B.G. A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals. IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Proc. 1983. V. ASSP-31. P. 459–471.
4. Axford Jr. R.A., Milstein L.B., Zeidler J.R. A Dual-Mode Algorithm for Blind Equalization of QAM Signals: CADAMA. Proc. Asi-lomar-29. 1996. V. 1. P. 172–176.
5. Shahmohammadi M., Kahaei M.H. A New Dual-Mode Approach to Blind Equalization of QAM Signals. Proc. IEEE 8th Int'l Symp. Computer and Commun. 2003. P. 277–281.
6. Yang J., Werner J.J., Dumont G.A. The Multimodulus Blind Equalization and its Generalized Algorithms. IEEE J. Selected Areas Commun. June 2002. V. 20. № 5. P. 997–1015.
7. Lopatin A.I., Merkutov A.S. Modelirovanie kanalov peredachi 256-QAM signalov v usloviyah mezhsimvol'noj interferencii. Sovremennye tehnologii v nauke i obrazovanii - STNO-2023: sb. tr. VI Mezhdunar. nauch.-tehn. foruma: v 10 t. T. 1. Pod obshh. red. O.V. Milov-zorova. Rjazan': Rjazan. gos. radiotehn. un-t. 2023. S. 197–202. [in Russian]
8. Abrar S., Roy A., Axford Jr. Sliced Multi-modulus Blind Equalization Algorithm. ETRI Journal. June 2005. V. 27. № 3. P. 257–266.
9. Kurushin K.A., Mel'nikov A.O. Modelirovanie cifrovyyh potokov radiosvjazi v srede ADS/Ptolemy. M.: SOLON-Press. 2005. [in Russian]

Information about the author

Alexander S. Merkutov – Ph.D. (Eng.), Associate Professor

The article was submitted 25.04.2025

Approved after reviewing 14.05.2025

Accepted for publication 26.05.2025