

## СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ ДЛЯ БОРЬБЫ С МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ В МНОГОЛУЧЕВОМ РЕЛЕЕВСКОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Ланнэ А.А., Соловьева Е.Б.

### Введение

Для многих радиоканалов, таких как коротковолновые каналы ионосферного распространения и тропосферного рассеяния, характерно явление многолучевого распространения передаваемого сигнала. Это явление обусловлено отражающими свойствами ионосферы и других объектов, которые не являются идеальными отражателями, а скорее представляют собой шероховатую поверхность, меняющуюся во времени. В этой связи передаваемые сигналы отражаются (или рассеиваются) в некотором объеме ионосферы или тропосферы, распространяясь по нескольким путям (лучам) с различными задержками в отдельных лучах. Вследствие разности хода лучей от передатчика к приемнику сигнал в приемной антенне образован суммой отдельных колебаний с различными амплитудами и фазами. Параметры каналов связи (КС) (число лучей, их импульсные характеристики и временные задержки) меняются во времени, поэтому наблюдается значительная флюктуация амплитуд и фаз выходных сигналов КС. Это явление получило название «замирание», вызванное многолучевым распространением сигнала в КС [1 – 3].

В статье рассматривается релейский КС с частотно-селективными замираниями, когда отсчеты импульсной характеристики КС представляют собой случайные числа с релейским законом распределения плотности вероятности, а максимальная временная задержка лучей превышает символьный интервал входного сигнала КС.

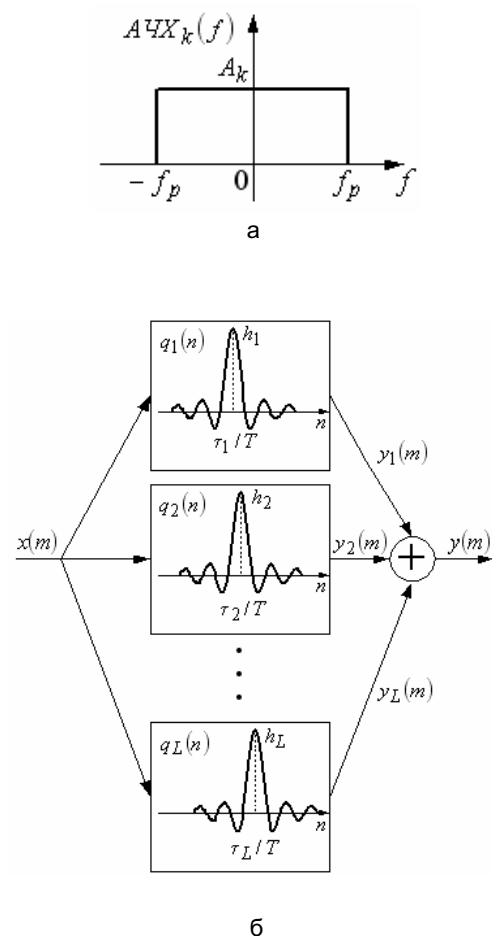
Временное рассеяние сигнала вследствие его многолучевого распространения в КС порождает межсимвольную интерференцию (перекрытие соседних символов), что ухудшает прием сигнала. Для компенсации межсимвольной интерференции используются эквалайзеры, синтезированные на основе известных методов: правиле максимального правдоподобия детектирования символов (алгоритм Витерби), линейной адаптивной фильтрации, выравнивания с обратной связью по решению (когда ранее детектированные символы используются для восстановления текущего символа) [2, 3].

В данной работе предлагается синтезировать стационарные нелинейные эквалайзеры (НЭ) на основе метода расщепления для борьбы с межсимвольной интерференцией в релейском КС. Релейский КС описан низкочастотной моделью, представленной в системе MATLAB [4, 5].

*Рассмотрен синтез стационарных нелинейных эквалайзеров с математической моделью в форме многочлена расщепленных сигналов для борьбы со случайными флуктуациями колебаний в релейском канале связи. Исследовано применение нелинейного эквалайзера при передаче по каналу связи четырехпозиционного сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией. Показано, что полиномиальный эквалайзер дает меньшую погрешность обработки по сравнению со стационарным и адаптивным линейными эквалайзерами.*

### Низкочастотная модель многолучевого релейского КС

Полагаем, что КС – многолучевой нестационарный идеальный фильтр нижних частот с граничной частотой  $f_p$  полосы пропускания [1 – 3]. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)  $k$ -го луча идеального низкочастотного КС изображена на рис. 1, а.



б

Рис. 1.

Случайная комплексная<sup>1</sup> импульсная характеристика  $\dot{q}(n)$  идеального низкочастотного нестационарного КС описывается в системе MATLAB выражением

$$\dot{q}(n) = \sum_{k=1}^L \text{Sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k, \quad (1)$$

$-N_1 \leq n \leq N_2,$

где  $L$  – количество лучей;  $\tau_k$  – временное смещение  $k$ -го луча, измеряемое в секундах;  $T$  – период дискретизации импульсной характеристики,  $\dot{h}_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$  – комплексные коэффициенты передачи путей (лучей) КС (некоррелированные между собой случайные комплексные числа, распределенные по релеевскому закону),  $n$  – нормированное дискретное время  $n \in [-N_1, N_2]$ . Значения  $N_1, N_2$  выбираются в системе MATLAB так, чтобы  $|\dot{q}(n)|$  был мал за пределами интервала  $n \in [-N_1, N_2]$ .

Преобразуем выражение (1) следующим образом:

$$\dot{q}(n) = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}\left(2\pi\frac{1}{2T}(\tau_k - nT)\right)}{\pi\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right)} \dot{h}_k =$$

$$= \sum_{k=1}^L \frac{\text{Sin}(2\pi f_p (\tau_k - nT))}{2\pi f_p (\tau_k - nT)} \dot{h}_k = \sum_{k=1}^L \dot{q}_k(n),$$

$n \in [-N_1, N_2],$

где  $\dot{q}_k(n) = \frac{\text{Sin}(2\pi f_p (\tau_k - nT))}{2\pi f_p (\tau_k - nT)} \dot{h}_k$ ,  $n \in [-N_1, N_2]$  – случайная комплексная импульсная характеристика  $k$ -го луча КС,

$$f_p = \frac{1}{2T}. \quad (2)$$

Равенство (2) описывает связь между граничной частотой полосы пропускания и периодом дискретизации импульсной характеристики КС (идеального фильтра нижних частот).

Поскольку период дискретизации  $T$  импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  КС равен символному интервалу  $T_s$  входного сигнала ( $T = T_s$ ), из выражения (2) следует

$$f_p = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{T_s} = \frac{1}{2} \cdot R_s$$

или

$$R_s = 2f_p. \quad (3)$$

где  $R_s$  – символная скорость (скорость передачи символов в КС).

Комплексная низкочастотная составляющая выходного сигнала КС определяется на несущей частоте  $\omega_0$

при воздействии  $\dot{x}(m)$  с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM-сигнал) из формулы свертки

$$\dot{y}(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}(n) \dot{x}(m-n) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \sum_{k=1}^L \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n) =$$

$$= \sum_{k=1}^L \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n) = \sum_{k=1}^L \dot{y}_k(m), \quad (4)$$

где  $\dot{y}_k(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}_k(n) \dot{x}(m-n)$ ,  $m \in [N_1, N]$  – выходной сигнал  $k$ -го луча КС.

Отметим, что выражение (4) получено при амплитудно-фазомодулированном дискретном воздействии КС

$$x(m) = |\dot{x}(m)| \cos(\omega_0 m + \arg(\dot{x}(m))) =$$

$$1/2(\dot{x}(m)e^{j\omega_0 m} + x^*(m)e^{-j\omega_0 m})$$

(где  $*$  – знак комплексного сопряжения,  $\dot{x}(m) = |\dot{x}(m)|e^{j\arg(\dot{x}(m))}$ ), в результате выделения из модулированного выходного сигнала КС с несущей частотой  $\omega_0$

$$y(m) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n)x(m-n) =$$

$$1/2 e^{j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n)e^{j\omega_0 n} \dot{x}(m-n) +$$

$$+ 1/2 e^{-j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q(n)e^{-j\omega_0 n} x^*(m-n) =$$

$$1/2 e^{j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} \dot{q}(n)\dot{x}(m-n) +$$

$$+ 1/2 e^{-j\omega_0 m} \sum_{n=-N_1}^{N_2} q^*(n)x^*(m-n)$$

комплексной низкочастотной составляющей  $\dot{y}(m)$ , описываемой равенством (4).

Здесь:  $q(n)$  – случайная вещественная импульсная характеристика идеального низкочастотного нестационарного КС в форме [1, 3]

$$q(n) = \sum_{k=1}^L \text{Sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) h_k = \sum_{k=1}^L q_k(n),$$

$n \in [-N_1, N_2],$

$h_k$  – зависящий от времени  $m$  вещественный коэффициент передачи  $k$ -го луча КС,  $q_k(n)$  – случайная вещественная импульсная характеристика  $k$ -го луча КС,

$$\dot{q}(n) = q(n)e^{j\omega_0 n} \text{ и } q^*(n) = q(n)e^{-j\omega_0 n}.$$

Функциональная схема модели релеевского КС с импульсной характеристикой  $q(n)$  изображена на рис. 1, б. В блоках схемы показаны огибающие вещественных импульсных характеристик  $q_k(n)$ ,  $k = 1, 2, \dots, L$  лучей КС.

<sup>1</sup> Свойство комплексности импульсной характеристики будет рассмотрено далее.

## Задача синтеза нелинейного эквалайзера

Известным способом борьбы с негауссовскими процессами, искажающими полезный сигнал в КС, является нелинейная фильтрация [6, 7]. Поскольку в рассматриваемом КС искажения сигнала имеют релейский характер, следует ожидать, что НЭ, реализованный в виде нелинейного фильтра, будет успешно бороться с указанными искажениями.

При операторном подходе к синтезу нелинейных устройств [7 – 10] задача построения НЭ для компенсации случайных (негауссовских) флуктуаций сигналов в КС может быть сформулирована следующим образом.

Пусть модель КС имеет вид операторного уравнения

$$\dot{y}(m) = F[\dot{x}(m)], \quad (5)$$

где  $F$  – описываемый формулой свертки (4) линейный оператор с переменными параметрами, устанавливающий однозначное соответствие между множеством  $X$  входных ( $\dot{x}(m) \in X$ ) и множеством  $Y$  выходных ( $\dot{y}(m) \in Y$ ) сигналов КС. Необходимо построить нелинейный стационарный оператор  $V$  эквалайзера, действующий на уравнение (5) так, чтобы выполнялось соотношение

$$\tilde{x}(m) = V[\dot{y}(m)] = V[F[\dot{x}(m)]] = R_1[\dot{x}(m)],$$

где  $R_1$  – линейный оператор результирующего каскадного соединения КС и НЭ, изображенного на рис. 2. Для простоты преобразований примем  $R_1 = I$ .



Рис. 2

Параметры оператора  $V$  получим в результате решения задачи аппроксимации

$$\|\dot{x}(m) - V[\dot{y}(m)]\| \rightarrow \min_{\vec{C}}, \quad (6)$$

где  $\vec{C}$  – вектор параметров нелинейного оператора  $V$ , оптимизируемый в среднеквадратичной метрике ( $L_2$ ), т. е.

$$\|\dot{x}(m) - V[\dot{y}(m)]\| = \frac{1}{G} \sqrt{\sum_{g=1}^G |\dot{x}_g(m) - V[\dot{y}_g(m)]|^2},$$

где суммирование выполняется по всем вычисленным дискретным отсчетам сигналов.

### Синтез НЭ методом расщепления

В рамках теории расщепления [9, 10] стационарный оператор  $V$  НЭ строится в виде композиции двух операторов: оператора  $F_p$  расщепителя и оператора  $P^Q$  нелинейного безынерционного преобразователя (НБП).

Оператор-расщепитель  $F_p$  в момент времени  $m$  преобразует каждый скалярный входной сигнал

$\dot{y}(m)$  НЭ из множества  $Y$  в соответствующий векторный сигнал

$$\vec{\dot{y}}_p(m) = F_p[\dot{y}(m)] = [\dot{y}_{p1}(m), \dot{y}_{p2}(m), \dots, \dot{y}_{pM}(m)]^t,$$

где  $t$  – знак транспонирования, таким образом, чтобы в любой момент времени  $m$ ,  $m \in [N_1, N]$  векторные сигналы, построенные на множестве  $Y$ , не обращались в ноль и были различны.

Оператор НБП осуществляет отображение векторного сигнала  $\vec{\dot{y}}_p(m)$  из множества  $Y$  в соответствующий скалярный выходной сигнал  $\tilde{x}(m)$  НЭ. Такой оператор на классе комплексных сигналов описывается многомерным многочленом степени  $Q$

$$\begin{aligned} \tilde{x}(m) = P^Q[\vec{\dot{y}}_p(m)] = & \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_M=0}^{I_M} \sum_{i_{M+1}=0}^{I_{M+1}} \dots \sum_{i_{2M}=0}^{I_{2M}} \dot{C}_{i_1 i_2 \dots i_M i_{M+1} \dots i_{2M}} \times \\ & \times [\dot{y}_{p1}(m)]^{i_1} [\dot{y}_{p2}(m)]^{i_2} \dots \\ & [\dot{y}_{pM}(m)]^{i_M} [y_{p1}^*(m)]^{i_{M+1}} [y_{p2}^*(m)]^{i_{M+2}} \dots [y_{pM}^*(m)]^{i_{2M}}, \end{aligned} \quad (7)$$

где

$$Q = I_1 + I_2 + \dots + I_M + I_{M+1} + I_{M+2} + \dots + I_{2M}.$$

Возможны и другие формы представления оператора  $P^Q$ , например, в виде дробно-рациональной функции, экспоненциального многочлена и др. [9, 10].

Операторному уравнению (7) соответствует функциональная схема модели НЭ, изображенная на рис. 3.

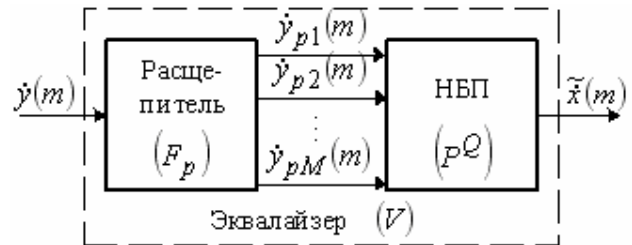


Рис. 3

### Синтез НЭ для компенсации искажений в многолучевом релейском КС

Рассмотрим методику построения НЭ на примере прохождения 4-х позиционного низкочастотного QAM сигнала (сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией 4-QAM), комплексные значения которого формируются из выражения

$$\dot{x}(r) = \exp[j2\pi(i_r + 1/2)/4], \quad i_r = 0, 1, 2, 3, \quad (8)$$

через 3-х лучевой релейский КС с низкочастотной моделью (4) (полоса пропускания канала  $f_p = 3100$  Гц ориентирована на передачу речевых сигналов), содержащей импульсную характеристику (1). Параметры импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  следующие: число лучей  $L = 3$ , время задержки лучей  $\tau_1 = 0.1T_s$ ,  $\tau_2 = 1.3T_s$ ,  $\tau_3 = 2.7T_s$ ; средние коэффициенты усиления 0, -7, -14 дБ импульсной характеристики в лучах КС; доплеровская частота 0.07 Гц. Для КС с полосой пропускания  $f_p = 3100$  Гц из выражения (3) получим скорость передачи 4-QAM сигнала  $R_s = 6200$  бод и символичный интервал  $T_s = 1/R_s = 1/6200$  с.

Для модели КС, имеющей вид нерекурсивного разностного уравнения, расщепитель синтезируемого НЭ можно реализовать в виде линии смещения, число элементов  $I$  в которой равно числу параметров линейного разностного уравнения КС [6]. Из выражения (4) следует  $I = N_1 + N_2$ .

Поскольку КС с моделью (4) является некаузальным<sup>2</sup> фильтром, целесообразно НЭ синтезировать также некаузальным. В этом случае расщепитель имеет структуру, показанную на рис. 4. а. Отметим, что при синтезе эквалайзера исследуется влияние свойства каузальности устройства на точность восстановления сигналов. Поэтому помимо некаузального построим также каузальный эквалайзер с расщепителем в виде линии задержки, изображенной на рис. 4. б.

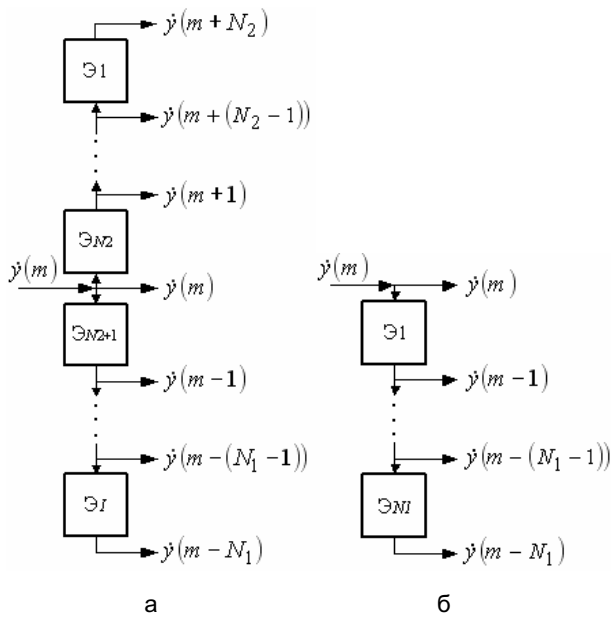


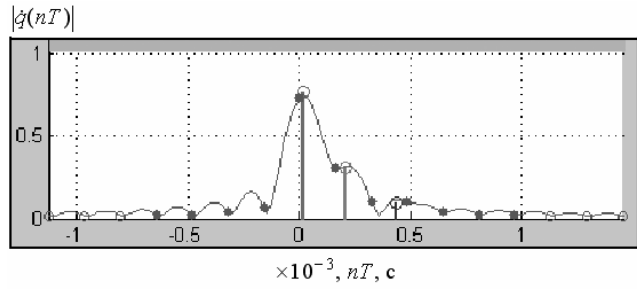
Рис. 4

Входной сигнал НЭ сформируем из выходного сигнала модели (4) КС при воздействии на КС реализации длиной 6 201 отсчет 4-QAM сигнала со значениями, полученными из выражения (8).

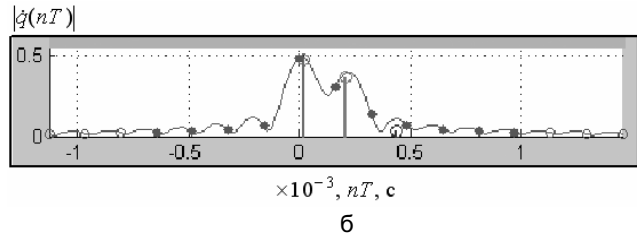
На рис. 5. а, б изображены огибающие модуля импульсной характеристики КС в начале (0 с) и в конце (1 с) работы КС соответственно. Черными точками показаны отсчеты  $|\dot{q}(nT)|$ ,  $n \in [-N_1, N_2]$ , период дискретизации  $T = T_s = 1/6200$ . Вертикальными линиями обозначены  $|h_k|$ ,  $k = 1, 2, 3$  трехлучевого КС.

На рис. 6 представлены временные зависимости средних коэффициентов усиления импульсной характеристики в лучах КС. Номер кривой соответствует номеру луча КС.

<sup>2</sup> Под каузальностью и некаузальностью понимается способ учета отсчетов импульсной характеристики  $\dot{q}(n)$  при формировании выходного сигнала  $\dot{y}(n)$  фильтра. Будем считать фильтр каузальным, если его  $\dot{q}(n)$  задана при  $n \leq 0$  и некаузальным, если  $\dot{q}(n)$  определена в области положительных и отрицательных значений  $n$ , например  $n \in [-N_1, N_2]$ .



а



б

Рис. 5

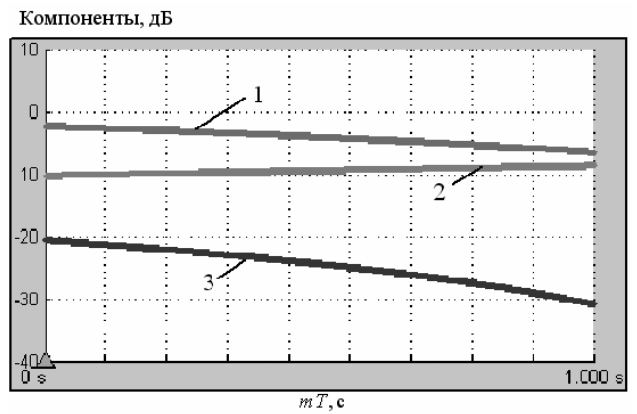


Рис. 6

Из рис. 5 видно, что в рассматриваемом примере  $N_1 = 4$ ,  $N_2 = 6$ ,  $I = N_1 + N_2 = 10$ . Следовательно, расщепитель НЭ можно реализовать в виде линии с 10 элементами смещения. Очевидно, что большое число каналов расщепления ведет к росту размерности задачи аппроксимации оператора НЭ, и как следствие, к появлению проблемы плохой обусловленности и шумов арифметики. Для предотвращения указанных негативных явлений сократим число элементов смещения в расщепителе НЭ до 2 – 4. Такая операция возможна, поскольку в импульсной характеристике КС значащими являются 3 – 5 отсчетов характеристики (рис. 5).

В результате синтезируем НЭ, решая задачу аппроксимации (6) в среднеквадратичной метрике, где  $V[\dot{y}(m)] = \tilde{x}(m) = P^o[\tilde{y}_p(m)]$  – многочлен расщепленных сигналов (7) при воздействии, содержащем 6 201 отсчет сигнала  $\dot{y}(m)$ , полученного в течение 1 с работы релеевского КС.

Для оценки качества восстановления 4-QAM сигнала синтезированными эквалайзерами вычислим максимальную абсолютную

$$\varepsilon_C = \max_{m \in [D_1, D_2]} |\dot{\varepsilon}(m)|,$$

$$\text{где } \dot{\varepsilon}(m) = \dot{x}(m) - \tilde{x}(m), m \in [D_1, D_2],$$

и среднеквадратичную

$$\varepsilon_{L_2} = \frac{1}{D_2 - D_1 + 1} \sqrt{\sum_{m=D_1}^{D_2} |\dot{\varepsilon}(m)|^2}$$

погрешности при  $D_1 = 30$ ,  $D_2 = 3134$ .

В табл. 1 представлены значения погрешностей  $\varepsilon_C$ ,  $\varepsilon_{L_2}$ , а также число параметров  $\xi$  модели (7) некаузального и каузального линейных ( $Q = 1$ ) стационарных эквалайзеров, полученные при разной длине вектора расщепленных сигналов. Расщепитель некаузального эквалайзера сформирован по схеме, изображенной на рис. 4, а, расщепитель каузального эквалайзера – по схеме на рис. 4, б. Исследования показали, что наименьшую погрешность дают эквалайзеры, построенные при  $N_1 = N_2$  (нечетном числе  $M$  каналов расщепления).

• линейный стационарный эквалайзер с числом расщепленных сигналов  $M = 11$ , равных числу параметров линейного разностного уравнения (4) КС, как показал эксперимент, дает наименьшую погрешность восстановления сигнала. Увеличение числа каналов расщепления не повышает точность обработки.

Далее, при синтезе НЭ использовались 3 и 5 щепок для понижения размерности задачи аппроксимации оператора НЭ.

Для восстановления 4-QAM сигнала применялись также адаптивный линейный эквалайзер и адаптивный эквалайзер с обратной связью по решению [2, 3], модели которых представлены в системе MATLAB. Отметим, что оба адаптивных эквалайзера, построенные по критерию минимума среднеквадратичной ошибки, дали одинаковую равномерную и среднеквадратичную по-

Таблица 1

Результаты восстановления 4-QAM сигнала линейным стационарным эквалайзером

Число щепок $M$	Свойство эквалайзера	$\xi$	$\varepsilon_C$	$\varepsilon_{L_2}$
3	некаузальный, $N_1 = N_2 = 1$	6	0.5560	0.0037
	каузальный, $I = 2$		0.6440	0.0043
5	некаузальный, $N_1 = N_2 = 2$	10	0.5453	0.0036
	каузальный, $I = 4$		0.6508	0.0036
11	некаузальный, $N_1 = N_2 = 5$	22	0.5302	0.0026
	каузальный, $I = 10$		0.6135	0.0034
31	некаузальный, $N_1 = N_2 = 15$	62	0.5415	0.0026
	каузальный, $I = 30$		0.6094	0.0034

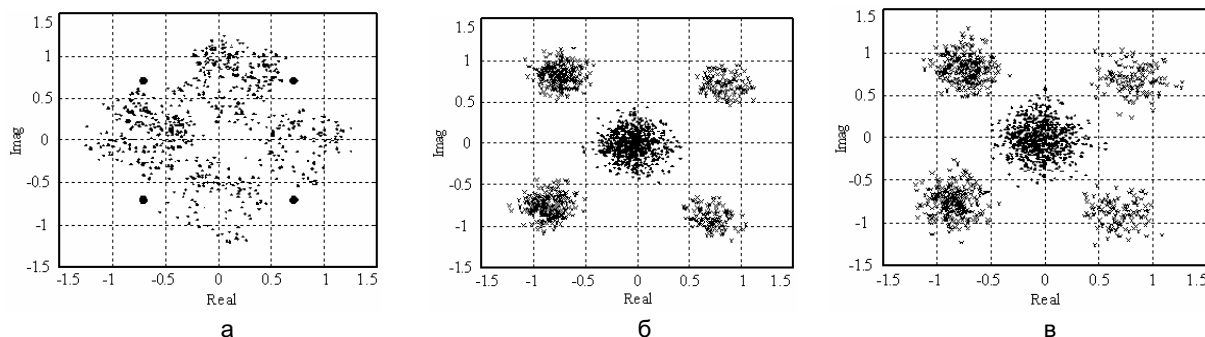


Рис. 7

Из анализа табл. 1 следует:

• некаузальный линейный стационарный эквалайзер в равномерной и среднеквадратичной метриках восстанавливает сигнал более точно, чем соответствующий каузальный эквалайзер.

Данный результат иллюстрирует рис. 7. На рис. 7, а на комплексной плоскости показаны входной  $\dot{x}(m)$  (крупные точки) и выходной  $\dot{y}(m)$  (мелкие точки) сигналы КС. На рис. 7, б, в изображены выходной сигнал  $\hat{x}(m)$  (крестики) линейного эквалайзера с числом «щепок» (расщеплений сигналов)  $M = 11$  и погрешность  $\dot{\varepsilon}(m)$  (точки) при соответственно некаузальном и каузальном свойстве устройства. Для всех изображенных сигналов  $m \in [62, 771]$ .

Очевидно, что некаузальное свойство обеспечит положительный эффект и в нелинейном случае, поэтому НЭ были синтезированы некаузальными.

грешности восстановления сигнала. При этом длина обучающей последовательности эквалайзеров составила 300 отсчетов, величина шага адаптации – 0.05. В табл. 2 приведены результаты выравнивания КС адаптивным линейным эквалайзером при разном числе элементов (равном количеству отсчетов импульсной характеристики КС) в линии задержки устройства.

Таблица 2

Результаты восстановления 4-QAM сигнала адаптивным линейным эквалайзером

Число элементов задержки	$\varepsilon_C$	$\varepsilon_{L_2}$
3	0.6010	0.0039
5	0.3720	0.0027
11	0.3676	0.0026

Из сравнения данных табл. 1 и табл. 2 видно, что

- некаузальный стационарный (при  $M \geq 11$ ) и адаптивный линейные эквалайзеры дают одинаковую среднеквадратичную погрешность восстановления сигнала,

- в равномерной метрике адаптивная обработка обеспечивает более высокую точность выравнивания КС.

Результаты восстановления 4-QAM сигнала синтезированными НЭ представлены на рис. 8, 9. В процессе синтеза НЭ установлено, что четные степенные составляющие полиномиальной модели (7) не влияют на точность аппроксимации оператора эквалайзера, поэтому в указанной модели учитывались составляющие лишь нечетных степеней.

На рис. 8, а, б показаны соответственно зависимости погрешностей  $\varepsilon_C$  и  $\varepsilon_{L_2}$  от степени  $Q$  полиномиальной модели (7) НЭ. Кривые 1 построены при числе щелок  $M = 3$ , кривые 2 – при  $M = 5$ . В табл. 3 указано количество параметров  $\xi$  полиномиальной модели (7) при разной степени

$Q$  (с учетом составляющих лишь нечетных степеней) и разной длине вектора расщепленных сигналов.

Таблица 3

Количество параметров полиномиальной модели НЭ

Степень полинома $Q$	Число щелок $M$	Число параметров $\xi$
1	3	6
	5	10
3	3	62
	5	230
5	3	314
	5	2232

На рис. 9, а, б, в показаны выходные сигналы  $\tilde{x}(m)$  НЭ (крестики) и погрешность  $\hat{\varepsilon}(m)$  (точки) при  $m \in [62, 771]$  и следующих переменных модели (7) НЭ:  $Q = 3, M = 3$ ;  $Q = 3, M = 5$ ;  $Q = 5, M = 3$  соответственно.

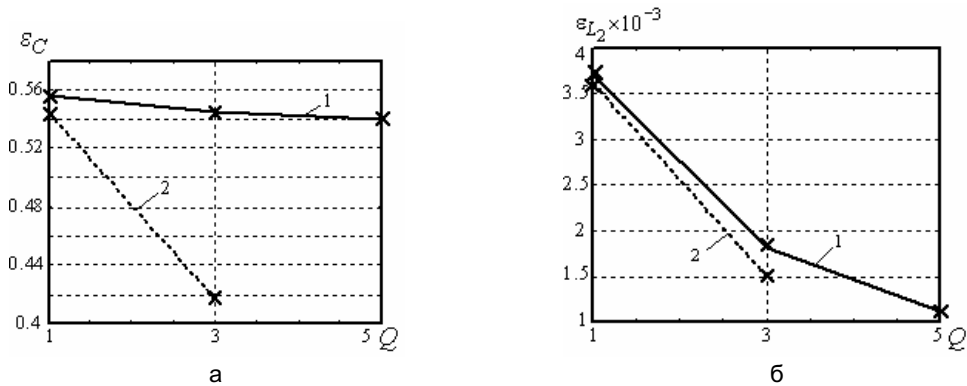


Рис. 8

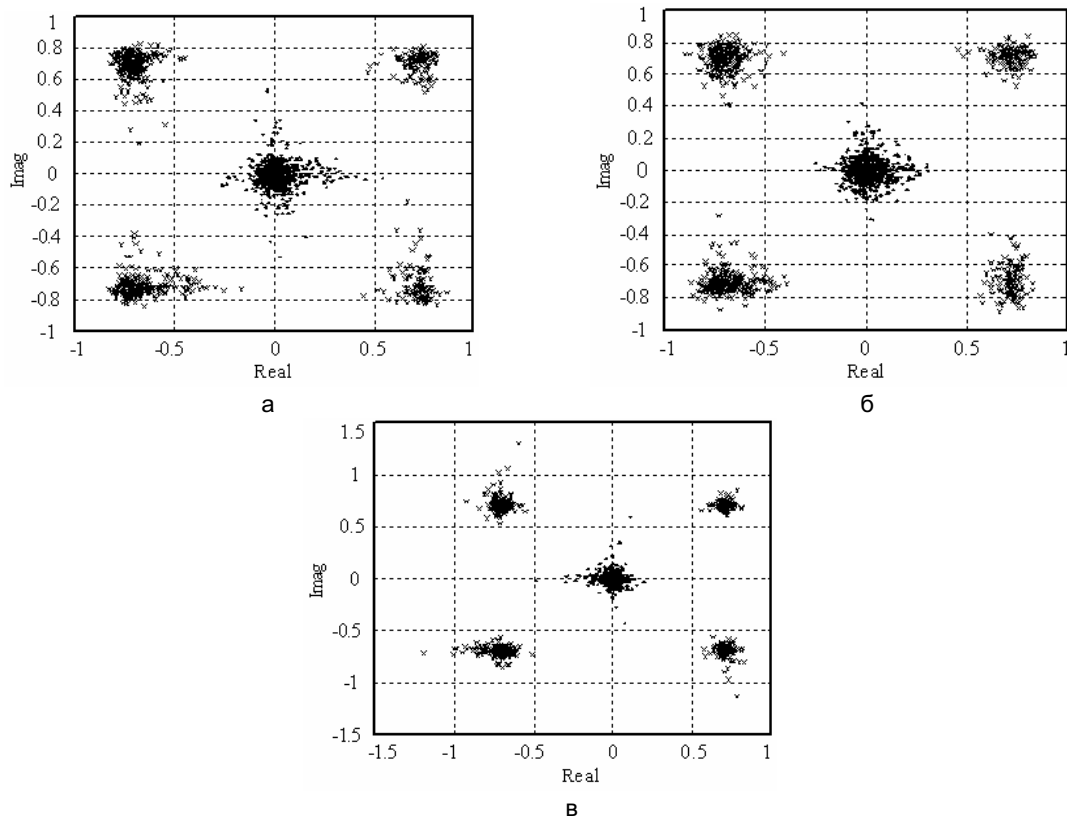


Рис. 9

Из анализа рис. 8, 9 и табл. 2 следует:

● точность восстановления сигнала возрастает с увеличением степени полиномиальной модели (7) эквалайзера. Эквалайзер даже с малой нелинейностью ( $Q=3$ ) и небольшим числом щепок  $M=3$  дает меньшую среднеквадратичную погрешность ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0018$ , рис. 8, б и рис. 9, а), чем стационарный линейный эквалайзер с  $M=11$  ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0026$ , табл. 1 и рис. 7, б) и адаптивный линейный эквалайзер ( $\varepsilon_{L_2} = 0.0026$ , табл. 2);

● погрешность выравнивания КС уменьшается (причем, равномерная погрешность значительно, рис. 8, а) при увеличении числа расщепленных сигналов в модели (7) НЭ. Однако, такое увеличение неизбежно ведет к существенному росту размерности задачи аппроксимации оператора НЭ (табл. 3) и, как следствие, к появлению проблемы плохой обусловленности и шумов арифметики.

### Заключение

В статье рассмотрена методика синтеза нелинейного стационарного эквалайзера на основе метода расщепления для борьбы со случайными флуктуациями сигналов в релейском частотно-селективном КС.

Показано, что НЭ с моделью в виде многомерного полинома расщепленных сигналов (7) дает меньшую погрешность обработки, чем стационарный и адаптивный линейные эквалайзеры. Модель (7) содержит линейно-входящие параметры, поэтому при решении задачи аппроксимации (6) определяются глобально оптимальные параметры НЭ. Точность выравнивания КС можно повысить, увеличив степень полиномиальной модели (7) эквалайзера.

Поскольку релейский КС представлен многолучевым низкочастотным некаузальным фильтром, целесообразно НЭ синтезировать также некаузальным. Некаузальный эквалайзер восстанавливает сигнал более точно по сравнению с каузальным.

### Литература

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений.– М.: Изд-во «Советское радио», 1970.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ.; Под ред. Д.Д. Кловского.– М.: Радио и связь, 2000.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение.– М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
4. Дьяконов В. П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5 в математике и моделировании. Полное руководство пользователя. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003.
5. Fecthel S.A. A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency-selective fading radio channels // IEEE Journal on selected areas in communications.– 1993.– Vol. 11, № 3.– P.422–431.
6. Соловьева Е. Б. Компенсация нелинейных искажений сигналов в каналах связи методом расщепления // Цифровая обработка сигналов.– 2005.– №4.– С. 2–8.
7. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А. И. Солонина, Д. А. Улахович, С. М. Арбузов, Е. Б. Соловьева / Изд. 2-е испр. и перераб. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005.
8. Mathews V. J., Sicuranza G. L. Polynomial signal processing. – New York: John Wiley & Sons, 2000.
9. Ланнэ А. А. Нелинейные динамические системы: синтез, оптимизация, идентификация.– Л.: ВАС, 1985.
10. Ланнэ А. А. Нейронные цепи, тринадцатая проблема Гильберта и задачи обработки сигналов // Вестник молодых ученых. Технические науки.– 2001.– №2.– С.3–26.

### Уважаемые коллеги!

*Предлагаем вам принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) Вашей фирмы с указанием желаемого её месторасположения: обложка ( 2-я, 3-я или 4-я стр. ), цветная внутренняя полоса (объем полосы).*

В 2008 году планируется выпуск 4-х номеров журнала (тираж до 1000 экз. ). Журнал будет распространяться по подписке через агентство «Роспечатать» в России, СНГ и странах Балтии ( индекс 82185 ), а также на Выставках: «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA'2008», «ExpoElectronica», «СвязьЭкспокомм», «ЭЛЕКТРОНИКА: компоненты, оборудование, технологии» ( г. Москва ) и др.

Размещение рекламы Вашей фирмы на страницах журнала «Цифровая обработка сигналов» на плановой основе ( не менее 2-х рекламных полос в течение года ) предоставит Вам следующие возможности и права:

1. Первоочередное право расположения рекламных материалов на всех обложках (кроме 1-й) и страницах журнала.
2. Публикация представленных Вами рабочих (рекламных) материалов (статей) объемом до 6 полос в каждом очередном номере ( в счет оплаченной рекламы ).
3. Установка баннера Вашего сайта ( или логотипа вашей организации ) на 1-й странице сайта журнала «Цифровая обработка сигналов» ([www.dspra.ru](http://www.dspra.ru)) в течение всего года, что привлечет внимание к продукции (услугам) Вашей фирмы новых участников на рынке DSP-технологий (ежедневно фиксируется от 50 до 100 посещений сайта [www.dspra.ru](http://www.dspra.ru)).
4. Предоставление до 20 экз. очередного номера журнала в счет оплаченной рекламы.

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

4-я (внешняя) страница цветной обложки - 1000 у.е.  
2-я страница цветной обложки - 700 у.е.  
3-я страница цветной обложки - 600 у.е.  
цветная внутренняя полоса - 500 у.е.  
1/2 цветной внутренней полосы - 250 у.е.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора  
д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: [tor@rgta.gyazan.ru](mailto:tor@rgta.gyazan.ru)