

УДК 621.396.621.59

ПРИЁМ СИГНАЛА НА ФОНЕ МОЩНОЙ ПОМЕХИ, ПРЕВЫШАЮЩЕЙ ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН ПРИЁМНИКА

Д. Н. Ивлёв, В. А. Калинин

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Проведён анализ нелинейных искажений полезного сигнала во входном усилителе приёмника при воздействии мощной помехи, переводящей входные активные цепи приёмника в нелинейный режим работы. Предложен способ приёма сигнала в условиях действия мощной помехи, основанный на коррекции перекрёстных искажений. Приведены результаты экспериментальной проверки данного способа.

ВВЕДЕНИЕ

В условиях всё более плотной насыщенности радиоэфира особое место занимают проблемы, вызванные воздействием на радиоприёмный тракт помех, превышающих динамический диапазон телекоммуникационных систем и переводящих входные активные цепи приёмника (как правило, малошумящий усилитель) в существенно нелинейный режим работы. Наиболее остро эта проблема стоит в радиоэлектронных комплексах, системах спутниковой навигации и радиосвязи, системах связи малого радиуса действия [1–5].

При достаточно плотном расположении приёмопередающих устройств разных систем связи взаимные мощные помехи могут проникать на вход активных цепей приёмников, недостаточно ослабляясь преселекторными фильтрами. В многоканальных и широкополосных системах связи, работающих в нелицензируемых диапазонах частот, помеха может оказаться внутрисполосной и беспрепятственно проникнуть через преселекторный фильтр на вход активных цепей. В качестве примера можно привести ситуацию, когда приёмопередатчики стандартов Wi-Fi и Bluetooth находятся на расстоянии менее одного-двух метров друг от друга. При этом, если не предпринять специальных мер по развязке их антенн, они будут создавать взаимные помехи такой мощности, что входные усилители приёмных трактов будут работать в существенно нелинейном режиме. Данное обстоятельство приведёт либо к полной неработоспособности обеих систем, либо к резкому снижению скорости передачи информации [3–5].

Борьба с мощными помехами ведётся двумя путями. Первый путь включает в себя различные способы по недопущению проникновения мощной помехи на вход активных цепей приёмного устройства. Второй путь заключается в обработке смеси искажённого сигнала, помехи и шума в самом приёмнике с целью как можно более полного извлечения из неё передаваемой информации.

В первом случае набор технических средств достаточно широк, но, зачастую, требует значительного усложнения радиоприёмных средств и малоперспективен ввиду постоянно возрастающей насыщенности радиоэфира. В этом случае используются различного рода преселекторы, компенсационные схемы и схемы быстрой перестройки частоты [6]. Использование специальных преселекторов неперспективно, в первую очередь, по экономическим соображениям, использование же компенсационных схем ограничено их недостаточным быстродействием или малым динамическим диапазоном [6].

Второй путь включает в себя применение различных способов расширения динамического диапазона и нелинейных методов линеаризации. Применение нелинейных методов линеаризации требует явно выраженного усложнения схемы радиоприёмных устройств [7], что становится ещё

более заметно в случае синтеза линеаризуемых элементов на основе теории нелинейной фильтрации [8].

В данной работе в качестве борьбы с помехами, мощность которых превышает динамический диапазон приёмника, исследуется возможность компенсации нелинейных искажений, вносимых в слабый полезный сигнал при его взаимодействии с мощной помехой на нелинейности входного усилителя приёмника.

1. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА ВО ВХОДНОМ УСИЛИТЕЛЕ ПРИЁМНИКА

Рассмотрим усилитель, на входе которого действует аддитивная смесь узкополосного полезного сигнала и узкополосной помехи, разнесённых по частоте:

$$u(t) = A_s(t) \cos[\omega_s t + \varphi_s(t)] + A_i(t) \cos[\omega_i t + \varphi_i(t)],$$

где индекс s соответствует сигналу, а i — помехе.

Искажения слабого полезного сигнала в его полосе частот на выходе усилителя при действии на входе мощной помехи, переводящей усилитель в нелинейный режим, обусловлены следующими нелинейными эффектами [9]:

амплитудно-амплитудной перекрёстной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на огибающую сигнала);

амплитудно-фазовой перекрёстной модуляцией (переносом амплитудной модуляции помехи на фазу сигнала);

взаимной модуляцией (попаданием интермодуляционных составляющих сигнала и помехи, помехи и шума, нескольких помех и т. д. в полосу полезного сигнала);

инерционностью по отношению к огибающей (изменения огибающей слабого полезного сигнала на выходе усилителя не будут являться синхронными с быстрыми изменениями огибающей мощной помехи на входе).

Кроме этого, в частном случае полезный сигнал может быть сильно искажён или даже практически подавлен одной из гармоник помехи при её попадании в полосу полезного сигнала. Это произойдёт, если частота помехи окажется меньше частоты полезного сигнала в целое число раз.

Если же полезный сигнал не подавляется гармоникой помехи, то сама помеха и её гармоники, а также гармоники полезного сигнала и интермодуляционные компоненты, могут быть подавлены в следующих за маломощным усилителем высокочастотных и низкочастотных каскадах приёмника, содержащих полосовые фильтры и фильтры нижних частот. При этом сам маломощный усилитель в существенно нелинейном режиме является одновременно ограничителем мощности помехи.

С целью оценки степени искажений полезного сигнала, обусловленных перечисленными выше нелинейными эффектами, были проведены теоретические и экспериментальные исследования, позволившие определить степень проявления данных нелинейных эффектов.

Рассмотрим интермодуляционные составляющие, образуемые слабым гармоническим полезным сигналом и единственной мощной гармонической помехой. От соотношения частот сигнала и помехи будут зависеть порядки и количество интермодуляционных составляющих, попадающих в полосу полезного сигнала. Как известно, мощность интермодуляционных составляющих, как правило, убывает с ростом их порядка, поэтому 3-й и 5-й порядки представляют наибольшую опасность с точки зрения ухудшения отношения уровней сигнала и помехи в полосе сигнала.

Для теоретической оценки мощностей интермодуляционных компонент и полезного сигнала на выходе усилителя воспользуемся безынерционной моделью усилителя, проходная характеристика

которого задана в виде функции ошибки:

$$u_{\text{out}} = c \operatorname{erf}\left(\frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{G}{c} u_{\text{in}}\right) = \frac{2c}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{\sqrt{\pi}}{2} \frac{G}{c} u_{\text{in}}} \exp(-t^2) dt. \quad (1)$$

В этом выражении u_{in} — входное напряжение, $c = 0,5$ задаёт симметричные уровни ограничения выходного напряжения $u_{\text{out}} = \pm c = \pm 0,5$, а $G = 10$ (20 дБ) — коэффициент усиления усилителя на линейном участке проходной характеристики. Выбор функции ошибки в качестве проходной характеристики усилителя обусловлен её большим сходством с проходными характеристиками реальных усилителей, поэтому она часто используется для подобных целей. Значения параметров c и G выбраны исходя из сходства с аналогичными параметрами проходных характеристик современных интегральных малошумящих усилителей, имеющих примерно такие же уровни ограничения напряжения на нагрузке 50 Ом и коэффициент усиления в линейном режиме 10÷25 дБ.

Представим суммарное колебание на выходе безынерционного усилителя при подаче на его вход гармонических сигнала и помехи в виде суммы различных частотных составляющих. Данное колебание $\eta = g(A_s \cos \theta_s + A_i \cos \theta_i)$ является чётной периодической функцией полных фаз сигнала θ_s и помехи θ_i : $\theta_s = \omega_s t + \varphi_s$, $\theta_i = \omega_i t + \varphi_i$, следовательно, его можно представить двойным рядом Фурье в следующем виде:

$$\begin{aligned} \eta = g(A_s \cos \theta_s + A_i \cos \theta_i) &= \sum_{k,l=0}^{\infty} \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} \cos(k\theta_s) \cos(l\theta_i) = \\ &= g_{00} + g_{10} \cos \theta_s + g_{20} \cos(2\theta_s) + \dots + g_{01} \cos \theta_i + g_{02} \cos(2\theta_i) + \dots + \\ &\quad + g_{11} \cos \theta_s \cos \theta_i + g_{12} \cos \theta_s \cos(2\theta_i) + g_{21} \cos(2\theta_s) \cos \theta_i + \dots, \quad (2) \end{aligned}$$

где $g(u_{\text{in}})$ — проходная характеристика усилителя, задаваемая формулой (1), g_{kl} — коэффициенты разложения, определяемые формулой

$$g_{kl}(A_s, A_i) = \lambda_{kl} \tilde{g}_{kl} = \frac{\lambda_{kl}}{\pi^2} \int_{-\pi}^{+\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} g(A_s \cos \theta_s, A_i \cos \theta_i) \cos(k\theta_s) \cos(l\theta_i) d\theta_s d\theta_i, \quad (3)$$

$$\lambda_{kl} = \begin{cases} 1/4, & k = l = 0; \\ 1/2, & k > 0, \quad l = 0 \text{ или } k = 0, l > 0; \\ 1, & k > 0, \quad l > 0. \end{cases}$$

Первое слагаемое ряда (2) $\eta_{00} = g_{00}$ содержит низкочастотную составляющую выходного колебания. Компонента с индексом kl

$$\eta_{kl} = g_{kl}(A_s, A_i) \cos(k\theta_s) \cos(l\theta_i) = \frac{1}{2} g_{kl}(A_s, A_i) [\cos(k\theta_s - l\theta_i) + \cos(k\theta_s + l\theta_i)]$$

при $k > 0$, $l > 0$ соответствует сумме двух комбинационных колебаний с одинаковыми амплитудами, спектры которых сосредоточены в окрестностях разностной $k\omega_s - l\omega_i$ и суммарной $k\omega_s + l\omega_i$ частот. Каждое из этих колебаний может быть выделено на выходе усилителя с помощью полосового фильтра. Слагаемые $\eta_{k0} = g_{k0} \cos(k\theta_s) = \tilde{g}_{k0} \cos(k\theta_s)/2$ и $\eta_{0l} = g_{0l} \cos(l\theta_i) = \tilde{g}_{0l} \cos(l\theta_i)/2$

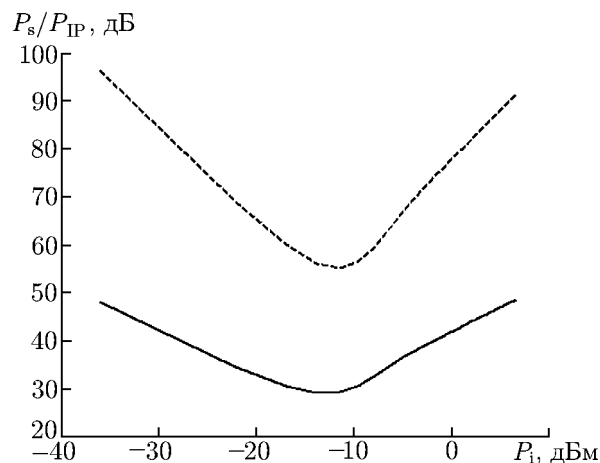


Рис. 1. Отношение мощности сигнала P_s к мощности интермодуляционных составляющих P_{IP} 3-го $[f_i - 2f_s]$ (сплошная линия) и 5-го $[2f_i - 3f_s]$ (пунктирная линия) порядков на выходе усилителя в зависимости от мощности помехи на входе

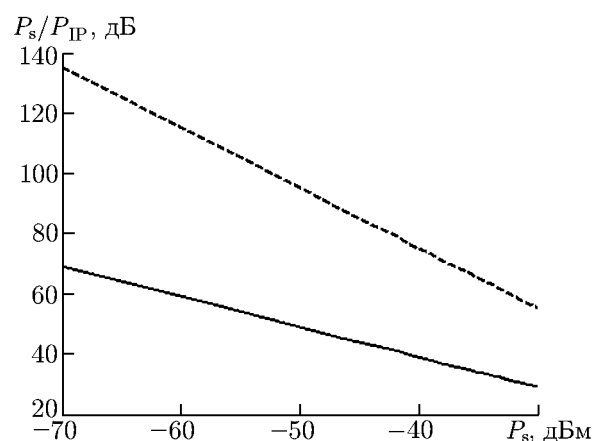


Рис. 2. Отношение мощности сигнала к мощности интермодуляционных составляющих 3-го (сплошная линия) и 5-го (пунктирная линия) порядков на выходе усилителя в зависимости от мощности сигнала на входе

представляют собой составляющие выходного колебания со спектрами в окрестностях частот $k\omega_s$ и $l\omega_i$, являющихся гармониками сигнала и помехи соответственно.

Амплитуде полезного сигнала на выходе усилителя соответствует коэффициент g_{10} , а амплитуды интермодуляционных компонент 3-го и 5-го порядков равны $g_{kl}/2$ при $k + l = 3$ и $k + l = 5$ соответственно.

На рис. 1 приведены отношения мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционных компонент 3-го и 5-го порядков на выходе усилителя с проходной характеристикой (1) в зависимости от мощности помехи на входе (пересчёт в мощность осуществляется при условии, что проходная характеристика задана в вольтах, а нагрузка на входе и выходе усилителя равна 50 Ом). Амплитуда сигнала постоянна и равна 0,01 В (−30 дБм), что является значением, близким к типичным значениям точки компрессии по входу в современных малошумящих усилителях. Данные зависимости получены численно с использованием формулы (3).

Непрерывная кривая на рис. 1 соответствует единственно возможной в полосе сигнала интермодуляционной составляющей 3-го порядка, определяемой соотношением $f_i - 2f_s = f_s$, где f_i — частота помехи, а f_s — частота полезного сигнала. Штриховая линия на этом рисунке соответствует одной из составляющих 5-го порядка, имеющей наибольшую среди других возможных составляющих 5-го порядка мощность в полосе полезного сигнала при условии $f_i > f_s$ и определяемой соотношением $2f_i - 3f_s = f_s$. При $f_i < f_s$ возможны ещё две составляющие 5-го порядка, попадающие в полосу полезного сигнала и имеющие большую мощность по сравнению с данной составляющей. Эти компоненты соответствуют выражениям $4f_i - f_s = f_s$ и $2f_s - 3f_i = f_s$, из которых следует, что $f_s = 2f_i$ или $f_s = 3f_i$. Это означает, что на частоте полезного сигнала будет присутствовать 2-я или 3-я гармоники мощной помехи, мощность которых, как правило, на практике намного больше мощности интермодуляционных составляющих, поэтому учёт интермодуляционных компонент при $f_i < f_s$ теряет смысл.

Из рис. 1 видно, что наибольшей мощностью обладает комбинационная составляющая 3-го порядка, при этом минимальное отношение мощности сигнала к мощности данной составляющей приблизительно равно 30 дБ. Данную нижнюю границу можно считать приблизительной оценкой и в случае негармонических сигнала и помехи.

На рис. 2 приведены зависимости отношения мощности полезного сигнала к мощности интермодуляционных компонент 3-го и 5-го порядков на выходе усилителя от мощности полезного сигнала на входе при фиксированных мощностях помехи. Каждый из этих графиков приведён для значения мощности помехи, дающего минимум отношения мощностей сигнала и соответствующей интермодуляционной компоненты (минимумы на рис. 1). Из графика на рис. 2 видно, что при уменьшении мощности полезного сигнала интермодуляционные искажения становятся ещё менее существенными.

Таким образом, искажения слабого полезного сигнала в усилителе, обусловленные взаимной модуляцией, в условиях действия единственной мощной узкополосной помехи достаточно малы во всём практически применимом диапазоне мощностей полезного сигнала.

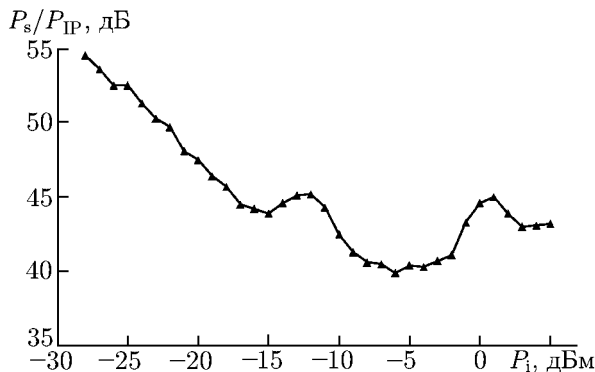


Рис. 3. Экспериментальная зависимость отношения мощности сигнала к мощности интермодуляционной составляющей 3-го порядка на выходе усилителя в зависимости от мощности помехи на входе для МШУ MAX2611

коэффициента усиления полезного сигнала от мощности помехи [9]. В случае амплитудно-модулированной помехи это приводит к переносу модуляции с огибающей помехи на огибающую сигнала по некоторому нелинейному закону. Модель данного эффекта можно построить с помощью задания зависимости относительного коэффициента усиления полезного сигнала K_0 от мгновенной мощности помехи на входе усилителя P_i :

$$K_0(P_i) = K(P_i)/K(0), \quad (4)$$

где $K(P_i)$ — вещественный коэффициент усиления полезного сигнала в усилителе при наличии помехи с мощностью P_i , а $K(0)$ — коэффициент усиления полезного сигнала при отсутствии помехи.

Эффект амплитудно-фазовой перекрёстной модуляции проявляется как зависимость фазы полезного сигнала на выходе усилителя от мгновенной мощности помехи на входе [9]. Таким образом, полезный сигнал при прохождении через усилитель приобретает дополнительный фазовый сдвиг, зависящий от мощности помехи. Данный эффект можно описать с помощью задания зависимости дополнительного фазового сдвига полезного сигнала в усилителе, обусловленного действием мощной помехи, от мгновенной мощности помехи на входе усилителя:

$$\Delta\varphi_0 = \Delta\varphi(P_i) - \Delta\varphi(0), \quad (5)$$

где $\Delta\varphi(P_i)$ — сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель при наличии

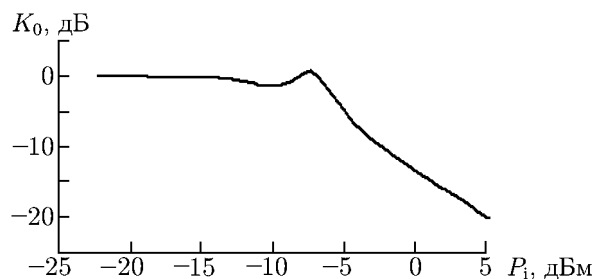


Рис. 4. Экспериментальная зависимость относительного коэффициента усиления полезного сигнала от мощности помехи для усилителя AD8353

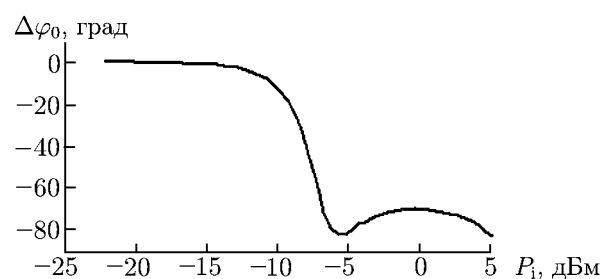


Рис. 5. Экспериментальная зависимость дополнительного сдвига фазы полезного сигнала от мощности помехи для усилителя AD8353

помехи на входе с мощностью P_i , $\Delta\varphi(0)$ — сдвиг фазы полезного сигнала при прохождении через усилитель в отсутствие помехи.

В моделях (4) и (5) мощность полезного сигнала предполагается такой, что усилитель в отсутствие помехи работает в линейном режиме. При невыполнении этого условия величины K_0 и $\Delta\varphi_0$ будут зависеть также и от мощности самого полезного сигнала. При представлении сигнала в виде комплексной огибающей общая модель перекрестных искажений может быть описана с помощью комплексного относительного коэффициента усиления полезного сигнала:

$$\dot{K}_0(P_i) = K_0(P_i) \exp[j \Delta\varphi_0(P_i)]. \quad (6)$$

Для оценки влияния на полезный сигнал эффектов амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой перекрестной модуляции были проведены экспериментальные измерения относительного коэффициента усиления K_0 и дополнительного сдвига фазы $\Delta\varphi_0$ слабого полезного гармонического сигнала в зависимости от мощности гармонической помехи в усилителе AD8353. Данные зависимости представлены на рис. 4 и 5.

Из рис. 4 и 5 видно, что в усилителе AD8353 мощная амплитудно-модулированная помеха может приводить к изменению огибающей полезного сигнала на величину до 20 дБ и модуляции фазы до 80°. Такая глубокая модуляция амплитуды и фазы полезного сигнала при быстро меняющейся во времени амплитуде помехи может оказать существенное влияние на качество передаваемой информации.

В подтверждение этого оценим, какой должна быть минимальная глубина амплитудной модуляции помехи и её мощность, чтобы вследствие эффектов перекрестной модуляции при использовании усилителя AD8353 вызвать символьную ошибку в полезном сигнале с 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляцией (QAM-16). Нетрудно вычислить, что минимальное расстояние между двумя символами модуляции QAM-16 по разности начальных фаз и отношению амплитуд символов, будет равно $\arctg 3 - \pi/4 \approx 26,6^\circ$ и $\sqrt{1,8} \approx 2,6$ дБ соответственно. Из рис. 4 и 5 видно, что при изменении мощности помехи P_i от -7,5 до -5 дБм амплитуда полезного сигнала изменится примерно на 5 дБ, а разность сдвигов фазы $\Delta\varphi_0(P_{i1}) - \Delta\varphi_0(P_{i2})$ составит приблизительно 30°. Таким образом, для того, чтобы вызвать символьную ошибку при модуляции сигнала QAM-16 в приёмнике с усилителем AD8353, мощность помехи должна измениться приблизительно на 2,5 дБ, что соответствует изменению амплитуды помехи примерно в 1,33 раза. На практике глубина амплитудной модуляции информационных сигналов систем связи, которые могут являться помехами для других систем связи, может быть гораздо выше указанного значения, что подтверждает их способность значительно исказить слабый полезный сигнал при нелинейном взаимодействии.

Кроме эффектов взаимной и перекрёстной модуляции может также наблюдаться инерционность усилителя по отношению к огибающим полезного сигнала и помехи при достаточно быстром изменении во времени огибающей мощной помехи на входе усилителя [9]. При этом изменения огибающей слабого полезного сигнала на выходе усилителя не будут являться синхронными с быстрыми изменениями огибающей мощной помехи на входе. Такие искажения огибающей полезного сигнала не являются только функцией мгновенной мощности помехи в тот же момент времени и не могут быть описаны в рамках модели (4). В данной работе подобные искажения подробно не исследовались. Однако экспериментально было установлено, что при частотах изменения огибающей мощной тонально-модулированной помехи порядка нескольких кГц, данные искажения в различных серийно выпускаемых интегральных МШУ не наблюдались.

Таким образом, основными по степени влияния на полезный сигнал являются эффекты амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой перекрёстной модуляции.

2. КОМПЕНСАЦИЯ ПЕРЕКРЁСТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Далее в работе предлагается и исследуется алгоритм компенсации перекрёстных искажений, основанный на выделении мгновенной мощности помехи на входе радиоприёмного устройства и использовании её для коррекции комплексной огибающей полезного сигнала.

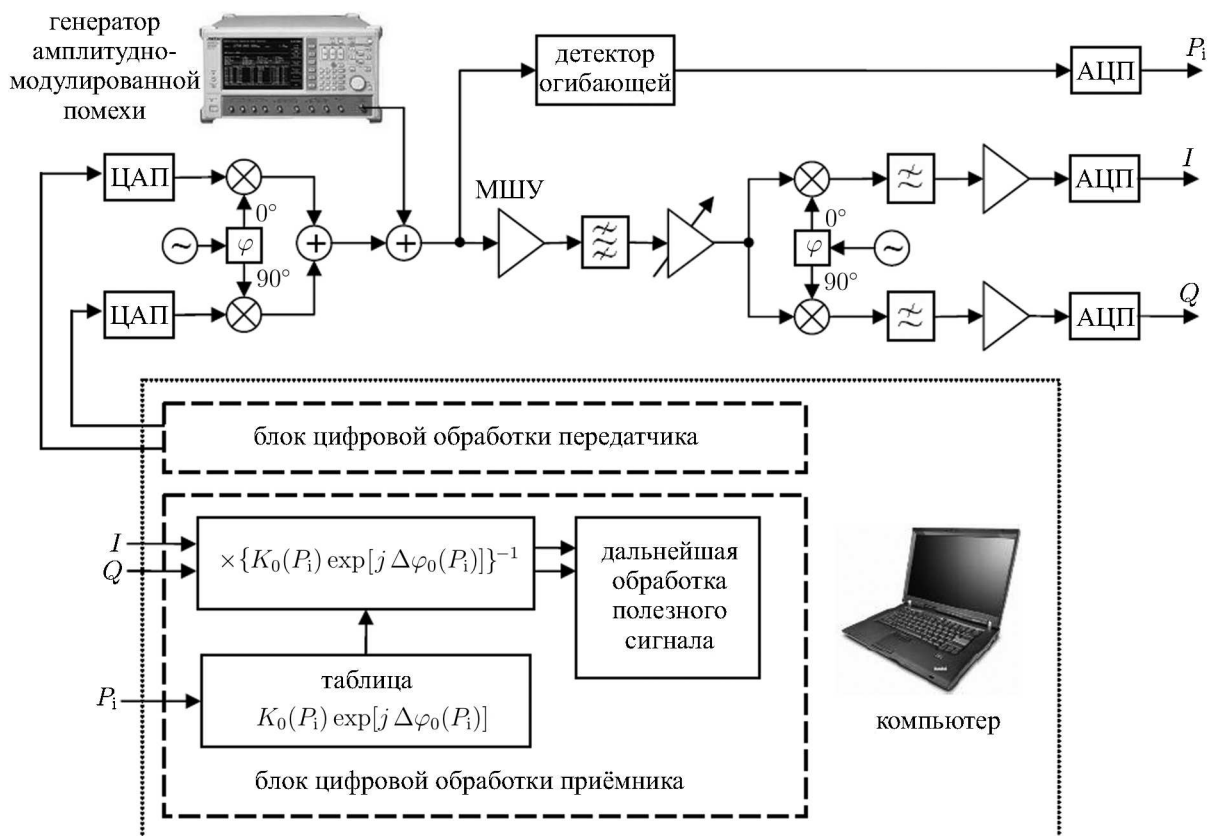


Рис. 6. Блок-схема экспериментальной системы для тестирования алгоритма компенсации перекрёстных искажений; здесь I — синфазный канал приёмника, Q — квадратурный канал приёмника, ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь, АЦП — аналого-цифровой преобразователь

Поскольку мощность помехи, переводящей входные активные цепи приёмника в нелинейный режим работы, как правило, намного больше мощности полезного сигнала, то мощность суммы сигнала и помехи на входе МШУ практически совпадает с мощностью помехи. Таким образом, непрерывно измеряя мощность на входе МШУ, можно получить зависимость мгновенной мощности помехи от времени. Используя эту зависимость и предварительно измеренные характеристики перекрёстных искажений (рис. 4 и 5), можно компенсировать перекрёстные искажения, вносимые МШУ в полезный сигнал, путём деления комплексной огибающей сигнала в каждый момент времени на соответствующее мгновенной мощности помехи значение относительного комплексного коэффициента усиления $\dot{K}_0(P_i)$. Для практической проверки данного способа приёма сигнала на фоне мощной помехи была создана экспериментальная система, блок-схема которой показана на рис. 6.

Фильтр на выходе МШУ на рис. 6 осуществляет подавление внеполосной помехи и продуктов нелинейного преобразования суммы сигнала и помехи, выделяя только колебание в окрестности частоты полезного сигнала, которое является суммой искажённого полезного сигнала и части продуктов нелинейного преобразования, попадающих в его полосу. При внутрисполосной помехе данный фильтр может отсутствовать; в этом случае его функцию берут на себя последующие высокочастотные и низкочастотные каскады приёмника, которые должны быть спроектированы с учётом максимально возможного размаха напряжения на выходе МШУ.

Коррекция полезного сигнала в системе на рис. 6 выполняется при цифровой обработке сигнала в приёмнике путём деления в каждый момент времени комплексной огибающей сигнала на соответствующее мгновенной мощности помехи значение относительного комплексного коэффициента усиления $\dot{K}_0(P_i)$. Измерение мгновенной мощности помехи на входе МШУ осуществляется логарифмическим детектором огибающей (логарифмический усилитель).

Демодуляция сигнала осуществлялась оптимальным когерентным приёмником с использованием алгоритмов коммуникационной библиотеки «Modulation Toolkit» в среде LabView. Частота следования информационных символов 40 кГц, мощность полезного сигнала на входе МШУ –40 дБм, помеха тонально-модулированная с глубиной модуляции 50 %, частотой модуляции 5 кГц и пиковой мощностью на входе МШУ 5 дБм, частоты несущих сигнала и помехи 434 МГц и 431 МГц соответственно. Передача данных велась в пакетном режиме; объём полезной нагрузки в каждом пакете составлял 200 символов. В качестве МШУ использовался усилитель AD8353, а в качестве полосового фильтра на выходе МШУ — фильтр Еrcos В3780 на поверхностных акустических волнах с подавлением около 65 дБ на частоте помехи.

Эксперимент проводился для двух типов модуляции полезного сигнала: 4-позиционной фазовой манипуляции (QPSK) и 16-позиционной квадратурной амплитудной модуляции (QAM-16).

На рис. 7а, б представлены два одинаковых изображения, полученные приёмником в условиях действия на его входе мощной амплитудно-модулированной помехи при 4-позиционной фазовой манипуляции полезного сигнала (QPSK). Изображение на рис. 7а получено без использования алгоритма коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала (обычный приёмник), а на рис. 7б — с коррекцией (помехоустойчивый приёмник). Данные изображения передавались в растровом формате. Эти рисунки позволяют визуально оценить эффективность описанного способа коррекции перекрёстных искажений. На рис. 8а, б показаны сигнальные созвездия, каждое из которых соответствует одному из принятых пакетов данных при передаче изображений на рис. 7а и б соответственно.

Из сравнения изображений на рис. 7 видно, что при использовании коррекции перекрёстных искажений качество принятого на фоне мощной помехи изображения намного улучшается. Из рис. 8а видно, что мощная помеха приводит к значительному разбросу точек на сигнальном созвездии как по радиальной, так и по угловой координате. Однако для соответствующего этому

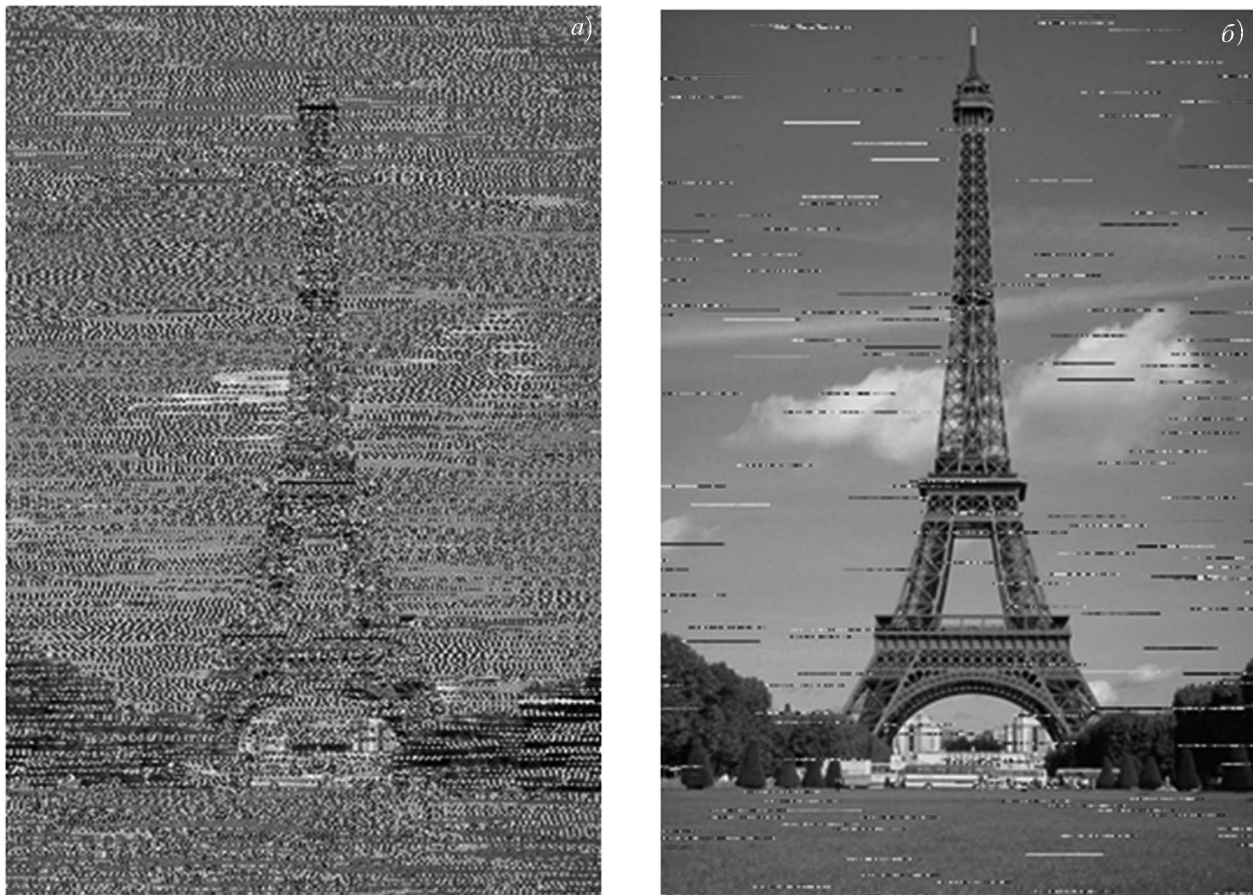


Рис. 7. Принятое изображение: без коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала (*а*), с коррекцией перекрёстных искажений (*б*)

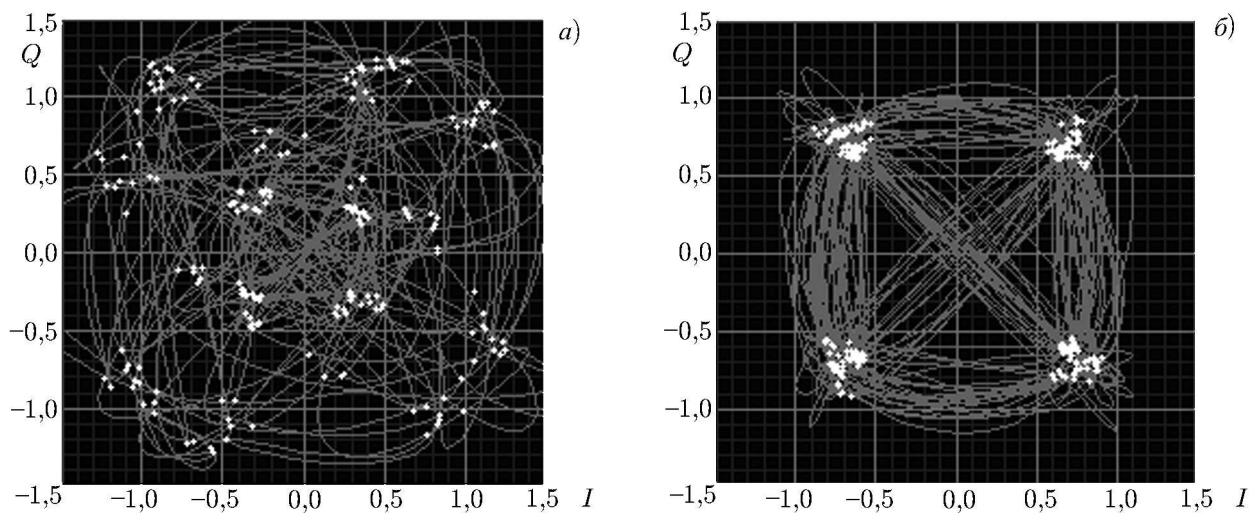


Рис. 8. Сигнальные созвездия для одного из пакетов данных: без коррекции перекрёстных искажений полезного сигнала (*а*), с коррекцией перекрёстных искажений (*б*)

созвездию пакета данных действие помехи оказалось не столь губительным, поскольку определённая структура в сигнальном созвездии прослеживается. Это говорит о том, что синхронизация

Таблица 1. Экспериментально измеренная вероятность битовых ошибок для сигналов с модуляциями QPSK и QAM-16

Тип модуляции	Без коррекции перекрёстных искажений	С коррекцией перекрёстных искажений
QPSK	BER = 0,3	BER < 10^{-5}
QAM-16	BER = 0,5	BER = $5 \cdot 10^{-4}$

(фазовая, частотная и символьная) не была полностью сорвана из-за действия помехи. В случае, если синхронизация полностью нарушается, сигнальное созвездие представляет собой хаотичное скопление точек, и вероятность битовых ошибок в пакете близка к 0,5. Рис. 8б показывает, что описанный алгоритм компенсации перекрёстных искажений хорошо восстанавливает структуру созвездия, корректируя амплитуду и фазу полезного сигнала в каждый дискретный момент времени. Сохранение небольшого разброса точек относительно их идеальных положений в созвездии QPSK обусловлено как шумом, так и различными погрешностями, которые могут быть сведены к минимуму путём различных технических решений. К данным погрешностям относятся погрешность измерения корректировочной зависимости $\hat{K}_0(P_i)$, зависимость $\hat{K}_0(P_i)$ от времени из-за эффектов старения радиоэлектронных элементов и изменения условий окружающей среды, погрешность детектора огибающей, смещение во времени полезного сигнала относительно сигнала с детектора огибающей на выходах аналого-цифровых преобразователей.

Количественно оценить эффективность работы алгоритма компенсации перекрёстных искажений можно по измеренной вероятности битовой ошибки (bit error rate, BER). В табл. 1 приведены экспериментально измеренные значения вероятности битовых ошибок для сигналов с модуляциями QPSK и QAM-16 при описанных выше условиях эксперимента. В отличие от предыдущего эксперимента, здесь в качестве данных передавались псевдослучайные двоичные последовательности. Измерения вероятности битовых ошибок проводились с точностью до 10^{-5} . Значения, приведённые в табл. 1, округлены до первого значащего разряда.

Из табл. 1 видно, что модуляция QPSK, как и следовало ожидать, по параметру вероятности битовых ошибок показывает лучшие результаты по сравнению с модуляцией QAM-16. Это обусловлено большей помехоустойчивостью модуляции QPSK из-за менее плотного расположения точек сигнального созвездия.

Кроме нелинейных искажений у МШУ в режиме блокирования будет наблюдаться также и изменение шумовых характеристик. Под действием мощной помехи увеличивается коэффициент шума МШУ за счёт изменения как внешних, так и собственных шумов, а также за счёт появления интермодуляционных шумов, возникающих благодаря нелинейному взаимодействию помехи с внешними и собственными шумами МШУ [10]. Увеличение коэффициента шума МШУ одновременно с уменьшением коэффициента усиления полезного сигнала под воздействием блокирующей помехи приведёт к снижению отношения сигнал/шум. Следовательно, чувствительность приёмника резко уменьшится, что на практике приведёт к уменьшению радиуса действия системы связи и/или к уменьшению скорости передачи информации. Таким образом, в условиях действия блокирующей помехи приёмник с компенсацией перекрёстных искажений (помехоустойчивый приёмник) будет демонстрировать худшие характеристики по сравнению с обычным приёмником в случае отсутствия помехи, однако всё же в отличие от обычного приёмника сможет сохранить работоспособность. При отсутствии помехи помехоустойчивый приёмник будет обладать практически теми же характеристиками, что и обычный.

Приведённые экспериментальные данные подтверждают эффективность описанного способа приёма сигнала на фоне мощной помехи. К настоящему времени на созданной экспериментальной

установке с помощью описанного алгоритма удалось достичь снижения вероятности возникновения битовых ошибок, вызванных нелинейными искажениями усилителя, более чем в 10^5 раз для сигнала с модуляцией QPSK и в 10^4 раз для модуляции QAM-16. Развитие данной технологии позволит в дальнейшем существенно повысить надежность передачи данных в условиях воздействия мощных помех.

Работа выполнена в рамках реализации Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Барченков С. А. Проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры. // Морской сборник. 1968. № 12. С. 23.
2. Ефимов В. П. // Электромагнитные волны и электронные системы. 1998. Т. 3, № 1. С. 95.
3. Куюн А. В. // Радиотехника. 2007. № 6. С. 16.
4. Compatibility of Bluetooth with other existing and proposed Radio communication Systems in the 2.45 GHz frequency band: ECR Report No. 109. 2001.
5. Chiasserini C.-F., Rao R. // IEEE Trans. Wireless Commun. 2003. V. 2, No. 5. P. 964.
6. Защита от радиопомех / Под ред. М. В. Максимова. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
7. Богданович Б. М., Позняк С. С. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1969. Т. 12, № 11. С. 1311.
8. Ван-Трис Г. Синтез оптимальных нелинейных систем управления. М.: Мир, 1964. 166 с.
9. Голубев В. Н. Эффективная избирательность радиоприёмных устройств. М.: Связь, 1978. 240 с.
10. Алгазинов Э. К., Бобрешов А. М., Воробьёв А. М., Нестеренко Ю. Н. // Вестник Воронежского госуниверситета. Сер. физика, математика. 2003. № 1. С. 5.

Поступила в редакцию 10 ноября 2010 г.; принята в печать 29 ноября 2010 г.

SIGNAL RECEPTION AGAINST A BACKGROUND OF STRONG INTERFERENCE EXCEEDING THE DYNAMIC RANGE OF A RECEIVER

D. N. Ivlev and V. A. Kalinin

We analyze nonlinear distortions of a useful signal in an input amplifier of the receiver under the influence of strong interference which switches the input active circuits of the receiver to a nonlinear operation mode. The method of signal reception under the conditions of strong interference is proposed. This method is based on crosstalk correction. The results of experimental testing of this method are presented.