

Моделирование источников преднамеренных помех системам аналоговой связи

Роман Антипенский (г. Воронеж)

В статье рассматривается методика создания источников преднамеренных помех сигналам с аналоговой модуляцией.

Эти источники помех предназначены для моделирования реальных условий работы приёмно-передающей радиоэлектронной аппаратуры, использующей сигналы с аналоговой модуляцией. Статья может оказаться полезной разработчикам такой аппаратуры.

При проектировании приёмно-передающих радиоэлектронных устройств с помощью систем схемотехнического моделирования (ССМ), таких как OrCAD, Microcap, DesignLab и др., часто приходится использовать различные источники сигналов для проверки проектируемой схемы на предмет передачи (преобразования) первичного сигнала без искажений. При этом имеющиеся в подобного рода программах источники сигналов не всегда в полной мере удовлетворяют запросам разработчиков. Для исследования характеристик создаваемых устройств в условиях воздействия реальных сигналов и помех часто приходится разрабатывать собственную модель входной смеси сигнала и помехи, а затем использовать её при моделировании схемы в ССМ. В предыдущих публикациях [1–4] автор показал методику разработки и использования источников различных сигналов в программной среде MathCAD. Эта статья знакомит читателя с моделями преднамеренных помех системам аналоговой связи, создаваемых аппаратурой радиоподавления, и с методикой использования таких помех в качестве входных сигналов в ССМ радиоэлектронных устройств DesignLAB.

Согласно действующей в настоящее время классификации, помеховые сигналы делятся на три основных вида [6]: деструктивные, маскирующие и имитирующие. Также могут иметь место их комбинации. Маскирующие и имитирующие помеховые сигналы, как правило, являются аддитивными, т.е. в подавляемом приёмном устройстве они складываются с полезным сигналом. Деструктивные помеховые сигналы реализуются с помощью преднамерен-

ных электромагнитных излучений большой энергии. Воздействие деструктивных помеховых сигналов приводит к необратимым изменениям входных элементов приёмных устройств объектов подавления. Маскирующие помеховые сигналы, воздействуя в сумме с полезным сигналом на приёмное устройство, исключают или в значительной мере затрудняют принятие решения об обнаружении и распознавании (классификации) поступающих на вход приёмного устройства полезных сигналов. Основные параметры имитирующих помеховых сигналов преднамеренно делаются близкими к параметрам сигналов имитируемых объектов, что может привести, например, к перенацеливанию подавляемых систем управления войсками и оружием с истинных целей на ложные.

Наибольшее распространение в технике радиоэлектронного подавления получили маскирующие помехи [6], среди которых обычно выделяют помехи сигналам с аналоговой и дискретной модуляцией, а также помехи широкополосным сигналам. В данной работе автор ставит целью разработать источники помех аналоговым сигналам и показать методику формирования аддитивной смеси сигнала и соответствующей ему помехи, которую затем можно будет подавать на вход моделируемого устройства для проверки его работоспособности в условиях воздействия преднамеренных помех.

МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОЙ ШУМОВОЙ ПОМЕХИ

В станциях помех линиям радиосвязи с сигналами с аналоговой модуляци-

ей автоматически назначается помеха в виде несущей, модулированной по частоте полосовым шумом с девиацией $\pm 3,5$ кГц, ± 5 кГц, ± 10 кГц (ЧМШ) [6]. Для моделирования такой помехи необходимо сформировать шумовую последовательность, используя модель телефонного сообщения [1], а затем осуществить модуляцию несущей по частоте этим полосовым шумом. При этом математическая модель такого помехового сигнала может быть представлена следующим выражением:

$$S_{\text{ЧМШ}}(t_j) = Sm \cos \left(2\pi f_0 t_j + \psi + \sum_{k=0}^{N_r-1} m_{jk} \sin(2\pi F_k t_j + \varphi_k) \right), \quad (1)$$

где Sm – амплитуда несущего колебания; f_0 – частота несущего колебания; ψ – фазовый сдвиг несущего колебания; F_k, φ_k – частота и фазовый сдвиг k -ой гармоники модулирующего шума; N_r – количество моделируемых гармонических составляющих в шуме; m_{jk} – индексы частотной модуляции, вычисляемые по формуле [7]:

$$m_{jk} = a \frac{Um_k + dU_k}{F_k}, \quad (2)$$

где a – некоторый параметр, характеризующий нелинейный элемент модулятора; Um_k, dU_k – амплитуды гармонических составляющих шума и их флуктуации.

Приступим к разработке модели ЧМШ-помехи в программной среде MathCAD, при этом в качестве подавляемого сигнала возьмём амплитудно-модулированный сигнал, математическая модель которого может быть представлена следующим выражением [1]:

$$S_{AM}(t_j) = Sm \left[1 + \sum_{k=0}^{N_r-1} m_k (Um_k + dU_k) \cos(2\pi(F_k + dF_k)t_j + \varphi_k) \right] \cos(2\pi f_0 t_j + \psi), \quad (3)$$

где Sm – амплитуда несущего колебания; f_0 – частота несущего коле-

бания; F_k, φ_k – частота и фазовый сдвиг k -ой гармоники первичного сигнала; N_T – количество моделируемых гармонических составляющих в первичном сообщении; m_k – парциальные коэффициенты амплитудной модуляции, вычисляемые по формуле:

$$m_k = a \frac{(Um_k + dU_k)}{Sm}, \quad (4)$$

где a – некоторый параметр, характеризующий нелинейный элемент модулятора; Um_k, dU_k – амплитуды гармонических составляющих телефонного сообщения и их флуктуации.

Первое, с чего мы начнём, – сформируем отсчёты индексной переменной j , которую будем использовать для доступа к элементам массивов, а также сформируем отсчёты времени t_j и частоты f_j :

$$Nn := 10000 \quad j := 1..Nn$$

$$t_j := j \times 10^{-6} \quad f_j := j \times 10^2.$$

Далее задаём количество гармонических составляющих первичного сигнала, индексную переменную k , а также амплитуды Um и частоты F десяти гармоник, которые будут участвовать в формировании модулирующего колебания для амплитудно-модулированного сигнала и полосового шума для ЧМШ-помехи:

$$N := 10 \quad k := 1..N \quad Um_1 := 3$$

$$Um_2 := 4 \quad Um_3 := 6 \quad Um_4 := 5$$

$$Um_5 := 4,5 \quad Um_6 := 4 \quad Um_7 := 3,5$$

$$Um_8 := 3 \quad Um_9 := 2,4 \quad Um_{10} := 2$$

$$F_1 := 300 \quad F_2 := 600 \quad F_3 := 900$$

$$F_4 := 1200 \quad F_5 := 1500 \quad F_6 := 1800$$

$$F_7 := 2100 \quad F_8 := 2400$$

$$F_9 := 2800 \quad F_{10} := 3200$$

Затем формируем случайные фазовые сдвиги гармоник φ , реализацию нормально-распределённого шума Q , временной массив первичного сигнала T и рассчитываем его спектр с использованием функции альтернативного быстрого преобразования Фурье $Cfft(S(t))$ [5]. При этом как для временного, так и для спектрального представлений первичного сигнала выполним нормировку амплитудных значений. Результирующие массивы формы и спектра модулирующего колебания обозначены с использованием иден-

тификаторов TLF и bT соответственно:

$$um := \max(Um) \quad \Phi_k := \text{rnd}(Um_k) \pi$$

$$Q := \text{rnorm}(10001, 0, 1)$$

$$T_j := \sum_{k=1}^N \frac{Um_k}{um} \cos(2\pi F_k t_j + \Phi_k)$$

$$R := \max(T) \quad TLF_j := \frac{T_j}{R}$$

$$SwT := \text{cfft}(T) \quad vT_j := |SwT_j|$$

$$r := \max(vT) \quad bT_j := \frac{vT_j}{r}$$

Далее вводим амплитуду сигнала Us , несущую частоту f_0 , глубину модуляции a и уровень шума Sb , сформируем аддитивную смесь st амплитудно-модулированного сигнала и шума и рассчитываем её спектр b :

$$U := 1 \quad f_0 := 70 \times 10^3 \quad a := 1 \quad Sb := \frac{1}{5}$$

$$st_j := U(1 + aTLF_j) \cos(2\pi f_0 t_j) + SbQ_j$$

$$mst := \max(st) \quad st_j := \frac{st_j}{mst}$$

$$Sw := \text{cfft}(st) \quad v_j := |Sw_j|$$

$$r := \max(v) \quad b_j := \frac{v_j}{r}$$

Затем вводим параметры помехи: амплитудный уровень Up по отношению к уровню сигнала, девиацию D , несущую частоту помехи fp . Далее формируем случайные значения амплитуды Ump и фазовых сдвигов φ гармонических составляющих, участвующих в формировании модулирующего шума, генерируем массив временных отсчётов помехи s в соответствии с выражением (1), рассчитываем амплитудный спектр ЧМШ-помехи bp и формируем аддитивную смесь АМ-сигнала и ЧМШ-помехи (идентификатор ss):

$$Up := \frac{1}{4} \quad D := 1000 \quad fp := 65 \times 10^3$$

$$Ump_k := \text{rnd}(Um_k) + um$$

$$\Phi_k := \text{rnd}(Ump_k) \pi$$

$$ump := \max(Ump) \quad m1_k := \frac{Ump_k}{ump} \frac{D}{F_k}$$

$$s_j := \cos\left(2\pi fp t_j + \right.$$

$$\left. + \sum_{k=1}^N m1_k \sin(2\pi F_k t_j + \Phi_k)\right)$$

На рис. 1 представлены результаты моделирования аддитивной смеси АМ-сигнала, гауссова шума и ЧМШ-помехи.

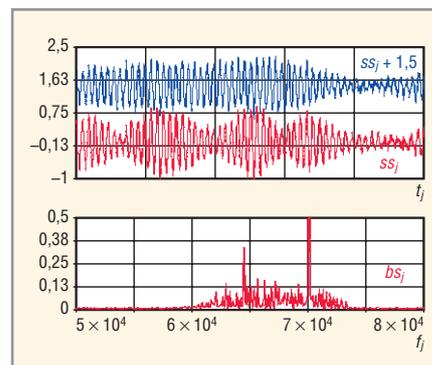


Рис. 1. Результаты моделирования аддитивной смеси АМ-сигнала, гауссова шума и ЧМШ-помехи

Единственное, что осталось сделать, – это записать в файл результат формирования временного представления аддитивной смеси для её использования в качестве входного сигнала в системе схемотехнического моделирования РЭУ. В CCM DesignLAB предусмотрен источник сигнала из файла, при этом данные в файле необходимо представить в следующем формате:

```
(отсчёт времени 1> , <отсчёт
амплитуды 1>)
(отсчёт времени 2> , <отсчёт
амплитуды 2>)
. . .
(отсчёт времени N> , <отсчёт
амплитуды N>).
```

Для того чтобы наш аддитивный сигнал выглядел в файле подобным образом, добавим в модель следующий программный код:

$$i := 0..1 \quad sig_{j,i} := if(i=0, t_j, ss_j)$$

$$\text{WRITEPRN}("sig.dat") := sig$$

Поясним введённые обозначения. Мы сформировали массив всего из двух значений (0 и 1) для индексной переменной i , которая будет участвовать в формировании двумерного массива sig по правилу: если $i=0$, то в j -элемент массива записываем отсчёт времени t_j , если не равен нулю (равен 1) – то записываем отсчёт аддитивного сигнала ss_j . Затем формируем файл с именем $sig.dat$, он будет размещаться в том же каталоге, что и наш файл с моделью. Следует также сказать о том, что для правильной записи результатов моделирования в файл необходимо в программе MathCAD установить следующие значения системных параметров PRN File Settings: Precision

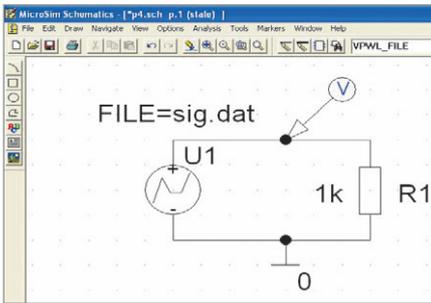


Рис. 2. Испытательная схема с источником сигнала из файла

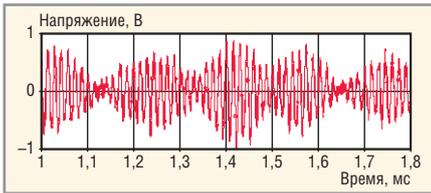


Рис. 3. Результаты моделирования источника сигнала с аддитивной смесью АМ-сигнала и ЧМШ-помехи в системе DesignLAB

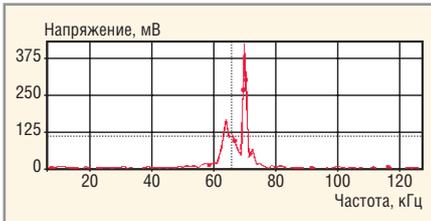


Рис. 4. Результаты спектрального анализа аддитивного сигнала в системе схемотехнического моделирования DesignLAB

(точность отображения) = 10, Column Width (ширина столбца) = 20.

Покажем теперь, как выполнить ввод и моделирование испытательной схемы для проверки источника сигнала в DesignLAB. Введём схему, показанную на рис. 2.

В качестве источника сигнала воспользуемся компонентом VPWL_FILE (источник напряжения, заданный в файле) и установим значение его атрибута File = sig.dat. Сохраним собранную схему, поместив в папку со схемой файл sig.dat, зададим параметры директивы временного анализа и выполним моделирование. В окне программы Probe системы DesignLAB мы увидим точно такой же аддитивный сигнал, который первоначально был создан нами с помощью программы MathCAD (см. рис. 3).

Выполнив быстрое дискретное преобразование Фурье в системе схемотехнического моделирования DesignLAB, получим спектральное представление сигнала, полностью соответствующее тому, которое мы получили с использованием разрабо-

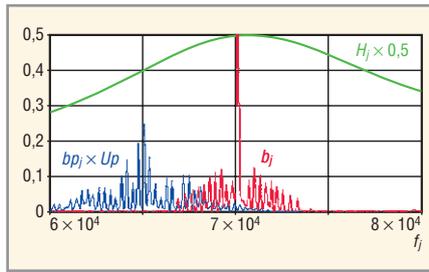


Рис. 5. Аддитивная смесь АМ-сигнала и ЧМШ-помехи на входе избирательной цепи радиоприёмного устройства подавляемой системы связи

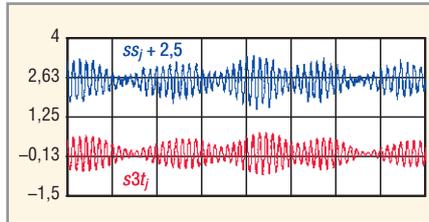


Рис. 6. Аддитивный сигнал до и после фильтрации избирательной цепью

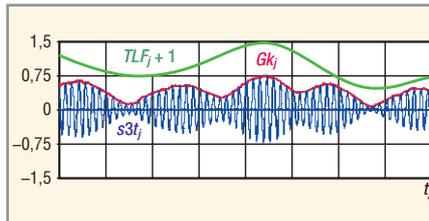


Рис. 7. Временная форма первичного и детектированного сигналов

танной модели в программной среде MathCAD (см. рис. 4).

Покажем возможность осуществления анализа приема АМ-сигнала в условиях воздействия ЧМШ-помехи с использованием разработанного источника сигнала. Для этого примем следующие ограничения и допущения:

- в качестве избирательной цепи радиоприёмного устройства АМ-сигнала будем использовать простой колебательный контур;
- детектирование АМ-сигнала и его фильтрацию будем осуществлять с использованием математических операций, которые детализируем далее;
- при анализе результатов приёма сигнала будем использовать функцию ошибок, значения которой положим отличными от нуля при превышении разности отсчётов исходного и детектированного сигналов некоторого порога.

Зададим параметры элементов колебательного контура R, L, C , рассчитаем его комплексную передаточную характеристику b и вычислим его

добротность Qk и резонансную частоту f_p :

$$R := 500 \quad C := 20 \times 10^{-9} \quad L := 0,253 \times 10^{-3}$$

$$w_0 := \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad f_p := \frac{w_0}{2\pi} \quad Qk := R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$b_j := \frac{1}{1 + \sqrt{-1}Qk \left(\frac{-w_0}{2\pi f_j} + 2\pi \frac{f_j}{w_0} \right)}$$

$$b_{2j} := |b_j| \quad z := \max(b_{2j}) \quad H_j := \frac{b_{2j}}{z}$$

Выведем на график спектры сигналов и помехи, амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) контура (см. рис. 5).

Используя спектральный метод анализа [7] прохождения сигналов через цепи, вычислим комплексный спектр смеси $R3$ на выходе избирательной цепи радиоприёмного устройства подавляемой системы связи. Выполнив обратное альтернативное преобразование Фурье $icfft(x)$ [6], получим массив комплексных отсчетов аддитивной смеси $S3t$ на выходе во временной форме (см. рис. 6):

$$R3_j := Sw3_j \overline{b_j} \quad r3_j := |R3_j|$$

$$a3 := \max(r3) \quad Sp3_j := \frac{r3_j}{a3}$$

$$S3t := icfft(R3) \quad s3t_j := Re(S3t_j)$$

$$z3 := \max(s3t) \quad s3t_j := \frac{s3t_j}{z3}$$

На рис. 6 показаны результаты фильтрации аддитивной смеси сигнала и помехи, из которых видно, что в выходном сигнале значительно ослаблено влияние шумов (высоко-частотной составляющей).

Затем выполним детектирование АМ-сигнала, используя математическую операцию выделения модуля, что соответствует принципу детектирования амплитудно-модулированных сигналов – выделению огибающей модулированного сигнала. Программный код такой операции запишется следующим образом:

$$G3_j := |S3t_j| \quad g := \max(G3) \quad Gk_j := \frac{G3_j}{g}$$

Из графика (см. рис. 7) видно значительное влияние ЧМШ-помехи – в детектированном сигнале появились отклонения амплитуды, которых нет в первичном сообщении.

Выполним фильтрацию детектированного сигнала Gk , исключив из его

спектра гармонические составляющие, частоты которых превышают верхнюю частоту спектра первичного сигнала F_N (см. рис. 8):

$$Us := cfft(Gk) \quad uv_j := |Us_j|$$

$$m2 := \max(uv) \quad uv := \frac{uv_j}{m2}$$

$$fil_j := if(0 < f_j \leq$$

$$\leq F_N, Us_j \exp(-\sqrt{-1 \times 0,21}), 0)$$

$$fit := icfft(fil) \quad Ufil_j := Re(fit_j)$$

В результате в переменной $Ufil$ будут содержаться отсчёты детектированного сигнала после фильтрации. Для дальнейшей обработки принятого сигнала (анализа результата подавления принятого сообщения) необходимо привести первичный и детектированный сигналы к единому масштабу по амплитудной оси. Приводимый программный код осуществляет эту операцию для первичного сигнала TLF и детектированного $Ufil$:

$$mu := \max(Ufil) \quad mim := \min(Ufil)$$

$$mu := if(|mu| > |mim|, mu, |mim|)$$

$$Ufil_j := \frac{Ufil_j}{mu}$$

$$mt := \max(TLF) \quad mit := \min(TLF)$$

$$mt := if(|mt| > |mit|, mt, |mit|)$$

$$TLF_j := \frac{TLF_j}{mt}$$

$$mf := \max(Gk) \quad Ud_j := \frac{Gk_j}{mf}$$

На рис. 9 показаны первичный TLF , детектированный Ud и отфильтрованный $Ufil$ сигналы в нормированном виде.

Заключительным шагом разработки модели является формирование функции ошибок Oz путём подсчёта количества отсчётов, в которых разность амплитудных значений первичного TLF и детектированного $Ufil$ сигналов превышает пороговое значения (примем его равным 0,15 относительно единицы). Максимум функции ошибок su далее следует разделить на общее количество отсчётов моделируемого фрагмента Nn и принять решение – есть эффект от воздействия помехи или нет:

$$Oz_j := if(|TLF_j - Ufil_j| > 0,15, 0, 2)$$

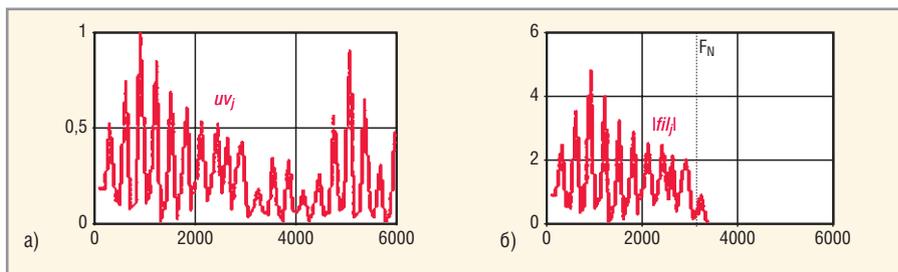


Рис. 8. Результаты фильтрации детектированного сигнала

(а) Спектр детектированного сигнала; (б) спектр детектированного сигнала после фильтра

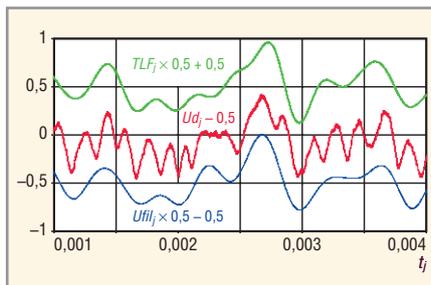


Рис. 9. Первичный TLF , детектированный Ud и отфильтрованный $Ufil$ сигналы в нормированном виде

$$su_0 := 0$$

$$su_j := if(Oz_j = 0, \max(su) + 1, 0)$$

$$sum := \max(su)$$

На рис. 10 показаны результаты анализа воздействия ЧМШ-помехи на АМ-сигнал.

Конечно, принятые допущения и ограничения модели не позволяют в полной мере и с высокой степенью достоверности осуществить подобный анализ – это тема отдельной работы. Наша задача заключалась в том, чтобы разработать модель источника сигнала, позволяющую управлять параметрами модулированных сигналов и преднамеренных помех при моделировании различных приёмных устройств в реальных условиях работы, и показать возможность и направление дальнейшего развития модели.

Применяя модели других аналоговых сигналов, рассмотренные в работе [1], читатель без труда сможет модифицировать программный код представленной модели для создания

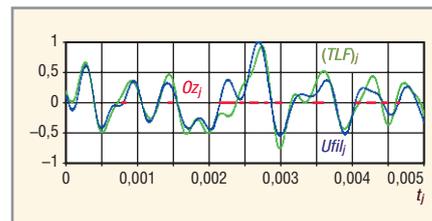


Рис. 10. Результаты анализа воздействия ЧМШ-помехи на АМ-сигнал с использованием разработанной модели

Вероятность разборчивости $Pp = 0,737$; результат подавления $Kp = \text{"NO EFFECT"}$

источников аддитивных сигналов, имитирующих реальные условия работы радиоприёмных устройств систем связи с аналоговой модуляцией.

МОДЕЛЬ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОЙ ПОЛОСОВЫМ ШУМОМ ПОМЕХИ

Наряду с ЧМШ-помехой для подавления широкополосных аналоговых сигналов в станциях помех предусмотрена помеха в виде несущей, модулированной по частоте ограниченным по амплитуде частотно-манипулированным двухполосным шумом с эффективной девиацией частоты $DF = 8 \pm 1,6$ кГц [6]. Такая помеха носит название ЧМШП (частотно-модулированная полосовым шумом). Граничные частоты первой и второй полос шума установлены $\Delta Sb_1 = 1,1...1,5$ кГц и $\Delta Sb_2 = 1,9...2,3$ кГц соответственно. Манипуляция полосового шума осуществляется хаотической импульсной последовательностью, которую можно получить с использованием алгоритма формирования последовательности со случайным следованием единичных и нулевых посылок [2]:

$$S_{ХИП}(l_i) = \sum_{k=0}^{N_n-1} \sum_{n=0}^{N_u-1} f \left\{ \begin{array}{l} 1, \\ 0 \end{array} \right\}, \quad (5)$$

где t_3 – длительность интервала задержки кодовой посылки относительно момента времени $t_i = 0$; N_u – количество импульсов в посылке; T_n – длительность кодовой посылки; N_n – количество посылок в последовательности; P – период повторения посылок.

Для построения источника помехи ЧМПП воспользуемся разрабо-

$$\text{ЧМПП}(t_i) = \sum_{k=0}^{N_n-1} \sum_{n=0}^{N_u-1} \int \int \begin{matrix} t_3 + \frac{T_n}{N_u}n + Pk \leq t_i < t_3 + \frac{T_n}{N_u}(n+1) + Pk, \\ \left[\begin{matrix} \text{rnd}(1) \geq 0,5, \\ \text{Re}\left\{ \text{IFFT}\left[H_1(j\omega) \text{FFT}(Sb_i(t_i)) \right] \right\}, \\ \text{Re}\left\{ \text{IFFT}\left[H_2(j\omega) \text{FFT}(Sb_i(t_i)) \right] \right\} \end{matrix} \right] \\ 0 \end{matrix} \right], \quad (6)$$

где $H_1(j\omega)$, $H_2(j\omega)$ – комплексные передаточные функции фильтров, обеспечивающих выделение полос шума в соответствии с описанием помехи ЧМПП; $Sb(t_i)$ – вектор значений первичной шумовой последовательности с нормальным законом распределения, $\text{FFT}(x)$ и $\text{IFFT}(x)$ – функции прямого и обратного быстрого преобразования Фурье.

Сформируем массив шума с нормальным законом распределения Q , введём граничные частоты полос $f11, f12, f21, f22$ и выполним фильтрацию шума в частотной области.

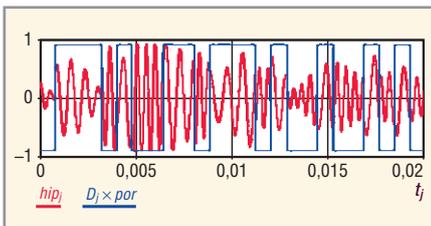


Рис. 11. Временное представление двухполосного шума и хаотической импульсной последовательности

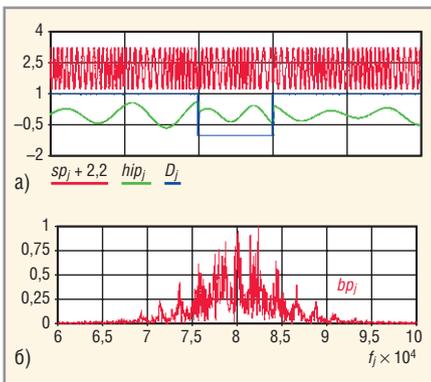


Рис. 12. Временное (а) и спектральное (б) представления ЧМПП-помехи и полосового шума

танной моделью ЧМПП-помехи. В этой модели в качестве модулирующего напряжения будем использовать частотно-манипулированный полосовой шум (ЧМППШ). Алгоритм формирования ЧМППШ запишем с использованием выражения (5), введя соответствующие обозначения:

После обратного преобразования Фурье массивы $Sq1$ и $Sq2$ будут содержать необходимые для формирования помехи шумовые фрагменты:

$$\begin{aligned} Q &:= \text{norm}(20001, 0, 1) \\ f11 &:= 1100 \quad f12 := 1500 \quad f21 := 1900 \\ f22 &:= 2300 \quad SQ := \text{cfft}(Q) \\ SQ1_j &:= \text{if}(f11 < f_j < f12, SQ_j, 0) \\ SQ2_j &:= \text{if}(f21 < f_j < f22, SQ_j, 0) \\ sq1 &:= \text{icfft}(SQ1) \quad Sq1_j := \text{Re}(sq1_j) \\ sq2 &:= \text{icfft}(SQ2) \quad Sq2_j := \text{Re}(sq2_j) \\ sm1 &:= \max(Sq1) \quad Sq1_j := \frac{Sq1_j}{sm1} \\ sm2 &:= \max(Sq2) \quad Sq2_j := \frac{Sq2_j}{sm2} \end{aligned}$$

Затем введем порог por для ограничения пик-фактора шума, пересчитаем с его учётом значения массивов $Sq1$ и $Sq2$, зададим длину dS элементарного импульса хаотической импульсной последовательности (ХИП) и сформируем её (идентификатор hip) в соответствии с алгоритмом, описанным в [2]:

$$\begin{aligned} por &:= 09 \quad Sq1_j := \text{if}(|Sq1_j| > \\ > por, \text{if}(Sq1_j > 0, por, -por), Sq1_j) \\ Sq2_j &:= \text{if}(|Sq2_j| > \\ > por, \text{if}(Sq2_j > 0, por, -por), Sq2_j) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} dS &:= 8 \times 10^{-1} \quad dL := dS \times 10^6 \\ b &:= 0, dL \dots 20000 \quad rb := 0 \dots dL \end{aligned}$$

$$Rn_b := \text{rnd}(10 \pi Q_1) \quad y_b := \Phi(\sin(Rn_b))$$

$$Y_{(b+rb)} := y_b$$

$$D_j := \text{if}(Y_j > 0, 5, 1, -1)$$

$$bip_j := \text{if}(D_j = 1, Sq1_j, Sq2_j)$$

На рис. 11 показан первичный сигнал (двухполосный шум), которым теперь необходимо промодулировать несущую частоту в соответствии с принципом частотной модуляции.

В заключение введём несущую частоту помехи fp , девиацию DF , параметр нелинейности модулятора a и сформируем массив ЧМПП помехи sp :

$$\begin{aligned} fp &:= 80 \times 10^3 \quad DF := 8000 \quad a := \frac{1}{2000} \\ sp_j &:= \cos(2 \pi fp t_j + a DF bip_j) \end{aligned}$$

На рис. 12 показаны временное и спектральное представления ЧМПП помехи.

Используя представленные в работе модели преднамеренных помех, возможно создание источников аддитивных сигналов, имитирующих реальные условия работы радиоприёмных устройств систем аналоговой радиосвязи в сложной электромагнитной обстановке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Антипенский П.В. Моделирование источников аналоговых сигналов. Современная электроника. 2007. № 4.
2. Антипенский П.В. Моделирование источников сигналов с дискретной модуляцией. Современная электроника. 2007. № 8.
3. Антипенский П.В. Моделирование источников сложных сигналов. Современная электроника, 2007. № 9.
4. Антипенский П.В. Моделирование источников импульсно-модулированных сигналов. Современная электроника. 2008. № 2.
5. Saffe R.C. Random Signals for Engineers using MATLAB and Mathcad. Springer-Verlag, 2000.
6. Мельников В.Ф., Линник В.А., Воронин Н.Н., Грачёв В.Н. Основы построения комплексов и средств радиоподавления радиосвязи. Часть 2. Воронеж: ВВВИУРЭ, 1993.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986.