

# 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 (CCM), 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 CCM. 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 CCM 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,  $\pm 5$  кГц,  $\pm 10$  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:

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

где  $Sm$  – амплитуда несущего колебания;  $f_0$  – частота несущего колебания;  $\psi$  – фазовый сдвиг несущего колебания;  $F_k, \varphi_k$  – частота и фазовый сдвиг  $k$ -ой гармоники модулирующего шума;  $N_T$  – количество моделируемых гармонических составляющих в шуме;  $m_{fk}$  – индексы частотной модуляции, вычисляемые по формуле [7]:

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

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]:

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

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

бания;  $F_k, \Phi_k$  – 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  $f_j$ :

$$\begin{aligned} Nn &:= 10000 \quad j := 1..Nn \\ t_j &:= j \times 10^{-6} \quad f_j := j \times 10^2. \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} N &:= 10 \quad k := 1..N \quad Um_1 := 3 \\ Um_2 &:= 4 \quad Um_3 := 6 \quad Um_4 := 5 \\ Um_5 &:= 4,5 \quad Um_6 := 4 \quad Um_7 := 3,5 \\ Um_8 &:= 3 \quad Um_9 := 2,4 \quad Um_{10} := 2 \\ F_1 &:= 300 \quad F_2 := 600 \quad F_3 := 900 \\ F_4 &:= 1200 \quad F_5 := 1500 \quad F_6 := 1800 \\ F_7 &:= 2100 \quad F_8 := 2400 \\ F_9 &:= 2800 \quad F_{10} := 3200 \end{aligned}$$

Затем формируем случайные фазовые сдвиги гармоник  $\phi$ , 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:

$$\begin{aligned} um &:= \max(Um) \quad \Phi_k := \text{rnd}(Um_k) \pi \\ Q &:= \text{rnorm}(10001, 0, 1) \\ T_j &:= \sum_{k=1}^N \frac{Um_k}{um} \cos(2\pi F_k t_j + \Phi_k) \\ R &:= \max(T) \quad TLF_j := \frac{T_j}{R} \\ SwT &:= \text{cfft}(T) \quad vT_j := |SwT_j| \\ r &:= \max(vT) \quad bT_j := \frac{vT_j}{r} \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} U &:= 1 \quad f_0 := 70 \times 10^3 \quad a := 1 \quad Sb := \frac{1}{5} \\ st_j &:= U(1 + aTLF_j) \cos(2\pi f_0 t_j) + SbQ_j \\ mst &:= \max(st) \quad st_j := \frac{st_j}{mst} \\ Sw &:= \text{cfft}(st) \quad v_j := |Sw_j| \\ r &:= \max(v) \quad b_j := \frac{v_j}{r} \end{aligned}$$

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  $\phi p$  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  $ss$ ):

$$\begin{aligned} Up &:= \frac{1}{4} \quad D := 1000 \quad fp := 65 \times 10^3 \\ Ump_k &:= \text{rnd}(Um_k) + um \\ \Phi p_k &:= \text{rnd}(Ump_k) \pi \\ ump &:= \max(Ump) \quad m1_k := \frac{Ump_k}{ump} \frac{D}{F_k} \\ s_j &:= \cos\left(2\pi fp t_j + \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^N m1_k \sin(2\pi F_k t_j + \Phi p_k)\right) \end{aligned}$$

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

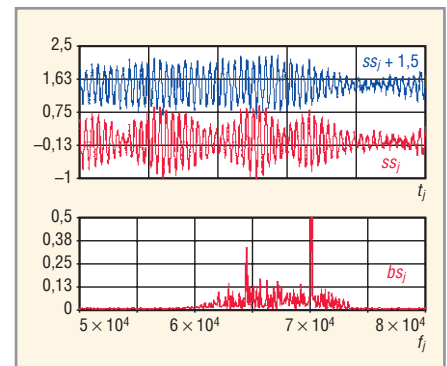


Рис. 1. Результаты моделирования аддитивной смеси АМ-сигнала, гауссова шума и ЧМШ-помехи

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 sig_{j,i} := if(i=0, t_j, ss_j)
WRITEPRN("sig.dat") := sig
```

Поясним введенные 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

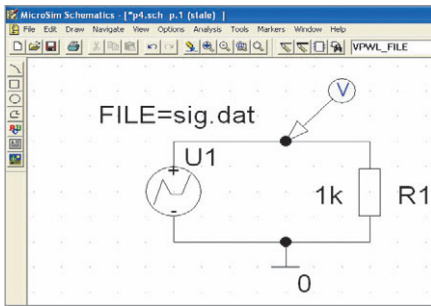


Рис. 2. Испытательная схема с источником сигнала из файла

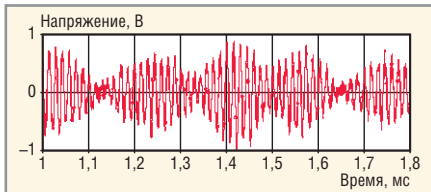


Рис. 3. Результаты моделирования источника сигнала с аддитивной смесью АМ-сигнала и ЧМШ-помехи в системе DesignLAB

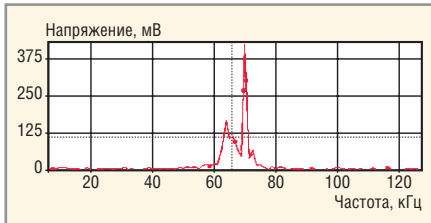


Рис. 4. Результаты спектрального анализа аддитивного сигнала в системе схемотехнического моделирования DesignLAB

(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-

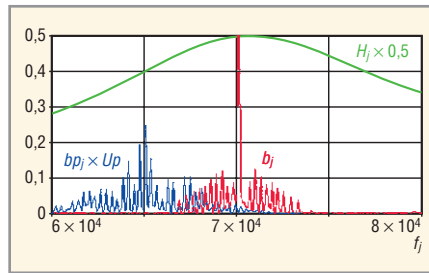


Рис. 5. Аддитивная смесь АМ-сигнала и ЧМШ-помехи на входе избирательной цепи радиоприёмного устройства подавляемой системы связи

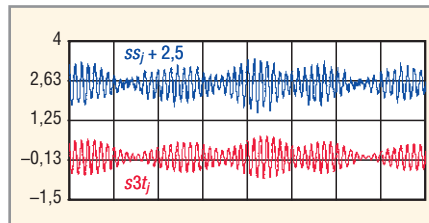


Рис. 6. Аддитивный сигнал до и после фильтрации избирательной цепью

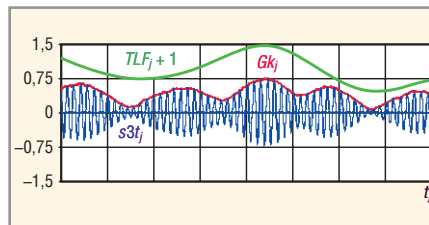


Рис. 7. Временная форма первичного и детектированного сигналов

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):

$$\begin{aligned} Us &:= \text{cfft}(Gk) \quad uv_j := |Us_j| \\ m2 &:= \max(uv) \quad uv := \frac{uv_j}{m2} \\ fil_j &:= \text{if}(0 < f_j \leq \\ &\leq F_N, Us_j \exp(-\sqrt{-1 \times 0,21}), 0) \\ fit &:= \text{icfft}(fil) \quad Ufil_j := \text{Re}(fit_j) \end{aligned}$$

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  $Ufil$ :

$$\begin{aligned} mu &:= \max(Ufil) \quad mim := \min(Ufil) \\ mu &:= \text{if}(|mu| > |mim|, mu, |mim|) \\ Ufil_j &:= \frac{Ufil_j}{mu} \\ mt &:= \max(TLF) \quad mit := \min(TLF) \\ mt &:= \text{if}(|mt| > |mit|, mt, |mit|) \\ TLF_j &:= \frac{TLF_j}{mt} \\ mf &:= \max(Gk) \quad Ud_j := \frac{Gk_j}{mf} \end{aligned}$$

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:

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

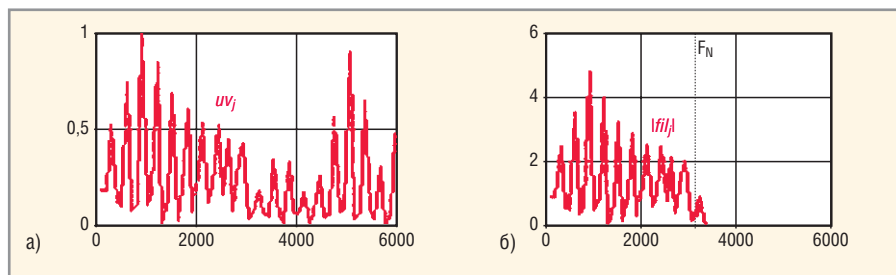


Рис. 8. Результаты фильтрации детектированного сигнала

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

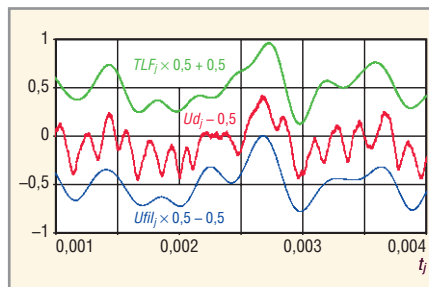


Рис. 9. Первичный  $TLF$ , детектированный  $Ud$  и отфильтрованный  $Ufil$  сигналы в нормированном виде

$$su_0 := 0$$

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

$$\text{sum} := \max(su)$$

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

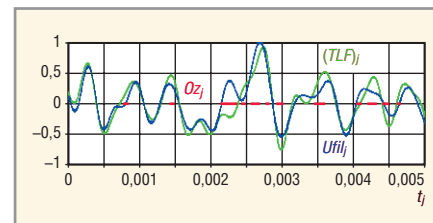


Рис. 10. Результаты анализа воздействия ЧМШ-помехи на АМ-сигнал с использованием разработанной модели

Вероятность разборчивости  $Pr = 0,737$ ; 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]:

$$S_{\text{ХИП}}(l_i) = \sum_{k=0}^{N_n-1} \sum_{n=0}^{N_u-1} f \left\{ \begin{aligned} &l_3 + \frac{T_n}{N_u} n + Pk \leq l_i < l_3 + \frac{T_n}{N_u} (n+1) + Pk, \\ &\text{rnd}(1) \geq 0,5, \\ &1, \\ &0 \end{aligned} \right\}, \quad (5)$$



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-

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

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

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.

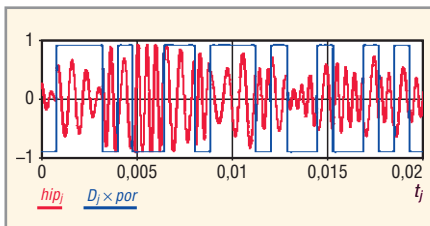


Рис. 11. Временное представление двухполосного шума и хаотической импульсной последовательности

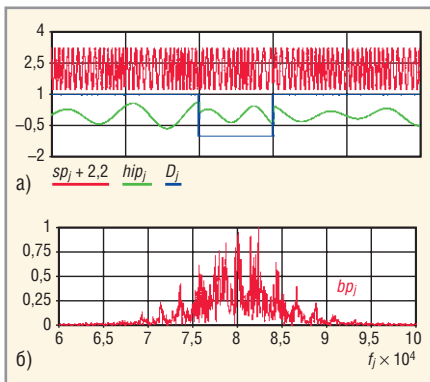


Рис. 12. Временное (а) и спектральное (б) представления ЧМПП-помехи и полосового шума

$$dS := 8 \times 10^{-4} \quad dL := dS \times 10^6$$

$$b := 0, dL \dots 20000 \quad rb := 0 \dots dL$$

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

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

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

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

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  $sp$ :

$$fp := 80 \times 10^3 \quad DF := 8000 \quad a := \frac{1}{2000}$$

$$sp_j := \cos(2\pi fp t_j + a DF bip_j)$$

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.

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

$$Q := \text{morm}(20001, 0, 1)$$

$$f11 := 1100 \quad f12 := 1500 \quad f21 := 1900$$

$$f22 := 2300 \quad SQ := \text{cfft}(Q)$$

$$SQ1_j := \text{if}(f11 < f_j < f12, SQ_j, 0)$$

$$SQ2_j := \text{if}(f21 < f_j < f22, SQ_j, 0)$$

$$sq1 := \text{icfft}(SQ1) \quad Sq1_j := \text{Re}(sq1_j)$$

$$sq2 := \text{icfft}(SQ2) \quad Sq2_j := \text{Re}(sq2_j)$$

$$sm1 := \max(Sq1) \quad Sq1_j := \frac{Sq1_j}{sm1}$$

$$sm2 := \max(Sq2) \quad Sq2_j := \frac{Sq2_j}{sm2}$$

Затем введём 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  $bip$ ) в соответствии с алгоритмом, описанным в [2]:

$$por := 0.9 \quad Sq1_j := \text{if}(|Sq1_j| >$$

$$> por, \text{if}(Sq1_j > 0, por, -por), Sq1_j)$$

$$Sq2_j := \text{if}(|Sq2_j| >$$

$$> por, \text{if}(Sq2_j > 0, por, -por), Sq2_j)$$