

Разработка моделей преднамеренных помех сигналам с дискретной модуляцией

Роман АНТИПЕНСКИЙ,
к. т. н.
antic@vmail.ru

В статье рассматривается методика создания моделей преднамеренных помех сигналам с дискретной модуляцией, предназначенных для моделирования проектируемого устройства в реальных условиях работы. Материал статьи может оказаться полезным разработчикам приемо-передающей радиоэлектронной аппаратуры, функционирующей с использованием сигналов с дискретной модуляцией.

При проектировании и моделировании приемо-передающих радиоэлектронных устройств с помощью систем схемотехнического моделирования (ССМ), таких как OrCAD, Microcap, DesignLab и других, часто приходится использовать различные источники сигналов для проверки проектируемой схемы на предмет безыскаженной передачи (преобразования) первичного сигнала. При этом имеющиеся в подобно-го рода программах источники сигналов не всегда в полной мере удовлетворяют запросам разработчиков. Для исследования характеристик схем в условиях воздействия реальных сигналов и помех часто приходится разрабатывать собственную модель входной смеси сигнала и помехи, а затем использовать ее при моделировании схемы в ССМ. В предыдущей статье автором была показана методика разработки моделей преднамеренных помех системам аналоговой связи и их использования в качестве источников входных сигналов в ССМ радиоэлектронных устройств DesignLAB [1]. Данная публикация завершает цикл статей [1–6] по моделированию сигналов и помех в программной среде MathCAD. Цель автора — разработать модели помех сигналам с дискретной модуляцией и показать методику формирования аддитивной смеси сигнала и соответствующей ему помехи, которую затем можно бу-

дет подавать на вход моделируемого устройства для проверки его работоспособности в условиях воздействия преднамеренных помех.

Для радиоподавления сигналов с дискретной модуляцией, к которым относятся амплитудно-манипулированные (АТ), частотно-манипулированные (ЧТ) и фазоманипулированные (ФТ), в настоящее время используются сигналы с амплитудной и частотной манипуляцией, первичные сигналы которых формируются с помощью хаотической импульсной последовательности (ХИП) [8]. Разработаем модель ХИП АТ помехи и покажем один из способов ее использования для оценки помехоустойчивости приема фазоманипулированных сигналов в условиях ХИП АТ помех.

Математическую модель ХИП АТ помехи с использованием алгоритма формирования импульсной последовательности со случайным генерированием единичных и нулевых посылок [2] можно представить в следующем виде (1), 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, φ_n — случайные начальные фазовые сдвиги единичных посылок, получае-

мые с помощью иного (независимого) генератора случайных чисел:

$$\varphi_n = X_n [norm(N, M, D)], \quad (2)$$

где N — длина массива случайных чисел, сформированного с помощью процедуры *norm* вектора случайных чисел с нормальным распределением; M — математическое ожидание распределения вектора чисел; D — дисперсия вектора. При этом каждому фазовому сдвигу φ_n ставится в соответствие элемент вектора X_n .

Первое, с чего мы начнем разработку модели в программной среде MathCAD, — сформируем отсчеты индексной переменной j , которую будем использовать для доступа к элементам массивов, а также сформируем отсчеты времени t_j и частоты f_j (листинг 1):

```
Nn := 10 000   j := 1..Nn   tj := j·10-6   fj := j·102
```

Листинг 1

Далее задаем несущую частоту f_0 , длительность dS элементарного импульса ХИП и уровень шума Sh , затем переводим длину одного импульса в число отсчетов dL , задаем приращение индексной переменной h с интервалом изменения dL и вводим индексную переменную rh , которая обеспечит нам постоянство случайных значений переменной $Y1$ на протяжении всей длительности импульса, и формируем массив Гауссова шума (листинг 2):

```
f0 := 50·103   dS := 1·10-4   Sh := 1/100  
dL := dS·106   h := 0,dL..Nt   rh := 0..dL   Q := rnorm(Nt+1,0,1)
```

Листинг 2

Формируем массив случайных фазовых сдвигов RnF и обеспечиваем постоянство их значений на протяжении длительности импульса в массиве $RndF$. Затем генерируем слу-

$$ХИП АТ_i = \sum_{k=0}^{N_n-1} \sum_{n=0}^{N_u-1} f \left\{ \begin{array}{l} t_3 + \frac{T_n}{N_u} \times n + P \times k \leq t_i < t_3 + \frac{T_n}{N_u} \times (n+1) + P \times k, \\ \left. \begin{array}{l} rnd(1) \geq 0,5, \\ Sm \times \cos \left[2\pi f_0 t_j + \varphi_n \right]_{\varphi_n = X_n, norm(N, M, D)} \\ 0 \end{array} \right\}, \quad (1)$$

чайную последовательность отсчетов y_1 с равномерным распределением и на его основе формируем хаотическую импульсную последовательность D_1 (листинг 3):

```
RnF := rnorm(10001,0,3) RndF(h+rh) := RnFh
y1 := runif(Nt+1,-1,1) Y1(h+rh) := y1h D1j := if(Y1j > 0,1,0)
```

Листинг 3

Далее в соответствии с первичным сигналом ХИП генерируем ХИП АТ помеху (идентификатор $ds1$), формируем аддитивную смесь Us помехи и шума и рассчитываем ее спектр bp с использованием функции быстрого преобразования Фурье $cfft(x)$ [7] (листинг 4):

```
ds1j := if(D1j=1,cos(2·π·f0·tj+RndFj),0) Us := ds1+Qj·Sh
Swp := cfft(Us) vj := |Swpj| r := max(v) bpj := vj/r
```

Листинг 4

На рис. 1 представлены результаты моделирования ХИП АТ помехи.

Добавим в модель программный код, формирующий фазоманипулированный сигнал. Для этого введем несущую частоту сигнала fs и по аналогии с алгоритмом формирования ХИП АТ помехи сформируем массивы временного и спектрального представлений ФТ сигнала U и b соответственно (листинг 5):

```
fs := 60·103
y := runif(Nt+1,-1,1) Y(h+rh) := yh Dj := if(Yj>0,1,0)
dsj := if(Dj=1,sin(2·π·fs·tj),sin(2·π·fs·tj+π)) Uj := dsj+Q·Sh
Sw := cfft(U) vj := |Swj| r := max(v) bj := vj/r
```

Листинг 5

Теперь введем уровень помехи kp и сформируем аддитивную смесь ФТ сигнала U и ХИП АТ помехи Us (листинг 6):

```
kp := 1/2 ssj := Uj+kp·Usj
```

Листинг 6

На рис. 2 представлены результаты моделирования аддитивной смеси ФТ сигнала и ХИП АТ помехи.

Единственное, что осталось сделать — это записать в файл результат формирования временного представления аддитивной смеси для ее 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 [10] (листинг 7):

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

Листинг 7

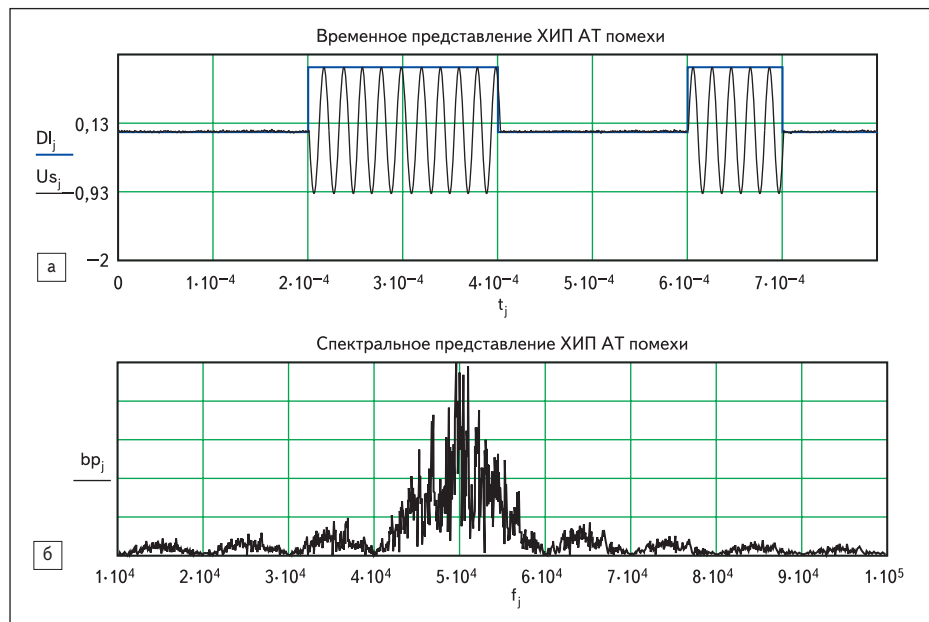


Рис. 1. Результаты моделирования ХИП АТ помехи: а) временное представление; б) спектральное представление

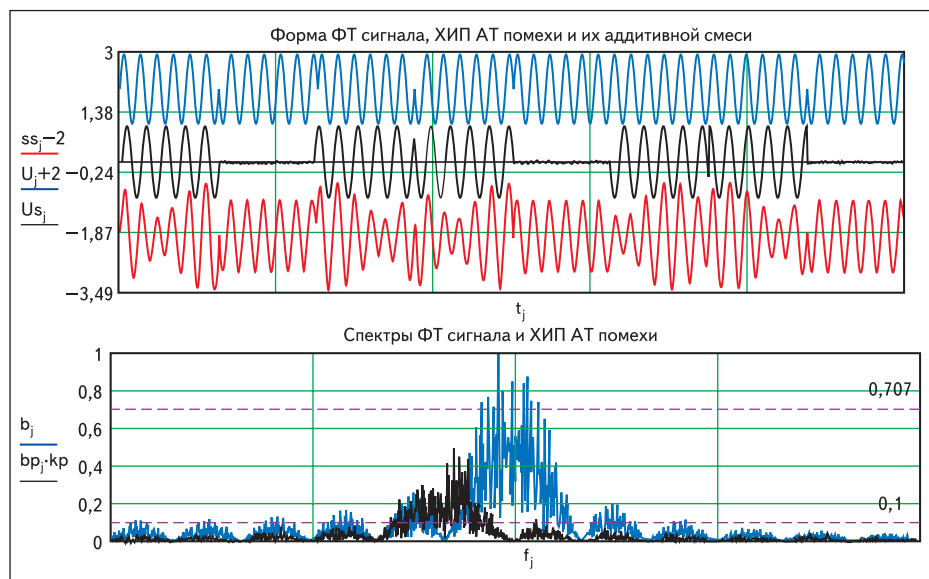


Рис. 2. Результаты моделирования аддитивной смеси ФТ сигнала и ХИП АТ помехи

Для того чтобы наш аддитивный сигнал выглядел в файле подобным образом, добавим в модель следующий программный код (листинг 8):

```
i := 0..1 sigj := if(i=0,tj,ssj) WRITEPRN("sig.dat") := sig
```

Листинг 8

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 отсчет времени t_j , если не равен нулю (равен 1) — то записываем отсчет 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 (точность отображения) = 10, Column Width (ширина столбца) = 20.

Покажем теперь, как выполнить ввод и моделирование испытательной схемы для проверки модели сигнала в DesignLAB 8.0. Введем схему, показанную на рис. 2 (см. Кит № 7, стр. 158).

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

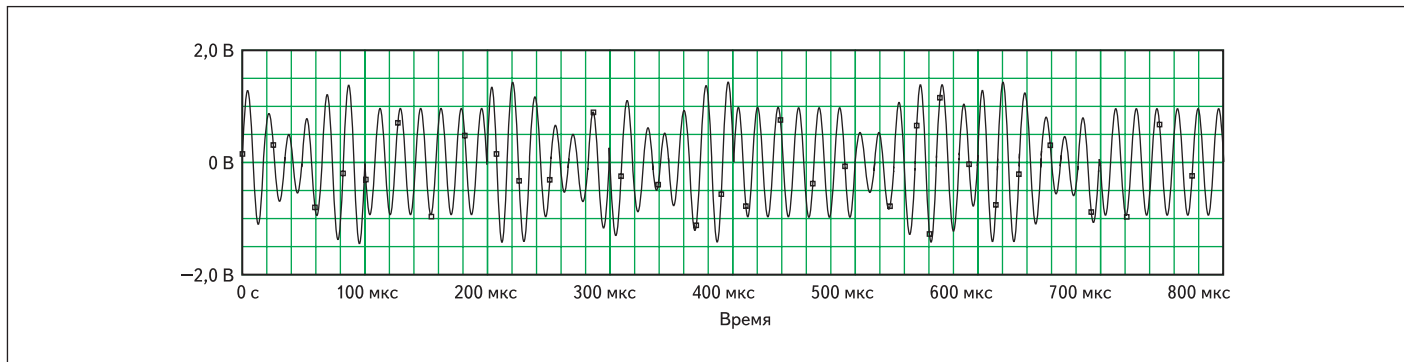


Рис. 3. Результаты моделирования источника сигнала с аддитивной смесью ФТ сигнала и ХИП АТ помехи в системе DesignLAB

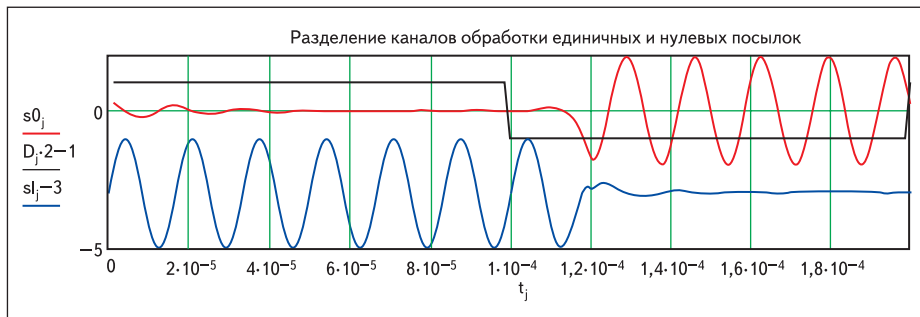


Рис. 4. Временные представления единичных и нулевых посылок принятого сигнала

$$R := 500 \quad C := 28 \cdot 10^{-9} \quad L := 0,253 \cdot 10^{-3} \quad \omega_0 := \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad f_p := \frac{\omega_0}{2\pi} \quad Q := R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Добротность контура: $Q=5,26$ Резонансная частота контура: $f_p=5,98 \times 10^4$

$$h_{1j} := \frac{1}{1 + \sqrt{-1} \cdot Q \cdot \left(\frac{\omega_0}{2\pi \cdot f_j} + 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_j}{\omega_0} \right)} \quad h_{2j} := |h_{1j}| \quad z := \max(h_2) \quad H_{1j} := \frac{h_{2j}}{z}$$

Листинг 9

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 (рис. 3).

Покажем возможность анализа помехоустойчивости приема ФТ сигнала в условиях воздействия ХИП АТ помехи с использованием разработанной модели. Для этого прием следующие ограничения и допущения:

- в качестве избирательной цепи радиоприемного устройства ФТ сигнала будем использовать простой колебательный контур;
- детектирование ФТ сигнала и его фильтрацию будем осуществлять с использованием математических операций, которые детализируем далее;
- при анализе помехоустойчивости приема сигнала будем использовать функцию ошибок, значения которой положим отличной от нуля в случае детектирования «единицы» при передаче «нуля» и наоборот.

Зададим параметры элементов колебательного контура R, L, C, рассчитаем его комплексную передаточную характеристику h и вычис-

лим его добротность Q и резонансную частоту f_p (листинг 9).

Используя спектральный метод анализа [9] прохождения сигналов через цепи, вычислим комплексный спектр смеси RV на выходе избирательной цепи радиоприемного устройства подавляемой системы связи. Выполнив обратное альтернативное преобразование Фурье $icfft(x)$ [7], получим массив комплекс-

ных отсчетов аддитивной смеси ZV на выходе во временной форме (листинг 10):

```
Sws := cfft(ss)  RVj := Sws_j · h1j  SV := icfft(RV)
svj := Re(SVj)  zm := max(sv)  ZVj := svj / zm
```

Листинг 10

Затем выполним детектирование ФТ сигнала, используя сложение аддитивной смеси с «опорным напряжением» и разделяя каналы приема единичных s1 и нулевых s0 посылок, после чего в каждом канале выделим модули g1 и g0. Программный код этих операций запишется следующим образом (листинг 11):

```
Saj := -arg(SVj)  sqj := cos(Saj)  s0j := cos(2·π·fs·tj+π/2)  s1j := s0j+sqj
slj := cos(2·π·fs·tj-π/2)  slj := slj+sqj  g1j := |slj|  g0j := |s0j|
```

Листинг 11

На рис. 4 показаны временные представления единичных и нулевых посылок принятого сигнала.

Теперь необходимо выполнить детектирование принятого сигнала, то есть выделить его огибающую и принять решение, какой символ (0 или 1) принят. Для этого введем индексную переменную h1, зададим ее приращение на длительность элементарного им-

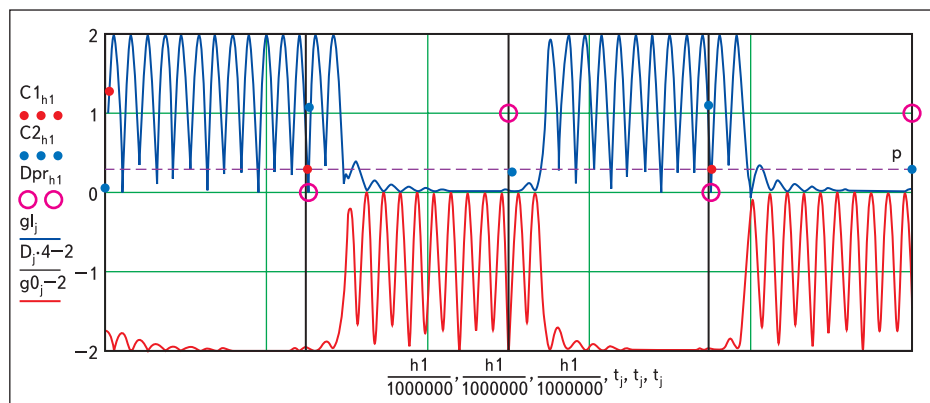


Рис. 5. Графики модулей единичных и нулевых посылок g1 и g0, средних значений модулей за длительность импульса для каждого канала C1 и C2, решающей функции Dpr

```

h1 := 0,dL..Nt-1  p := 0.3  D1 := 100
C1h1 := sum_{q=h1}^{h1+dt} g1_q  C1h1 := C1h1/dL  C2h1 := sum_{q=h1}^{h1+dt} g0_q  C2h1 := C2h1/dL
Dprh1 := if(C1h1 > C2h1, if(|C1h1-p| > |C1h1+p|, 1, 0), if(|C1h1-p| > |C1h1+p|, 1-C1h1+p, 0, 1))
    
```

Листинг 12

пульса dL , пересчитанную в отсчетах модели, и в каждом канале обработки (канал обработки принятого сигнала ассоциируется с массивами $g1$ и $g0$) подсчитаем среднее значение для каждого импульса. Если это среднее значение окажется больше некоторого порога (идентификатор p), то принимаем решение о детектировании единичной посылки, в противном случае — принимаем решение о детектировании нулевой посылки. Для этого в моменты времени, соответствующие началу элементарного импульса (модельное время $j = h1$), устанавливаем значение переменной Dpr равным единице в первом случае и нулю во втором. Приводимый далее программный код реализует рассмотренный алгоритм принятия решения (листинг 12). На рис. 5 представлены графики модулей единичных и нулевых посылок $g1$ и $g0$, средних значений модулей за длительность импульса для каждого канала $C1$ и $C2$, а также решающей функции Dpr .

Для приведения отображаемых графиков функций к одному временному масштабу выполнено деление индексной переменной $h1$ на масштабный коэффициент.

Заключительным шагом разработки модели является подсчет количества ошибочно принятых импульсов и принятие решения об эффекте от воздействия помехи. Для этого в моменты времени, соответствующие началу импульса, выполним сравнение отсчетов решающей функции Dpr с отсчетами первичного сигнала $D1$. Если значения этих функций совпадают, значит, детектированный сигнал принят правильно — функция ошибок Ph равна нулю. Подсчитываем в переменной ko количество ошибок, разделив это значение на количество переданных символов $ksim$, получим «вероятность ошибки» в локальном контексте (только для моделируемого фрагмента сигнала) [8]. Далее сравним значение переменной Pp (локальную «вероятность правильного приема») с пороговым значением (в нашем примере 0,65) и примем решение о результате воздействия помехи на сигнал (листинг 13).

На рис. 6 показаны результаты анализа воздействия ХИП АТ помехи на ФТ 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

приемных устройств в реальных условиях работы, и показать возможность и направление дальнейшего развития модели. Применяемая модели других сигналов с дискретной модуляцией, рассмотренные в работе [4], читатель без труда сможет модифицировать программный код представленной модели для создания источников аддитивных сигналов, имитирующих реальные условия работы радиоприемных устройств систем связи с дискретной модуляцией.

Модель алгоритмической помехи

Алгоритмическая помеха используется в тех случаях, когда не удастся выявить вид модуляции связанного сигнала и назначить рациональную для этого сигнала помеху [8]. Поэтому в качестве помехового воздействия используются копии связанного сигнала, подвергшиеся временному сжатию и разряжению. Это позволяет обеспечить соответствие спектров сигнала и помехи при неизвестной временной структуре связанного сигнала. Рассмотрим алгоритм формирования помехи, используемой в модернизированных станциях помех КВ-диапазона (шифр помехи K). Алгоритм формирования помехи заключается в следующем: принимаемый сигнал оцифровывается и записывается в течение времени T_3 в ячейки памяти устройства модулирующих сигналов. При формировании помехи K отрезок сигнала считывается с частотой вдвое меньшей, что эквивалентно увеличению времени воспроизведения $T_4 = 2T_3$, то есть происходит растяжение сигнала во времени. Алгоритм формирования помехи K предусматривает также заполнение пропусков в принимаемом сигнале, связанных с интервалами работы станции связи.

```

D1_j := if(D_j = -1, 0, D_j)  ksim := Nt/dL  DPrh+h1 := DPrh1
Ph_h1 := if(D1_h1 = DPrh1, 0, 1)  Ph0 := 0  ko := sum_{ht} Ph_h1  Po := ko/ksim
Pp := 1 - Po  Kp := if(Pp > 0.65, "NO EFFECT", "NO SIGNAL")
    
```

Листинг 13

Разработаем алгоритм формирования временного представления помехи K в соответствии с описанным ранее способом реального формирования такой помехи. Пусть запись копий принимаемого сигнала осуществляется в течение всего фрагмента моделируемого сигнала, при этом полагаем, что пропусков при записи сигнала нет. Тогда в модели помехи параметр $T_3 = T_c$, и для формирования помехи необходимо «растянуть» во времени копию сигнала, при этом временная шкала помехи станет вдвое реже временной шкалы сигнала. Каждый отсчет сигнала должен перейти в отсчет копии с нечетным индексом. Тогда разница индексов копии и сигнала для каждого значения составит $2^n - 1$, и нечетный индекс копии может быть вычислен исходя из $n - \log(n - 1, 2)$. То есть можем записать алгоритм получения нечетных отсчетов растянутой копии сигнала в виде следующего выражения:

$$Sp_n(t) = S_{n - \log(n - 1, 2)}(t) \Big|_{n=1,3,\dots,N}, \quad (3)$$

где n — текущее значение индекса с шагом изменения, равным 2, соответствует нечетным значениям; функция логарифма в правой части выражения (3) вычисляется по основанию 2.

Четные индексы копии могут быть вычислены путем интерполяции массива $Sp(t)$ или для ускорения вычислений как среднее значение предшествующего ($n-1$) и последующего ($n+1$) отсчетов по следующему алгоритму:

$$Sp_n(t) = \frac{Sp_{n-1}(t) + Sp_{n+1}(t)}{2} \Big|_{n=0,2,\dots,N-1}, \quad (4)$$

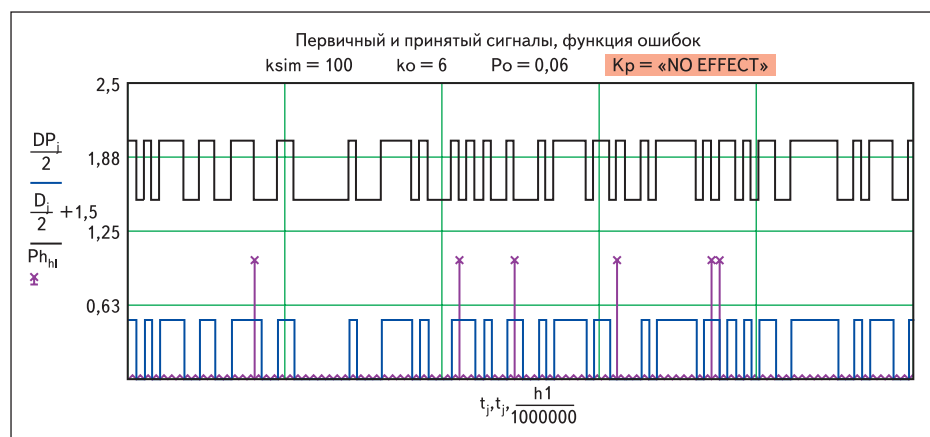


Рис. 6. Результаты анализа воздействия ХИП АТ помехи на ФТ сигнал с использованием разработанной модели

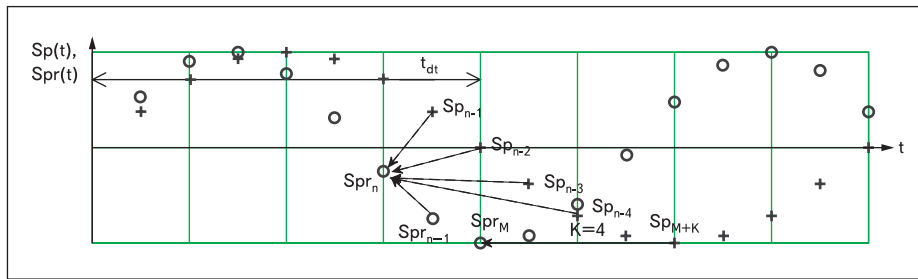


Рис. 7. Пояснение алгоритма сжатия копии сигнала на K-отсчетах

$$Sp_n(t) = F \left\{ \begin{array}{l} \text{mod}(n,2) \neq 0, S_{n-\log(n-1,2)}(t) \\ n=1,3,\dots,N \end{array} \right\}, \left. \frac{Sp_{n-1}(t) + Sp_{n+1}(t)}{2} \right|_{n=0,2,\dots,N-1} \}. \quad (5)$$

где текущее значение индекса n с шагом изменения, равным 2, соответствует четным значениям. Тогда алгоритм получения растянутой копии сигнала с учетом выражений (3) и (4) можно представить в виде (5).

Для построения алгоритма внесения в растянутую копию сигнала хаотических временных сдвигов (уплотнение и растяжение отрезков копии на K -отсчетов времени) рассмотрим один отрезок копии t_{dt} , в течение которого происходит растяжение или сжатие по времени. При сжатии оси времени на K -отсчетов необходимо последнему отсчету в отрезке $Spr_M(t)$ присвоить значение отсчета копии $Sp_{M+K}(t)$, далее осуществить пересчет амплитуд отсчетов при изменении счетчика отсчетов в сторону уменьшения. При этом текущее значение амплитуды помехи может быть вычислено как среднее арифметическое предшествующих K -отсчетов копии $Sp(t)$ и вычисленного на предыдущем шаге отсчета функции $Spr(t)$. На рис. 7 показан пример сжатия синусоиды на число отсчетов $K = 4$, крестами отмечены отсчеты копии $Sp(t)$, кружками — отсчеты сжатой копии $Spr(t)$.

Отсчет сжатой копии $Spr_n(t)$ вычисляется как среднее арифметическое отсчетов $Sp_{n-1}(t)$, $Sp_{n-2}(t)$, $Sp_{n-3}(t)$, $Sp_{n-4}(t)$, $Spr_{n-1}(t)$. Алгоритм сжатия копии сигнала на K -отсчетов можно записать как (6).

Для растяжения оси времени на K -отсчетов необходимо последнему отсчету в отрезке $Sps_M(t)$ присвоить значение отсчета копии $Sp_{M-K}(t)$, далее осуществить пересчет амплитуд при изменении счетчика отсчетов, так же, как и в предыдущем случае, — в сторону уменьшения. Но текущее значение амплитуды

помехи должно быть вычислено как среднее арифметическое последующих K -отсчетов копии $Spr(t)$ и вычисленного на предыдущем шаге отсчета функции $Sps(t)$. Отсчет растянутой синусоиды $Sps_n(t)$ вычисляется как среднее арифметическое отсчетов $Sp_{n+1}(t)$, $Sp_{n+2}(t)$, $Sps_{n-1}(t)$. Тогда алгоритм растяжения копии сигнала на K -отсчетов можно записать в следующем виде (7).

Формируя с помощью генератора случайных чисел двоичный массив и модулируя им временную структуру помехи, получим математическую модель помехи вида K (8).

Разработана модель, в которой временные сжатия и растяжения будут формироваться по нелинейному закону, заданному аналитически с использованием какого-либо выражения, например:

$$\begin{aligned} T_c &:= 2 \cdot 10^{-3} \quad \Delta f := 20 \cdot 10^3 \quad f_{c_0} := 20 \cdot 10^3 \quad N := 10 \quad t_s := \frac{T_c}{N} \quad TS := t_s \cdot 10^6 \\ \beta &:= 2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot \frac{\Delta f \cdot N}{T_c} \quad n := 0.. \frac{Nt}{TS} \quad x := \text{runif}(100,-1,1) \quad x_n := \text{if}(x_n > 0.5, 1, 0) \end{aligned}$$

Листинг 14

$$\begin{aligned} bp(t,n) &:= 2 \cdot \pi \cdot (f_{c_0} - \Delta f) \cdot \left(t - \frac{T_c \cdot n}{N} \right) + \beta \cdot \frac{\left(t - \frac{T_c \cdot n}{N} \right)^2}{2} \\ bm(t,n) &:= 2 \cdot \pi \cdot (f_{c_0} - \Delta f) \cdot \left(t - \frac{T_c \cdot n}{N} \right) - \beta \cdot \frac{\left(t - \frac{T_c \cdot n}{N} \right)^2}{2} \\ b1_j &:= \sum_{n=0}^{N-1} \text{if} \left(\frac{T_c \cdot n}{N} < t_j \leq \frac{T_c}{N} + \frac{T_c \cdot n}{N}, \text{if}(x_n = 1, bp(t_p, n), bm(t_p, n)), 0 \right) \\ b1_j &:= \text{floor}(b1_j) \quad U_{p_j} := \text{if}(0 < j + b1_j < Nt, U_{S_j + b1_j}, 0) \\ Swa &:= \text{cfft}(U_p) \quad va_j := |Swa_j| \quad ma := \max(va) \quad bp_j := \frac{va_j}{ma} \end{aligned}$$

Листинг 15

$$Spr_n(t) = \frac{Spr_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n-i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2 \dots 1} \quad (6)$$

$$Sps_n(t) = \frac{Sps_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n+i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2 \dots 1} \quad (7)$$

$$SK_n(t) = F \left\{ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0.5, \frac{Spr_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n-i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2 \dots 1} \\ \frac{Sps_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n+i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2 \dots 1} \end{array} \right\} \quad (8)$$

$$b(t) = 2\pi ft + \frac{\beta t^2}{2} \quad (9)$$

Отметим, что выражение (9) соответствует закону изменения мгновенной частоты в сигналах с линейной частотной модуляцией [5]. Поэтому для формирования такой помехи введем соответствующие параметры длительности T_c фрагмента принимаемого сигнала, который подлежит изменению, мгновенной частоты f_{c0} и ее отклонения Δf , количества кадров N , на которые необходимо будет разделить фрагмент. Затем сгенерируем импульсную последовательность x , которая будет управлять временным сдвигом принимаемого сигнала — единица будет соответствовать нарастанию мгновенной частоты $b(t)$ (сжатие копии сигнала), ноль — убыванию мгновенной частоты (растяжение копии сигнала) (листинг 14).

Теперь введем функции $bp(t,n)$ и $bm(t,n)$, соответствующие возрастанию и убыванию управляющей функции помехи (9), и сформируем ее для заданного фрагмента T_c (идентификатор модели $b1$). Затем, отбросив дробную часть управляющей функции $b1$ с помощью процедуры $\text{floor}(x)$ [7], выполним пересчет индексов принимаемой копии сигнала Us в строке 4 приводимого далее листинга 15 — это и будет соответствовать сжатию (растяжению) сигнала по закону управляющей функции $b1$. В результате массив Up будет содержать модифицированную копию принимаемого сигнала Us . В заключение рас-

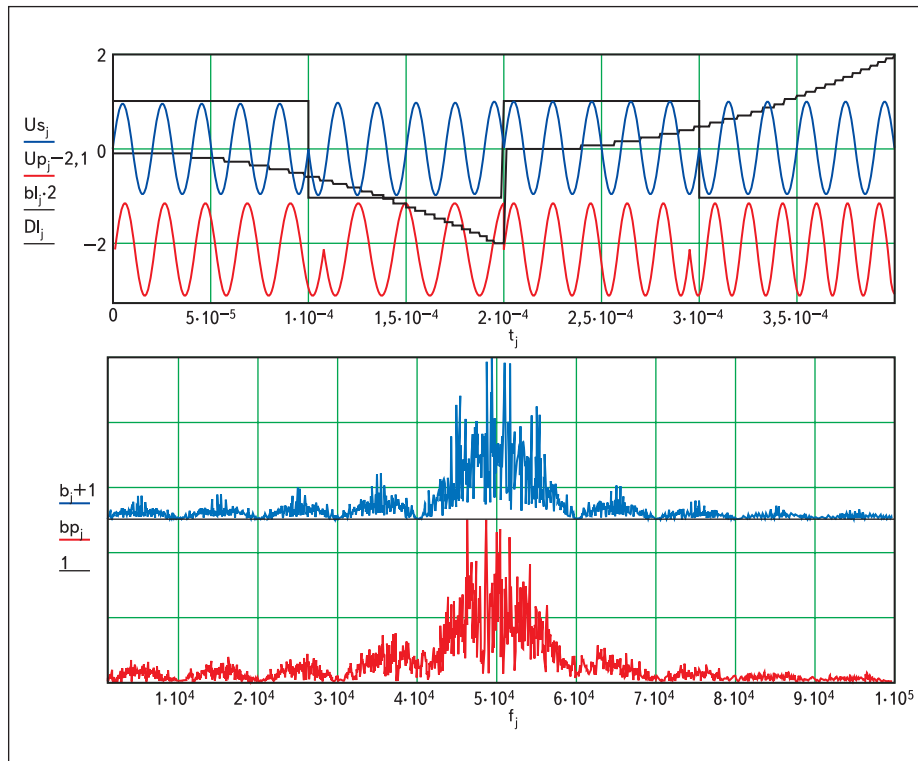


Рис. 8. Результаты моделирования ФТ сигнала U_s , управляющей функции b_1 и полученной на их основе алгоритмической помехи U_p

считаем спектр алгоритмической помехи и выполним его нормировку в пятой строке листинга (листинг 15).

На рис. 8 представлены результаты моделирования ФТ сигнала U_s , управляющей функции b_1 и полученной на их основе алгоритмической помехи U_p . Видно, что при убывании управляющей функции копия сигнала растягивается пропорционально этому изменению. При возрастании управляющей функции b_1 временное представление алгоритмической помехи сжимается. Анализ спектров сигнала b и помехи b_p показывает, что в результате модификации формы копии сигнала происходит перераспределение энергии в спектре — боковые лепестки спектра помехи несколько «размазаны» по оси по сравнению со спектром сигнала.

Подводя итог, можно отметить, что разработанная модель алгоритмической помехи позволяет получать помеховые сигналы с изменяемой длительностью временных сдвигов, их направлением и глубиной и исследовать с их помощью эффективность воздействия алгоритмических помех различной структуры на подавляемые сигналы систем радиосвязи, а также создавать источники аддитивных сигналов, имитирующих реальные условия работы радиоприемных устройств систем цифровой радиосвязи в сложной электромагнитной обстановке.

Модели источников помеховых сигналов, рассмотренные в статье, можно посмотреть

на сайте журнала [ft p://www.power-e.ru/www/files/models_part_7.rar](http://www.power-e.ru/www/files/models_part_7.rar). Для их открытия и моделирования необходимо наличие установленной на ПК системы MathCAD 2001. ■

Литература

1. Антипенский Р. В. Разработка моделей преднамеренных помех системам аналоговой связи // Компоненты и технологии. 2007. № 9.
2. Антипенский Р. В. Разработка моделей первичных сигналов в программной среде MathCAD // Компоненты и технологии. 2007. № 3.
3. Антипенский Р. В. Разработка моделей сигналов с аналоговой модуляцией // Компоненты и технологии. 2007. № 5.
4. Антипенский Р. В. Разработка моделей сигналов с дискретной модуляцией // Компоненты и технологии. 2007. № 6.
5. Антипенский Р. В. Разработка моделей сложных сигналов // Компоненты и технологии. 2007. № 7.
6. Антипенский Р. В. Разработка моделей импульсно-модулированных сигналов // Компоненты и технологии. 2007. № 8.
7. Saffe R. C. Random Signals for Engineers using MATLAB and Mathcad. Springer — Verlag, 2000.
8. Мельников В. Ф., Линник В. А., Воронин Н. Н., Грачев В. Н. Основы построения комплексов и средств радиоподавления радиосвязи. Часть 2. Воронеж: ВВВИУРЭ, 1993.
9. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986.
10. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. М.: Солон, 1999.