

Источники преднамеренных помех сигналам с дискретной модуляцией

Роман Антипенский (г. Воронеж)

В статье рассматривается методика создания источников полезных и мешающих сигналов с дискретной модуляцией, предназначенных для моделирования работы разрабатываемого устройства в реальных условиях.

При проектировании и моделировании приёмопередающих 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 безыскажённой передачи (преобразования) первичного сигнала. При этом имеющиеся в программах источники сигналов не всегда 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 её при моделировании схемы в ССМ. В настоящей публикации описана модель помех сигналам с дискретной модуляцией и показана методика 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.

Для радиоподавления сигналов с дискретной модуляцией, к которым относятся амплитудно-манипулированные (АТ), частотно-манипулированные (ЧТ) и фазоманипулированные сигналы (ФТ), в настоящее время используются сигналы с амплитудной и частотной манипуляцией, первичные сигналы которых формируются с помощью хаотической импульсной последовательности (ХИП) [3]. Разработаем модель ХИП АТ помехи и покажем один из способов её использования для оценки помехоустойчивости приёмов фазоманипулированных сигналов в условиях наличия ХИП АТ помех.

Математическую модель ХИП АТ помехи с использованием алгоритма формирования импульсной последовательности со случайным генерированием единичных и нулевых посылок [1] можно представить в следующем виде:

$$\text{ХИП АТ}_i = \sum_{k=0}^{N_n-1} \sum_{n=0}^{N_n-1} f \left\{ \begin{array}{l} l_3 + \frac{T_n}{N_n} n + Pk \leq l_i < l_3 + \frac{T_n}{N_n} (n+1) + Pk, \\ \text{rnd}(1) \geq 0,5, \\ 0 \leq S_m \cos \left[2\pi f_0 t_j + \varphi_n \left\lfloor \varphi_n - X_n \left\lfloor \text{norm}(N, M, D) \right\rfloor \right\rfloor \right] \leq 1, \\ 0 \end{array} \right\}, \quad (1)$$

где t_3 – длительность интервала задержки кодовой посылки относительно момента времени $t_i = 0$; N_n – 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, получаемые с

помощью иного (независимого) генератора случайных чисел

$$\varphi_n = \mathbf{X}_n[\text{norm}(N, M, D)], \quad (2)$$

где N – длина массива случайных чисел, сформированного с помощью процедуры `norm` вектора случайных чисел с нормальным распределени-

ем; M – математическое ожидание распределения вектора чисел; D – дисперсия вектора. При этом каждому фазовому сдвигу φ_n ставится в соответствие элемент вектора \mathbf{X}_n .

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

$$Nn = 10\,000 \quad j = 1 \dots Nn \quad t_j = j \times 10^{-6} \\ ff = j \times 10^2$$

Далее задаём несущую частоту f_0 , длительность dS элементарного импульса ХИП и уровень шума Sb . Затем переводим длину одного импульса в число отсчетов dL , задаём приращение индексной переменной b с интервалом изменения dL и вводим индексную переменную rb , которая обеспечит нам постоянство случайных значений переменной $Y1$ на протяжении всей длительности импульса, и сформируем массив гауссова шума:

$$f_0 = 50 \times 10^3 \quad dS = 1 \times 10^{-4} \quad Sb = 1/100 \\ dL = dS \times 10^6 \quad b = 0, dL \dots Nt \quad rb = 0 \dots dL \\ Q = \text{rnorm}(Nt + 1, 0, 1)$$

Формируем массив случайных фазовых сдвигов RnF и обеспечиваем постоянство их значений на протяжении длительности импульса в массиве $RndF$. Затем генерируем случайную последовательность отсчётов $y1$ с равномерным распределением и на её основе формируем хаотическую импульсную последовательность $D1$:

$$RnF = \text{rnorm}(10\,001, 0, 3) \\ RndF_{b+rb} = RnF_b \\ y1 = \text{runif}(Nt + 1, -1, 1) \quad Y1_{b+rb} = y1_b \\ D1_j = \text{if}(Y1_j > 0, 1, 0)$$

Далее в соответствии с первичным сигналом ХИП генерируем

ХИП АТ помеху (идентификатор $ds1$), формируем аддитивную смесь U_s помехи и шума и рассчитываем её спектр bp с использованием функции быстрого преобразования Фурье $cfft(x)$ [2]:

$$ds1_j = if(D1_j = 1, \cos(2\pi f_0 t_j + RndF), 0)$$

$$Us_j = ds1_j + Q_j Sb \quad Swp = cfft(Us)$$

$$v_j = |Swp_j| \quad r = \max(v) \quad bp_j = v_j/r$$

На рисунке 1 представлены результаты моделирования ХИП АТ помехи.

Добавим в модель программный код, формирующий фазоманипулированный сигнал. Для этого введём несущую частоту сигнала f_s и по аналогии с алгоритмом формирования ХИП АТ помехи сформируем массивы временного и спектрального представлений ФТ-сигнала U и b соответственно:

$$f_s = 60 \times 10^3 \quad y = runif(Nt + 1, -1, 1)$$

$$Y_{b+rb} = y_b \quad D_j = if(Y_j > 0, 1, 0)$$

$$ds_j = if(D_j = 1, \sin(2\pi f_s t_j), \sin(2\pi f_s t_j + \pi))$$

$$U_j = ds_j + Q_j Sb \quad Sw = cfft(U) \quad v_j = |Sw_j|$$

$$r = \max(v) \quad b_j = v_j/r$$

Теперь введём уровень помехи kp и сформируем аддитивную смесь ФТ-сигнала U и ХИП АТ помехи U_s :

$$kp = 1/2 \quad ss_j = U_j + kpUs_j$$

На рисунке 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 её использования в качестве входного сигнала в системе схемотехнического моделирования РЭУ. В программе ССМ 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>).
```

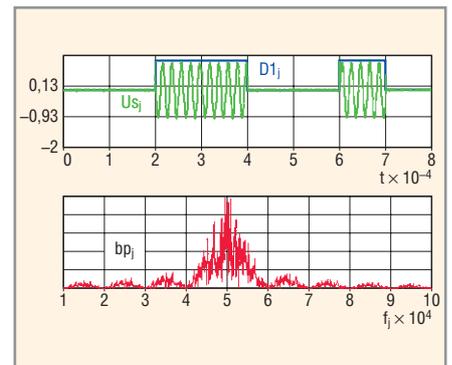


Рис. 1. Результаты моделирования ХИП АТ помехи

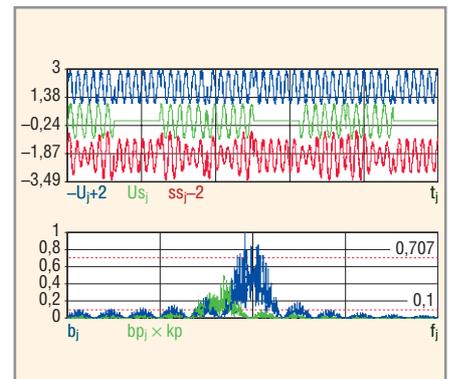


Рис. 2. Результаты моделирования аддитивной смеси ФТ-сигнала и ХИП АТ помехи

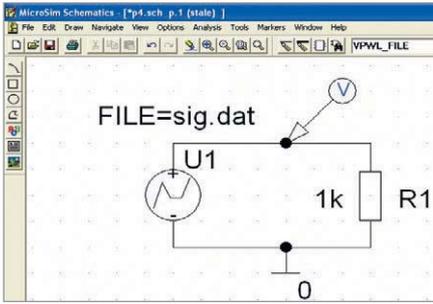


Рис. 3. Испытательная схема с источником сигнала из файла

Чтобы наш аддитивный сигнал выглядел в файле подобным образом, добавим в модель следующий программный код:

```
i = 0...1 sigi i = if(i = 0, tj, ssj)
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 *i* = 1 – записываем отсчёт аддитивного сигнала *ss_j*. Затем формируем файл с названием *sig.dat*, который будет размещаться в том же каталоге, что и наш файл с моделью. Отметим, 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. Введём схему, показанную на рисунке 3. 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 ди-

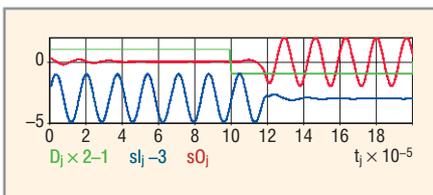


Рис. 5. Временные представления единичных и нулевых посылок принятого сигнала

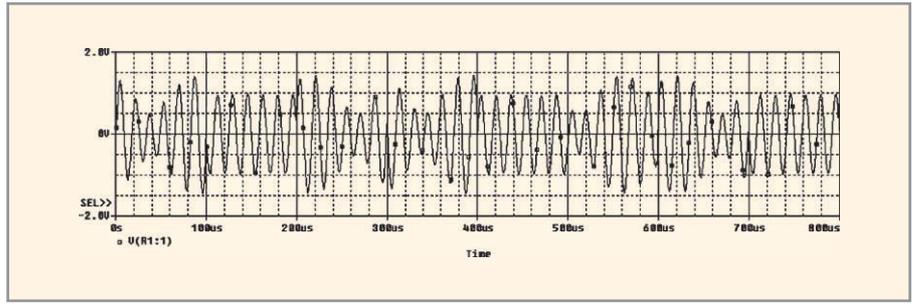


Рис. 4. Результаты моделирования источника сигнала с аддитивной смесью ФТ-сигнала и ХИП АТ помехи в системе DesignLAB

рективы 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. 4).

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

- в качестве избирательной цепи радиоприёмного устройства ФТ-сигнала будем использовать простой колебательный контур;
- детектирование ФТ-сигнала и его фильтрацию будем осуществлять с использованием математических операций, которые детализируем ниже;
- при анализе помехоустойчивости приёма сигнала будем использовать функцию ошибок, значение 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*, вычислим его добротность *Q* и резонансную частоту *fp*:

$$R = 500 \quad C = 28 \times 10^{-9} \quad L = 0,253 \times 10^{-3}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad fp = \frac{\omega_0}{2\pi} \quad Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$$

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

$$b1_j = \frac{1}{1 + \sqrt{-1}Q \left(\frac{-\omega_0 + 2\pi f_j}{\omega_0} \right)}$$

$$b2_j = |b1_j| \quad z = \max(b2) \quad H_j = b2_j/z$$

Используя спектральный метод анализа [4] прохождения сигналов

через цепи, вычислим комплексный спектр смеси *RV* на выходе избирательной цепи радиоприёмного устройства подавляемой системы связи. Выполним обратное альтернативное преобразование Фурье *icfft(x)* [2], получим массив комплексных отсчётов аддитивной смеси *ZV* на выходе во временной форме:

$$Sws = cfft(ss) \quad RV_j = Sws_j \overline{b1_j} \quad SV = icfft(RV) \\ sv_j = \text{Re}(SV_j) \quad zm = \max(sv) \quad ZV_j = sv_j/zm$$

Затем выполним детектирование ФТ-сигнала, используя сложение аддитивной смеси с «опорным напряжением» и разделяя каналы приёма единичных *s1* и нулевых *s0* посылок, после чего в каждом канале выделим модуль *g1* и *g0*. Программный код этих операций записывается следующим образом:

$$Sa_j = -\arg(SV_j) \quad sq_j = \cos(Sa_j) \\ s0_j = \cos(2\pi f_j t_j + \pi/2) \quad s0_j = s0_j + sq_j \\ s1_j = \cos(2\pi f_j t_j - \pi/2) \quad s1_j = s1_j + sq_j \\ g1_j = |s1_j| \quad g0_j = |s0_j|$$

На рисунке 5 показаны временные представления единичных и нулевых посылок принятого сигнала.

Теперь необходимо выполнить детектирование принятого сигнала, т.е. выделить огибающую сигнала и принять решение о принятом символе (0 или 1). Для этого введём индексную переменную *b1*, зададим её приращение на длительность элементарного импульса *dL*, пересчитанную в отсчётах модели, и в каждом канале обработки, ассоциируемом 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.

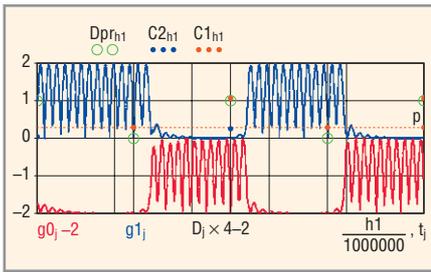


Рис. 6. Графики модулей единичных и нулевых посылок g_1 и g_0 , средних значений модулей за длительность импульса для каждого канала C_1 и C_2 , решающей функции Dpr

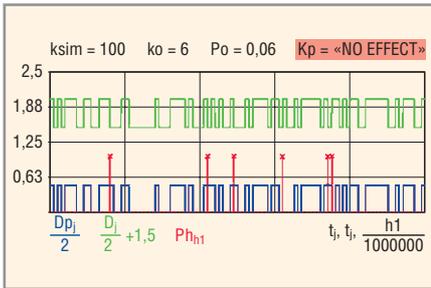


Рис. 7. Результаты анализа воздействия ХИП АТ

Для этого в моменты времени, соответствующие началу элементарного импульса (модельное время $j = b_1$), устанавливаем значение переменной Dpr равным единице в первом случае и нулю во втором. Приводимый ниже программный код реализует рассмотренный алгоритм принятия решения. На рисунке 6 представлены графики модулей единичных и нулевых посылок g_1 и g_0 , средних значений модулей за длительность импульса для каждого канала C_1 и C_2 , а также решающей функции Dpr :

$$h_1 = 0, dL \dots Nt - 1 \quad p = 0,3 \quad dL = 100$$

$$C1_{b_1} = \sum_{q=b_1}^{b_1+dL} g1_q \quad C1_{b_1} = \frac{C1_{b_1}}{dL}$$

$$C2_{b_1} = \sum_{q=b_1}^{b_1+dL} g0_q \quad C2_{b_1} = \frac{C2_{b_1}}{dL}$$

$$Dpr_{b_1} = \text{if}(C1_{b_1} > C2_{b_1}, \text{if}(|C1_{b_1} - p| > |-C2_{b_1} + p|, 1, 0), \text{if}(|C2_{b_1} - p| > |-C1_{b_1} + p|, 0, 1))$$

Для приведения отображаемых графиков функций к одному временному масштабу выполнено деление индексной переменной b_1 на масштабный коэффициент.

Заключительным шагом разработки модели является подсчет количества ошибочно принятых импульсов и принятие решения об эффекте

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 Pb равна нулю). Подсчитываем в переменной $k0$ количество ошибок, разделив это значение на количество переданных символов $ksim$, и получим «вероятность ошибки» в локальном контексте (только для моделируемого фрагмента сигнала). Далее, сравнив значение переменной Pp (локальную «вероятность правильного приема») с пороговым значением (в нашем примере 0,65), примем решение о результате воздействия помехи на сигнал:

$$D1_j = \text{if}(D_j = -1, 0, D_j) \\ ksim = Nt/dL \quad DP_{rb+b_1} = Dpr_{b_1} \\ Pb_{b_1} = \text{if}(D1_{b_1} = Dpr_{b_1}, 0, 1) \quad Pb_0 = 0 \\ k0 = \sum_{b_1} Pb_{b_1} \quad P0 = k0/ksim \quad Pp = 1 - P0 \\ Kp = \text{if}(Pp > 0,65, "NO EFFECT", "NO SIGNAL")$$

На рисунке 7 показаны результаты анализа воздействия ХИП АТ помехи на ФТ-сигнал.

Безусловно, принятые допущения и ограничения модели не позволяют 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 сигналов с дискретной модуляцией [1], читатель сможет модифицировать программный код представленной модели для создания источников аддитивных сигналов, имитирующих реальные условия работы радиоприёмных устройств систем связи с дискретной модуляцией.

МОДЕЛЬ АЛГОРИТМИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ

Алгоритмическая помеха используется в тех случаях, когда не удаётся выявить вид модуляции связанного

сигнала и назначить рациональную для этого сигнала помеху [3]. Поэтому в качестве помехового воздействия используются копии связанного сигнала, подвергшиеся временному сжатию и разрежению. 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 «К»). 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 «К» отрезок сигнала считывается с частотой вдвое меньшей, что эквивалентно увеличению времени воспроизведения $T_B = 2T_3$, т.е. происходит растяжение сигнала во времени. Алгоритм формирования помехи «К» предусматривает также заполнение пропусков в принимаемом сигнале, связанных с интервалами работы станции связи.

Разработаем алгоритм формирования временного представления помехи «К» в соответствии с описанным выше способом формирования такой помехи. Пусть запись копий принимаемого сигнала осуществляется в течение всего фрагмента моделируемого сигнала, при этом полагаем, что пропуски при записи сигнала отсутствуют. 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 нечётным индексом. Тогда разница индексов копии и сигнала для каждого значения составит $2n - 1$, и нечётный индекс копии может быть вычислен, исходя из выражения $n - \log(n - 1, 2)$. Теперь можно записать алгоритм получения нечётных 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, соответ-

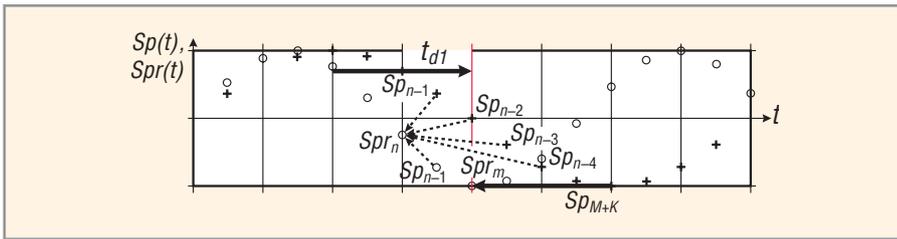


Рис. 8. Пояснение алгоритма сжатия копии сигнала на K отсчётов

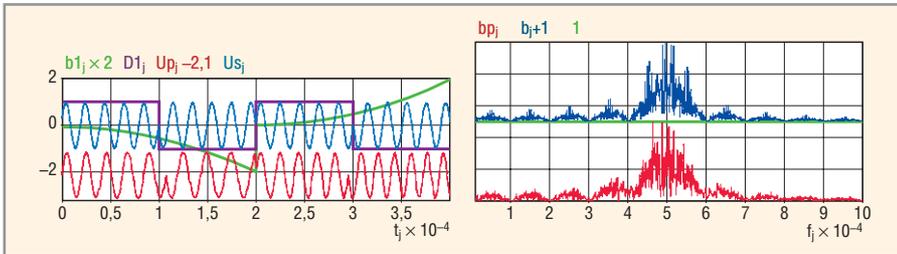


Рис. 9. Результаты моделирования ФТ-сигнала Us, управляющей функции b1 и полученной на их основе алгоритмической помехи Up

стует нечётным значениям, функция логарифма в правой части выражения (3) вычисляется по основанию 2.

Чётные индексы копии могут быть вычислены путём интерполяции массива Sp(t) или, для ускорения вычислений, как среднее значение предшествующего (n - 1) и последующего (n + 1) отсчётов по следующему алгоритму:

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

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

$$Sp_n(t) = F \left\{ \begin{array}{l} \text{mod}(n, 2) \neq 0, S_n \log_2(n+1, 2) \Big|_{n=1,3,\dots,N} \\ \frac{Sp_{n-1}(t) + Sp_{n+1}(t)}{2} \Big|_{n=0,2,\dots,N-1} \end{array} \right\}. \quad (5)$$

Для построения алгоритма внесения в растянутую копию сигнала хаотических временных сдвигов (уплотнение и растяжение отрезков копии на K отсчётов времени) рассмотрим один отрезок копии tdt, в течение которого происходит растяжение или сжатие по времени. В случае сжатия оси времени на K отсчётов (см. рис. 8) необходимо последнему отсчёту в отрезке SprM(t) присвоить значение отсчёта копии SpM+K(t) и затем осуществить пересчёт амплитуд отсчётов при изменении счётчика отсчётов в сторону уменьшения. При этом текущее зна-

чение амплитуды помехи может быть вычислено как среднее арифметическое предшествующих K отсчётов копии Sp(t) и вычисленного на предыдущем шаге отсчёта функции Spr(t). На рисунке 8 показан пример сжатия синусоиды на число отсчётов K = 4, крестами отмечены отсчёты копии Sp(t), кружками – отсчёты сжатой копии Spr(t).

Отсчёт сжатой копии Sprn(t) вычисляется как среднее арифметическое отсчётов Spn-1(t), Spn-2(t), Spn-3(t), Spn-4(t), Sprn-1(t). Алгоритм

$$SK_n(t) = F \left\{ \begin{array}{l} \text{rnd}(1) \geq 0, 5, \frac{Spr_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n-i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2, \dots, 1} \\ \frac{Sps_{n-1}(t) + \sum_{i=1}^K Sp_{n+i}(t)}{K+1} \Big|_{n=M-1, M-2, \dots, 1} \end{array} \right\}. \quad (8)$$

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

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

Отметим, что выражение (9) соответствует закону изменения мгновенной частоты в сигналах с линейной частотной модуляцией. Поэтому для формирования такой помехи введём соответствующие параметры: длительность Tc фрагмента принимаемого сигнала, который подлежит изменению, мгновенную частоту fc0 и её отклонения Δf, количество кадров N, на которые

сжатия копии сигнала на K отсчётов можно записать как

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

Для растяжения оси времени на K отсчётов необходимо последнему отсчёту в отрезке SpsM(t) присвоить значение отсчёта копии SpM-K(t), далее осуществить пересчёт амплитуд при изменении счётчика отсчётов так же, как и в предыдущем случае, в сторону уменьшения. Но текущее значение амплитуды помехи должно быть вычислено как среднее арифметическое последующих K отсчётов копии Sp(t) и вычисленного на предыдущем шаге отсчёта функции Sps(t). Отсчёт растянутой синусоиды Spsn(t) вычисляется как среднее арифметическое отсчетов Spn+1(t), Spn+2(t), Spn-1(t). Тогда алгоритм растяжения копии сигнала на K отсчётов можно записать в следующем виде:

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

Формируя с помощью генератора случайных чисел двоичный массив и модулируя им временную структуру помехи, получим математическую модель помехи вида «K»:

необходимо будет разделить фрагмент. Затем сгенерируем импульсную последовательность x, которая будет управлять временным сдвигом принимаемого сигнала, причём 1 будет соответствовать нарастающей мгновенной частоты b(t) (сжатие копии сигнала), 0 – убыванию мгновенной частоты (растяжение копии сигнала):

$$\begin{aligned} Tc &= 2 \times 10^{-3} \quad \Delta f = 20 \times 10^3 \text{ fc}_0 = 20 \times 10^3 \\ N &= 10 \quad ts = Tc/N \quad TS = ts \times 10^6 \\ \beta &= 2 \times 2\pi \Delta f N / Tc \quad n = 0..Nt/TS \\ x &= \text{runif}(100, -1, 1) \\ x_n &= \text{if}(x_n > 0, 5, 1, 0) \end{aligned}$$

Теперь введём функции bp(t, n) и bm(t, n), соответствующие возрастанию и убыванию управляющей

функции помехи (9), и сформируем их для заданного фрагмента T_c (идентификатор модели $b1$). Затем, отбросив дробную часть управляющей функции $b1$ с помощью процедуры $\text{floor}(x)$ [2], выполним пересчёт индексов принимаемой копии сигнала U_s в строке 4 приводимого ниже листинга – это и будет соответствовать сжатию (растяжению) сигнала по закону управляющей функции $b1$. В результате массив Up будет содержать модифицированную копию принимаемого сигнала U_s .

В заключение рассчитаем спектр алгоритмической помехи и выполним его нормировку в пятой строке листинга:

$$bp(t, n) = 2\pi(fc_0 - \Delta f) \left(t - \frac{T_c n}{N} \right) + \beta \frac{\left(t - \frac{T_c n}{N} \right)^2}{2}$$

$$bm(t, n) = 2\pi(fc_0 - \Delta f) \left(t - \frac{T_c n}{N} \right) - \beta \frac{\left(t - \frac{T_c n}{N} \right)^2}{2}$$

$$b1_j = \sum_{n=0}^{N-1}$$

$$\left(\frac{T_c n}{N} < t_j \leq \frac{T_c}{N} + \frac{T_c n}{N}, \text{if}(x_n = 1, bp(t_j, n), bm(t_j, n)), 0 \right)$$

$$b1_j = \text{floor}(b1_j)$$

$$Up_j = \text{if} \left[0 < j + b1_j < Nt, Us_{j(b1_j)}, 0 \right]$$

$$Swa = \text{fft}(Up) \quad va_j = |Swa_j|$$

$$ma = \max(va) \quad bp_j = va_j/ma$$

На рисунке 9 представлены результаты моделирования ФТ-сигнала U_s , управляющей функции $b1$ и полученной на их основе алгоритмической помехи Up , из которых видно, что при убывании управляющей функции копия сигнала растягивается пропорционально этому изменению. При возрастании управляющей функции $b1$ временное представление алгоритмической помехи сжимается. Анализ спектров сигнала b и помехи bp 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.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработанная модель алгоритмической помехи позволяет получать помеховые сигналы с изменя-

мой длительностью временных сдвигов, 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 радиоприёмных устройств систем цифровой радиосвязи в сложной электромагнитной обстановке.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Антипенский П.В.* Моделирование источников сигналов с дискретной модуляцией. Современная электроника. 2007. № 8.
2. *Saffe R.C.* Random Signals for Engineers using MATLAB and Mathcad. Springer, 2000.
3. *Мельников В.Ф., Линник В.А., Воронин Н.Н., Грачев В.Н.* Основы построения комплексов и средств радиоподавления радиосвязи. Часть 2. Воронеж: ВВВИУРЭ, 1993.
4. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. Радио и связь, 1986. ©