

01;09

Генерирование сигналов с фрактальными спектрами

© В.Н. Болотов, Ю.В. Ткач

Институт электромагнитных исследований,
61022 Харьков, Украина
e-mail: renic@iemr.com.ua

(Поступило в Редакцию 14 марта 2005 г.)

Проблема разработки и эксплуатации систем связи, предназначенных для работы в сложной электромагнитной обстановке актуальна в связи с увеличением количества взаимно мешающих радиоэлектронных систем (особенно в крупных городах), а также наличием большого количества электромагнитных шумов различного происхождения. Одним из направлений, развиваемых в рамках проблемы функционирования систем связи в условиях внешних помех, является создание новых типов помехозащищенных сигналов, обеспечивающих ее работоспособность.

В данной работе, на примере сигнала типа фрактальный вейвлет, представлены теоретические и экспериментальные результаты работ по созданию фрактальных широкополосных сигналов с синусоидальной несущей на частоте 2 GHz и исследованию их основных характеристик. Показано, что такие сигналы обладают фрактальными самоподобными спектрами, имеют достаточно высокий коэффициент помехозащищенности и могут использоваться в системах помехозащищенной связи.

PACS: 84.30.Ng

Введение

В последнее время в мире произошло принципиальное изменение электромагнитной обстановки, связанное с появлением большого числа мощных источников электромагнитного излучения, оказывающих негативное воздействие на среду распространения полезных сигналов и, таким образом, существенно искажающих передаваемую информацию [1]. К ним относятся атмосферные помехи, обусловленные грозовыми разрядами и изменчивостью физических свойств атмосферы, промышленные помехи, связанные с эксплуатацией электроустановок различного назначения, межсистемные помехи, создаваемые посторонними средствами вследствие „тесноты“ в эфире [2] и т.п. Кроме того, помехи возникают и на самой приемной стороне (шумы антенно-фидерного тракта, внутренние шумы приемника). В результате в окружающем пространстве возникает электромагнитный фон, существующий в широком диапазоне частот. По величине напряженности поля этот фон может значительно превышать естественные электромагнитные поля. Следовательно, растут требования к создаваемым приемопередающим системам связи и условиям эксплуатации радиотехнических систем. Поэтому первоочередной задачей при разработке связанных радиотехнических систем является достижение необходимой помехозащищенности передаваемых сигналов по отношению к помехам различного вида. Один из возможных путей решения такой задачи — переход к исследованию систем, работающих на фрактальных сигналах.

Целью настоящей работы является математическое моделирование фрактальных широкополосных сигналов (ФШПС) и измерение их основных характеристик. С нашей точки зрения, такие сигналы могут стать базовыми для создания широкополосных систем связи, которые

обеспечивают высокий уровень защищенности передаваемых данных от внешних электромагнитных воздействий различного происхождения, а также от несанкционированного доступа к передаваемой информации.

Фрактальные сигналы

В настоящее время, с развитием электронных технологий, появилась возможность формировать и передавать по кабелям или в эфире сигналы малой длительности, амплитуды которых имеют сложную временную зависимость. Таким образом, появилась возможность создания фрактальных сигналов. По определению, фрактальными сигналами являются такие сигналы, спектры которых или их временные реализации имеют фрактальную структуру, задаваемую множеством Кантора. Фрактальная структура определяется видом спектра или реализации фрактального сигнала, который повторяется для различных временных или частотных масштабов. В данной работе приведены результаты исследований фрактального вейвлета, являющегося одним из типов фрактальных сигналов. Фрактальный вейвлет (FW) представляет собой импульс сложной формы, спектр которого является предканторовским множеством [3]. Спектр FW является самоподобным, т.е. его различные участки имеют одинаковый вид. Временная реализация FW описывается выражением:

$$s(t) = \prod_{n=0}^N \cos((1 - \xi)\xi^n 2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где $0 < \xi < 1/2$ и $N \rightarrow \infty$. Далее будет показано, что выбор N связан с возможностями электронного оборудования.

Спектр реализации (1) имеет самоподобную структуру множества Кантора и определяется параметрами ξ и f_0 . Частоты спектра данного фрактального сигнала принадлежат точкам множества Кантора и сосредоточены на отрезке $[-f_0, f_0]$. Это следует из того факта, что фурье-образ данного фрактального сигнала есть обобщенная функция Кантора, носителем которой, как было показано в [3], есть множество Кантора, построенное в данном случае на отрезке $[-f_0, f_0]$. Таким образом, мы вводим параметр (максимальную частоту фрактального спектра) $f_u = f_0$, определяющий ширину спектра. Минимальную частоту спектра фрактального сигнала нетрудно вычислить, исходя из того что она соответствует правой точке первого рода множества Кантора, т.е. $f_l = f_0(1 - 2\xi)$. Спектр временной реализации, описываемой выражением (1), имеет самоподобную структуру множества Кантора, т.к. частоты спектра обладают полугрупповой симметрией [3]. Таким образом, существует иерархия вложенных друг в друга спектров, имеющих одинаковый аналитический вид. Этот факт, представленный в работе [4], нами впервые наблюдался экспериментально.

В соответствии с выражением (1) была построена численная модель сигнала типа фрактальный вейвлет, представляющего собой импульс длительностью T_s с временным разрешением (шагом дискретизации) Δt . Дискретный аналог FW $s[k] = s(k\Delta t)$ имеет вид

$$s[k] = \prod_{n=0}^N \cos((1 - \xi)\xi^n 2\pi f_0 \Delta t (k - M/2)), \quad (2)$$

где $k = 0, \dots, M$, ($M = T_s/\Delta t$). Выбор N связан с выбором частоты оцифровки таким образом, чтобы с ростом N изменение величины амплитуды FW было меньше некоторого наперед заданного значения.

Исходя из возможностей электронных приборов нашего экспериментального стенда выберем шаг дискретизации $\Delta t = 1$ ns и длительность сигнала $T_s = 200$ ns (в данном случае достаточно выбрать $N = 10$). Частота дискретизации при этом равна 1 GHz, поэтому выбор f_0 , в соответствии с теоремой Котельникова, ограничен сверху величиной 0.5 GHz. Для построения численной реализации FW мы выбираем $f_0 = 0.125$ GHz и $\xi = 1/3$, число точек, определяющих FW в этом случае равно $M = T_s/\Delta t = 200$.

На рис. 1 и 2 приведены синтезированные на компьютере графики временной реализации FW и его спектр мощности для $\xi = 1/3$ и $f_0 = 0.125$ GHz. Видно, что сигнал типа фрактальный вейвлет имеет относительно широкий спектр канторовского типа. В использованной численной модели частота дискретизации ограничивает представление всех частот, принадлежащих множеству Кантора. Таким образом, спектр FW реализует структуру предканторовских множеств [3]. Увеличение частоты дискретизации приводит к реализации предканторовских множеств более высокого порядка в спектральной области.

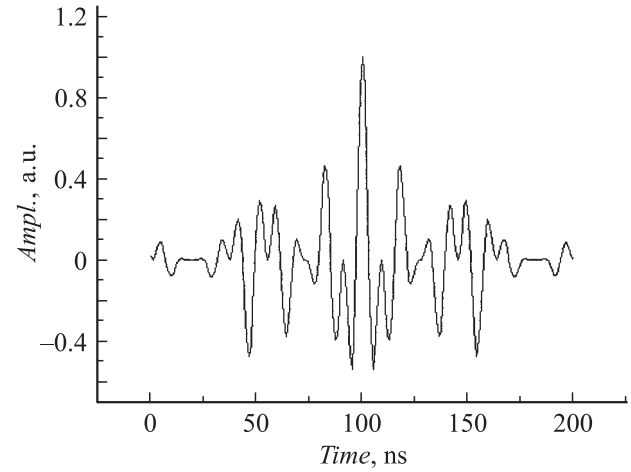


Рис. 1. Временная реализация сигнала типа фрактальный вейвлет.

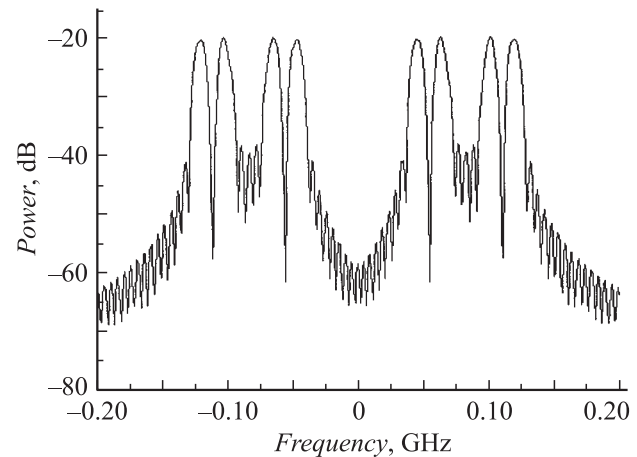


Рис. 2. Спектральная плотность мощности сигнала типа фрактальный вейвлет.

Термин фрактальный вейвлет, которым мы назвали один из видов ФШПС, исследованных нами, возник по трем причинам. Во-первых, временная реализация FW (1) соответствует определению порождающих вейвлет-функций [5]. Во-вторых, спектр FW принадлежит предканторовскому множеству. И последняя причина заключается в том, что при $\xi = 1/2$ FW переходит в функцию, порождающую онделетт Мейера [6], который мы называем классическим вейвлетом. Спектры классического и фрактального вейвлетов занимают одну и ту же область частот, но спектр фрактального вейвлета имеет структуру предканторовского множества, а фурье-образ классического вейвлета представляет собой непрерывный спектр частот, лежащий в диапазоне от $f_l = 0$ до максимальной частоты f_0 . Следует отметить, что ширину и положение спектра FW можно регулировать с помощью параметров ξ и f_0 .

Как показал предварительный анализ, FW обладает специфическими корреляционными свойствами. График автокорреляционной функции (АКФ) FW полно-

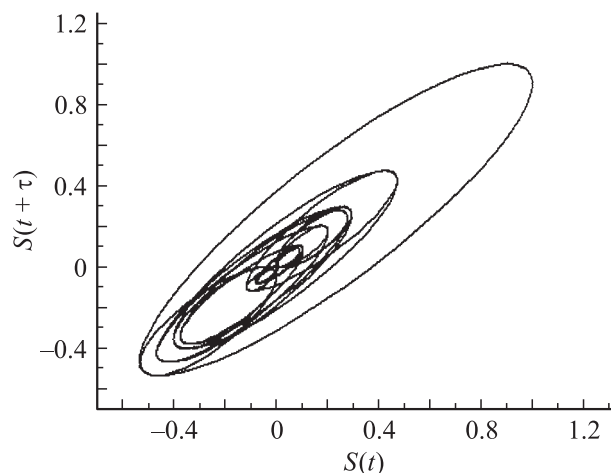


Рис. 3. Фазовый портрет сигнала типа фрактальный вейвлет.

стью совпадает с графиком его временной реализации (рис. 1). Это свойство FW подтверждено экспериментально и может быть с успехом использовано для выделения FW из шумов с помощью корреляционного метода.

Фазовый портрет фрактального вейвлета, представленный на рис. 3, рассчитывался с использованием процедуры Такенса [7]. Время задержки τ выбиралось кратным времени корреляции рассматриваемого сигнала, которое, в свою очередь, равнялось положению во времени первого минимума АКФ.

Вид фазового портрета FW (рис. 3) и его широкий спектр (рис. 2) указывают на то, что данный сигнал можно отнести к сигналам хаотического типа. Однако рассчитанная корреляционная размерность FW равнялась 1. Таким образом, данный сигнал принадлежит к регулярным сигналам, имеющим целочисленную размерность Хаусдорфа–Безиковича [7].

К другому типу фрактальных сигналов, исследованных нами, относится канторовский сигнал, состоящий из последовательности прямоугольных видеоимпульсов выбранной длительности, расстояние между которыми определяется числами Кантора, т.е. правыми и левыми точками первого рода множества Кантора [3].

Для разграничения радиотехнических систем по занимаемой ими полосе вводится общее определение относительной полосы частот [8]:

$$\eta = \frac{f_u - f_l}{f_u + f_l}, \quad (3)$$

где f_u, f_l — верхняя и нижняя частоты в спектре сигнала. В соответствии с этим определением сигналы, имеющие $\eta \leq 0.01$ относятся к узкополосным, $0.01 \leq \eta \leq 0.25$ — широкополосным, а $0.25 \leq \eta \leq 1$ — сверхширокополосным [8]. В случае FW $f_u = f_0$, а $f_l = f_0(1 - 2\xi)$. Следовательно, для FW коэффициент η не зависит от верхней и нижней границ спектра, его

величина определяется выражением

$$\eta = \frac{\xi}{1 - \xi}. \quad (4)$$

Таким образом, параметр ξ , входящий в аналитическое выражение для FW (2), определяет степень широкополосности. Напомним, что $0 < \xi < 1/2$. Если $f_0 = 0.125$ GHz, а $\xi = 1/3$, несложно получить $f_l = 0.042$ GHz (рис. 2) и $\eta = 0.5$. В этом случае FW относится к сверхширокополосным сигналам.

Широкополосными сигналами (ШПС) называются также такие сигналы, у которых произведение ширины спектра F на их длительность T_s больше единицы. Это произведение называется базой сигнала, или коэффициентом широкополосности, и обозначается B [9]:

$$B = FT_s. \quad (5)$$

В данной работе мы вычисляем базы сигналов типа FW и сигналов Баркера. При этом мы определяем ширину спектра как эффективную полосу частот. Для этой цели заменим данную форму спектральной плотности мощности FW прямоугольником, у которого одна сторона равна G_{\max}^2 , а другая F_{eff} , определяемая из условия равенства энергий [10]:

$$F_{\text{eff}} = \frac{1}{G_{\max}^2} \int_0^{\infty} G^2(f) df. \quad (6)$$

Зависимость величины базы сигнала типа FW от значений ξ представлена на рис. 4. Проведенные расчеты показали, что с ростом ξ при постоянном значении f_0 увеличивается база ФШПС типа фрактальный вейвлет.

В настоящее время ШПС находят широкое применение в радиотехнических системах, т.к. обладают высокой помехозащищенностью, пропорциональной величине базы ШПС. Из этого следует, что и ФШПС найдут свое применение как в помехозащищенных системах связи, так и в радиолокации.

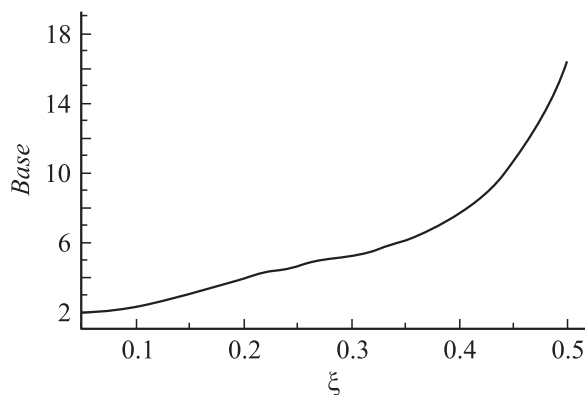


Рис. 4. Зависимость величины базы фрактального вейвлета от параметра ξ .

Генерирование и исследование характеристик фрактальных сигналов

Для генерирования и измерения основных характеристик ФШПС был создан экспериментальный стенд, позволяющий синтезировать не только рассматриваемые типы сигналов, но и любые другие сигналы, задаваемые аналитически. На этом стенде можно также проводить изучение проблем передачи, приема и распространения фрактальных сигналов по кабелю и эфиру в условиях воздействия внешних шумов.

В состав стенда входит также контрольно-измерительная аппаратура, позволяющая в реальном времени проводить исследования амплитудно-временных и спектральных характеристик сигналов, определять их автокорреляционную и взаимокорреляционную функции, измерять их мощность. Блок-схема стенда приведена на рис. 5.

Фрактальные сигналы различных видов формируются с помощью программируемого генератора типа AWG 2041 (1, рис. 5). Временная реализация сигнала задается с помощью массива цифровых данных

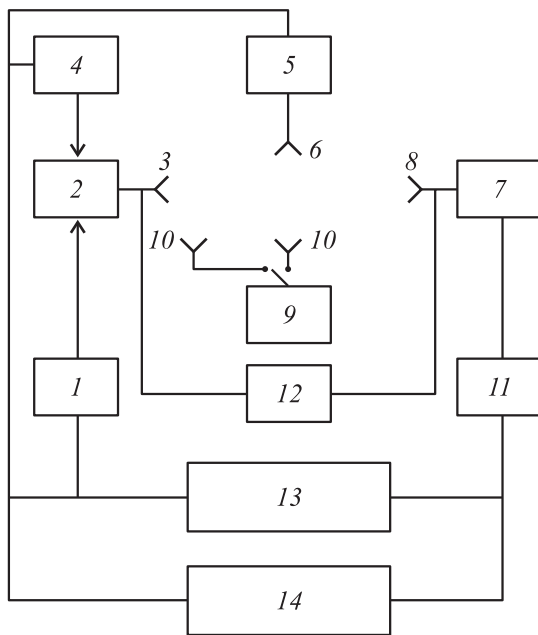


Рис. 5. Блок-схема экспериментального стенда для генерирования и исследования характеристик фрактальных сигналов: 1 — блок программируемого генератора сигналов; 2 — блок передатчика фрактальных сигналов; 3 — фрактальная или широкополосная антенна для излучения сигналов; 4 — программируемый генератор несущих частот; 5 — генератор мешающих импульсов; 6 — излучающая антенна генератора мешающих импульсов; 7 — блок приемника фрактальных импульсов; 8 — приемная антенна; 9 — цифровой спектральный анализатор; 10 — приемные антенны спектрального анализатора; 11 — широкополосный двухканальный АЦП с частотой оцифровки 2 GHz; 12 — широкополосный 4-канальный цифровой осциллограф; 13 — компьютерный блок управления работой стенда; 14 — система сбора и обработки информации.

от компьютера, или путем непосредственного ввода в генератор аналитического выражения, описывающего формируемый сигнал. Сформированный таким образом аналоговый фрактальный сигнал поступает на блок специально разработанного передатчика (2) и затем на излучающую антенну (3). В качестве излучающих антенн, в составе стенда используются либо специально разработанные фрактальные антенны [11], либо широкополосные спиральные конические антенны. На блок передатчика фрактальных сигналов подается несущая частота от программируемого генератора (4). Разработанный генератор работает на восьми частотах, каждая из которых перестраивается таким образом, что несущая частота может лежать в диапазоне 1.5–8.8 GHz.

Для проведения исследований по выделению фрактальных сигналов в условиях сложной электромагнитной обстановки в состав стенда был включен перестраиваемый генератор стохастических сигналов (5), перекрывающий диапазон частот от 1.8 до 9 GHz, с излучающей антенной (6).

Для приема фрактальных сигналов используется специально разработанный приемник (7), с антенной (8). В качестве приемных антенн здесь также используются либо специально разработанные фрактальные антенны [11], либо широкополосные конические спиральные антенны. С выхода приемника сигнал поступает на высокоскоростной двухканальный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) GageScope 3.5 (11), имеющий частоту оцифровки 2 GHz, а затем на систему сбора и обработки информации (14). Управление работой стенда осуществляется с помощью блока (13), использующего два компьютера со специализированным программным обеспечением, которое обеспечивает управление работой стенда и позволяет исследовать амплитудно-временные характеристики сигнала с высоким временным разрешением, его спектральные характеристики, проводить корреляционный и вейвлетный анализ исследуемых сигналов. Для контроля характеристик излучаемых и принимаемых сигналов в состав стенда также входят четырехканальный широкополосный цифровой осциллограф Infinium 54585A с частотой оцифровки 8 GHz и полосой пропускания 1.5 GHz, а также цифровой анализатор спектра HP8592A, перекрывающий частотный диапазон от 100 MHz до 22 GHz.

В состав стенда входит также программно-вычислительный комплекс. С его помощью можно проводить математическую обработку базы данных изучаемых сигналов и рассчитывать основные характеристики изучаемых сигналов: вейвлетный спектр, фурье-спектр, фазовый портрет, автокорреляционную функцию, взаимокорреляционную функцию, отображение Пуанкаре и корреляционную размерность временных реализаций исследуемых сигналов. Используя численные представления FW, рассмотренного выше, нами на стенде был синтезирован этот сигнал как с синусоидальной несущей, так и без нее. Затем были проведены измерения его основных характеристик.

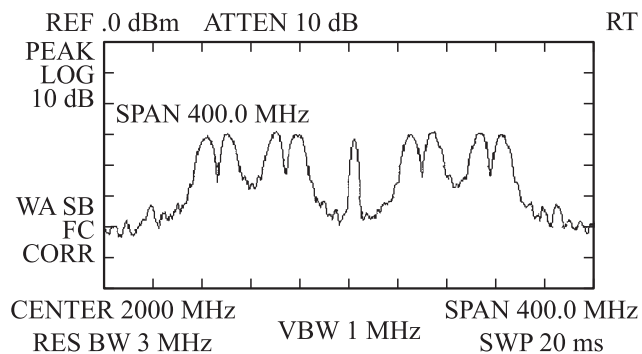


Рис. 6. Спектральная плотность мощности фрактального вейвлета.

С помощью спектрального анализатора проводились измерения спектров исследуемых сигналов. На рис. 6 приведены результаты измерений спектральной плотности мощности FW с синусоидальной несущей 2 GHz, $\xi = 1/3$ и $f_0 = 0.125$ GHz.

На этом спектре хорошо видно положение несущей частоты в центре графика. Следует отметить, что полученный экспериментальный результат фактически совпадает с выводами теории, но в теоретическом спектре FW амплитуда спектра на частоте 2 GHz равна нулю. С точки зрения теории вид спектра FW с синусоидальной несущей смещен по спектру на величину несущей и имеет такой же вид, как и спектр видео FW (рис. 2).

На рис. 7 представлены результаты измерений различных частотных диапазонов спектра. При этом оцифровка временной реализации FW проводилась с шагом 0.66 ns. Из рис. 7 видно, что спектр FW самоподобен. На нижней части рисунка представлен весь спектр сигнала типа FW шириной 610.3 MHz. Фрагмент этого спектра, обведенный эллипсом, соответствует диапазону частот шириной 204.1 MHz, представленному на средней части рисунка. Также на средней части эллипсом обведен участок спектра, соответствующий диапазону шириной 73.72 MHz, представленному на верхнем графике рис. 7. Таким образом, с помощью верхнего графика рис. 7 можно сконструировать весь спектр FW. При этом используется процедура построения предканторовских множеств любого порядка с отношением ξ . Такая структура спектра FW говорит о его самоподобии. В данном случае коэффициент самоподобия равен $\xi^{-1} = 3$. Действительно, из экспериментальных данных видно, что отношение диапазона шириной 610.3 MHz к диапазону шириной 204.1 MHz равно приблизительно 3 и соответствует отношению диапазона шириной 204.1 к диапазону шириной 73.72 MHz.

На выходе приемника с помощью АЦП в реальном времени проводились измерения временной реализации и автокорреляционной функции фрактального сигнала типа FW с синусоидальной несущей.

На рис. 8 приведены результаты работы АЦП GageScore в реальном времени. Верхний график соответствует временной реализации последовательности сигналов типа FW, а нижний — последовательности их автокорреляционных функций. Результаты проведенных экспериментов совпадают с теоретическими расчетами, приведенными выше.

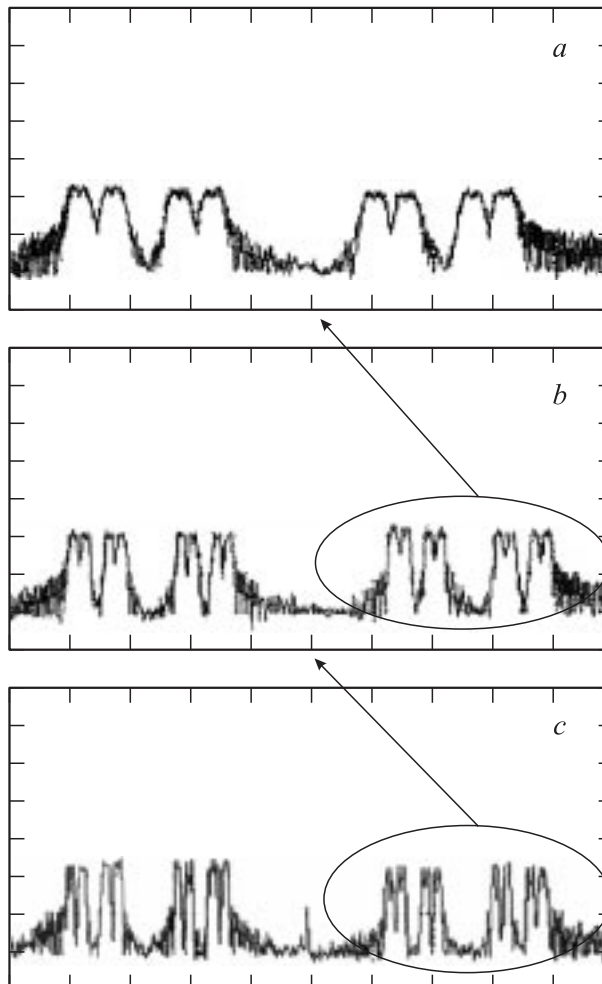


Рис. 7. Спектр мощности FW, измеренный для разных диапазонов частот.

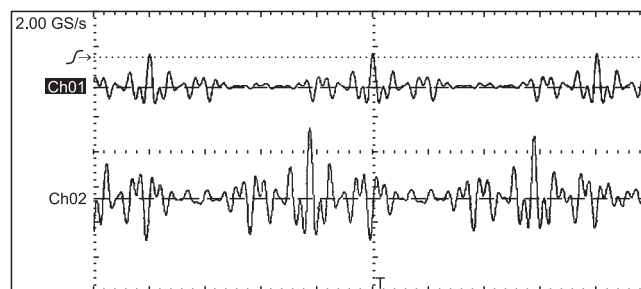


Рис. 8. Экспериментально наблюдаемая временная реализация последовательности сигналов типа фрактальный вейвлет (верхняя кривая) и их автокорреляционных функций (нижняя кривая).

Нами также было исследовано прохождение ФШПС с несущей и без нее по коаксиальному кабелю. Для проведения экспериментов по распространению видеосигналов типа FW по кабелю нами использовался высокочастотный коаксиальный кабель ВЗ199 длиной 50 м. После прохождения по кабелю видео FW его форма и спектр не изменились, происходило лишь небольшое затухание видео FW в кабеле на уровне 2 дБ на длине 50 м.

Для проведения экспериментов по прохождению FW с синусоидальной несущей частотой 2 GHz через кабель нами были использованы широкополосные передатчик и приемник ФШПС, работающие в полосе частот от 1700 до 2300 МГц. Эксперименты проводились в режимах амплитудной и фазовой модуляций ФШПС. В режиме амплитудной и фазовой модуляции форма и спектр FW с синусоидальной несущей после прохождения кабеля претерпели незначительные изменения. Ослабление FW на длине 50 м составили в этом случае величину: для фазовой модуляции FW — 7.5–8 дБ, для амплитудной модуляции 6 дБ. Таким образом, проведенные эксперименты показали, что FW с несущей и без нее может быть использован для осуществления кабельной связи на значительные расстояния.

Моделирование работы коррелятора и вычисление параметра помехозащищенности фрактальных сигналов

В данном разделе мы проведем сравнительный анализ помехозащищенности рассмотренного выше сигнала типа FW и сигнала Баркера [9] при воздействии на них шума с нормальным распределением, а также электромагнитного импульса. Квазиимпульсные помехи естественной и искусственной природы в настоящее время являются одними из наиболее распространенных (например, грозные разряды, сильноточные промышленные установки, мощные быстродействующие коммутаторы и т.д.) [1,2]. Максимум спектральной плотности таких помех располагается в низкочастотной области. Отсюда следует аналогия между мешающими сигналами данного вида и электромагнитным импульсом (ЭМИ). В связи с этим, с целью обеспечения общности анализа, используем стандартный ЭМИ. Его временная реализация аппроксимируется аналитически [12]:

$$E(t) = \frac{kE_m e^{a(t-t_c)}}{1 + e^{(a+b)(t-t_c)}}, \quad (7)$$

где $E_m = 50 \text{ kV/m}$ — максимум напряженности электрического поля, $k = 1.2$ — нормирующий множитель, $a = 5 \times 10^8 \text{ s}^{-1}$ — коэффициент экспоненциального нарастания, $b = 2.3 \times 10^7 \text{ s}^{-1}$ — коэффициент экспоненциального затухания, $t_c = 10^{-8} \text{ s}$ — время сдвига максимума ЭМИ, t — время наблюдения. По формуле (7) рассчитана численная модель ЭМИ.

Белый шум также соответствует реальному мешающему сигналу, поскольку является суммой большого числа некоторых элементарных случайных колебаний, и его можно аппроксимировать нормальным законом распределения на основании центральной предельной теоремы теории вероятности [9]. Нами выбран шум с математическим ожиданием $\mu = 0$ и дисперсией $\sigma^2 = 1.22$.

Отношение мощности рабочего сигнала (ФШПС или сигнала Баркера) к мощности помехи на входе приемного устройства определяется выражением [5]

$$\rho^2 = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\int_0^{T_s} s^2(t) dt}{\int_0^{T_s} n^2(t) dt}, \quad (8)$$

где $s(t)$ — рабочий сигнал, $n(t)$ — мешающий сигнал, T_s — длительность сигнала (как рабочего, так и мешающего). Полагаем, что мешающий сигнал действует непрерывно. Поэтому можно считать, что сигнал и помеха совпадают во времени и одновременно попадают на вход приемного устройства. Для сравнительной оценки помехозащищенности различных видов рассмотренных сигналов значение ρ^2 предполагаем для всех сигналов одинаковым.

В случае, когда форма рабочего сигнала известна, для его обнаружения на фоне помех используется коррелятор. Причем работа коррелятора наиболее эффективна в том случае, когда временные реализации сигнала и помехи сильно различаются, т.е. являются фактически ортогональными. С этой целью нами предлагается использовать в системах связи ФШПС, которые являются ортогональными к большинству видов помех.

В данной работе было проведено численное моделирование выделения ФШПС и сигналов Баркера на фоне шума, а также на фоне воздействия ЭМИ с использованием коррелятора, который может быть реализован не только аппаратными средствами, но и в виде программно-аппаратного комплекса на базе компьютера. В последнем случае внешние устройства реализуют операции аналого-цифрового преобразования входного сигнала, и его цифро-аналогового преобразования на выходе.

Сигнал на выходе коррелятора зависит от длительности рабочего сигнала и определяется выражением [9]:

$$z(T_s) = \int_0^{T_s} s^2(t) dt + \int_0^{T_s} s(t)n(t) dt. \quad (9)$$

Первое слагаемое в данном выражении определяет полезную составляющую, а второе — шумовую составляющую сигнала на выходе коррелятора.

Рабочий сигнал ($T_s = 200 \text{ ns}$, $\Delta t = 1 \text{ ns}$)	База сигнала	Мешающий сигнал ($T_s = 200 \text{ ns}$, $\Delta t = 1 \text{ ns}$)	λ
Фрактальный вейвлет	4.9	ЭМИ	0.963
Сигнал Баркера (амплитудная модуляция)	1.9	ЭМИ	0.261
Сигнал Баркера (фазовая модуляция)	4.8	ЭМИ	0.795
Фрактальный вейвлет	4.9	Шум	0.702
Сигнал Баркера (амплитудная модуляция)	1.9	Шум	0.632
Сигнал Баркера (фазовая модуляция)	4.8	Шум	0.670
Фрактальный вейвлет	4.9	Шум + ЭМИ	0.753
Сигнал Баркера (амплитудная модуляция)	1.9	Шум + ЭМИ	0.292
Сигнал Баркера (фазовая модуляция)	4.8	Шум + ЭМИ	0.653

Введем коэффициент помехозащищенности, который характеризует уровень выделения рабочих сигналов из помех разного типа с помощью коррелятора

$$\lambda = \frac{\int_0^{T_s} s^2(t) dt}{\int_0^{T_s} s^2(t) dt + \left| \int_0^{T_s} s(t)n(t) dt \right|}, \quad (10)$$

где $\int_0^{T_s} s^2(t) dt$ — АКФ фрактального рабочего сигнала

в нуле; $\int_0^{T_s} s(t)n(t) dt$ — взаимокорреляционная функция рабочего сигнала и помехи в нуле. Таким образом, $\lambda \leq 1$. Чем больше влияет шумовой сигнал на рабочий сигнал, тем сильнее отклонение λ от единицы. Другими словами, чем ближе параметр λ к 1, тем меньше величина шумовой составляющей на выходе коррелятора по отношению к полезному сигналу. Если мешающий сигнал является строго ортогональным к рабочему сигналу, то $\lambda = 1$.

В случае шума параметр помехозащищенности можно рассчитать по формуле [9]

$$\lambda = \left(1 + \frac{\sqrt{D}}{\int_0^{T_s} s^2(t) dt} \right)^{-1}, \quad (11)$$

где $D = \sum_{k=0}^m \left(\int_0^{T_s} s(t)n(t+k) dt \right)^2 / (m+1)$ — дисперсия шумовой составляющей на выходе коррелятора. По формулам (10) и (11) приведено вычисление коэффициентов помехозащищенности для различных типов предложенных фрактальных сигналов при воздействии на них нормального шума и ЭМИ. Было проведено вычисление коэффициента λ также для комбинированной помехи, представляющей собой комбинацию нормального шума и ЭМИ. При этом для всех типов помех при численном моделировании на вход приемного устройства подавался рабочий сигнал, мощность которого по отношению к мощности помехи была постоянной.

Для сравнения эффективности выделения разработанных и исследованных нами фрактальных сигналов типа FW мы провели вычисление коэффициентов помехозащищенности для сигналов Баркера, которые относятся к ШПС и широко используются в широкополосных системах связи.

Рассчитанные таким образом значения λ для FW и сигналов Баркера при воздействии на них нормального шума и ЭМИ приведены в таблице. Результаты расчетов показывают, что помехозащищенность FW выше по сравнению с сигналами Баркера при воздействии на них нормального шума и ЭМИ.

Заключение

В работе приведены математические формулы фрактальных сигналов, кратко описаны алгоритмы их синтеза, а также теоретически, с применением компьютерных методов исследованы их основные характеристики.

Приведено описание экспериментального стенда, предназначенного для генерирования различных типов фрактальных сигналов, их модуляции различными несущими частотами, а также для их излучения и приема в условиях воздействия шумов, создаваемых внешним источником. Получен сигнал типа „фрактальный вейвлет“ с полосой 500 MHz.

Проведенное исследование генерации фрактального широкополосного сигнала типа FW и его основных характеристик показало, что результаты теоретического исследования полностью совпадают с экспериментальными результатами.

На разработанном стенде экспериментально продемонстрирована возможность передачи FW видеосигнала с полосой 500 MHz по коаксиальному кабелю, показана возможность передачи по нему указанного сигнала с несущей 2 GHz. Измеренное затухание для сигнала с фазовой модуляцией составляет 7.5 и для сигнала с амплитудной модуляцией — 6 dB.

Проведенный сравнительный анализ эффективности выделения выбранного фрактального широкополосного сигнала и сигналов Баркера на фоне помех показал,

что эффективность его выделения на фоне помех не хуже эффективности выделения сигналов Баркера, а в большинстве случаев значительно выше. Следует отметить, что наиболее эффективно (по сравнению с сигналами Баркера) сигналы с фрактальными спектрами выделяются при воздействии на них ЭМИ.

Использование фрактальных сигналов типа „фрактальный вейвлет“ для систем связи позволит создать устройства для передачи и приема информации, эффективно работающие в условиях сложной электромагнитной обстановки.

Список литературы

- [1] Шваб А. Электромагнитная совместимость. М.: Энергоатомиздат, 1995. 480 с.
- [2] Царьков Н.М. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. М.: Радио и связь, 1985. 272 с.
- [3] Болотов В.Н. // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 2. С. 8–15.
- [4] Болотов В.Н., Ткач Ю.В., Ткач В.Ю. Синтез и генерирование фрактальных информационных сигналов // 12-я Международная конференция „СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии“. Севастополь, 2002. С. 247–248.
- [5] Massopust P. Fractal function, fractal surfaces, and wavelets. Academic Press, 1994. 383 p.
- [6] Le Marie P.G., Meyer J. // Revista Matematica Iberoamericana. 1986. Vol. 2. N 1–2. P. 1–18.
- [7] Лоскутов А.Ю., Михайлов А.С. Введение в синергетику. М.: Наука, 1990. 236 с.
- [8] Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / Под ред. Ширмана Я.Д. и др. М.: ЗАО „МАКВИС“, 1998. 828 с.
- [9] Пестряков В.Б. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. М.: Сов. радио, 1973. 424 с.
- [10] Харкевич А.А. Спектры и анализ. М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. 235 с.
- [11] Болотов В.Н., Киричок А.В., Ткач Ю.В. // Электромагнитные явления. 1998. Т. 1. № 4. С. 483–498.
- [12] Electromagnetic Pulse (EMP) and Tempest Protection for Facilities/Department of the Army U.S. Army Corps of Engineers. <http://jya.com/emp.htm>.