

УДК 621.396

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ НА ОСНОВЕ НОВЫХ МОДЕЛЕЙ ИМПУЛЬСОВ И АНТЕНН

Г. И. АБДРАХМАНОВА¹, В. Х. БАГМАНОВ²

¹tekasesochka@yandex.ru; ²tk@ugatu.ac.ru

ФГБОУ ВПО «Уфимский государственный авиационный технический университет» (УГАТУ)

Поступила в редакцию 19.07.2013

Аннотация. Рассмотрена задача проектирования сверхширокополосной системы связи на основе комплексного сопряжения импульса, соответствующего спектральной маске FCC на уровень излучения и рассчитанного в виде комбинации производных Рэлея на основе генетического алгоритма, и Vug-антенны, разработанной в результате последовательного изучения влияния различных параметров антенны на характеристики излучения. Размеры разработанной антенны составляют $19 \times 29,5$ мм², а итоговая система связи функционирует в диапазоне частот 3,1–10,6 ГГц.

Ключевые слова: сверхширокополосная радиосвязь; производные Рэлея; генетический алгоритм; Vug-антенна.

Одним из основных направлений развития телекоммуникаций является переход к широкополосным (в пределе – к сверхширокополосным, СШП) технологиям. Данные системы связи определены в диапазоне частот 3,1–10,6 ГГц [1] и способны функционировать одновременно с другими радиоустройствами, обеспечивая скорость передачи данных до 500 Мбит/с на расстоянии до 10 м [2]. Данное обстоятельство подразумевает наличие требований на уровень эффективной излучаемой мощности для СШП устройств – т. н. спектральной маски FCC.

Интерес к данной технологии подтверждается многочисленными исследованиями в области проектирования отдельных компонентов (сигналов, генераторов, модуляторов, антенн), а благодаря особенностям используемых сигналов построение приемо-передающих комплексов может быть значительно упрощено.

Поскольку основу проектируемой системы связи составляют импульсный сигнал и антенна, то ниже представлен краткий обзор текущего состояния исследований по этим двум направлениям.

Оптимальный импульс как сумма двух вторых производных Гауссова импульса для работы внутри помещения и двух третьих производных – для связи на открытом воздухе – получен

в [3]. Несколько производных третьего порядка, амплитуды, длительности и временные задержки которых оптимизированы при помощи генетического алгоритма, объединены в суммарный импульс в [4]. Пять производных Рэлея порядков $n = 1 \div 3$ использованы в качестве базовых функций в [5], при этом подбор весовых коэффициентов осуществлен на основе итеративного алгоритма. Недостатком последних представленных работ является большое число используемых производных.

Антенная техника развивается в направлении миниатюризации и снижения затрат за счет применения новых структур при обеспечении стабильных частотных характеристик.

Так, в [6] геометрия антенны построена на основе полукруга с добавлением паразитных элементов прямоугольной формы, размеры антенны – $25 \times 25,5$ мм². Печатная монополярная антенна (14×22 мм²), спроектированная на основе прямоугольного излучающего элемента с двумя Т-образными прорезями, показана в [7]. Антенна размером $28,3 \times 24$ мм² в виде круга с L-образной прорезью в плоскости земли представлена в [8].

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В данной работе поставлена задача проектирования СШП системы связи на основе разработки и применения новых видов импульсов и

антенн, удовлетворяющих требованиям на уровень излучения СШП устройств.

В качестве переносчика сигнала предлагается разработать импульс, соответствующий маске FCC(рис. 1), на основе производных Рэлея, т. к. они характеризуются непрерывностью в области существования, финитностью во временной области, не имеют постоянной составляющей [9] и удовлетворяют теореме Парсеваля, обеспечивающей эффективность излучения импульса:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = S(f)|_{f=0} = 0. \tag{1}$$

При этом выбор весовых коэффициентов и коэффициентов формы предлагается оптимизировать на основе применения генетического алгоритма (ГА).

Далее сигнал подается на антенну, в качестве которой применяется разработанная авторами Виг-антенна. Требуемый диапазон рабочих частот 3,1–10,6 ГГц по уровню 10 дБ коэффициента отражения S_{11} (рис. 1).

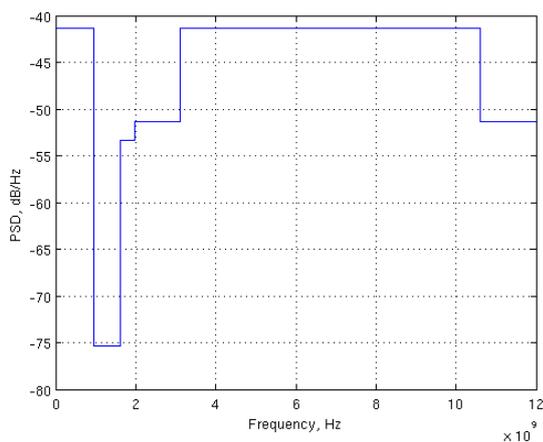


Рис. 1. Спектральная маска FCC

Проектирование антенны осуществляется на основе изменения различных параметров и изучения их влияния на характеристики излучения.

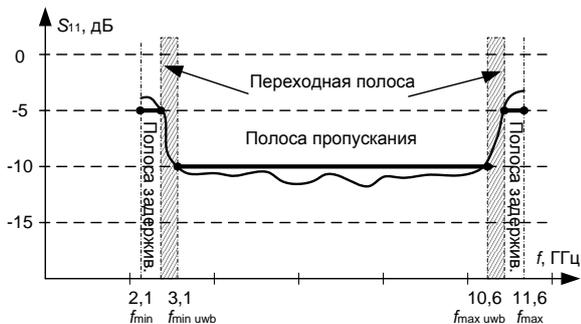


Рис. 2. Требуемая маска для коэффициента отражения S_{11}

Моделирование импульсов проводится в среде Matlab, проектирование антенны – в среде CSTMicrowaveStudio.

РЕШЕНИЕ

Моделирование СШП импульса

Временная форма производной Рэлея n -го порядка задается выражением

$$s^{(n)}(t) = -\frac{4\pi t}{\sigma^2} s^{(n-1)}(t) - \frac{4\pi n}{\sigma^2} s^{(n-2)}(t), \tag{2}$$

где σ – коэффициент формы импульса.

Применяя преобразование Фурье $S^{(n)}(f)$ и нормируя относительно значения на максимальной частоте, равного 41,3 дБм/МГц, получаем выражение для нормированной спектральной плотности мощности (СПМ):

$$|P_n(f)| = \frac{|S^{(n)}(f)|^2}{|S^{(n)}(f_m)|^2} = (\sigma f)^{2n+2} \left(\frac{\pi}{n+1}\right)^{n+1} \cdot \exp\left\{-\left(\sigma f \sqrt{\pi}\right)^2 + n + 1\right\}. \tag{3}$$

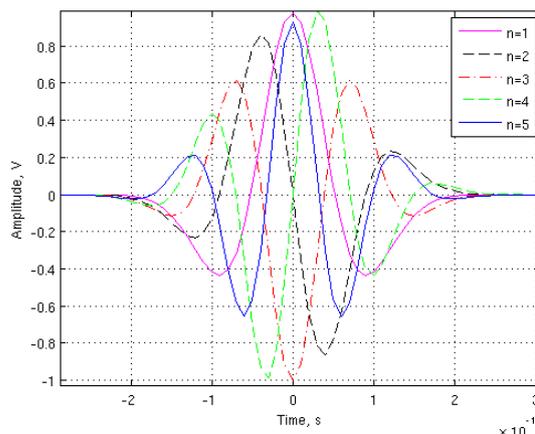


Рис. 3. Временная форма производных Рэлея, $n = 1 \div 5$

Временные зависимости первых пяти производных Рэлея представлены на рис. 3, а их нормированные СПМ – на рис.4. Рост порядка производной сопровождается смещением СПМ в область высоких частот.

Как показано в [10], наименьший порядок производной Рэлея, СПМ которой удовлетворяет маске FCC, равен 4. Это обеспечивается изменением значения коэффициента формы σ (рис. 5): чем больше σ , тем СПМ становится уже и смещается в область низких частот. Однако по аналогии с работами по Гауссовым импульсам [3, 11], где пятая производная заменена суммой производных низших порядков, взятых в определенных сочетаниях, и четвертую производ-

ную Рэлея можно аппроксимировать линейной комбинацией вида:

$$s_{opt}(t) = \sum_{i=1}^N w_i \cdot s_i^{(n)}(t, \sigma_i), \quad (4)$$

где w_i – весовой коэффициент, и $n \leq 3$. В данном случае используется сумма производных одного порядка, но с разными значениями коэффициентов формы.

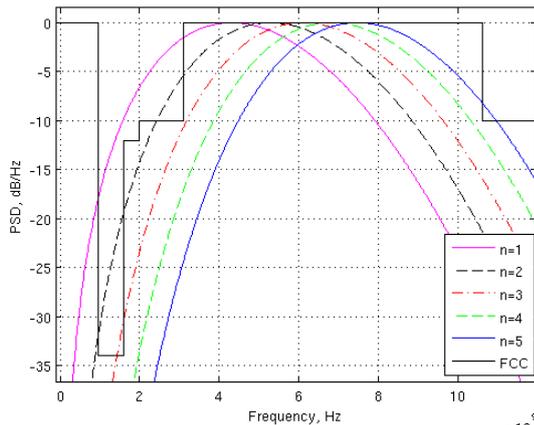


Рис. 4. Нормированные СПМ производных Рэлея, $n=1 \div 5$

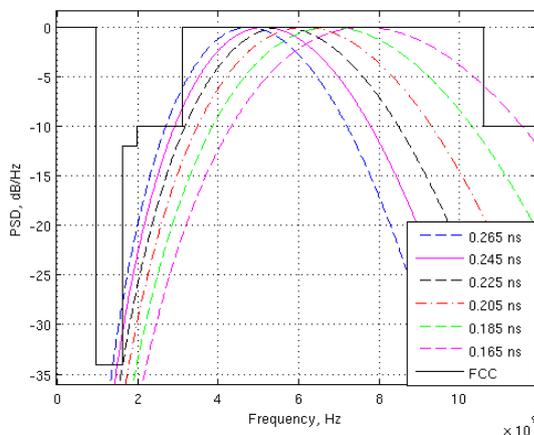


Рис. 5. Нормированные СПМ четвертой производной Рэлея с различными значениями σ

Рассмотрим сумму производных второго порядка и $N = 2$. Тогда решение на основе ГА будет представлено в виде генотипа $[w_1, w_2, \sigma_1, \sigma_2]$.

Зададим целевую минимизируемую функцию:

$$F_1 = \int_{-\infty}^{\infty} |P_{FCC}(f) - P_{opt}(f)|^2 df, \quad (5)$$

где P_{opt} – СПМ оптимального импульса в диапазоне частот 3,1–10,6 ГГц; P_{FCC} – СПМ маски FCC.

Согласно процедуре ГА, изначально случайным образом создается некоторая комбинация, к которой применяются генетические операторы

(ГО – скрещивание и мутация), далее полученное множество решений оценивается целевой функцией, и производится селекция лучших вариантов. Если оптимальное решение найдено, цикл завершается, в противном случае к полученному генотипу снова применяются ГО.

Рассчитанный вектор параметров $[-0,432, 0,916, 0,302, 0,154]$ (соответствующий ему оптимальный импульс и его СПМ представлены на рис. 6 и 7):

$$s_{opt}(t) = w_1 \cdot s_1^{(4)}(t, \sigma_1) + w_2 \cdot s_2^{(4)}(t, \sigma_2). \quad (6)$$

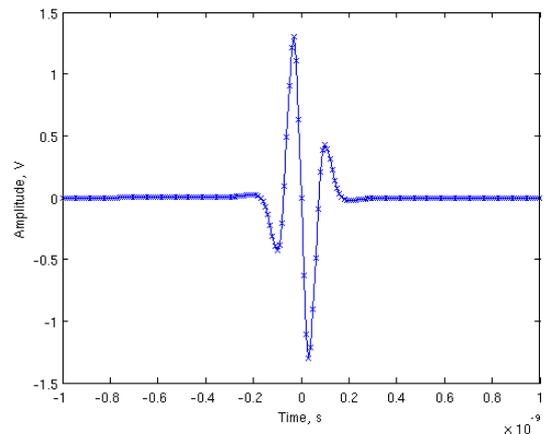


Рис. 6. Временная форма оптимального импульса

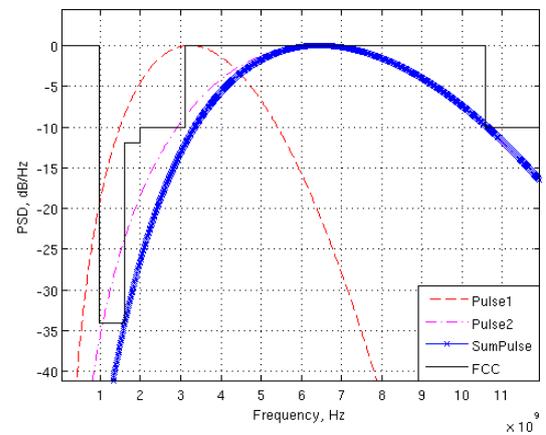


Рис. 7. Нормированные СПМ: Pulse1 ($\sigma_1 = 0,302$ нс), Pulse2 ($\sigma_2 = 0,154$ нс), SumPulse (суммарный импульс)

Можно видеть, что данный комбинационный импульс хорошо вписывается в маску FCC. Проведем сравнение по спектральной эффективности полученного импульса с представленными в литературе при помощи функции F_2 :

$$F_2 = \frac{P_{opt}}{P_{FCC}}. \quad (7)$$

Результаты представлены в табл. 1. Здесь И1 – спроектированный импульс, И2 – импульс, составленный из двух четвертых производных Рэлея [10], И3 – пятая производная Гаусса [11], И4 – импульс, представляющий собой комбинацию

цию четырех суб-импульсов, каждый из которых оптимален в своем диапазоне и составлен не менее, чем из восьми Гауссовых производных порядков $n=1-15$, выбранных по «методу проб и ошибок» [12], И5 – линейная комбинация первых пятнадцати производных Гаусса с различными весовыми коэффициентами [13].

Таблица 1

Название импульса	$F_2, \%$
Маска FCC	100
И1	88,66
И2[10]	93,6
И3 [11]	90,11
И4[12]	35,67
И5[13]	32,40

Несмотря на то, что спроектированный импульс И1 незначительно уступает И2 и И3, но тем не менее из всех представленных вариантов характеризуется самым низким порядком используемых производных и таким образом обеспечивает упрощение построения устройства генерации.

Проектирование СШП антенны

Геометрия проектируемой Виг-антенны (от англ. «bug» – жук) представлена на рис. 8 и состоит из излучающего элемента (ИЭ), сформированного двумя круговыми структурами радиусами r и r_1 , центры которых отстоят на расстоянии s друг от друга, компланарного волновода (КВ), включающего центральный проводник (ЦП) и плоскость земли (ПЗ), диэлектрической подложки и SMA-коннектора, предназначенного для питания антенны посредством волноводного порта.

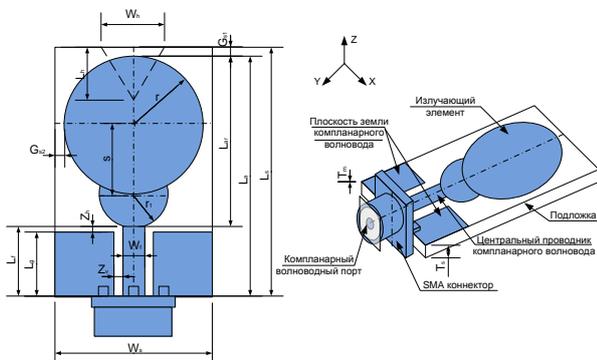


Рис. 8. Эскиз антенны

Значения исходных параметров, используемых в процессе моделирования, представлены в табл. 2.

Процесс проектирования антенны включает 10 шагов, на каждом из которых изучается влияние отдельного параметра на характеристики излучения при фиксированных значениях остальных.

Таблица 2

Параметры антенны

Назв.	Описание	Формула	Значение
r	Радиус 1 ^{го} круга		8 мм
r_1	Радиус 2 ^{го} круга	$r/2$	4 мм
L_{ar}	Длина ИЭ	$2r + r_1$	20 мм
L_a	Длина антенны	$L_{ar} + L_f$	28 мм
L_f	Длина ЦП	r	8 мм
L_g	Длина ПЗ	$r - T_s$	7,24 мм
L_s	Длина подложки	$L_a + G_{s1}$	29 мм
W_s	Ширина подложки	$2r + 2G_{s2}$	18 мм
G_{s1}	Зазор подложки		1 мм
G_{s2}	Боковой зазор подложки		1 мм
T_m	Толщина металла		0,035 мм
T_s	Толщина подложки		0,76 мм
ϵ_s	Диэлектрическая проницаемость		3,38
$\text{tg}\delta$	Тангенс угла диэл. потерь подложки		0,0025
Z_h	Зазор горизонтальный (ЗГ)		0,76 мм

Процесс проектирования антенны включает 10 этапов, на каждом из которых изучается влияние отдельного параметра на характеристики излучения при фиксированных значениях остальных.

Шаг 1. Значения ЦП W_f и вертикального зазора (ЗВ) Z_v рассчитаны исходя из величины волнового сопротивления $Z = 50$ Ом [6]:

$$Z = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k)}{K'(k)} + \frac{K(k_1)}{K'(k_1)}}, \text{ Ом}, \quad (8)$$

где ϵ_{eff} – эффективная диэлектрическая проницаемость:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1 + \epsilon_r \cdot \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}{1 + \frac{K(k')}{K(k)} \cdot \frac{K(k_1)}{K(k_1')}}}, \quad (9)$$

K – полный эллиптический интеграл первого рода;

$$k = \frac{W_f}{W_f + 2 \cdot Z_v}, \quad (10)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2}, \quad (11)$$

$$k_1 = \frac{\operatorname{th}\left(\frac{\pi W_f}{4T_s}\right)}{\operatorname{th}\left(\frac{\pi(W_f + 2 \cdot Z_v)}{4T_s}\right)}. \quad (12)$$

Таким образом, было рассчитано множество парных значений W_f и Z_v (табл. 3).

Таблица 3

W_f	0,76	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2
Z_v	1,66	1,6	1,54	1,47	1,36	1,18

Чем уже ЦП и ЗВ, тем резонансы все более смещаются в НЧ область, полки опускаются, и оптимальная пара значений – 0,4/1,47 мм (рис. 9).

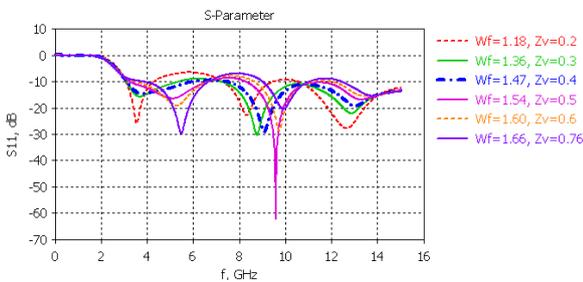


Рис. 9. Зависимость S_{11} от параметров КВ W_f и Z_v

Шаг 2. На данном этапе изменяются: радиус большего круга r в диапазоне 4–10 мм с шагом 0,5 мм и радиус связанного с ним меньшего круга $r_1 = r/2$.

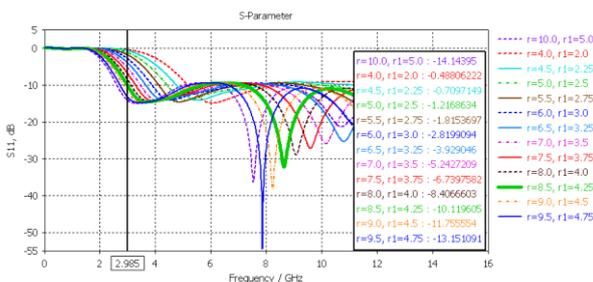


Рис. 10. Зависимость S_{11} от радиусов r и r_1

Увеличение размеров антенны сопровождается углублением и смещением резонансов в НЧ область, а следовательно, и расширением рабочего диапазона частот (рис. 10). В результате выбрана пара значений 8,5/4,25 мм, обеспечивающая полосу 2,985–15 ГГц.

Шаги 3 и 4 представляют собой проверку выбранных значений r и r_1 по отдельности, и итоговый вариант – 8,5/4,0 мм.

Шаг 5. Диапазоны изменения расстояния между центрами кругов, а также параметров, исследуемых далее, представлены в табл. 4.

Чем дальше отстоят круги, составляющие основу ИЭ, тем выше становится уровень S_{11} первой полки и ниже – второй (рис. 11), при этом глубина первого резонанса уменьшается, второго и третьего – увеличивается, и рабочий диапазон расширяется в сторону НЧ.

Таблица 4

Оптимизируемые параметры

Параметр	Диапазон изменений
s	[5,5; 6; ...10,5]
W_h	[0; 1; ...17]
L_h	[2; 3; ...18]
Z_h	[0,1; 0,2; ...0,76]
ΔL_f	[-4; -3; ...+4]
G_{s2}	[0,5; 1; ...8,5]

Выбор оптимальной величины s представляет собой баланс уровней первых двух полки и составляет 8,5 мм.

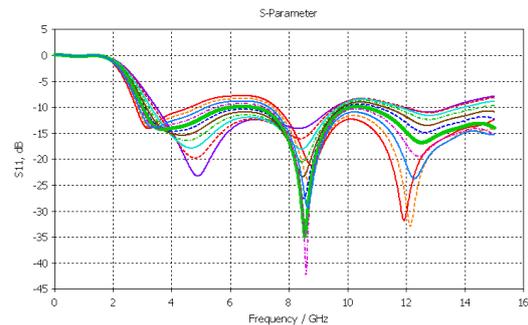


Рис. 11. Зависимость S_{11} от расстояния между центрами кругов s

Шаг 6. Последующие два этапа связаны с добавлением нового треугольного элемента в геометрию Виг-антенны, который будет вычитаться из общей структуры и символизировать «хвост» (рис. 8). Целесообразность внедрения и зависимость S_{11} от его ширины W_h показана на рис. 12. При этом глубина L_h выбрана равной 8,5 мм.

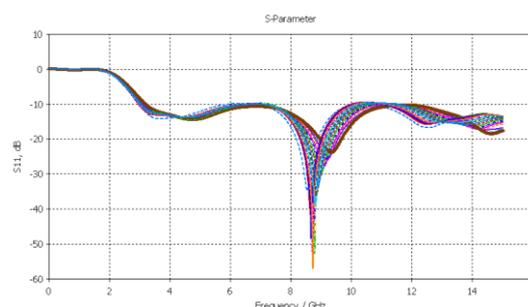


Рис. 12. Зависимость S_{11} от ширины «хвоста» W_h

Значение $W_h = 17$ мм обеспечивает самые низкие полки и спуск под -10 дБ, хотя и сопровождается смещением в ВЧ область и уменьшением глубины главного резонанса, таким образом, $\Delta f = 3,195-15$ ГГц.

Шаг 7. Изменение длины «хвоста» позволяет расширить рабочий диапазон до величины $\Delta f = 3,09-15$ ГГц при $L_h = 6$ мм (рис. 13).

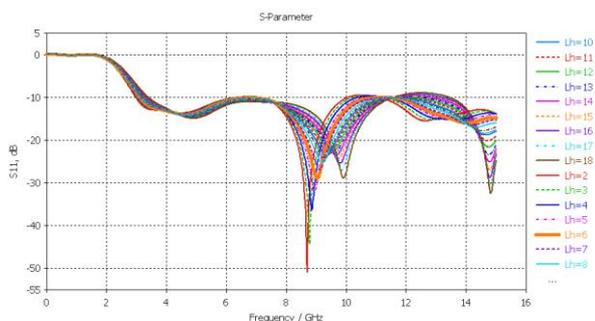


Рис. 13. Зависимость S_{11} от длины «хвоста» L_h

Шаг 8. Вертикальный зазор Z_h , отражающий расстояние между ПЗ КВ и ИЭ, уменьшаясь, приводит к резкому росту уровня полки (рис. 14), а потому первоначально установленное значение $0,76$ мм является оптимальным.

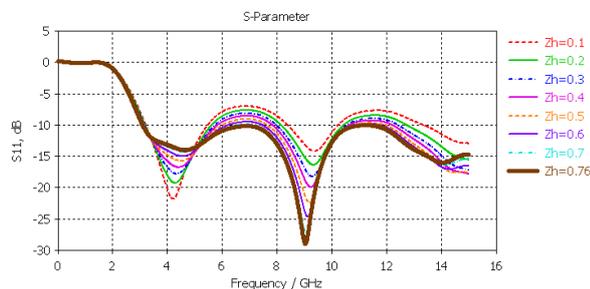


Рис. 14. Зависимость S_{11} от вертикального зазора Z_h

Шаг 9. Изучение влияния изменения длины ЦП КВ и связанной с ним ПЗ КВ на характеристики излучения показывает, что укорочение исходной длины ЦП КВ на $\Delta L_f = -1$ мм позволяет углубить главный резонанс и снизить полки первых двух диапазонов (рис. 15).

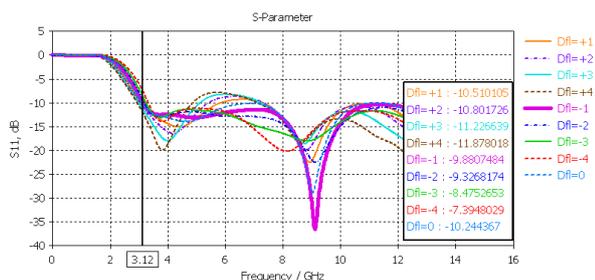


Рис. 15. Зависимость S_{11} от длины ЦП КВ ΔL_f

Шаг 10. Последний параметр, подлежащий оптимизации, – ширина ПЗ КВ, изменяемая за счет увеличения бокового зазора подложки G_{s2} , что приводит к смещению основного резонанса в НЧ область и значительному уменьшению доли приходящейся на него энергии (рис. 16). Оптимальное значение $G_{s2} = 1,0$ мм, что обеспечивает итоговую рабочую полосу частот Вуг-антенны $\Delta f = 3,132-15$ ГГц.

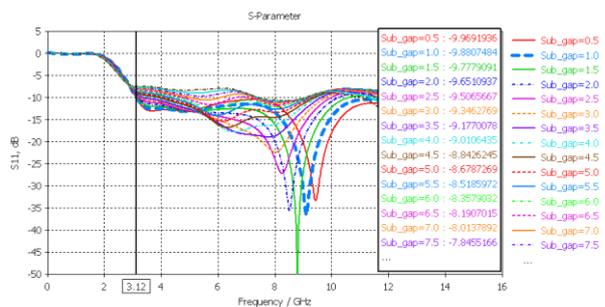


Рис. 16. Зависимость S_{11} от ширины ПЗ КВ ΔL_f

Общая динамика изменения S_{11} на протяжении всего процесса проектирования показана на рис. 17.

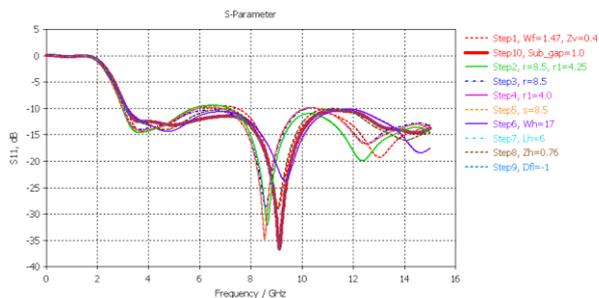


Рис. 17. Динамика пошагового изменения S_{11}

Разработка СШП системы

В данном разделе рассматривается приложение спроектированного импульса И1 к разработанной Вуг-антенне и объединение в систему связи, состоящую из двух направленных друг на друга идентичных антенн, отстоящих на расстоянии 30 см, что соответствует дальней зоне (рис. 18).

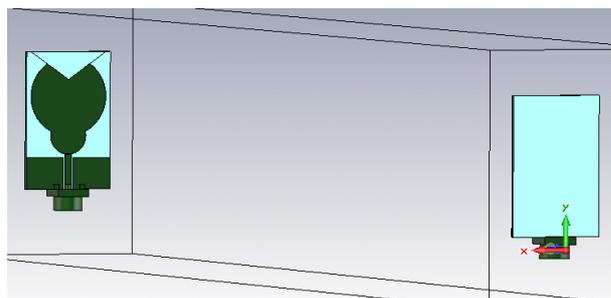


Рис. 18. Общий вид СШП системы связи

Таким образом, одна из антенн запитана импульсом И1 и выступает в качестве передатчика, вторая – приемника. Входной и выходной сигналы системы показаны на рис. 19.

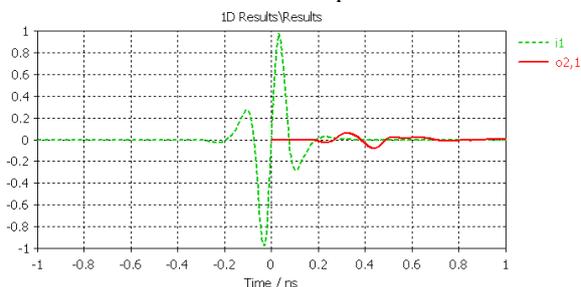


Рис. 19. Входной и выходной сигналы системы

Несмотря на уменьшение энергии выходного сигнала в 12,5 раз по сравнению с входным, их коэффициент корреляции составляет 0,8023.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе представлена СШП система связи, разработанная на основе комплексного сопряжения импульсного сигнала и Bug-антенны. Процесс проектирования включает три этапа. Первоначально разработан СШП импульс в виде линейной комбинации двух производных Рэлея второго порядка, коэффициенты формы и веса подобраны на основе генетического алгоритма. Второй этап посвящен проектированию антенны, структура которой определена в результате исследования влияния геометрических параметров на характеристики излучения, а размеры составляют $19 \times 29,5$ мм².

Итоговая система связи, состоящая из двух идентичных антенн, расположенных на расстоянии 30 см друг от друга, возбуждение которых осуществляется разработанным импульсом И1, обеспечивает качественный прием сигналов в СШП диапазоне $3,1 \div 10,6$ ГГц.

БЛАГОДАРНОСТИ

Г. И. Абдрахманова выражает благодарность профессору Paolo Росса за полезное обсуждение проблематики данной статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Revision** of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, Federal Communications Commission, FCC 02-48, 2002. 118 p.
2. **Котов В. Д., Васильев В. И.** Современное состояние проблемы обнаружения сетевых вторжений // Вестник УГАТУ. 2012. Т. 16, № 3 (48). С. 198–204.
3. **Ray H., Udar N., Viswanathan R.** A weighted sum of Gaussian-derived pulse design for UWB // Proc. IEEE. 2006. P. 383–386.
4. **A novel DS-UWB pulses design using genetic algorithm / S.-H. Liao [идр.]** // Int. Conf. on Future Computer and Communication. IEEE, 2009. P. 296–300.
5. **Chen R., Zeng X., Dong D.** Algorithm for UWB pulse design and its performance analysis // Proc. of the Int. Conf. on integration technology, China. IEEE, 2007. P. 74–77.
6. **Abbosh A. M., Bialkowski M. E.** Design of UWB planar band-notched antenna using parasitic elements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009. Vol. 57, No. 3. P. 796–799.
7. **Ghazi A., Azarmanesh M. N.** Multi-resonance square monopole antenna for ultra-wideband applications // Progress in Electromagnetics Research C. 2010. Vol. 14. P. 103–113.
8. **Antoniades M. A., Eleftheriades G. V.** A compact multiband monopole antenna with a defected ground plane // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2008. Vol. 7. P. 652–655.
9. **Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф.** Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 1. Основные понятия, модели и методы описания // Радиофизика и радиоастрономия. 2008. Т. 13, № 2. С. 166–194.
10. **Абдрахманова Г. И., Багманов В. Х.** Моделирование СШП импульса на основе производных Рэлея и генетического алгоритма // Инфокоммуникационные технологии. 2013. № 3. С. 94–99.
11. **On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission / H. Sheng [идр.]** // Int. Conf. on Communications. IEEE, 2003. Vol. 1. P. 738–742.
12. **Li L., Wang P., Wu X., Zhang J.** Improved UWB pulse shaping method based on Gaussian derivatives // IET Int. Communication Conf. on Wireless Mobile and Computing. 2011. P. 438–442.
13. **Di Benedetto M.-G., Giancola G.** Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals. Prentice Hall, 2004. 528 p.

ОБАВТОРАХ

Абдрахманова Гузель Идрисовна, асп. каф. телекоммуникационных систем. Дипл. инж. по многоканальным телеком. системам (УГАТУ, 2010). Готовит дис. о сверхширокополосных системах связи.

Багманов Валерий Хусаинович, проф. той же каф. Дипл. физик (МГУ, 1975). Д-р техн. наук по сист. анализу, управ. и обраб. инф-и (УГАТУ, 2007). Иссл. в обл. мат. моделирования и обработки сигналов.

METADATA

Title: Ultra-wideband communication system on the basis of new pulses and antennas.

Authors: G. I. Abdrakhmanova and V. H. Bagmanov

Affiliation: Ufa State Aviation Technical University (UGATU), Russia.

Email: tekasesochka@yandex.ru.

Language: Russian.

Source: Vestnik UGATU (scientific journal of Ufa State Aviation Technical University), vol. 17, no. 4 (57), pp. 151-158, 2013. ISSN 2225-2789 (Online), ISSN 1992-6502 (Print).

Abstract: The development of new ultra-wideband communication system on the basis of complex conjugation of the pulse, corresponding to the FCC spectral mask and calculated as Rayleigh derivatives combination, optimized with genetic algorithm, and Bug-antenna, developed by se-

quential study of the antenna various parameters influence on the emission characteristics. The antenna size is $19 \times 29,5 \text{ mm}^2$ and the total communication system operates in the frequency range 3,1–10 GHz.

Key words: Ultra-wideband radio communication; Rayleigh derivatives; genetic algorithm; Bug-antenna.

References (English transliteration):

1. *Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems*, Federal Communications Commission, FCC 02-48, 2002.
2. V. D. Kotovand and V. I. Vasilyev, "State-of-the-art of the network intrusion detection problem," (in Russian), *Vestnik UGATU*, vol. 16, no. 3 (48), pp. 198-204, 2012.
3. H. Ray, N. Udar, and R. Viswanathan, "A weighted sum of Gaussian-derived pulse design for UWB," in *Proc. IEEE*, pp. 383-386, 2006.
4. S.-H. Liao *et al.*, "A novel DS-UWB pulses design using genetic algorithm", in *Int. Conf. on Future Computer and Communication*. IEEE, 2009, pp. 296-300.
5. R. Chen, X. Zeng, and D. Dong, "Algorithm for UWB pulse design and its performance analysis," in *Proc. Int. Conf. on Integration Technology*, China, IEEE, 2007, pp. 74-77.
6. A. M. Abbosh and M. E. Bialkowski, "Design of UWB planar band-notched antenna using parasitic elements," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 3, pp. 796-799, 2009.
7. A. Ghazi and M. N. Azarmanesh, "Multi-resonance square monopole antenna for ultra-wideband applications," *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 14, pp. 103-113, 2010.
8. M. A. Antoniadis and G. V. Eleftheriades, "A compact multiband monopole antenna with a defected ground plane," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 652-655, 2008.
9. O. V. Lazorenko and L. F. Chernogor, "Ultra-wideband signals and physical processes. 1. The main concepts, models and description methods," (in Russian), *Radiofizika i Radioastronomiya*, vol. 13, no. 2, pp. 166-194, 2008.
10. G. I. Abdrakhmanova and V. H. Bagmanov, "Ultra-wideband pulse shaping on the basis of Rayleigh derivatives and genetic algorithm," (in Russian), *Infokommunikatsionnye Tekhnologii*, no. 3, pp. 94-99, 2013.
11. H. Sheng *et al.*, "On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission," in *Proc. Int. Conf. on Communications*. IEEE, Vol. 1, pp. 738-742, 2003.
12. L. Li, P. Wang, X. Wu, and J. Zhang, "Improved UWB pulse shaping method based on Gaussian derivatives," *IET Int. Communication Conf. on Wireless Mobile and Computing*, pp. 438-442, 2011.
13. M.-G. Di Benedetto and G. Giancola, *Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals*. Prentice Hall, 2004.

About authors:

Abdrakhmanova, Guzel Idrisovna, Postgrad. (PhD) Student, Dept. of Telecommunication Systems. Dipl. Eng. of Multichannel Telecommunication Systems (UGATU, 2010).

Bagmanov, Valeriy Husainovich, Prof., Dept. of Telecommunication Systems. Dipl. Physicist (Moscow State Univ., 1975). Dr. (Habil.) Tech. Sci. (UGATU, 2007).

Sponsors: Erasmus Mundus Action 2 grant.