

ISSN 0021-3462

48

ИЗВЕСТИЯ ВУЗОВ

# РАДИОФИЗИКА

2022

том 65

8

ИЗДАНИЕ НИЖЕГОРОДСКОГО УНИВЕРСИТЕТА  
И ИНСТИТУТА ПРИКЛАДНОЙ ФИЗИКИ РАН

УДК 520.272.2

DOI: 10.52452/00213462\_2022\_65\_08\_677

## СИНТЕЗИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ИМПУЛЬСА ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННОЙ С НЕПРЕРЫВНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ГАРМОНИЧЕСКИМИ КОЛЕБАНИЯМИ

*К. В. Музалевский\**

Институт физики им. Л. В. Киренского Сибирского отделения РАН, г. Красноярск, Россия

Предложен метод синтеза сверхширокополосных импульсов с использованием векторного анализатора цепей и широкополосной приёмопередающей логопериодической антенны. Передаточная характеристика антенно-фидерного тракта системы описывалась моделью четырёхполюсника, S-элементы матрицы которого калибровались не менее чем на двух высотах расположения антенны над отражающей поверхностью (металлическим листом). Предложенный метод калибровки передаточной характеристики логопериодической антенны позволил минимизировать амплитудно- и фазочастотные искажения, вносимые ей в зондирующий импульс. На основе созданного метода экспериментально продемонстрирована возможность синтеза сверхширокополосного импульса с длительностью 0,46 нс по уровню половины амплитуды огибающей (импульс содержит несколько колебаний поля) с использованием логопериодической антенны с полосой пропускания от 1,36 до 4,88 ГГц (по уровню –10 дБ). Данный метод был специально разработан для создания миниатюрных радарных систем с использованием портативных векторных анализаторов цепей и логопериодических антенн для приложений дистанционного зондирования сверхширокополосными импульсами подстилающей поверхности с борта малых беспилотных летательных аппаратов.

### ВВЕДЕНИЕ

Использование сверхширокополосных импульсных сигналов с применением методик георадарного подповерхностного зондирования и синтеза апертуры антенн [1–3] является одним из перспективных новых направлений радарного зондирования с платформ малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) влажности почв [4, 5], проводимости почвы [6], деформаций поверхности почвы (с привлечением методов радарной интерферометрии [7]), толщины и плотности снежного покрова [8, 9], возможного наличия минных полей [3, 10–12], толщины пахотного слоя [13].

В качестве передающих и приёмных сверхширокополосных антенн мегагерцового диапазона частот на малых БПЛА используются преимущественно антенны Вивальди [8, 11, 14], комбинированные Вивальди-рупорные антенны [1, 2, 5, 10] и логопериодические антенны (ЛПА) [2, 15–17]. В отличие от антенн Вивальди и комбинированных Вивальди-рупорных антенн, которые позволяют сформировать сверхширокополосный импульс, содержащий несколько колебаний поля, формируемый логопериодической антенной зондирующий импульс представляет собой радиоимпульс с уменьшающейся во времени частотой аперриодических осцилляций высокочастотного заполнения [18–21]. Такая структура импульса объясняется особенностями конструкции логопериодической антенны в виде двухпроводной линии с подключенными к ней связанными симметричными вибраторами, резонирующими на различных частотах [22] (высокочастотные диполи возбуждаются раньше, чем низкочастотные). В результате происходит смещение фазового центра антенны и возникает временная задержка между излучаемыми логопериодической антенной высокочастотными и низкочастотными составляющими спектра импульса [19–22]. Формируемые логопериодической антенной радиоимпульсы содержат большое количество периодов коле-

\* rsdkm@ksc.krasn.ru

баний поля [18–21] и не являются оптимальными для подповерхностного зондирования слоистых сред [23, 24].

Вместе с тем разработанные новые конструкции антенн, аналогичных логопериодическим антеннам с использованием линейного закона изменения резонансных частот соседних диполей, модифицированы таким образом, что позволяют синтезировать сверхширокополосный импульс, содержащий только несколько колебаний поля [19]. С целью минимизации амплитудно- и фазочастотных искажений, вносимых в зондирующий импульс, также применяются дополнительные задерживающие цепочки (линии задержки) [20, 25]. В работе [26] были предложены методы калибровки фазо-частотной характеристики (ФЧХ) антенны для компенсации частотной дисперсии положения фазового центра логопериодической антенны в полосе частот от 400 до 1 200 МГц. При этом методом моностатической локации в надир измерялись времена задержки трёх импульсов, отражённых от металлического экрана, которые были синтезированы логопериодической антенной с применением полосовых фильтров в диапазонах частот 500÷750 МГц, 750÷1 000 МГц и 1 000÷1 200 МГц, когда антенна располагалась на фиксированной высоте над металлическим экраном. Измеренные временные задержки отражённых импульсов пересчитывались в кажущиеся высоты положения антенны над металлическим листом. Найденные значения кажущихся высот использовались для оценки смещения положения фазового центра антенны в зависимости от частоты [26].

В отличие от существовавших подходов, в данной работе предлагается оригинальный способ формирования логопериодической антенной сверхширокополосного импульса, содержащего несколько колебаний поля, с реализацией идей, развитых в работах [27, 28]. В работе [27] использовалась сверхширокополосная антенна без существенной дисперсии ФЧХ в рабочем диапазоне частот (400÷3 440 МГц), а корректировка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и ФЧХ не проводилась. В работе [28] наносекундный видеоимпульс синтезировался с помощью последовательности 4 радиоимпульсов на кратных частотах, амплитуды и временные задержки которых корректировались для устранения неравномерности АЧХ и ФЧХ приёмопередающей антенной системы, выполненной в виде широкополосных дипольных антенн. Приведённый выше анализ показывает, что вопрос о возможностях формирования сверхширокополосных импульсов логопериодической антенной с использованием методов калибровки антенно-фидерного тракта системы без дополнительного внесения изменений в конструкцию антенны остаётся малоизученным.

## 1. МОДЕЛЬ И МЕТОД КАЛИБРОВКИ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

С целью калибровки передаточной характеристики приёмопередающей логопериодической антенны [15] реализуем моностатическую схему радарного зондирования. Максимум диаграммы направленности антенны ориентируем в надир и поместим её на некоторой высоте  $d_p$  над поверхностью почвы ( $p = 1, \dots, N_h$ , где  $N_h$  — количество положений антенны в измерениях). Высоту  $d_p$  будем соотносить с положением фазового центра антенны, усреднённым в некотором диапазоне частот её полосы пропускания. Антенно-фидерный тракт будем представлять в виде четырёхполюсника [29, 30], элементы  $S$ -матрицы которого обеспечивают связь между комплексными амплитудами падающей и отражённых волн в плоскости входного соединения антенны. В качестве генерирующего и регистрирующего устройства будем использовать векторный анализатор цепей. В этом случае измеряемый анализатором в калибровочной плоскости (которая совпадает с плоскостью входного соединения антенны) коэффициент отражения  $r(f, d_p)$  от антенны может быть представлен в виде [29, 30]

$$r(f, d_p) = r_0(f) + \frac{G(f, d_p)H(f)}{1 - S_{22}(f)G(f, d_p)}, \quad (1)$$

где  $r_0(f)$  — коэффициент отражения от антенны при её размещении в свободном пространстве (см. рис. 1),  $f$  — частота электромагнитного поля,  $H(f)$  — комплексная передаточная функция антенны,  $S_{22}$  — коэффициент отражения волны (в сторону направленного излучения антенны) от плоскости, проходящей через фазовый центр антенны,  $G(f, d_p)$  — передаточная функция зондируемого полупространства с точечным источником, расположенным на высоте  $d_p$  над плоской границей воздух–среда. Передаточная функция  $G(f, d_p)$  в модели (1) может быть представлена в форме

$$G(f, d_p) = R(f)g(f, d_p), \quad g(f, d_p) = \frac{1}{4\pi} \frac{\exp(4\pi i f d_p / c)}{2d_p}, \quad (2)$$

где  $i$  — мнимая единица,  $g(f, d_p)$  — трёхмерная скалярная функция Грина [31, 32],  $R(f)$  — коэффициент отражения Френеля плоской волны, падающей нормально на границу раздела воздух–почва,  $c$  — скорость света в вакууме.

В отличие от процесса калибровки антенн [29, 30], в модели (1) и (2) сферическая расходимость волнового фронта излучаемой и принимаемой волны учитывается с помощью скалярной функции Грина  $g(f, d_p)$ . С другой стороны, если пренебречь константами, связанными с амплитудой точечного источника, модель (2) соответствует точному аналитическому выражению для функции Грина горизонтального электрического диполя, расположенного на высоте  $d_p$  над диэлектрическим полупространством, полученному в дальней зоне [20, 33] (выполнение условий дальней зоны всегда имеет место для высот полета БПЛА). Такое упрощение точного аналитического выражения функции Грина позволяет предложить оригинальный (по отношению к работам [29, 30]) метод калибровки параметров модели (1) и (2).

При размещении логопериодической антенны в свободном пространстве ( $G(f, d_p) = 0$ , при  $d_p \rightarrow \infty$ ) может быть измерен коэффициент отражения  $r_0(f)$ . Обозначим его для краткости  $r_0$ . В данной работе  $r_0$  измерялся на большой уличной площадке при размещении антенны на высоте нескольких метров над грунтом с невысокой травой при ориентации максимума диаграммы направленности антенны в зенит. Далее, измеряя коэффициенты отражения  $r_1 = r(f, d_1)$  и  $r_2 = r(f, d_2)$  для двух произвольных положений высот фазового центра антенны над металлическим экраном  $d_1$  и  $d_2$ , можно получить выражение для отношения приведённых коэффициентов отражения в виде

$$\Delta_{12} \equiv \frac{r_1 - r_0}{r_2 - r_0} = \frac{d_2}{d_1} \exp[4\pi f i (d_2 - d_1) / c]. \quad (3)$$

При выводе соотношения (3) пренебрегалось переотражением волн между антенной и зондируемым полупространством и в формуле (1) полагалось  $S_{22} \approx 0$ . Соотношение (3) не зависит ни от передаточной функции  $H(f)$ , ни от коэффициента отражения  $R(f)$ , что позволяет определить  $d_1$  и  $d_2$  из решения системы нелинейных уравнений:

$$d_2/d_1 = |\Delta_{12}|, \quad d_2 - d_1 = \frac{c}{4\pi f} \arg \Delta_{12}, \quad (4)$$

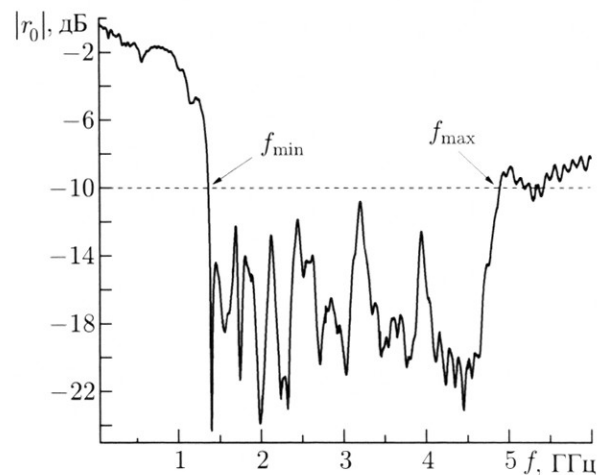


Рис. 1. Коэффициент отражения от логопериодической антенны при её размещении в свободном пространстве ( $f_{\min} = 1,36$  ГГц,  $f_{\max} = 4,88$  ГГц)



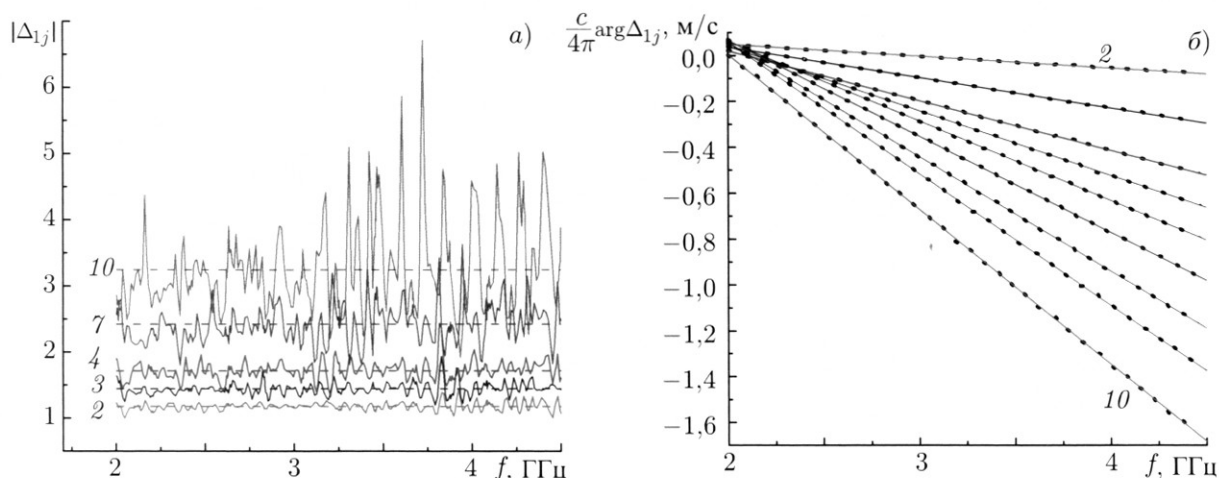


Рис. 2. Абсолютное значение  $|\Delta_{1j}|$  (а) и абсолютная фаза  $c/(4\pi) \arg \Delta_{1j}$  (б) отношения приведённых коэффициентов отражения, измеренных на высотах  $h_j$  ( $h_2 = 0,31$  м,  $h_3 = 0,391$  м,  $h_4 = 0,475$  м,  $h_5 = 0,54$  м,  $h_6 = 0,604$  м,  $h_7 = 0,678$  м,  $h_8 = 0,757$  м,  $h_9 = 0,83$  м,  $h_{10} = 0,932$  м) относительно высоты  $h_1 = 0,26$  м. На панели а сплошные линии отвечают измерениям, штриховые — средним значениям, на панели б маркеры соответствуют измерениям, сплошные линии — линейной регрессии. Номера кривых соответствуют номеру высоты  $h_j$

где  $|\Delta_{12}|$  и  $\arg \Delta_{12}$  — модуль и фаза отношения приведённых коэффициентов отражения (3) соответственно.

Оценка  $d_2/d_1$  и  $d_2 - d_1$  в данной работе проводилась в среднем для всего рабочего диапазона частот логопериодической антенны. При нахождении разницы  $d_2 - d_1$  рассчитывалась абсолютная («развёрнутая») фаза  $c \arg \Delta_{12}/(4\pi)$ . Оставшаяся неизвестная передаточная функция  $H(f)$  находится из уравнений (1) и (2) как

$$H(f) = \frac{H_1(f) + H_2(f)}{2}, \quad H_1(f) = \frac{r_1 - r_0}{G(f, d_1)}, \quad H_2(f) = \frac{r_2 - r_0}{G(f, d_2)}, \quad (5)$$

при условии  $R(f) \equiv -1$  в (2). С целью оценки средних значений и доверительных интервалов вариаций величин  $H(f)$  и  $d_p$  в модели (1), (2) коэффициент отражения  $r(f, d_p)$  измерялся для набора различных высот расположения антенны над металлическим экраном  $d_p$ . Путём попарной комбинации измеряемых коэффициентов отражения  $r_k$  и  $r_j$  на  $k$ -й и  $j$ -й высотах соответственно из составленных систем уравнений (3)–(5) могут быть найдены средние значения положения высот фазовых центров антенны и среднее значение комплексной передаточной функции  $H(f)$ .

## 2. ПРОЦЕДУРА КАЛИБРОВКИ ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ

Коэффициент отражения от антенны измерялся в диапазоне частот от 1 до 5 ГГц с использованием векторного анализатора цепей Agilent FieldFox 9927A, подключённого к логопериодической антенне через коаксиальный переход N-SMA и коаксиальный кабель с длиной 20 см. Перед проведением измерений анализатор прогревался в течение 30 мин, затем калибровался с использованием механического набора (полный 2-портовый калибратор Agilent 85518A, Тип-N 50 Ом). В качестве примера на рис. 2 приведены абсолютное значение  $|\Delta_{1j}|$  и абсолютная (развёрнутая) фаза  $c \arg \Delta_{1j}/(4\pi)$  отношения приведённых коэффициентов отражения, измеренных на высотах  $d_2, \dots, d_{10}$  относительно высоты  $d_1$ . Соответствующие высоты положения антенны  $h_j$  относительно её нижнего края были равны 0,260; 0,310; 0,391; 0,475; 0,540; 0,604; 0,678; 0,757; 0,830; 0,932 м

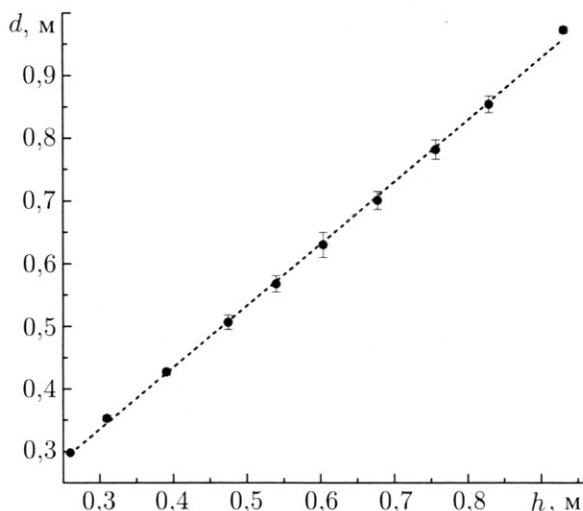


Рис. 3. Зависимость высоты положения фазового центра антенны  $d$  над металлическим листом от расстояний  $h$  от металлического листа до нижнего края антенны. Маркеры соответствуют измеренным значениям  $d_p$  и высотам  $h_p$ ,  $p = 1, \dots, 10$  (также указаны доверительные интервалы 95%), пунктирная линия соответствует линейной регрессии с уравнением  $d[\text{м}] = (0,040 \pm 0,006) + (0,986 \pm 0,010)h[\text{м}]$ . Коэффициент детерминации линейной регрессии  $R^2 = 0,999$ , среднеквадратичное отклонение СКО =  $6,9 \cdot 10^{-3}$  м

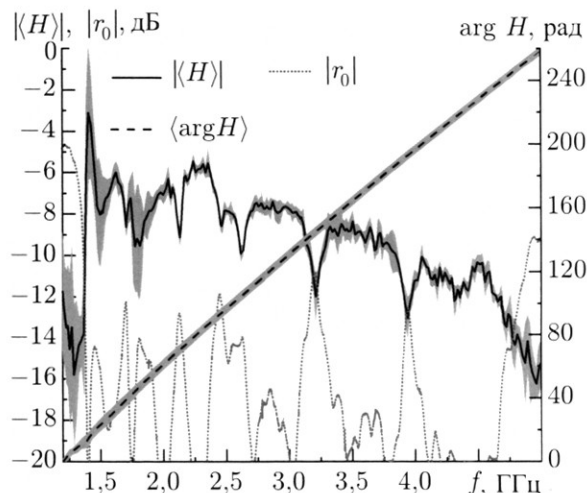


Рис. 4. Модуль среднего значения  $|\langle H(f) \rangle|$  и среднее значение абсолютной фазы  $\langle \arg H(f) \rangle$  комплексной передаточной функции приёмопередающей антенны. Серыми полосами обозначены доверительные интервалы (95%). Также показан модуль коэффициента отражения от антенны при её размещении в свободном пространстве  $|r_0(f)|$

для  $j = 1, \dots, 10$  соответственно.

В соответствии с предложенной методикой для всех возможных комбинаций неповторяющихся пар ( $k \neq j$ ) коэффициентов отражения  $r_k$  and  $r_j$ , измеренных при соответствующих высотах положений антенны  $h_k$  и  $h_j$ , были найдены средние значения положений фазовых центров антенны  $d_k$  и  $d_j$ , где  $k, j = 1, \dots, 10$  (см. рис. 3). Фазовый центр антенны в среднем в частотном диапазоне от 2,0 до 4,5 ГГц смещён от переднего края антенны (со стороны направленного излучения) на расстояние  $4,0 \pm 0,6$  см к её центру (см. рис. 3). На основе формулы (5) с использованием найденных высот положений фазовых центров антенны  $d_j$  для каждого измеренного коэффициента отражения  $r_j$  найдено соответствующее значение  $H_j(f)$ . В результате были оценены модуль среднего значения  $|\langle H(f) \rangle|$  и среднее значение абсолютной фазы  $\langle \arg H(f) \rangle$  комплексной передаточной функции  $H(f)$  антенны (см. рис. 4). На границах полосы пропускания антенны (1,36 ÷ 4,88 ГГц) величина  $|\langle H(f) \rangle|$  значительно уменьшается при увеличении коэффициента отражения от антенны  $|r_0(f)|$  (и наоборот). При этом области локальных минимумов  $|\langle H(f) \rangle|$  и локальных максимумов  $|r_0(f)|$  совпадают. С целью выравнивания АЧХ и ФЧХ приёмопередающей логопериодической антенны при синтезировании сверхширокополосного импульса был использован метод инверсной фильтрации [28, 34], обеспечивающий максимум отношения сигнала к среднеквадратическому значению шума:

$$W_\alpha(f) = \frac{K_\alpha(f)}{\langle H(f) \rangle}, \quad (6)$$

где  $K_\alpha(f)$  — спектр функции окна Чебышёва,  $\alpha$  — уровень пульсаций (в дБ) за пределом полосы пропускания  $K_\alpha(f)$ . Функция окна Чебышёва [35] использовалась для обеспечения минималь-

ной длительности синтезируемых импульсов (при заданной ширине спектра) и снижения уровня шумов относительно главной части импульса.

### 3. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КАЛИБРОВКИ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СИНТЕЗА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ. ОБСУЖДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведённая калибровка антенны позволяет с помощью амплитудной и фазовой коррекций с использованием комплексной передаточной функции  $\langle H(f) \rangle$  устранить искажения, вносимые антенной в спектр излучаемых и принимаемых сверхширокополосных импульсов. На основе модели (1) и (2) и преобразования Фурье можно получить выражение для расчёта сигнала  $\dot{s}(t, d_p)$  сверхширокополосного импульса, синтезируемого с использованием логопериодической антенны:

$$\dot{s}(t, d_p) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \exp(-2\pi i f t) [r(f, d_p) - r_0(f)] W_\alpha(f) df, \quad (7)$$

где  $t$  — время,  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$  — минимальная и максимальная частоты в спектре синтезируемого сверхширокополосного импульса соответственно. Интеграл (7) вычислялся с использованием интерполяционной квадратурной формулы Гаусса [36]. При этом интервал интегрирования разбивался на 20 отрезков, на каждом из которых применялись квадратуры Гаусса с 24 узлами [36]. Данное количество разбиений обеспечивало абсолютную погрешность вычисления интеграла (7) на временном интервале от 0 до 20 нс не более, чем  $10^{-2}$ . Окончательно временная форма  $s(t, d_p)$  и верхняя огибающая  $s^a(t, d_p)$  синтезируемого сверхширокополосного импульса могут быть рассчитаны как

$$\dot{s}(t, d_p) = 2\operatorname{Re} \dot{s}(t, d_p), \quad s^a(t, d_p) = 2|\dot{s}(t, d_p)|. \quad (8)$$

Уравнения (7) и (8) реализуют метод синтеза сверхширокополосных импульсов с корректировкой АЧХ и ФЧХ антенны.

Для тестирования предложенного выше способа синтеза сверхширокополосных импульсов был измерен коэффициент отражения  $r(f, d_p)$  от слоя воздушно-сухого песка с толщиной 23,5 см, расположенного на металлическом листе, в случаях, когда слой песка накрывался и не накрывался металлическим листом (1,5 × 1,5 м). Песок с объёмной влажностью 1–2 % и плотностью 1,46 г/см<sup>3</sup> был размещён в квадратном деревянном ящике со сторонами около 2 м. При зондировании в надир нижний торец антенны размещался на различных высотах над границей воздух–песок или воздух–металлический экран.

В качестве примера на рис. 5 приведены временные формы импульсов  $s(t, d_1 = 0,3 \text{ м})$  и  $s^a(t, d_1 = 0,3 \text{ м})$ , рассчитанные на основе формул (6)–(8) с корректировкой и без корректировки ( $W_\alpha(f) \equiv 1$ ) АЧХ и ФЧХ антенны. При вычислении функции окна Чебышёва  $K_\alpha(\omega)$  уровень пульсаций вне полосы пропускания от  $f_{\min} = 1,36$  ГГц до  $f_{\max} = 4,88$  ГГц задавался равным  $\alpha = -55$  дБ. Длительность синтезированного сверхширокополосного импульса с использованием логопериодической антенны и созданного метода составила 0,46 нс (по уровню половины амплитуды огибающей импульса) при уровне шумов вне главной части импульса порядка  $-40$  дБ. Использование корректировки АЧХ и ФЧХ антенны позволяет, более чем в 5 раз сократить длительность синтезируемого сверхширокополосного импульса по сравнению с радиоимпульсом, сформированным без корректировки (см. рис. 5). Синтезированные на основе созданного метода временные формы огибающих сверхширокополосных импульсов, отражённых от слоя песка

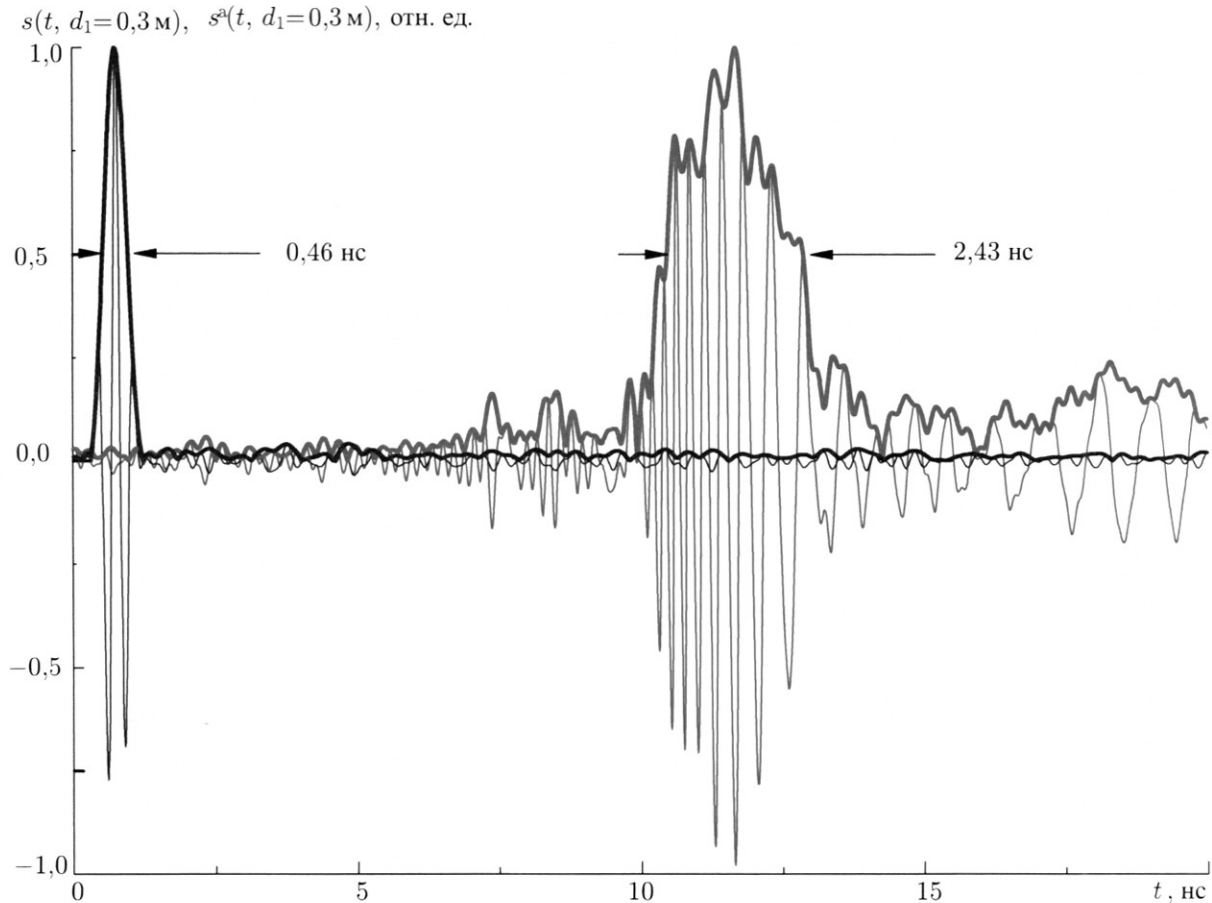


Рис. 5. Временные формы (тонкие линии) и огибающие (толстые линии) зондирующих импульсов до (красные кривые) и после (синие кривые) корректировки АЧХ и ФЧХ логопериодической антенны, нормированные на максимумы амплитуд огибающих соответствующих импульсов

и слоя песка, накрытого металлическим листом, показаны на рис. 6 (высота положения антенны  $d_4 = 0,515 \text{ м}$ ). Времена прихода сверхширокополосных импульсов, отражённых от границы воздух–металлический экран (см. рис. 6, кривая 1) и воздух–песок (см. рис. 6, кривая 2) примерно равны  $2,95 \pm 0,01 \text{ нс}$ . Время прихода сверхширокополосного импульса, отражённого от нижней границы слоя песка (см. рис. 6, кривая 3) равно  $6,00 \text{ нс}$ . Значение показателя преломления  $1,82$ , рассчитанное по времени распространения импульса  $\Delta t = 3,05 \text{ нс}$  внутри слоя песка при известной его толщине, оказалось близко к показателю преломления песка  $1,74$ , измеренному коаксиально-волноводным методом [37] на средней частоте зондирующего импульса. Хорошее совпадение этих оценок также подтверждает работоспособность предложенного метода синтеза сверхширокополосных импульсов.

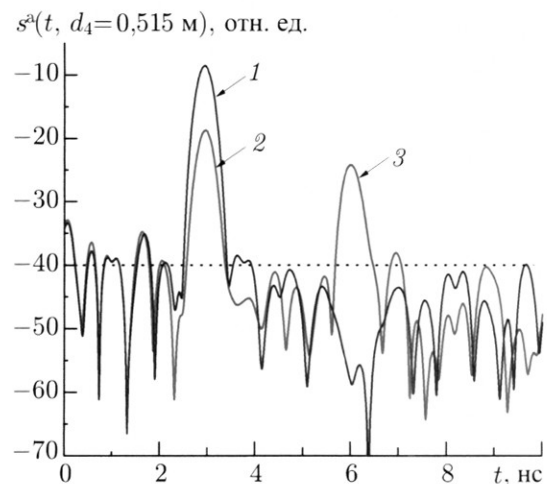


Рис. 6. Огибающие импульсов, отражённых от слоя песка, накрытого металлическим листом (1), и без металлического листа (2 и 3)



## 5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе с использованием векторного анализатора цепей и приёмопередающей широкополосной логопериодической антенны с полосой пропускания от 1,36 до 4,88 ГГц (по уровню  $-10$  дБ) разработан способ синтеза сверхширокополосного импульса с длительностью 0,46 нс (по уровню половины амплитуды огибающей), содержащего полтора периода колебания поля. Предложенный метод синтеза сверхширокополосных импульсов не требует внесения изменений в конструкцию логопериодической антенны и может быть реализован в виде дополнительной программной калибровки антенно-фидерного тракта. Метод может быть использован для приложений дистанционного зондирования сверхширокополосными импульсами подстилающей поверхности с борта малых БПЛА с использованием портативных векторных анализаторов цепей, аналогичных [38].

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда и Красноярского краевого фонда науки (проект 22-17-20042).

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Schartel M., Burr R., Mayer W., et al. // IEEE MTT-S Intern. Conf. Micr. Intel. Mob. 2018. 15–17 April 2018. Munich, Germany. <https://doi.org/10.1109/ICMIM.2018.8443503>
2. Schartel M., Prakasan K., Hügler P., et al. // IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symposium, 22–27 July 2018, Valencia, Spain. P. 8 420–8 423. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2018.8518905>
3. García Fernández M., Álvarez-López Y., Arboleya A.A., et al. // IEEE Access. 2018. V. 6. P. 45 100–45 112. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2863572>
4. Moghaddam M., Prager S., Melebar A., et al. // Earth Science Technology Forum, 24 June 2021. Online. [https://esto.nasa.gov/forums/estf2021/Presentations/June24/Moghaddam\\_GPR\\_ESTF2021.pdf](https://esto.nasa.gov/forums/estf2021/Presentations/June24/Moghaddam_GPR_ESTF2021.pdf)
5. Wu K., Rodriguez G. A., Zajcet M., et al. // Remote Sensing Environment. 2019. V. 235. Art. no. 111456. <https://doi.org/10.1016/j.rse.2019.111456>
6. Wu K., Jacquemin E., Palt L., et al. // NSG2021 27th European Meeting Environmental and Engineering Geophys., 29 August–2 September 2021. Online. <https://doi.org/10.3997/2214-4609.202120117>
7. Luebeck D., Wimmer C., Moreira L. F., et al. // Remote Sensing. 2020. V. 12, No. 5. Art. no. 778. <https://doi.org/10.3390/rs12050778>
8. Jenssen R. O. R., Jacobsen S. K. // Remote Sens. 2021. V. 13. Art. no. 2610. <https://doi.org/10.3390/rs13132610>
9. Музалевский К. В. // Журнал радиоэлектроники. 2021. № 8. С. 1–16. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.8.1>
10. Šipoš D., Gleich D. // Sensors. 2020. V. 20, No. 8. Art. no. 2 234. <https://doi.org/10.3390/s20082234>
11. García Fernández M., Álvarez-Narciandi G., Álvarez-López Y., et al. // ISPRS J. Photogrammetry and Remote Sensing. 2022. V. 189. P. 128–142. <https://doi.org/10.1016/j.isprsjprs.2022.04.014>
12. Heinzl A., Schartel M., Burr R., et al. // Proc. SPIE 2019. V. 11003, Radar Sensor Technology XXIII. Art. no. 1100304. <https://doi.org/10.1117/12.2518587>
13. Hou J., Yan Y., Cong P., et al. // IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science. 2021. V. 719. Art. no. 042074. <https://doi.org/10.1088/1755-1315/719/4/042074>

14. García Fernández M., Álvarez-López Y., Las-Heras F., et al. // Remote Sensing. 2019. V. 11, No. 20. Art. no. 2357. <https://doi.org/10.3390/rs11202357>
15. Ludeno G., Catapano I., Rengab A., et al. // Rem. Sens. of Envir. 2018. V. 212. P. 90–102. <https://doi.org/10.1016/j.rse.2018.04.040>
16. Fasano G., Catapano I., Rengab A., et al. // Intern. Conf. Unmanned Aircraft Systems (ICUAS). 13–16 June 2017, Miami, USA. P. 1316–1323. <https://doi.org/10.1109/ICUAS.2017.7991432>
17. Yarlequé M. A., Alvarez S., Martínez H. J., et al. // Int. Conf. Electr. Adv. Appl. 2017. 11–15 September 2017, Verona, Italy. P. 1646–1648. <https://doi.org/10.1109/ICEAA.2017.8065606>
18. Burr R., Schartel M., Schmidt P., et al. // IEEE MTT-S Int. Conf. Micr. Int. Mob. 2018. 15–17 April 2018, Munich, Germany. <https://doi.org/10.1109/ICMIM.2018.8443526>
19. Merli F., Zurcher J.-F., Freni A., Skrivervik A. K. // IEEE Trans. Ant. Prop. 2009. V. 57, No. 11. P. 3458–3466. <https://doi.org/10.1109/TAP.2009.2027140>
20. Khaleghi A., Farahani H. S., Balasingham I. // IEEE Ant. Wir. Prop. Lett. 2011. V. 10. P. 967–970. <https://doi.org/10.1109/LAWP.2011.2167735>
21. Sörgel W., Wiesbeck W. // EURASIP J. Applied Signal Proc. 2005. V. 3. P. 296–305. <https://doi.org/10.1155/ASP.2005.296>
22. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М. : Сов. радио, 1974. 536 с.
23. Финкельштейн М. И., Карпухин В. И., Кутев В. А., Метелкин В. Н. Подповерхностная радиолокация. М. : Радио и связь, 1994. 216 с.
24. Daniels D. J. Ground penetrating radar. London : The Institution of Electrical Engineers, 2004. 761 p.
25. Rulikowski P., Barrett J. // IEEE Micr. Wir. Comp. Lett. 2008. V. 18, No. 5. P. 356–358. <https://doi.org/10.1109/LMWC.2008.922131>
26. García Fernández M., Álvarez-López Y., de Mitri A., et al. // Remote Sensing. 2020. V. 12, No. 11. Art. no. 1833. <https://doi.org/10.3390/rs12111833>
27. Robinson L. A., Weir W. B., Young L., et al. // Proc. IEEE. 1974. V. 62, No. 1. P. 36–44. <https://doi.org/10.1109/PROC.1974.9383>
28. Финкельштейн М. И., Кутев В. А. // Радиотехника и электроника. 1972. № 10. С. 2107–2112.
29. Mikhnev V. A., Vainikainen P. // IEEE Trans. Geos. Rem. Sens. 2003. V. 41, No. 1. P. 75–80. <https://doi.org/10.1109/TGRS.2002.808060>
30. Lambot S., Slob E. C., van den Bosch I., et al. // IEEE Trans. Geos. Rem. Sens. 2004. V. 42, No. 11. P. 2555–2568. <https://doi.org/10.1109/TGRS.2004.834800>
31. Tsang L., Kong J. A., Ding K.-H. Scattering of electromagnetic waves: theories and applications. Hoboken : John Wiley & Sons, Inc., 2001. V. 1. 440 p.
32. Марков Г. Т., Чаплин А. Ф. Возбуждение электромагнитных волн. М. : Радио и связь, 1983. 296 с.
33. Kee C. Y., Wang C. // IEEE Int. Symp. Ant. Prop. & USNC/URSI Nat. Rad. Sci. Meet. 9–14 July 2017, San Diego, USA. P. 1357–358. <https://doi.org/10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072721>
34. Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. М. : Сов. радио, 1960. 497 с.
35. Harris F. J. // Proc. IEEE. 1978. V. 66, No. 1. P. 51–83. doi: 10.1109/PROC.1978.10837.
36. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. М. : Наука, 1979. 832 с.
37. Mironov V. L., Molostov I. P., Lukin Y. I., Karavaisky A. Y. // Intern. Siberian Conf. Control and Communications (SIBCON). 12–13 September 2013, Красноярск, Россия. <https://doi.org/10.1109/SIBCON.2013.6693609>

38. [https://planarchel.ru/catalog/analizatory\\_tsepey\\_vekturnye/vektornye\\_reflektometry\\_serii\\_caban/reflektometr-vektorny-caban-r60/](https://planarchel.ru/catalog/analizatory_tsepey_vekturnye/vektornye_reflektometry_serii_caban/reflektometr-vektorny-caban-r60/)

Поступила в редакцию 11 апреля 2022 г.; принята в печать 31 августа 2022 г.

## SYNTHESIS OF AN ULTRA-WIDEBAND PULSE BY A LOG-PERIODIC ANTENNA WITH CONTINUOUS EXCITATION BY HARMONIC OSCILLATIONS

*K. V. Muzalevsky*

We propose a method for synthesizing ultra-wideband pulses using the vector analyzer of networks and a wideband transceiver log-periodic antenna. The transfer characteristic of the antenna-feeder transmission line of the system is described by a model of the four-pole network whose matrix  $S$ -elements were calibrated at at least two altitudes of the antenna location above the reflecting surface (metal sheet). The proposed method of calibrating the transfer characteristic of a log-periodic antenna allows one to minimize the amplitude- and phase-frequency distortions, which are introduced to the sensing pulse by the antenna. Using the developed method, we experimentally demonstrate a possibility of synthesizing an ultra-wideband pulse with a duration of 0.46 ns for the level of half an amplitude of the envelope (a pulse contains several field oscillations) using a log-periodic antenna with the transmission band from 1.36 to 4.88 GHz (for the level  $-10$  dB). This method is specially developed for creating miniature radar systems using portable vector analyzers of networks and log-periodic antennas for the applications of remote sensing of an underlying surface from onboard small-size unmanned flying vehicles.