

УДК 621.396.96

В.В. Воинов¹, Г.В. Ермаков¹, М.Г. Иванец¹, И.Г. Леонов²¹ Харьковський університет Воздушних Сил ім. І. Кожедуба, Харків² Національний технічний університет "ХПИ", Харків

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И АНАЛИЗ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА, ПОЛУЧЕННОГО МЕТОДОМ МНОГОЧАСТОТНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО ФОРМИРОВАНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НАБОРА ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН

В статье рассматривается вариант устранения одного из основных недостатков сверхширокополосного радиолокационного сигнала – его малой средней мощности. Анализируется возможность многочастотного формирования СШП сигнала путём сложения в пространстве простых гармонических электромагнитных колебаний. Изучается автокорреляционная функция многочастотного сигнала на различных направлениях относительно излучающей антенной системы. Сделан вывод о возможности многочастотного пространственного формирования СШП радиолокационного зондирующего сигнала с помощью антенной системы, состоящей из частотнонезависимых элементов.

Ключевые слова: сверхширокополосный радиолокационный сигнал, пространственное формирование, логопериодическая вибраторная антенна.

Введение

Общая постановка проблемы. Традиционные радиотехнические системы работают в узкой полосе частот и используют в качестве несущего колебания для передачи информации гармонические (синусоидальные) сигналы. Так сложилось исторически, поскольку LC цепь является самой простой электрической колебательной системой, которая позволила легко выполнять частотную селекцию необходимых сигналов, а синусоида является собственным колебанием этого контура. С тех пор частотная селекция остаётся основным способом разделения радиоканалов, а большинство радиотехнических систем работает в полосе частот, которая намного меньше, чем их несущая частота. Отметим, что узкополосность сигнала значительно упрощает его математическое описание. При таких широко используемых преобразованиях, как сложение, вычитание, дифференцирование и интегрирование, их форма, определяемая гармоническим законом исходного несущего колебания, практически не изменяется. Преобразованные сигналы отличаются только амплитудой и сдвигом во времени (фазой).

Однако узкая полоса частот ограничивает информативность радиотехнических систем, поскольку количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально этой полосе. Для повышения информационных возможностей системы необходимо расширять её полосу частот [1].

Анализ публикации. Определив ширину спектра сигнала как $\Delta f = f_B - f_H$ и среднюю частоту как $f_0 = (f_B + f_H)/2$, в [2] вводится понятие показателя широкополосности сигнала:

$$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \cdot \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H}, \quad (1)$$

где f_B, f_H – соответственно верхняя и нижняя частота широкополосного сигнала.

Радиолокационные системы и сигналы, для которых ширина спектра Δf сопоставима с его средней частотой f_0 ($\mu \approx 1$), называются сверхширокополосными (СШП).

В США в 1990 году Комиссией Управления перспективных военных НИОКР министерства обороны США (DARPA) также введено понятие "сверхширокополосный" [1]. К сверхширокополосным отнесены системы и сигналы, для которых относительная полоса частот

$$\eta = \frac{\mu}{2} = \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H} \quad (2)$$

лежит в пределах $0,25 < \eta \leq 1$.

Оба эти определения в настоящее время используются весьма широко. Однако анализ работ, связанных с построением СШП систем, показывает, что далеко не все сигналы, попадающие под указанные определения, обладают свойствами сверхширокополосных. В то же время эти свойства проявляются всегда, когда пространственная протяженность сигнала st (s – скорость света, $t = 1/\Delta f$ – длительность простого сигнала или ширина его автокорреляционной функции) становится намного меньше L – размера излучающей (приёмной) апертуры или размера объекта, отражающего сигнал. Поэтому выполнение условия $L \gg st$ позволяет более обоснованно отнести сигналы и системы к классу сверхширокополосных.

Несмотря на то, что пиковые мощности сигналов, возбуждающих СШП антенны достигают единиц – десятков киловатт, (иногда доходя до нескольких гигаватт) [10], из-за малой длительности процесса излучения таких сигналов, энергия, заключенная в них, невелика. Существенно менее мощные узкополосные сигналы излучаются значительно большее время, перенося в итоге больше энергии, что способствует увеличению дальности действия канала передачи. В процессе приёма узкополосного сигнала, принимаемая энергия всех периодов суммируется в колебательном контуре приёмной системы. В результате при приёме амплитуда сигнала растёт, а амплитуда шумов, поступивших на вход приёмника, снижается. Для приёма СШП сигналов обычно используют стробоскопический преобразователь, который позволяет измерять временные параметры импульсов нано- и пикосекундной длительности. Но при таком преобразовании теряется существенная часть энергии сигнала. Шумы при этом не уменьшаются. Такое различие в принципах передачи и приёма УП и СШП сигналов обусловило тот факт, что большинство разрабатываемых в данный момент и производимых промышленностью СШП систем – это системы, как правило, ближнего радиуса действия: канал передачи данных "последняя миля", радиолокационное зондирование грунта, медицинские локаторы, локаторы обнаружения объектов за оптически непрозрачными преградами, и т.д.

Один из путей преодоления проблемы повышения энергетических характеристик СШП систем, предложенный Х.Ф. Хармутом в работе [5], представляет собой использование резонансных излучателей и селективных приёмников периодических волн. Суть предложения состоит в том, чтобы при помощи линий задержки и усилительных элементов добиться, чтобы каждый очередной сигнал из периодической последовательности СШП импульсов, попадая в область возбуждения антенны, оказывался синхронным и синфазным с предыдущими сигналами. В этом случае возможно суммирование энергии принятых импульсов и излучение практически всей подводимой к излучающей антенне энергии так же, как и в резонансном колебательном контуре и резонансной антенне. Несмотря на высокий потенциал, эта идея до сих пор не реализована на практике.

В данной работе анализируется возможность наращивания средней мощности радиолокационного СШП сигнала путём его формирования многочастотным способом. Путь увеличения энергии сигнала аналогичен предложенному Х.Ф. Хармутом и заключается в следующем: сигнал предлагается формировать не одним генератором, а набором узкополосных генераторов, каждым из которых запитывается одна широкополосная антенна. Момент начала и окончания излучения гармоник генерато-

рами должен быть строго синхронизирован в соответствии с определённым законом. Складываясь в пространстве, эти гармоники будут образовывать сигнал в виде пачки ультракоротких импульсов. Длина такой пачки определяется длительностью излучения набора гармоник, а параметры ультракоротких импульсов – количеством и амплитудой (законом распределения амплитуд) частотных составляющих. Направление исследования многочастотного формирования пачки СШП сигналов в интересах радиолокации является новым, поэтому отдельное внимание следует уделить разработке антенной системы для излучения такого типа сигналов.

Целью статьи является оценка параметров автокорреляционной функции пачки сигналов ультракороткой длительности, полученной методом многочастотного пространственного формирования.

В качестве антенной системы для формирования такого многочастотного сигнала (МЧС), рассматривается "линейка" логопериодических антенн.

Изложение материалов исследований

Особенностью всего класса многочастотных сигналов, состоящих из одинаковых по амплитуде частотных составляющих, является наличие периодического спектра. Поэтому есть принципиальная возможность рассматривать МЧС как сигналы, средние частоты составляющих которых являются гармониками Фурье. Этот подход позволяет ввести единые параметры для всего класса сигналов. С этой целью при описании и проведении сравнительного анализа МЧС сигналов в качестве ортогональной системы будем использовать базис тригонометрических функций с интервалом ортогональности (периодом) [9] $T = 1/F$, где F – так называемая фундаментальная частота, равная разности любых двух соседних частот, излучаемых антенной системой.

Традиционно, многочастотный сигнал записывается в виде:

$$U(t) = \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(t) e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_0)} \right\}, \quad (3)$$

где $\dot{U}(t) = \sum_{\gamma=-M}^M \dot{A}(\gamma) e^{j2\pi\gamma \cdot t/T}$ – комплексная огибающая многочастотного сигнала; f_0 – несущая (средняя) частота сигнала; φ_0 – его начальная фаза, $\dot{A}(\gamma)$ – весовая функция (в общем случае может быть комплексной величиной); M – половина количества частот.

В качестве примера рассмотрим многочастотный сигнал со следующими характеристиками: фундаментальная частота $F=0,2$ ГГц; несущая частота максимальная 4 ГГц, несущая частота минимальная 2 ГГц, весовая функция сигнала – прямоугольник,

время наблюдения сигнала в пространстве – 10 Нс

Для данного примера поле многочастотного сигнала в дальней зоне будет иметь вид, представленный на рис. 1 (количество гармоник – 11).

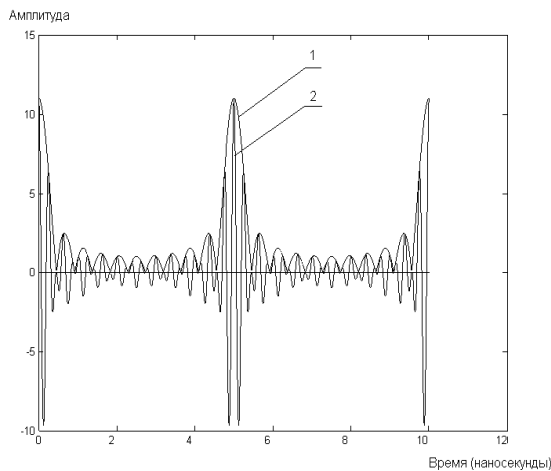


Рис. 1. Ультракраткий импульс из состава пачки, сформированной пространственным сложением 11 гармоник (1 – огибающая сигнала, 2 – суммарный сигнал)

Сигнал в пространстве представляет собой пачку коротких импульсов, длительность которой зависит от длительности излучения набора гармоник. Свойства же отдельного короткого импульса, который изображен на рисунке, определяются параметрами самих гармоник: их амплитудой и фазой.

Порядок определения автокорреляционной функции сигнала

Автокорреляционная функция (АКФ) – это зависимость выходного напряжения согласованного приёмника от ожидаемых параметров β , когда принимается сигнал с параметрами $\tilde{\beta}$, причём шумами (помехой) практически можно пренебречь [6]. Частным случаем АКФ является время-частотная АКФ, зависящая от параметров β_B (времени запаздывания и доплеровской частоты):

$$r_B(\beta_B, \tilde{\beta}_B) = \frac{1}{2\mathcal{E}_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{X}(t, \tilde{\beta}_B) \dot{X}^*(t, \beta_B) dt \right|, \quad (4)$$

где $\mathcal{E}_0 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{X}(t, \beta_B) \right|^2 dt$ – энергия сигнала, принятая одним элементом антенной решетки; $\dot{X}(t, \tilde{\beta}_B)$ – принимаемый сигнал; $\dot{X}^*(t, \beta_B)$ – ожидаемый сигнал.

В общем случае, время-частотная АКФ зависит от четырёх параметров: время задержки t_3 , \tilde{t}_3 , и частота Доплера F_D , \tilde{F}_D . Сечение АКФ вертикальной плоскостью $F_D = 0$ описывается выражением [6]:

$$r(\tau, 0) = \frac{1}{2\mathcal{E}_0} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_u(f) e^{j2\pi f\tau} df \right|^2, \quad (5)$$

где $\dot{G}_u(f)$ – частотный спектр сигнала.

АКФ представляет собой преобразование Фурье от квадрата амплитудно-частотного спектра. При ограниченной полосе спектра сигнала это сечение имеет вид импульса шириной $1/\Delta f$, где Δf – ширина спектра сигнала.

Известно [6], что два сигнала одинаковой формы, у которых все параметры, кроме времени задержки, одинаковы, разрешаются (в релейском смысле), если разность времени запаздывания равна

$$\delta\tau = \frac{1}{2\Delta f}.$$

Величину $\delta\tau$ называют мерой разрешающей способности по времени запаздывания.

Таким образом, АКФ позволяет судить о разрешающей способности сигнала по его спектральному составу.

Судить о спектральном составе излученного сигнала можно, исходя из анализа свойств излучающей антенной системы. Для этого заранее допустим, что каждый генератор из состава многочастотной излучающей системы идеален и не вносит предискажений в формируемый им гармонический сигнал. Линия связи также идеальна и единственный фильтр, находящийся между генератором и пространством, это антенна. Поэтому в дальнейшем более подробно рассмотрим антенную систему, состоящую из набора логопериодических излучателей.

Методика расчёта антенны для формирования многочастотного сигнала

Выражение для ненормированной диаграммы направленности логопериодической вибраторной антенны (ЛПВА) имеет вид диаграммы направленности антенной решетки [7]:

$$f(\theta, \varphi) = 60 \sum_{n=1}^N f_n(\theta, \varphi) \cdot e^{-j(kl_n \sin \theta \sin \varphi)} \quad (6)$$

где $f_n(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности n-го вибратора антенны; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; N – количество вибраторов в антенне, остальные обозначения ясны из рис. 2.

Выражение для диаграммы направленности одиночного вибратора полностью определяется выбранным законом распределения тока по вибратору. Для синусоидального приближения закона распределения тока по вибратору диаграмма направленности одиночного вибратора имеет вид

$$f(\theta, \varphi) = I_n \frac{\cos(kh_n \sin \theta \cos \varphi - \cos kh_n)}{\sin kh_n \sqrt{1 - (\sin \theta \cos \varphi)^2}}. \quad (8)$$

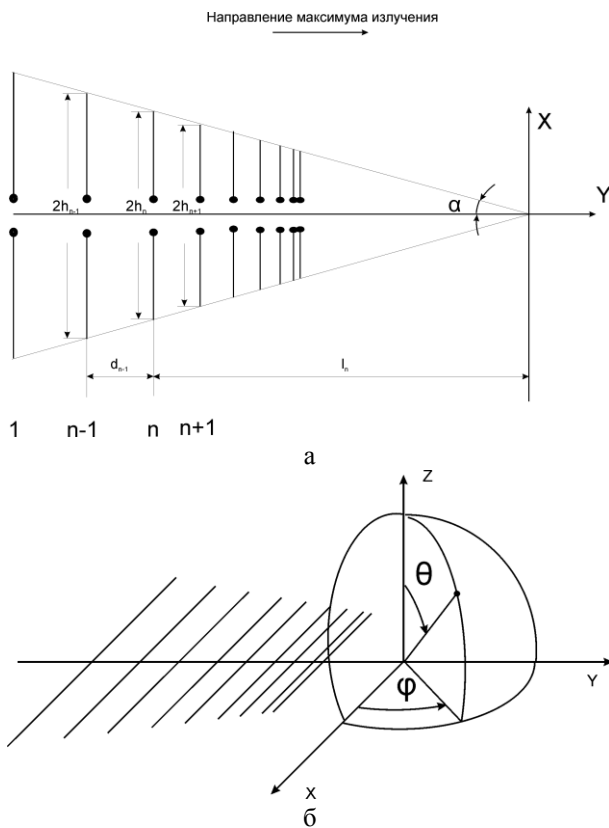


Рис. 2. Схема расположения вибраторов ЛПВА (а) и система координат (б)

Для построения логопериодической структуры зададимся изначально необходимыми геометрическими параметрами: α – угол между осью антенны и линией, проходящей через концы вибраторов и ν – коэффициент подобия элементов антенны.

Угол раскрытия логопериодической структуры берем $2\alpha = 15^\circ$, исходя из наименьшей ширины диаграммы направленности (экспериментальные графики приведены в [8]) и практических рекомендаций специалистов. Исходя из необходимости обеспечить наличие 11 резонансных вибраторов в диапазоне от 2 до 4 ГГц, выбираем коэффициент подобия $\nu = 0,935$ [8].

Частота изменяется согласно заданных условий от 2 до 4 ГГц, следовательно длина волны – меняется от наибольшей – 15 см до наименьшей – 7,5 см, соответственно длины резонансных вибраторов – 7,5 см до 3,75 см.

Для расчета геометрических параметров антенны, так же как и для всех последующих расчетов, приведенных в статье, был использован пакет программ "Matlab 7".

Учитывая, что для стабилизации диаграммы направленности на всех частотах, кроме определенного количества резонансных вибраторов, необходимо предусмотреть наличие:

– дополнительно одного большего вибратора, который выполняет роль рефлектора для работы на наименьшей частоте;

– трёх меньших вибраторов, которые выполняют направляющие функции системы для работы на наименьшей частоте.

Следовательно, для получения стабильной диаграммы направленности антенны, работающей на 11 частотах, необходимо наличие 15 вибраторов, из которых резонансными (активными) являются (считая от основания логопериодической структуры) с 2 по 12-й.

Для изучения принципа многочастотного пространственного формирования рассматриваем модель антенной системы, состоящую из 11 элементарных идентичных логопериодических излучателей (по числу частот). Излучатели расположены вдоль вертикальной линии, поляризация горизонтальная (рис. 3).

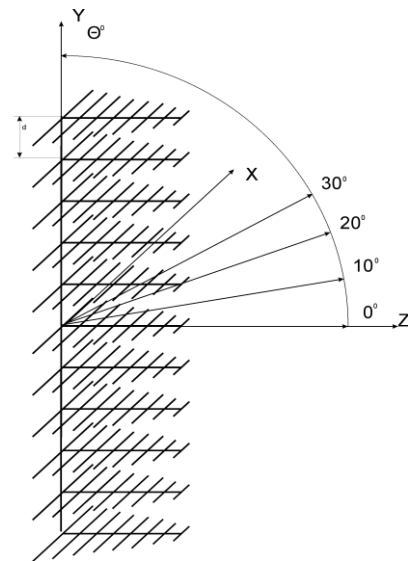


Рис. 3. Антенная система с излучателями в виде ЛПВА

Используя принцип суперпозиции, можно определить суммарное поле системы излучателей в указанных направлениях в плоскости OYZ. При расчёте суммарного поля системы, поля многочастотного сигнала, его АКФ, допускаются следующие упрощения:

не учитывается взаимное влияние отдельных элементарных излучателей;

не учитывается фазовый набег гармоник от различных излучателей при формировании МЧС.

Расчёт АКФ

Двумерная корреляционная функция многочастотного простого сигнала при $0 < t < t_c$ [9]:

$$R(t, F_D) = kT \left(1 - \frac{|t|}{kT} \right) \sum_{\gamma=-N}^N \sum_{\mu=-N}^N \dot{A}(\gamma) A(\mu)^* \times \frac{\sin \left(k\pi F_D T + \gamma - \mu \left(1 - \frac{|t|}{kT} \right) \right)}{k\pi F_D T + \gamma - \mu \left(1 - \frac{|t|}{kT} \right)} e^{j \left(\pi F_D T + \mu + \gamma \frac{t}{T} \right)} \quad (9)$$

где t – время; F_D – частота Доплера; T – фундаментальный период; γ, μ – номер частотной составляющей (гармоники) сигнала и фильтра соответственно; $A(\gamma), A(\mu)$ – комплексные весовые функции сигнала и согласованного фильтра, соответственно.

Максимального значения АКФ многочастотного сигнала, формируемого в пространстве, достигает в точке $F_D = F_{D\text{средн}}$ и $t = t_{\text{средн}}$. Поэтому для анализа разрешающей способности сигнала по дальности исследуем сечение время-частотной автокорреляционной функции плоскостью $F_D = F_{D\text{средн}}$. Вид сечения [6] в общем случае описывается формулой (5) и представлен на рис. 4.

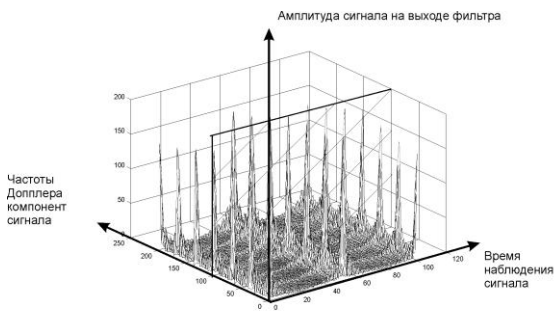


Рис. 4. Сечение время-частотной АКФ многочастотного сигнала плоскостью $F = F_{\text{средн}}$

Особенностью логопериодической вибраторной антенны является то, что при изменении частоты форма диаграммы направленности не меняется. То есть она является частотнонезависимой антенной [8]. Для расчёта МЧС, полученного с использованием набора из 11 антенн, каждая из которых работает на своей частоте, (рис. 3) воспользуемся условиями, приведенными выше. Набор диаграмм направленности логопериодических антенн, составляющих исследуемую систему, представлен на рис. 5.

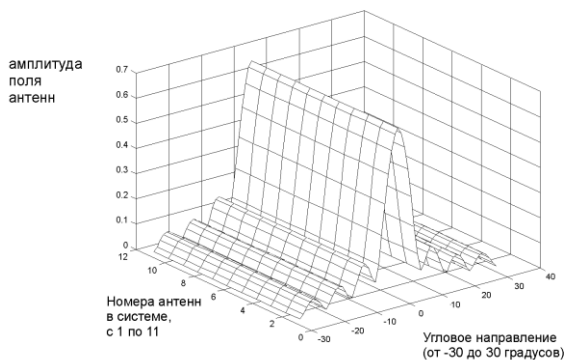


Рис. 5. Распределение амплитуд поля монохроматических гармоник (диаграмм направленности антенн)

Для оценки вклада отдельного элемента в виде ЛПВА, в суммарное поле в определённом направлении, целесообразно построить сечение распределения (рис. 5) плоскостями $\theta = \theta_i$, где $\theta_i = 0, 10, 20,$ и 30 градусов. В результате получается набор амплитуд гармоник электромагнитной энергии в любом из

направлений в пределах диаграммы направленности. На рис. 6 изображен набор распределения амплитуд поля монохроматических гармоник многочастотной антенной системы на $\theta = 0^\circ$, что соответствует направлению нормали (рис. 3).

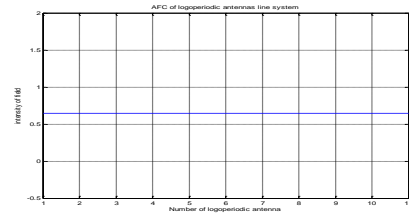


Рис. 6. Распределение амплитуд поля монохроматических гармоник многочастотной антенной системы при $\theta = 0^\circ$

Путём преобразования Фурье (выражение 3), определяем форму сигнала, получаемого сложением в пространстве предлагаемого набора гармоник.

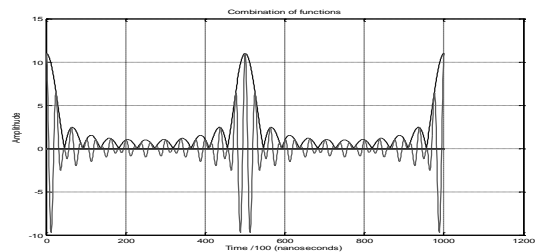


Рис. 7. Форма сигнала в пространстве при $\theta = 0^\circ$

Автокорреляционные функции, рассчитанные в соответствии с (9) для угловых направлений $0, 10, 20$ и 30 градусов к нормали системы, представлены на рис. 8 – 11.

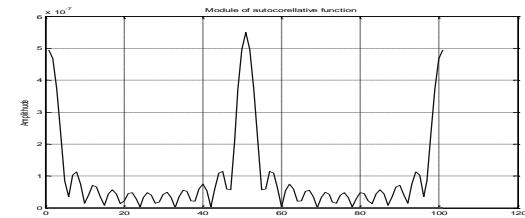


Рис. 8. АКФ сигнала при $\theta = 0^\circ$

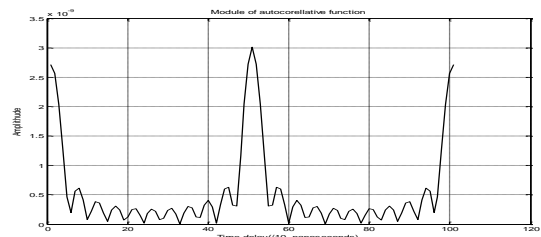


Рис. 9. АКФ сигнала при $\theta = 10^\circ$

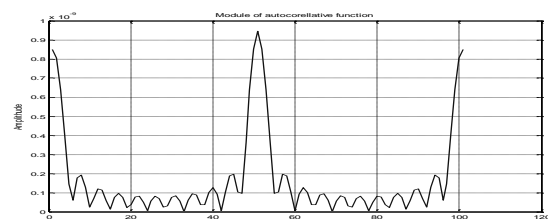
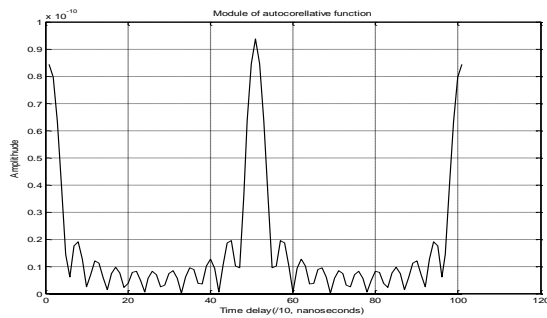


Рис. 10. АКФ сигнала при $\theta = 20^\circ$

Рис. 11. АКФ сигнала при $\theta = 30^\circ$

Оценка АКФ в различных угловых направлениях

Известно [6], что разрешающая способность РЛС по дальности определяется мерой $\delta r = c \cdot \delta \tau / 2 = c / 4 \Delta f$ и зависит от ширины спектра сигнала, а не от его длительности. В свою очередь, $\delta \tau = 1 / 2 \Delta f$ определяется на уровне $R = 0,5 R_{\max}$ (9).

Таким образом, анализируя АКФ сигнала в различных угловых направлениях, можно заметить, что разрешающая способность по дальности одинакова на каждом из них, но существенно (на 3 порядка) уменьшается её амплитуда при приближении к краю оцениваемого углового диапазона диаграммы направленности антенны.

Выводы

Анализ амплитуды излученного сигнала и его АКФ показывает, что СШП сигнал, формируемый МЧ системой, отвечает требованиям разрешающей способности во всём диапазоне углов ДН отдельного элемента излучающей системы. К краям сектора, в котором производилось исследование, интенсивность АКФ падает на 3 порядка.

Таким образом, система логопериодических вибраторных антенн пригодна для формирования многочастотного зондирующего сигнала РЛС в виде

пачки импульсов ультракороткой длительности; диапазон углов формирования данного сигнала следует ограничить шириной главного лепестка диаграммы направленности единичного излучателя по половинной мощности.

Список литературы

1. Иммореев И.Я. Возможности и особенности сверхширокополосных радиосистем / И.Я. Иммореев // Прикладная радиоэлектроника. – 2002. – Том 1, № 2. – С. 122-125.
2. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л. Астанин, А. Костылев. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
3. Активные фазированные антенные решетки / А.Н. Братчиков, Д.И. Воскресенский, В.И. Кошелев, Я.С. Шифрин и др.; под ред. Д.И. Воскресенского и Д.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
4. Почанин Г.П. СШП антенны. Достижения, проблемы, перспективы / Г.П. Почанин // Сборник материалов конференции МРФ. – 2008. – Том 1, часть 2. – С. 5-8.
5. Хармут Х.Ф. Теория секвентного анализа: основы и применения / Х.Ф. Хармут. – М.: Мир, 1980. – 575 с.
6. Алмазов В.Б. Основы теории радиолокации / В.Б. Алмазов. – Х.: ВИРТА, 1992. – 204 с.
7. Петров Б.М. Логопериодические вибраторные антенны / Б.М. Петров, Г.И. Костромитин, Е.В. Горемыкин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 239 с.
8. Базарнов П.А. Коротковолновые антенны (курс лекций) / П.А. Базарнов. – Х.: ВИРТА, 1978. – 64 с.
9. Леонов И.Г. Связь структуры и свойств многочастотных пространственно-временных сигналов с параметрами модуляции и характеристиками активной ФАР / И.Г. Леонов, А.Ф. Шевченко, Ю.Н. Седышев, В.А. Тютюнюк // Системи обробки інформації. – Х.: ХУ ПС, 2008. – № 5 (72). – С. 75-83.
10. Ермаков Г.В. Электродинамический анализ сверхширокополосных структур поверхностного типа / Г.В. Ермаков. – Х.: Радиотехника, 2000. – Вып. 115. – С. 18-21.

Поступила в редколлегию 14.07.2009

Рецензент: д-р техн. наук, проф. И.И. Обод, Национальный технический университет "ХПИ", Харьков.

МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ І АНАЛІЗ АВТОКОРЕЛЯЦІЙНОЇ ФУНКЦІЇ НАДШИРОКОСМУГОВОГО СИГНАЛУ, ОТРИМАНОГО МЕТОДОМ БАГАТОЧАСТОТНОГО ПРОСТОРОВОГО ФОРМУВАННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ НАБОРУ ЛОГОПЕРІОДИЧНИХ ВІБРАТОРНИХ АНТЕН

В.В. Воїнов, Г.В. Єрмаков, М.Г. Іванець, І.Г. Леонов

У статті розглядається варіант усунення одного з основних недоліків надширокопasmового радіолокаційного сигналу – його малої середньої потужності. Аналізується можливість багаточастотного формування НШС сигналу шляхом складання в просторі простих гармонійних електромагнітних коливань. Вивчається автокореляційна функція багаточастотного сигналу на різних напрямках відносно випромінюючої антенної системи. Зроблений висновок про можливість багаточастотного просторового формування НШС радіолокаційного зондуючого сигналу за допомогою антенної системи, що складається з частотнезалежних елементів.

Ключові слова: надширокопasmовий радіолокаційний сигнал; просторове формування; логоперіодична вибраторна антена.

METHOD OF CALCULATION AND ANALYSIS OF AUTOCORRELATION FUNCTION OF ULTRAWIDEBAND SIGNAL, WHICH GOT BY MULTIFREQUENCY SPATIAL FORMING WITH THE USE OF LOGOPERIODIC VIBRATOR AERIALS COLLECTION METHOD

V.V. Voinov, G.V. Yermakov, M.G. Ivanets, I.G. Leonov

The variant of one removal of the basic imperfection of radio-location signal - his small middle power is examined in the article. Possibility of UWB signal multifrequency forming by the way of addition in space of simple harmonic electromagnetic vibrations is analysed. The autocorrelation function of multifrequency signal is studied on different directions in relation to the radiative aerial system. A conclusion about possibility of the multifrequency spatial forming of UWB radio-location probing signal by the aerial system, consisting of allpass elements is done.

Keywords: ultrawideband radio-location signal; spatial forming; logoperiodic vibrator aerial.