

теме Чуа аддитивные низкочастотные шумы вызывают разрушение первоначальной структуры негармонических спектров без воздействий.

4. Анализ многомерных негармонических дробно-степенных спектров управляемых формирователей псевдослучайных сигналов позволяет определить эффективность стабилизирующих воздействий при действии комплекса шумов, и позволяет организовать оперативную диагностику состава текущих мод формирователей псевдослучайных сигналов. Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект РФФИ №10-08-00178-а).

Литература

1. Афанасьев В.В., Логинов С.С., Польский Ю.Е. Формирование псевдослучайных сигналов с управляемыми корреляционными характеристиками на основе систем с динамическим хаосом // ИКТ. Т.6, №2, 2008. – С. 19-22.
2. Анищенко В.С., Вадивасова Т.Е., Стрелкова Г.И. Влияние шума на хаотические системы // Флуктуации и шумы в сложных системах живой и неживой природы. Казань: Изд. Минобрнауки РТ, 2008. – С. 45-91.
3. Дмитриев А., Панас А. Динамический хаос. Новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. – 252 с.
4. Афанасьев В.В., Польский Ю.Е. Методы анализа, диагностики и управления поведением нелинейных устройств и систем с фрактальными процессами и хаотической динамикой. Казань: Изд. КГТУ, 2004. – 219 с.
5. Афанасьев В.В., Логинов С.С. Диагностика электронных динамических систем на основе негармонических дробностепенных спектров // Флуктуации и шумы в сложных системах живой и неживой природы. Казань: Изд. Минобрнауки РТ, 2008. – С. 311-334.
6. Афанасьев В.В., Логинов С.С., Ценцевицкий А.А. Дробно-степенные спектры сигналов систем с хаотической динамикой // Вестник КГТУ им. А.Н.Туполева. Вып. 4(52), 2008. – С. 42-47.
7. Патент РФ №2335842. Способ формирования хаотической последовательности псевдослучайных сигналов / Афанасьев В.В., Логинов С.С., Польский Ю.Е. от 13.11.2006. Опубл. 10.10.2008, бюл. №28.

MULTIDIMENSIONAL NON-HARMONIC SPECTRUMS IN DIAGNOSTICS OF THE CHAOTIC PSEUDORANDOM GENERATORS

Afanasjev V.V., Loginov S.S.

Lorenz and Chua nonlinear dynamic systems based pseudorandom consequences generators are considered. Multidimensional non-harmonic spectrums in diagnostics of the chaotic systems signals are discovered.

Keywords: *non-harmonic analysis, dynamic chaos, quasi-resonance control influences.*

Афанасьев Вадим Владимирович, д.т.н., профессор Кафедры радиоэлектронных и квантовых устройств (РКУ) Казанского государственного технического университета (КГТУ) им. А.Н.Туполева. E-mail: vafv@reku.kstu-kai.ru

Логинов Сергей Сергеевич, к.т.н., доцент Кафедры РКУ КГТУ им. А.Н.Туполева. E-mail: vafv@reku.kstu-kai.ru

УДК 621.396

БИСТАТИЧЕСКИЙ РАДИОЛОКАТОР С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, ПАРАЗИТИРУЮЩИЙ НА СИГНАЛАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Борисенков А.В., Горячкин О.В., Долгополов В.Н., Женгуров Б.Г.

В статье описывается система получения радиолокационного изображения (РЛИ) с использованием в качестве зондирующего сигнала ТВ-вещания по схеме бистатической РСА. Приводится описание основных функциональных и конструкторских особенностей аппаратуры, рассмотрен алгоритм формирования РЛИ. Также приведены результаты, полученные в ходе проведенного натурального эксперимента.

Ключевые слова: радиолокация, радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА), многопозиционная РСА, паразит, радиолокационное изображение, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), гауссовский сигнал.

Введение

Последние годы характеризуются развитием новых технологий радиолокации, в основе которых

положен симбиоз методов синтеза апертуры антенны и многопозиционного наблюдения (МПРСА). Данные системы позволяют не только обнаруживать объекты в пространстве, определять их координаты и характеристики, но и реализовывать технологию радиовидения протяженных объектов в трехмерном пространстве наблюдения. Все это создает предпосылки для создания новых типов сетевых систем радиолокационного наблюдения, использующих элементы космического, авиационного, мобильного и стационарного наземного базирования.

Среди МПРСА особенный интерес представляют системы, получившие в литературе название «РСА-паразиты», поскольку для решения целевой задачи эти системы используют чужие радиосигналы, иногда сигналы радиосистем, не являющихся собственно радиолокаторами. Например, это могут быть системы спутниковой навигации, системы космической связи, системы радио- и ТВ-вещания и т.п. Такой подход к созданию МПРСА привлекателен в экономическом отношении, так как часть элементов системы уже развернута. Кроме того, создаваемые элементы МПРСА могут быть пассивными, что обеспечивает высокую скрытность разворачиваемой системы, что, в свою очередь, может быть весьма актуальным для военных применений.

Однако при использовании уже существующих, нерадарных систем возникают проблемы с синхронизацией приемо-передающей аппаратуры, трудности с цифровой обработкой сигнала. Инфор-

мационные характеристики РСА-паразита, могут оказаться не очень хорошими, так как используемые сигналы не предназначены для радиовидения.

Сравнительная характеристика параметров сигналов некоторых радиосистем, которые можно использовать для паразитического радиолокационного наблюдения, приведена в таблице 1.

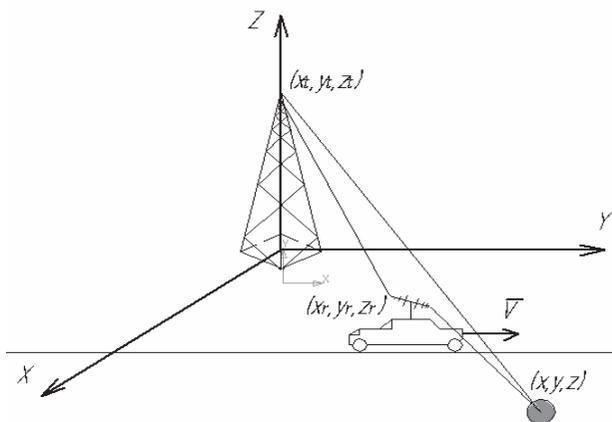


Рис. 1. Геометрия МПРСА, паразитирующей на сигналах ТВ-вещания

В статье описывается эксперимент, проведенный в Поволжском государственном университете телекоммуникаций и информатики и иллюстрирующий некоторые особенности реализации МПРСА (в рассматриваемом случае бистатической РСА (БиРСА)), паразитирующей на ТВ-сигнале. Схема проведения эксперимента показана

Таблица 1. Параметры сигналов, используемых для построения РСА-паразитов

Параметры	FM-радио	ТВ-вещание	Базовые станции GSM-1800	Системы GPS/GLONAS
Полоса частот, кГц	50	6000	1000	10000
Диапазон несущих частот, МГц	66 ... 108	48,5 ... 694	1805 ... 1880	1164 ... 12154 ... 1525 ... 1575
Потенциальное пространственное разрешение, м	6000	50	300	30

Таблица 2. Список каналов эфирного ТВ-вещания в г. Самаре

Название	Частота, мГц	Номер канала
СТС	49,75	1
ОРТ	77,25	3
Терра Домашний	175,25	6
Скат ТНТ	183,25	7
РТР	199,25	9
НТВ	471,25	21
Петербург	487,25	23
Культура	503,25	25
РИО	519,25	27
Муз ТВ	583,25	35
ТВ-3	599,25	37
ТВЦ	679,25	47
Спорт	703,25	50

на рис. 2. Сигнал, излучаемый передатчиком ТВ-вещания, регистрируется в приемнике, который находится на движущемся объекте (в описываемом эксперименте это автомобиль), по двум каналам: прямой – непосредственно от телецентра; отраженный – после отражения от поверхности Земли.

К интересным особенностям подобной реализации БиРСА можно отнести возможность одновременного зондирования подстилающей поверхности на различных несущих частотах (см. таблицу 2), в зависимости от выбранного телевизионного канала. Недостатком системы является сравнительно низкое пространственное разрешение (50-100 м).

Описание экспериментальной аппаратуры

Экспериментальный комплекс состоит из антенно-фидерного устройства (см. рис. 2), системы автономного электропитания, трехканального приемного устройства, подсистемы управления и регистрации, аппаратуры спутниковой навигации.

Внешний вид трехканального приемника показан на рис. 3. Его размеры составляют $340 \times 220 \times 130$ мм³, вес 3,5 кг. Корпус изготовлен из пластика коричневого цвета, потребляемая мощность устройства составляет 50 Вт. На внешней стороне корпуса расположены две декоративные решетки для осуществления вентиляции устройства, а также: шнур питания для подключения к сети переменного напряжения 220 В, выключатель питания, отсек для предохранителя, разъем для подключения к СОМ-порту управляющего компьютера, три кабеля для подключения к регистрирующему устройству с разъемами. На верхней крышке устройства располагаются три отверстия для подключения внешних телевизионных антенн.

Внутри корпуса располагаются входной фильтр питания, вентилятор, кроссплата. На кроссплате расположены трансформатор питания, блоки питания, радиаторы охлаждения, коммутационные разъемы, плата синхрогенератора, три платы контроллеров с тюнерами и усилителями, экранирующие металлические листы между платами.

Трехканальный приемник состоит из нескольких основных блоков: контроллер управления тюнером, усилитель, блок питания, кроссплата. Контроллер управления предназначен для: управления тюнером, установки частоты телевизионного канала, изменения величины усиления

принимаемого сигнала; измерения параметров принимаемого канала, амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления; поддержки пакетов управления от персонального компьютера.

Контроллер построен на основе однокристального микроконтроллера AT90PWM3 фирмы ATMEL. Микроконтроллер содержит 8-битное вычислительное ядро производительностью до 16 млн. операций в с, внутреннее ОЗУ объемом 1К, ПЗУ объемом 8К, 8-канальный 10-разрядный АЦП, 10-разрядный одноканальный ЦАП, драйвер последовательного канала, внутренний тактовый генератор. Данный микроконтроллер позволил построить компактный и достаточно многофункциональный контроллер, в котором осуществлена полная гальваническая развязка последовательного канала от персонального компьютера при помощи оптронных пар, что исключило попадание шумов от персонального компьютера по шине «земля».

На входы АЦП через низкочастотные фильтры заведены сигналы амплитуды принимаемого сигнала, напряжения детектора канала, величины сигнала автоусиления. Измеряемая величина сигнала на входе АЦП не превышает 5 В, что соответствует величине 1023 на выходе АЦП. Сигнал управления усилением тюнера формируется на выходе ЦАП и изменяется от 0 до 5 В. Последовательный канал позволяет принимать и передавать пакеты со скоростью 9600 бод. На каждом контроллере, входящем в состав устройства, установлены переключатели, задающие адрес каждого контроллера, что позволяет управлять каждым контроллером в отдельности. Для данного контроллера был разработан оригинальный протокол обмена данными, позволяющий оптимально использовать программно-аппаратные ресурсы микроконтроллера.



Рис. 2. АФУ МПРЛК, установленное на автомобиле

Блок усилителя предназначен для ограничения полосы принимаемого сигнала, усиления сигнала с ограниченной полосой до необходимого уровня, перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией, детектирования амплитуды выходного сигнала. Принимаемый сигнал с выхода тюнера имеет широкий спектр 0 - 40 МГц. Полезный сигнал в принимаемом сигнале находится в полосе 30 - 38 МГц. Для выделения данного сигнала используется стандартный телевизионный ПЧ-фильтр, который дает достаточно большое ослабление сигнала. Для усиления достаточно широкополосного сигнала используется дифференциальный усилитель NE592 с полосой пропускания до 50 МГц и фиксированным коэффициентом усиления 100. Для согласования низкого входного сопротивления микросхемы NE592 и высокого ПЧ-фильтра установлены маломощные широкополосные операционные усилители AD8091. Для перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией с сопротивлением 50 Ом схема построена на маломощном широкополосном операционном усилителе AD8091.

Детектор амплитуды выходного сигнала предназначен для преобразования выходного сигнала в низкочастотный сигнал, позволяющий оценить амплитуду выходного сигнала. Детектор построен по схеме детектора с удвоением напряжения, а полученный сигнал усиливается операционным усилителем LM358 до необходимого для измерения уровня. Питание контроллера осуществляется от источника питания напряжением ± 6 В и потребляет мощность 0,2 Вт. Для обеспечения питания трехканального приемника используются три независимых блока питания с напряжениями +5 В и выходным током до 3 А, три независимых блока питания с напряжениями ± 6 В и выходным током до 100 мА, один источник питания на 12 В для работы вентилятора и выходным током до 0,5 А. Блок питания построен по компенсационной схеме с малыми величинами импульсных помех для уменьшения величины шумов на входе усилителя. Блок питания питается от сети переменного напряжения 220 В через фильтр подавления высокочастотных помех и потребляет мощность 50 Вт. Кроссплата обеспечивает крепление всех узлов и блоков трехканального приемника. Также на кроссплате располагается задающий генератор с частотой 4 МГц для синхронизации тюнеров и имеет трансформаторный выход с отдельными обмотками для каждого тюнера для устранения взаимного слияния между ними.

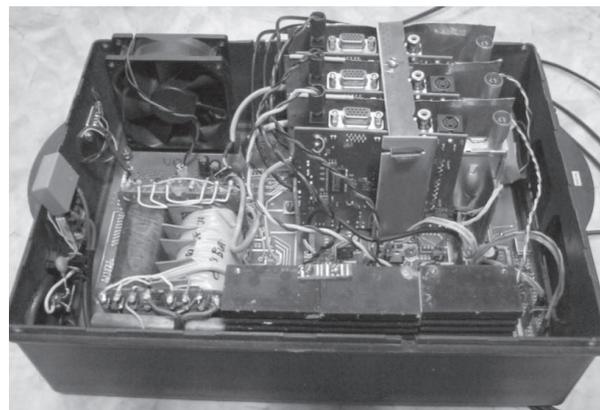


Рис. 3. Внешний вид трехканального приемника

Подсистема управления и регистрации (ПУР) входит в состав наземной аппаратуры и предназначена для: приема аналоговых сигналов от трех приемных устройств, оцифровки сигналов от трех приемных устройств на несущей частоте, упаковки входных отсчетов сигнала, снабжения отсчетов служебной информацией и записи данной информации на диск, анализа уровня сигналов, поступающих из приемных устройств, и формирования кода управления усилением двух приемных устройств.

Аппаратная часть комплекса состоит из следующих частей: канал устройства первичной обработки (УПО), ПЭВМ, устройство хранения информации. Канал УПО состоит из базового несущего модуля FMC106P и мезонинного модуля АЦП FM412×500M.

Алгоритм формирования изображений в МПРСА

Геометрическая модель системы представлена на рис. 1. Здесь источник сигнала имеет координаты (x_s, y_s, z_s) . Приемник имеет координаты (x_r, y_r, z_r) и движется параллельно оси OY со скоростью V . Сигнал, излученный передатчиком, можно записать в следующем виде

$$\dot{s}_v(t) = \dot{u}_v(t)e^{j\omega_0 t}, t \in [t_1, t_2], \quad (1)$$

где $\dot{u}_v(t)$ – комплексная огибающая ТВ-сигнала; ω_0 – несущая частота сигнала. Сигнал, принятый по прямому каналу

$$\dot{s}_1(t) = G_1(t)\dot{u}_v(t - \tau_1(t))e^{j\omega_0(t - \tau_1(t))} + n_1(t), \quad (2)$$

где $n_1(t)$ – комплексный гауссовский шум прямого канала; $G_1(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности

приемной и передающей антенны в прямом канале, временная задержка сигнала в прямом канале

$$\tau_1(t) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x_r)^2 + (y_t - y_r - Vt)^2 + (z_t - z_r)^2} \right). \quad (3)$$

Время задержки в отраженном канале определяется как

$$\tau_2(t, x, y) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_t - x)^2 + (y_t - y)^2 + (z_t)^2} + \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y + Vt)^2 + (z_r)^2} \right). \quad (4)$$

Сигнал, отраженный от поверхности

$$\dot{s}_2(t) = \iint_D G_2(t, x, y) \dot{s}_{iv}(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{\xi}(x, y) dx dy + \dot{n}_2(t), \quad (5)$$

где $\dot{\xi}(x, y)$ – коэффициент отражения элемента поверхности; $\dot{n}_2(t)$ – комплексный гауссовский шум отраженного канала; D – область отражения; $G_2(t, x, y)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приемной и передающей антенны в отраженном канале.

Пусть восстанавливаемое изображение является реализацией случайного процесса (поля)

с известным априорным распределением, тогда алгоритм восстановления для простой функции потерь совпадает с алгоритмом максимума апостериорной вероятности (МАВ), который с учетом особенностей задачи можно записать в виде

$$\hat{\xi}(x, y) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = \arg \max_{\xi(x, y)} p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y)) p(\xi(x, y)), \quad (6)$$

где $p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t))$ – апостериорное распределение восстанавливаемого сигнала; $p(\dot{s}_2(t) | \xi(x, y))$ – функционал правдоподобия наблюдаемого изображения; $p(\xi(x, y))$ – априорное распределение восстанавливаемого изображения.

Пусть восстанавливаемое радиолокационное изображение является реализацией гауссовского комплексного случайного процесса с корреляционной функцией $B_\xi(x_1, x_2, y_1, y_2)$ и нулевым математическим ожиданием.

Шум в уравнении (5) также является гауссовским случайным процессом с корреляционной функцией $B_{n_2}(t_1, t_2)$ и нулевым математическим ожиданием. Тогда мы можем записать функционал апостериорного распределения наблюдаемого сигнала в виде

$$p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = C \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint \left(\dot{s}_2(t_1) - \iint_D G_2(t_1, x, y) \dot{s}_{iv}(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{\xi}(x, y) dx dy \right) \times \right. \\ \left. \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \left(\dot{s}_2(t_2) - \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{iv}(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) \dot{\xi}(x, y) dx dy \right)^* dt_1 dt_2 \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iiint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(\theta_1, \sigma_1, \theta_2, \sigma_2) \xi^*(x_2, y_2) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2 \right\}, \quad (7)$$

где $B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2)$ – обратные корреляционные функции радиолокационного изображения и шума соответственно.

Продифференцируем логарифм полученного функционала по искомому сигналу:

$$d \ln \left(p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) \right) = \iint \iint_D G_2(t_2, x, y) s_{iv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) g(x, y) \times \\ \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dx dy dt_1 dt_2 - \\ - \iint \iint_D \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{iv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) \dot{\xi}(x_1, y_1) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \times \\ \times G_2(t_2, x_2, y_2) s_{iv}^*(t_2 - \tau_2(t_2, x_2, y_2)) g(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 dt_1 dt_2 \\ - \iint \iint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) g(x_2, y_2) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2. \quad (8)$$

Для нахождения решения приравняем полу-
ченый дифференциал к нулю и учтем, что это

равенство должно выполняться для любой функ-
ции $g(x_2, y_2)$, тогда

$$\begin{aligned} 0 = & \iint G_2(t_2, x, y) s_{tv}^* (t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{s}_2(t_1) dt_1 dt_2 - \\ & - \iint_D G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{tv} (t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \dot{\xi}(x_1, y_1) G_2(t_2, x_2, y_2) s_{tv}^* (t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) dx_1 dy_1 dt_1 dt_2 \\ & - \iint \dot{\xi}(x_1, y_1) B_{\xi}^{-1}(x_1, y_1, x, y) dx_1 dy_1. \end{aligned} \quad (9)$$

Пусть $B_{\xi}^{-1}(x_1, y_1, x_2, y_2) = \frac{1}{Q} \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$ и $B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) = \frac{2}{N_0} \delta(t_1 - t_2)$, тогда получим сле-
дующее выражение

$$\begin{aligned} \xi(x, y) = & \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_{tv}^* (t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1 - \\ & - \lambda \iint_D \left(\int G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{tv} (t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) \right) \times \\ & \times G_2(t_1, x, y) s_{tv}^* (t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) dt \dot{\xi}(x_1, y_1) dx_1 dy_1, \text{ где } \lambda = \frac{2Q}{N_0}. \end{aligned} \quad (10)$$

Полученное выражение является интеграль-
ным уравнением Фредгольма 2-го рода относи-

тельно искомого радиолокационного изображе-
ния. В последнем выражении интеграл

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{tv} (t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x, y) s_{tv}^* (t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) dt_1 \quad (11)$$

является функцией неопределенности бистати-
стической РСА, паразитирующей на ТВ-сигнале.

тогда

$$\xi_0(x, y) = \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_{tv}^* (t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1,$$

$$\begin{aligned} \hat{\xi}(x, y) = & \xi_0(x, y) - \lambda \mathbf{F}(\xi_0) + \\ & + \lambda^2 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\xi_0)) - \lambda^3 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\mathbf{F}(\xi_0))) + \dots \end{aligned} \quad (14)$$

тогда

$$\begin{aligned} \xi(x, y) = & \xi_0(x, y) - \lambda \iint_D F(x_1, x_2, y_1, y_2) \times \\ & \times \dot{\xi}(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \end{aligned} \quad (12)$$

Рассмотрим альтернативный путь постро-
ения оценки РЛИ, не требующий итерацион-
ного процесса. Для этого рассмотрим зада-
чу выбора линейного фильтра, при котором
выполняется наиболее близкое приближение
 $F(x_1, x_2, y_1, y_2) \rightarrow \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$.

Если бы $F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$,
то искомая оценка изображения имела бы вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{1}{1 + \lambda} \xi_0(x, y). \quad (13)$$

Однако в [1] показано, что форма данной фун-
кции в сечении задержки далека от δ -функции и
не годится для формирования радиолокацион-
ного изображения. Искомую оценку можно полу-
чить в виде итерационного процесса известным
способом из (13).

Обозначим

$$\mathbf{F}(\xi) = \iint_D F(x_1, x_2, y_1, y_2) \dot{\xi}(x_1, y_1) dx_1 dy_1,$$

Сигнал, отраженный от поверхности, можно
представить в виде

$$\dot{s}_2^h(t) = \iint_D \dot{s}_h(t, x, y) \dot{\xi}(x, y) dx dy + \dot{n}_2^h(t), \text{ где}$$

$$\begin{aligned} \dot{s}_h(t', x, y) = & \int G_2(t, x, y) \dot{s}_{tv} (t - \tau_2(t, x, y)) \times \\ & \times \dot{h}(t - t') dt, \end{aligned} \quad (15)$$

тогда

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t', x, y) s_{tv}^* (t', x, y) dt'. \quad (16)$$

Несколько упростим задачу. Пусть в области формирования радиолокационного изображения $G_2(t_1, x, y) = 1$, что наиболее характерно для диапазона УКВ. Тогда

$$\begin{aligned} \dot{s}_h(t', x, y) &= \int \dot{s}_n(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt = \\ &= \dot{s}_h(t' - \tau_2(t', x, y)), \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT}^{(i+1)T} \dot{s}_h(t - \tau_2(t_i, x_1, y_1)) s_h^*(t - \tau_2(t_i, x, y)) dt. \quad (20)$$

Воспользуемся равенством Парсеваля для преобразования Фурье и получим

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} |\dot{S}_i(j\omega)|^2 |\dot{H}(j\omega)|^2 e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x, y))} d\omega. \quad (21)$$

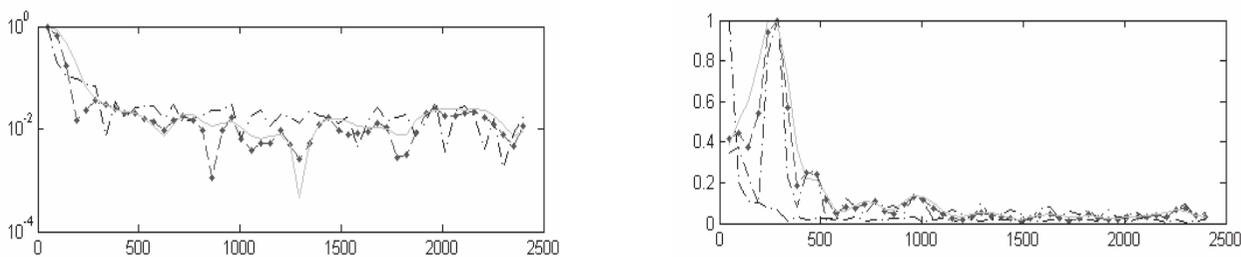


Рис. 4. Влияние весовой функции на изображение точечной цели: -.- без весовой функции, -+ - окно Хэмминга, --- окно Наталла; по оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси OX

В этом выражении $|\dot{S}_i(j\omega)|$ – спектральная плотность комплексной огибающей ТВ-сигнала на интервале времени $(iT, (i+1)T)$, $\dot{H}(j\omega)$ – передаточная функция искомого фильтра на несущей частоте, то есть

$$\dot{H}(j\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) e^{-j(\omega - \omega_0)t} dt. \quad (22)$$

Пусть выполняется условие

$$\frac{|\dot{S}_i(j\omega)| |\dot{H}(j\omega)|}{\mu(\omega)} = 1, \quad (23)$$

где $\mu(\omega)$ – заданная весовая функция. Тогда

$$\begin{aligned} F(x_1, x_2, y_1, y_2) &= \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega - \omega_0)(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x, y))} d\omega = \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \mu(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x, y)) e^{-j\omega_0(\tau_2(t_i, x_1, y_1) - \tau_2(t_i, x, y))}. \end{aligned} \quad (24)$$

Последнее выражение, очевидно, является функцией неопределенности бистатической РСА, в которой в качестве зондирующего сигнала используется последовательность импульсов с периодом повторения T .

Таким образом, мы показали, что для компенсации особенностей функции неопределенности телевизионного сигнала можно провести фильтрацию с адаптивным выравниванием АЧХ.

Алгоритм оценивания в данном случае будет иметь вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \times \int G_2(t_1, x, y) s_h^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2^h(t_1) dt_1. \quad (25)$$

Однако после фильтрации аддитивный шум становится окрашенным, в соответствии с корреляционной функцией корректирующего фильтра

$$B_{n_2^h}(t_1 - t_2) = \frac{N_0}{4\pi} \times \int \frac{|H(j\omega)|^2}{\mu^2(\omega)} \exp(j\omega(t_1 - t_2)) d\omega, \quad (26)$$

что означает более низкую помехоустойчивость данного алгоритма по сравнению с оптимальным алгоритмом (14). Для построения оценок (14) или (26) необходимо иметь $\dot{s}_{nv}(t)$.

Получим $\dot{s}_{nv}(t)$ из сигнала прямого канала $\dot{s}_1(t)$, который фактически является оценкой максимального правдоподобия искомого сигнала. В этом случае мы сохраним оптимальность алгоритма МАВ (14) в соответствии с известным положением адаптивного байесовского оценивания [3].

Оценка радиолокационного изображения (24) в этом случае примет вид

$$\hat{\xi}(x, y) = \frac{\lambda}{1 + \lambda} \times \int G_2(t, x, y) s_1^*(t - \tau_2(t, x, y) + \tau_1(t)) \dot{s}_2^h(t) dt. \quad (27)$$

Результаты экспериментальной обработки БиРЛК

Экспериментальные работы с БиРСА, паразитирующем на ТВ-сигнале, проводились в условиях городской застройки в условиях перепада высот от 40 до 140 м над уровнем моря. На рис.4 показаны результаты наземного стационарного эксперимента, в котором показана возможность различения точечных целей по отраженному ТВ-сигналу, а также результаты выбора весовой функции в выражении (23). На левом изображении в логарифмическом масштабе показана нормированная автокорреляция фильтрованного сигнала в сечении дальности для случая отсутствия весовой функции, использования в качестве весовой функции окна Хэмминга, Наталла в частотной области. На правом изображении показан реальный сигнал, отраженный от здания и принятый в

лаборатории на расстоянии 225 м друг от друга. Из рис. 4 следует низкая эффективность весовой обработки в сечении дальности.

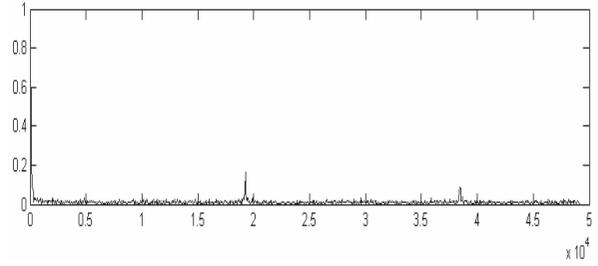


Рис. 5. Дифракционные максимумы в сечении дальности; на оси абсцисс – расстояние по оси ОХ, м

Рис. 5 иллюстрирует величину зоны однозначности по оси дальности ОХ, которая зависит от свойств телевизионного сигнала и составляет величину примерно 20 км.

На рис. 6 показан алгоритм формирования коэффициента передачи корректирующего фильтра.

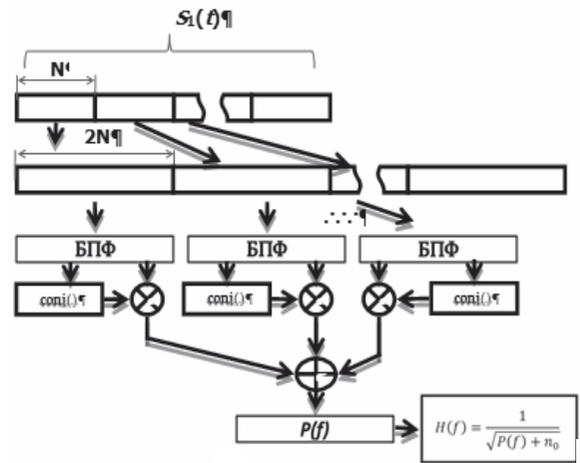


Рис. 6. Алгоритм оценки коэффициента передачи корректирующего фильтра в частотной области

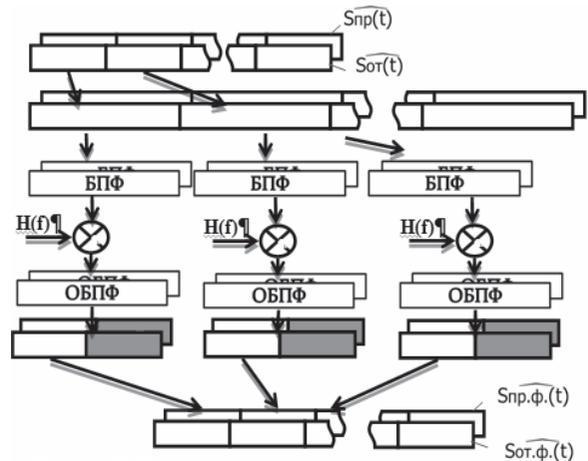


Рис. 7. Алгоритм коррекции сигнала в частотной области

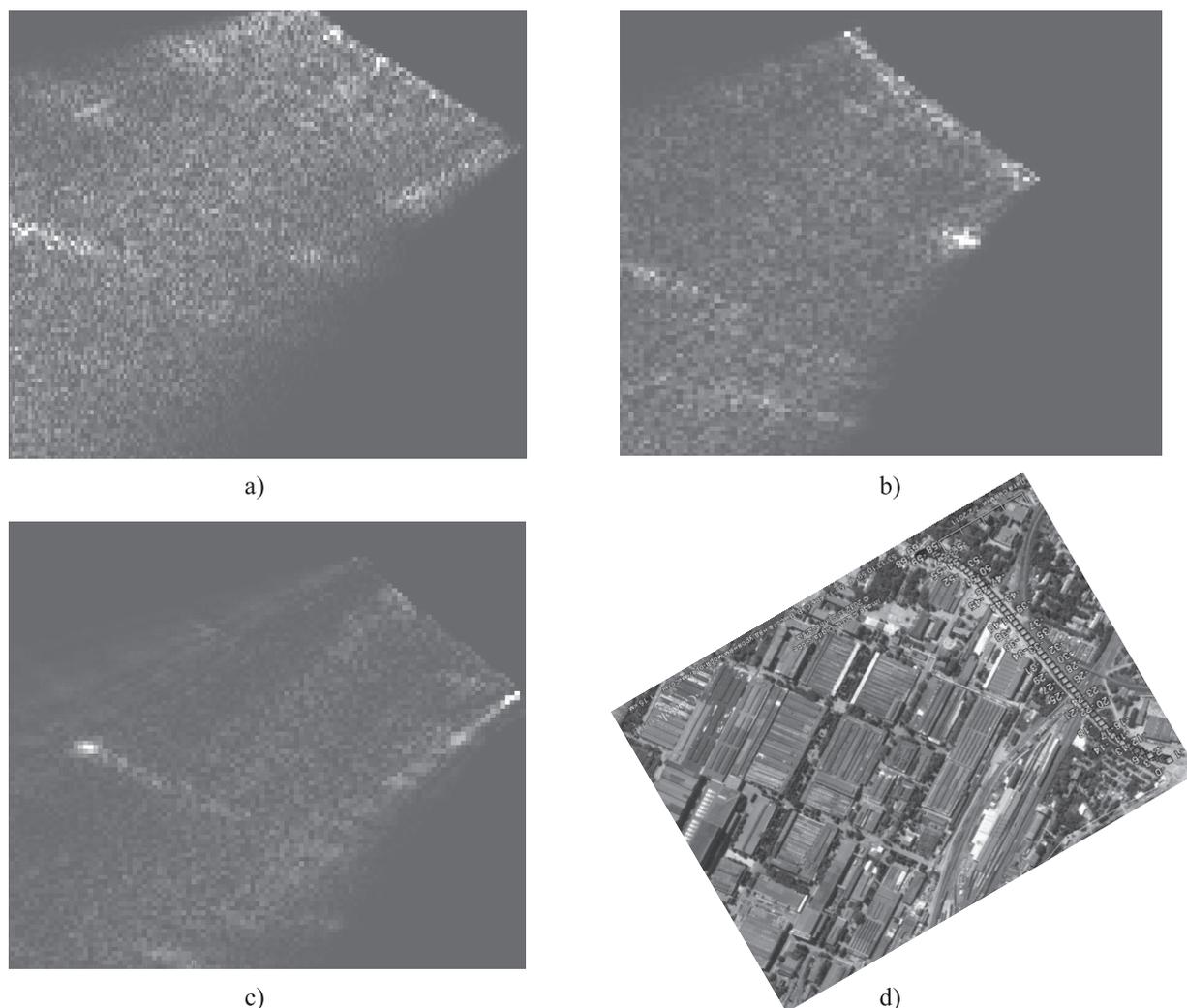


Рис. 8. РЛИ БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания, а) 50 канал; б) 9 канал; в) 3 канал; д) изображение Google maps с отмеченными точками маршрутом автомобиля

На рис. 8 показаны РЛИ местности, полученные БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания. Шаг между пикселями изображения $25 \times 25 \text{ м}^2$. Автомобиль движется по мосту на высоте 8-14 м в прямой видимости телецентра со скоростью 20-35 м/с. На изображениях видны отражения от некоторых высотных зданий и сооружений.

Заключение

В работе показана возможность реализации БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ-вещания, обеспечивающего формирование радиолокационного изображения с пространственным разрешением 50-100 м в полосе до 20 км в радиусе до 50 км от телецентра одновременно в нескольких диапазонах частот дециметрового и метрового диапазонов. В работе приведены радиолокационные изображения местности, полученные с движущегося автомобиля, что ограничивает объективный состав изображений теми, для которых выполняется условие прямого

распространения сигнала. Размещение данной аппаратуры на летательном аппарате обеспечивает преодоление данных ограничений.

Литература

1. Горячкин О.В., Янгазов Р.Р. Особенности использования телевизионных сигналов в качестве зондирующего сигнала бистатической РСА // ИКТТ.8, №1, 2010. – С. 41-46.
2. Горячкин О.В., Женгуров Б.Г. Алгоритм формирования радиолокационного изображения РСА, паразитирующего на телевизионном сигнале // Труды XI МНТК Физика и технические приложения волновых процессов. Екатеринбург: Изд. УрГУ, 2012. – С. 64-65.
3. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.

BISTATIC SAR WHICH PARASITIZE THE TV SIGNALS

Borisenkov A.V., Goryachkin O.V., Dolgoplov V.N., Zhengurov B.G.

The paper describes the system of obtaining radar images, using as a probe signal of TV broadcasting scheme of bi-static SAR. Describes the major functional and design characteristics of the equipment examined formation algorithm radar. Also the results obtained in the course of a natural experiment.

Keywords: radar, synthetic aperture radar (SAR), multistatic SAR, parasit, radar image, amplitude-frequency characteristic, gaussian signal.

Борисенков Алексей Владимирович, к.т.н., доцент Кафедры теоретических основ радиотехники и связи (ТОРС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: tors@psati.ru

Горячкин Олег Валериевич, д.т.н., заведующий Кафедрой ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-87. E-mail: gor@psati.ru

Долгополов Вадим Николаевич, заведующий лабораторией Кафедры ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: tors@psati.ru

Женгуров Борис Глебович, аспирант Кафедры ТОРС ПГУТИ. Тел. (8-846) 228-00-72. E-mail: loir47@rambler.ru

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.391

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБОБЩЕННОЙ ПРОЦЕДУРЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИНДЕКСОВ МЯГКИХ РЕШЕНИЙ

Гладких А.А., Климов Р.В.

Предлагается универсальный метод вычисления индексов мягких решений (ИМР), необходимых для эффективной реализации процедуры мягкого декодирования помехоустойчивых кодов. Вводится показатель эффективности схемы формирования ИМР и определяются его асимптотические границы для различных видов сигналов. Граничные оценки аналитического моделирования синтезированных систем формирования ИМР выверяются результатами статистических испытаний соответствующих моделей.

Ключевые слова: индексы мягких решений, численное моделирование

Введение

Одной из особенностей передачи данных в мобильных мультисервисных сетях является обеспечение заданного уровня достоверности на участке радиointерфейса. Эта цель достигается путем использования различных методов, среди которых важное место принадлежит средствам помехоустойчивого кодирования [1-3]. Невзирая на значительное число исследований в этой предметной области, вопросы мягкого декодирования,

в частности способы вычисления ИМР, остаются недостаточно изученными. Известны следующие способы формирования ИМР: на основе логарифмического отношения функций правдоподобия [1-2], на основе квантования модулируемого параметра сигнала на несколько уровней [1], на основе кортежа стираний в случае организации стирающего канала связи [3; 7-8]. При определении ИМР методом вычисления логарифма отношения функций правдоподобия приемником формируются нецелочисленные значения ИМР, что снижает производительность его процессора. Квантование сигналов по нескольким уровням требует решения системы неравенств, но существенным достоинством подобного подхода является возможность формирования целочисленных индексов. Третий способ требует специального построения решающего устройства для оценки сигналов с выделением некоторой зоны неопределенности (классический стирающий канал). Перечисленные методы противоречивы по своей сути, не пригодны для адаптивной выработки ИМР, не решают задачу формирования мягких решений при использовании сложных видов мо-