

преподаватели выпускающих кафедр занимаются поиском новых тем, их разработкой и конкретизацией. Отсутствие собственного практического опыта инженерной работы большинства преподавателей (особенно молодых) приводит к тому, что в качестве тем дипломных проектов, часто предлагаются отдельные фрагменты собственных защищённых диссертационных работ.

Из положения ВАК введена в дипломное проектирование такая процедура, как предзащита, которая ничего кроме лишней суеты в процесс подготовки к защите дипломного проекта не вносит.

Представляется неудачным понятие "Руководитель дипломного проекта", так как у студентов руководитель дипломного проекта очень часто воспринимается как человек, который регулярно, например, один раз в неделю говорит студенту не только, что надо делать в течение следующей недели, но и как это надо делать. Наверное, более приемлемо использовать понятие "Руководитель дипломного проектирования" или просто "Преподаватель".

Вне всякого сомнения, то, что при выполнении дипломного проекта студент приобретает новые знания, касающиеся указанной в задании на проектирование конкретной разработки, однако, за исключением консультаций с преподавателями, это является самообразованием, а не обучением.

Для нормального прохождения защит дипломных проектов специалисты, входящие в состав ГАК, должны хорошо знать содержание учебного плана специальности и рабочих программ по спецдисциплинам и иметь чёткое представление о том, что должен был изучить студент за время обучения по данной специальности. Необходимо также иметь в виду, что дипломник несёт ответственность только за правильность выбранных технических решений и за правильность выполненных расчётов, а не за некорректные моменты задания на дипломное проектирование.

УСТРОЙСТВА С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ, ПАЗАЗИТИРУЮЩИЕ НА СИГНАЛАХ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

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

**Поволжский государственный университет телекоммуникаций и
информатики, г. Самара**

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.

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, нерадиолокационных систем возникают проблемы с синхронизацией приемо-передающей аппаратуры, трудности с цифровой обработкой сигнала. Информационные 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 табл. 1.

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

Параметры	FM-радио	ТВ-вещание	Сотовые телефонные 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...1215, 1525...1575
Потенциальное пространственное разрешение, м	6000	50	300	30

В статье описывается эксперимент, проведенный в Поволжском государственном университете телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ) и иллюстрирующий некоторые особенности реализации МПРСА (в рассматриваемом случае бистатической РСА (БиРСА)), паразитирующей на ТВ-сигнале. Схема проведения эксперимента показана на рис.2. Сигнал, излучаемый передатчиком ТВ вещания, регистрируется в приемнике, который находится на движущемся объекте (в описываемом эксперименте - автомобиль) по двум каналам: прямой непосредственно от телецентра; отраженный - после отражения от поверхности Земли.

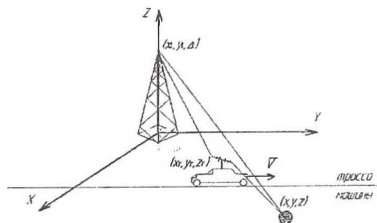


Рис. 1. Геометрия МПРСА, паразитирующей на сигналах ТВ вещания

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

Таблица 2. Список каналов эфирного телевидения 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

1. Описание экспериментальной аппаратуры

Экспериментальный комплекс состоит из антенно-фидерного устройства (рис. 2), системы автономного электропитания, 3-х канального приемного устройства, подсистемы управления и регистрации, аппаратуры спутниковой навигации.

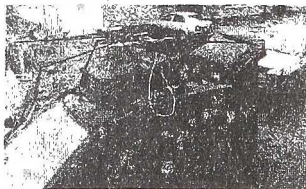


Рис.2. АФУ МПРЛК, установленное на автомобиле

Внешний вид 3-х канального приемника показан на рис.3. Его размеры составляют 340x220x130 мм, масса 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 220В, 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. 3-х канальный приемник состоит из нескольких основных блоков: контроллера управления тюнером, усилителя, блока питания, кроссплаты. 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 однокристалльного микроконтроллера AT90PWM3 фирмы ATMEL. Микроконтроллер содержит 8-битное вычислительное ядро производительностью до 16 миллионов операций в секунду, 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 контроллере 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 Вольт, что соответствует величине 1023 на выходе АЦП. Сигнал управления усилением тюнера формируется на выходе ЦАП и изменяется от 0 до 5 Вольт. 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. Блок усилителя предназначен для: ограничения полосы принимаемого сигнала, усиления сигнала с ограниченной полосой до необходимой величины, 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 усилением, равным 100. Для согласования низкого входного сопротивления микросхемы NE592 и высокого ПЧ фильтра установлены малошумящие широкополосные операционные усилители AD8091. Для перехода от дифференциального выхода к несимметричному и согласования выходного сопротивления с выходной линией с сопротивлением 50 Ом построена схема на малошумящем 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, -6 Вольт и потребляет мощность 0,2 Вт.

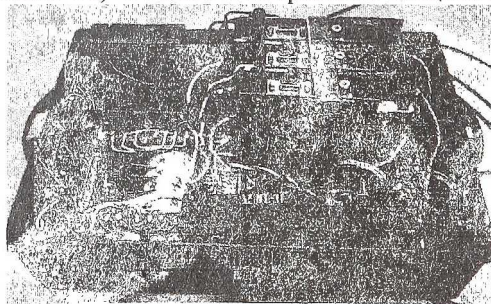


Рис. 3. Внешний вид 3-х канального приемника
Для обеспечения питания 3-х канального приемника используется 3

независимых блока питания с напряжениями +5 Вольт и выходным током до 3 Ампер, 3-и независимых блока питания с напряжениями +/- 6 Вольт и выходным током до 100 мАмпер, один источник питания на 12 Вольт для работы вентилятора и выходным током до 0,5 Ампер. 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 Вольт через фильтр подавления высокочастотных помех и потребляет мощность 50 Вт.

2. Алгоритм формирования изображений в МПРСА

Геометрическая модель системы представлена на рис.1. Здесь источник сигнала имеет координаты (x_b, y_b, z_b) . Приемник имеет координаты (x_r, y_r, z_r) и движется параллельно оси OY со скоростью V .

Сигнал, излученный передатчиком, можно записать в виде

$$\dot{s}_{iv}(t) = \dot{u}_{iv}(t)e^{j\omega_0 t}, \quad (1)$$

$$t \in [t_1, t_2],$$

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

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

где $n_1(t)$ – комплексный гауссовский шум прямого канала, $G_1(t)$ – вещественная весовая функция, учитывающая влияние диаграмм направленности приемной и передающей антенн в прямом канале. Временная задержка сигнала в прямом канале

$$\tau_1(t) = \frac{1}{c} \left(\sqrt{(x_i - x_r)^2 + (y_i - y_r - Vt)^2 + (z_i - z_r)^2} \right) \quad (3)$$

Время задержки в отраженном канале определяется следующим образом:

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

Сигнал, отраженный от поверхности:

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

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 антенн 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

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

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:

$$p(\xi(x, y) | \dot{s}_2(t)) = C \times \left. \begin{aligned} & \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iint_D \left(\dot{s}_2(t_1) - \iint_D G_2(t_1, x, y) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \right) \xi(x, y) dx dy \right\} \times \\ & \times B_{n_2}^{-1}(t_1, t_2) \left(\dot{s}_2(t_2) - \iint_D G_2(t_2, x, y) \dot{s}_{nv}(t_2 - \tau_2(t_2, x, y)) \xi(x, y) dx dy \right)^* dt_1 dt_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \iiint \xi(x_1, y_1) B_\xi^{-1}(\theta, \sigma_1, \theta_2, \sigma_2) \xi^*(x_2, y_2) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2 \right\}$$

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:

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

Для нахождения решения приравняем полученный дифференциал к нулю, и учтем, что это равенство должно выполняться для любой функции $g(x_2, y_2)$, тогда

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

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 следующее выражение

$$\begin{aligned}
\xi(x, y) = & \lambda \int G_2(t_1, x, y) s_{nv}^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y)) \dot{s}_2(t_1) dt_1 - \\
& - \lambda \iint_D (G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x, y) s_{nv}^*(t_1 - \tau_2(t_1, x, y))) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1
\end{aligned} \tag{10}$$

где $\lambda = \frac{2Q}{N_0}$.

Полученное выражение является интегральным уравнением Фредгольма 2-го рода относительно искомого радиолокационного изображения.

В последнем выражении интеграл

$$\begin{aligned}
F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \\
\int G_2(t_1, x_1, y_1) \dot{s}_{nv}(t_1 - \tau_2(t_1, x_1, y_1)) G_2(t_1, x_2, y_2) s_{nv}^*(t_1 - \tau_2(t_1, x_2, y_2)) dt_1
\end{aligned} \tag{11}$$

является функцией неопределенности бистатической РСА, паразитирующей на телевизионном сигнале. Обозначим

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

$$\xi(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \iint_D F(x_1, x, y_1, y) \xi(x_1, y_1) dx_1 dy_1. \tag{12}$$

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 [1,2] показано, что форма данной функции в сечении задержки далека от δ -функции и не годится для формирования радиолокационного изображения. Искомую оценку можно получить в виде итерационного процесса известным способом из (13).

Обозначим:

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

$$\hat{\xi}(x, y) = \xi_0(x, y) - \lambda \mathbf{F}(\dot{\xi}_0) + \lambda^2 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\dot{\xi}_0)) - \lambda^3 \mathbf{F}(\mathbf{F}(\mathbf{F}(\dot{\xi}_0))) + \dots \quad (14)$$

Рассмотрим альтернативный путь построения оценки РЛИ, не требующий итерационного процесса. Для этого рассмотрим задачу выбора линейного фильтра, при котором выполняется наиболее близкое приближение $F(x_1, x_2, y_1, y_2) \rightarrow \delta(x_1 - x_2, y_1 - y_2)$.

Сигнал, отраженный от поверхности можно представить в виде:

$$\dot{s}_2^h(t) = \iint_D \dot{s}_h(t, x, y) \dot{\xi}(x, y) dx dy + \dot{n}_2^h(t), \quad (16)$$

где

$$\dot{s}_h(t', x, y) = \int G_2(t, x, y) \dot{s}_h(t - \tau_2(t, x, y)) \dot{h}(t - t') dt,$$

тогда:

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

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

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

где

$$\dot{s}_h(t') = \int \dot{s}_{iv}(t) \dot{h}(t - t') dt, \quad (18)$$

$$F(x_1, x_2, y_1, y_2) = \int \dot{s}_h(t - \tau_2(t, x_1, y_1)) \dot{s}_h^*(t - \tau_2(t, x_2, y_2)) dt. \quad (19)$$

Заметим, что на интервале обработки информации $(t_2 - t_1)$ всегда можно выделить N участков длительностью T , на которых функцию $\tau_2(t, x, y)$ можно считать кусочно-постоянной, тогда справедливо следующее выражение:

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

Воспользуемся равенством Парсеваля для преобразования Фурье, получим:

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

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

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

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:

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

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

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

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

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

Это означает более низкую помехоустойчивость данного алгоритма, по сравнению с оптимальным алгоритмом (14).

Для построения оценок (14) или (26) необходимо иметь $\dot{s}_{iv}(t)$. Получим $\dot{s}_{iv}(t)$ 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

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

3. 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 верхнем рисунке в логарифмическом

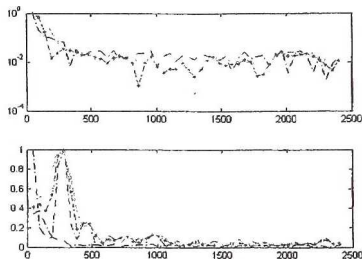


Рис.4. Влияние весовой функции на изображение точечной цели, -- без весовой функции, -+ окно Хэмминга, --- окно Наталла. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ

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 нижнем рисунке показан реальный сигнал, отраженный от здания и принятый в лаборатории на расстоянии 225 м друг от друга.

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 показаны РЛИ местности, полученные БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ вещания. Шаг между пикселями изображения 25×25 м. 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.

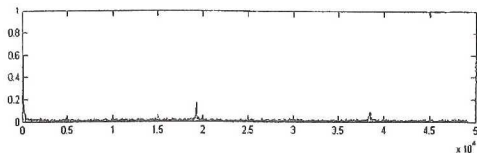
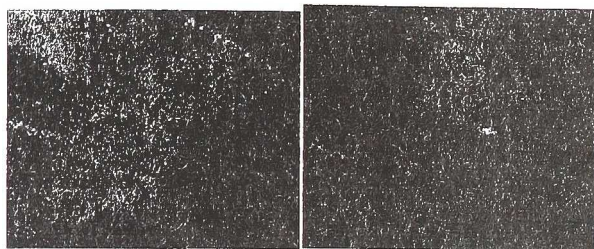
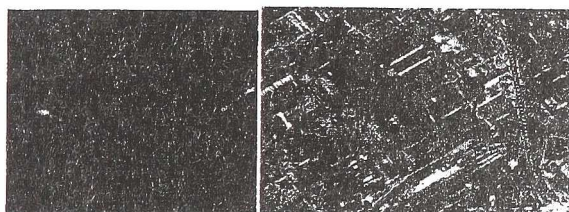


Рис. 5. Дифракционные максимумы в сечении дальности. По оси абсцисс отложено расстояние в метрах по оси ОХ



а)

б)



в)

г)

Рис. 6. РЛИ БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ вещания: а) 50-й канал, б) 9-й канал, в) 3-й канал, г) изображение Googlemaps с отмеченным точками маршрутом автомобиля

Заключение

В работе показана возможность реализации БиРЛК, паразитирующего на сигналах ТВ вещания, обеспечивающего формирование радиолокационного изображения с пространственным разрешением 50...100м 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.

Список использованных источников

1. Горячкин О. В., Янгазов Р. Р. Особенности использования

телевизионных сигналов в качестве зондирующего сигнала бистатистической РСА // Инфокоммуникационные технологии. - 2010. – Т.8. - №1. – С.41-46.

2. Горячкин О. В., Женгуров Б. Г. Алгоритм формирования радиолокационного изображения РСА, паразитирующего на телевизионном сигнале // Физика и технические приложения волновых процессов: Труды XI МНТК / под общ. ред. Ю. Е. Мительмана. – Екатеринбург: Изд. Урал. ун-та, 2012. – С.64-65.

3. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.-М.: Сов. радио, 1977.- 432с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ФИЗИЧЕСКОЙ АДСОРБЦИИ

Д. Н. Докшин, Л. С. Зеленко

Самарский государственный аэрокосмический университет

имени академика С.П. Королева

(национальный исследовательский университет),

г. Самара

Изучение адсорбционных процессов представляет большой интерес как с практической, так и с теоретической точки зрения. Области применения адсорбции непрерывно расширяются, возникают новые технологические операции, основанные на адсорбции: облагораживание бензиновых фракций, очистка воздуха от вредных примесей, газовый анализ и др.

Широкое распространение в области моделирования адсорбционных явлений получил метод вероятностного клеточного автомата (ВКА). Но он имеет существенные ограничения при моделировании процессов, происходящих в адсорбате: не учитывает взаимодействие и диффузию молекул, необходим расчёт пространственных характеристик (объём, площади проекций) молекул.

В данной работе рассматривается альтернативный метод моделирования физической адсорбции на границе «газ–твёрдое тело» на уровне межмолекулярных взаимодействий. В данном методе поведение адсорбата определяется потенциальной энергией взаимодействия его молекул, которая обычно определяется разложением Ван-дер-Ваальса: