

УДК 621.391

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

ПЬАЕ ПЬИО ХЛАЙНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь**Поступила в редакцию 28 февраля 2025*

Аннотация. Разработана структура и основные соотношения для математической модели малогабаритной радиолокационной станции с непрерывным частотно-модулированным излучением. Приведены отдельные результаты моделирования.

Ключевые слова: математическая модель, радиолокационная станция, алгоритм обработки, частотно-модулированное излучение, непрерывный сигнал.

Введение

Радиолокационные станции (РЛС) с непрерывным частотно-модулированным излучением (НЧМИ) находят широкое применение при обнаружении воздушных объектов на относительно небольших расстояниях (вертолетов, беспилотных летательных аппаратов), в качестве РЛС контроля летного поля, охраны сельскохозяйственных районов и водных акваторий, обнаружения проникновения на охраняемые периметры, в качестве автомобильных РЛС предупреждения столкновений и адаптивного круиз-контроля и т.д. [1].

Важным преимуществом таких РЛС является возможность достижения высокой разрешающей способности по дальности порядка 0,5...1 м при относительно невысоких аппаратных затратах [3, 4]. Это определяется принципом построения указанных РЛС, при котором сигнал разностной частоты формируется на выходе смесителя путем перемножения принимаемого сигнала и излучаемого зондирующего сигнала. При типичных значениях периода повторения мс, ширины спектра зондирующего сигнала (девиации частоты) 50...300 МГц и максимальной дальности действия при обнаружении воздушных объектов порядка 3 км максимальная разностная частота составит 500 кГц...12 МГц. Преобразование такого сигнала в цифровую форму и его обработка не вызывает трудностей. При этом обработка сигналов в указанной полосе частот проводится в подсистеме цифровой обработки, в основном, на основе процедур одномерного и двумерного быстрого преобразования Фурье [3, 4].

На характеристики РЛС с НЧМИ оказывает влияние большое число факторов и погрешностей реализации: линейность закона изменения частоты зондирующего сигнала, характеристики согласования антенн на передачу и на прием, уровень просачивающегося сигнала передатчика, частота дискретизации, разрядность аналого-цифрового преобразователя (АЦП), динамический диапазон приемного тракта и подсистемы цифровой обработки и т.д. Для выбора параметров составных частей РЛС, оптимизации обработки и исследования эффективности РЛС с НЧМИ при обнаружении различных радиолокационных целей необходимо использовать математическое моделирование. Это требует разработки достаточно полной модели РЛС с НЧМИ с учетом особенностей реализации составных частей указанной РЛС.

Цель статьи – обоснование структуры и основных соотношений математической модели РЛС с НЧМИ.

Структура моделируемой РЛС с НЧМИ

Обобщенная структурная схема моделируемой РЛС приведена на рис. 1.

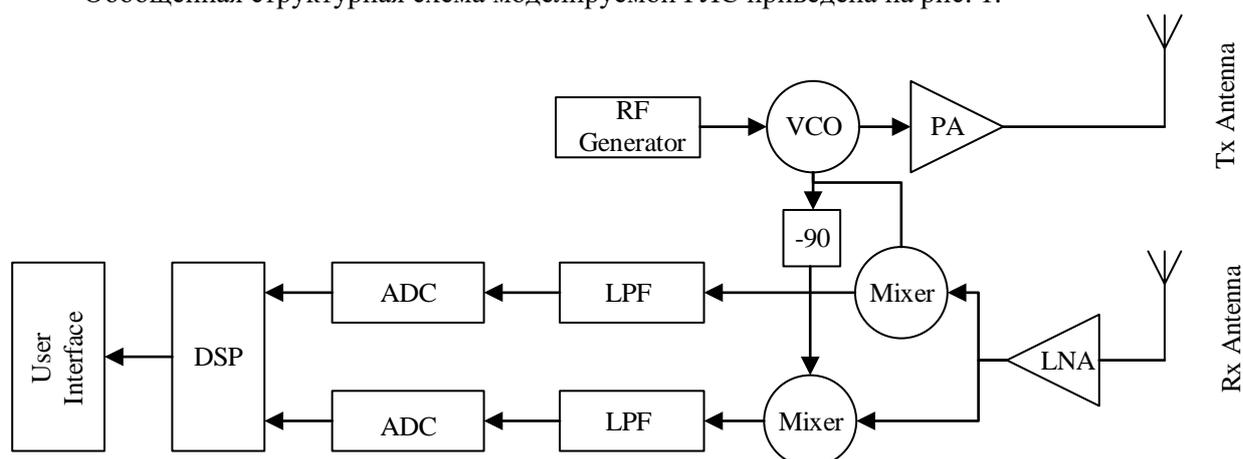


Рис. 1. Типовая структура РЛС с НЧМИ

На рис. 1 показаны: RF Generator формирует непрерывный зондирующий сигнал, частота которого линейно изменяется во времени; VCO (Voltage-Controlled Oscillator) позволяет модулировать частоту сигнала радара; напряжение, подаваемое на VCO, определяет его выходную частоту, обеспечивая частотную развертку, характерную для радара FMCW; PA (Power Amplifier) – усилитель мощности; TX antenna – передающая антенна; Rx antenna – приемная антенна; LNA (Low Noise Amplifier) – малошумящий усилитель; Mixer – смеситель для переноса сигнала на промежуточную частоту (ПЧ); LPF (Low Pass Filter) – низкочастотный фильтр, который пропускает только желаемые частотные компоненты сигнала ПЧ, отфильтровывая высокочастотные шумы и помехи; ADC (Analog-to-Digital Converter) преобразует отфильтрованный аналоговый сигнал ПЧ в цифровой формат, позволяя обрабатывать его с помощью алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС); DSP (Digital Signal Processing) – цифровой сигнальный процессор, который выполняет различные типы анализа цифрового сигнала для извлечения полезной информации. Это включает определение расстояния до цели, скорости объекта (с помощью анализа доплеровского сдвига) и других соответствующих параметров. Алгоритмы обработки также могут фильтровать и улучшать сигнал для лучшей идентификации цели.

Радиолокационная система, использующая непрерывное частотно-модулированное (FM) излучение, работает, передавая непрерывный зондирующий сигнал, частота которого изменяется со временем. Эта модуляция может принимать форму линейного увеличения или уменьшения частоты, создавая эффект «чирпа». РЛС принимает отраженный сигнал, частота которого сигнала будет отличаться от переданной частоты в зависимости от расстояния до цели и задержки времени, возникшей во время передачи и приема. РЛС может определять расстояние до объекта на основе частоты биений, которая представляет собой разницу между переданным и принятым сигналами. Затем эта информация может быть дополнительно обработана для извлечения дополнительной информации о цели, такой как ее скорость и направление.

Структура и основные соотношения компьютерной модели РЛС с НЧМИ

Разработка компьютерной модели требует воспроизведения функционирования составных частей РЛС и распространения сигналов, взаимосвязи между которыми приведены на рис. 2. На рис. 3 приведена обобщенная структурная схема компьютерной модели РЛС с НЧМИ.

Компьютерная модель включает следующие модули: модуль формирования зондирующего сигнала (Probing Signal Module); модуль моделирования функционирования приемной и передающей или единой приемно-передающей антенны (Module for simulating the operation of a receiving and transmitting or a single receiving and transmitting antenna) позволяет моделировать передачу и прием сигналов, включая влияние диаграмм направленности антенн; модуль формирования отраженного сигнала с учетом угловых рысканий радиолокационных

целей (Module for generating a reflected signal taking into account the angular yaw of radar targets) генерирует сигналы, которые имитируют отражения, полученные от радиолокационных целей, в модуле учитываются угловые рыскания (вращение вокруг осей) цели, которые определяют флуктуации отраженного сигнала; модуль формирования мешающих отражений от подстилающей поверхности (Module for generating interfering reflections from the underlying surface) имитирует нежелательные отражения, создаваемые поверхностью под радиолокационной системой.

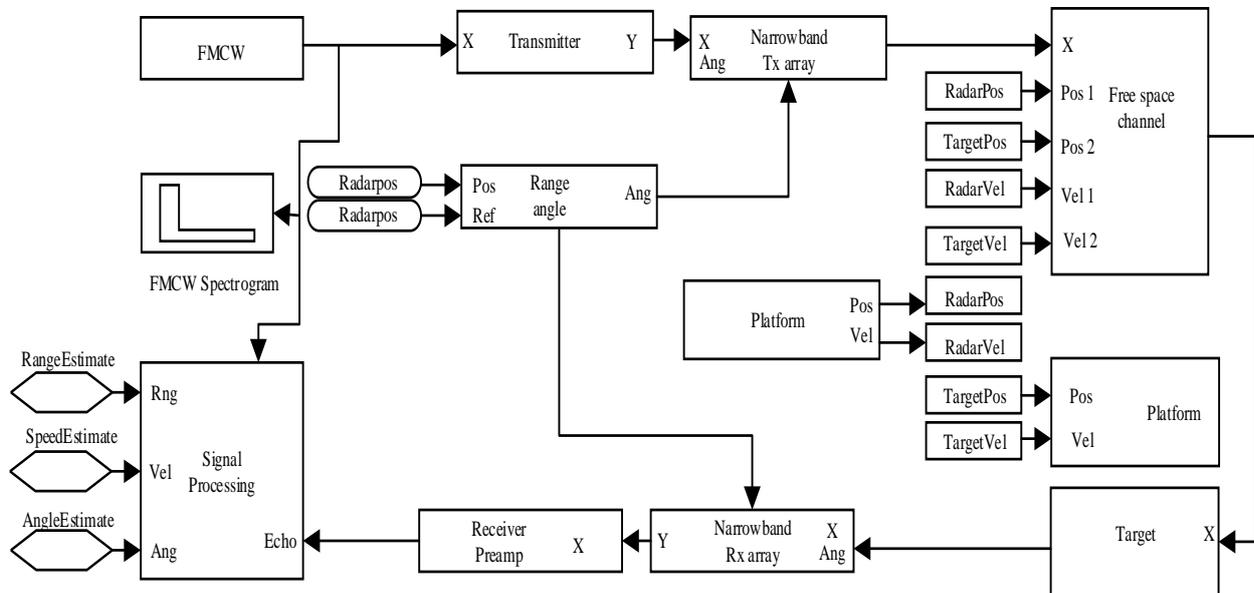


Рис. 2. Взаимосвязи между составными частями РЛС и внешней средой, воспроизводимые в компьютерной модели

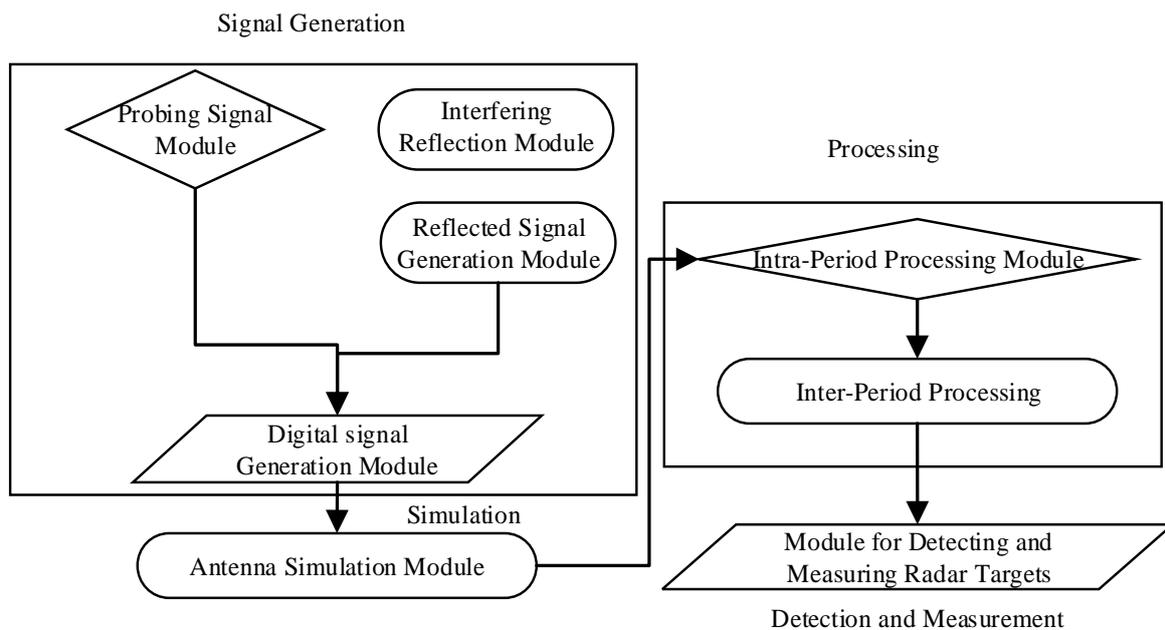


Рис. 3. Структура компьютерной модели приемного тракта РЛС с НЧМИ

Модуль формирования цифрового сигнала разностной частоты (Module for generating a digital difference frequency signal) создает цифровой сигнал, представляющий разницу между переданным и принятым сигналами, что облегчает анализ доплеровских сдвигов и других явлений, связанных с частотой; модуль внутрипериодной обработки (Module for intra-period processing) реализует когерентное накопление отраженных сигналов в пределах одного периода повторения; модуль междупериодной обработки (Module for inter-period processing) реализует

когерентное накопление в разных периодах повторения; модуль обнаружения, измерения дальности и угловых координат радиолокационных целей (Module for detecting, measuring the range and angular coordinates of radar targets) реализует алгоритмы обнаружения целей на основе отраженных сигналов. Он будет вычислять дальность (расстояние) до цели, анализируя временную задержку принятых сигналов, и измерять угловые координаты (пеленг и угол места) на основе ориентации радара и анализа сигнала.

Основные расчетные соотношения модулей компьютерной модели следующие.

Закон изменения фазы закона модуляции зондирующего сигнала для случая несимметричного пилообразного закона изменения частоты определяется выражением

$$\varphi_{tr}(t) = \text{mod} \left(\frac{\pi \Delta f_0}{T_r} \left(t - T_t \left[\frac{t}{T} \right] \right)^2 + \varphi_{\text{det}}(t) + \varphi_{\text{rnd}}(t) + \arg \left(\dot{S}_{21}^{(tr)} \left(f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \text{mod}(t, T_r) \right) \right), 2\pi \right), \quad (1)$$

где $\varphi_{\text{det}}(t), \varphi_{\text{rnd}}(t)$ – детерминированная и случайная составляющая закона изменения фазы зондирующего сигнала; $\dot{S}_{21}^{(tr)}$ – частотно-зависимый элемент матрицы рассеяния тракта передатчика, определяющий комплексный коэффициент передачи по амплитуде от передатчика к антенне; f_0 – начальная несущая частота.

При моделировании детерминированная составляющая закона изменения фазы задается в виде периодической функции с периодом T_r , совпадающим с периодом повторения. Эту составляющую удобно задавать в виде ряда Фурье. Случайная составляющая – гауссовый случайный процесс с заданной корреляционной функцией $R_\varphi(t) = \sigma_\varphi^2 r_\varphi(t)$.

Фаза сигнала разностной частоты на выходе смесителя вычисляется согласно выражения

$$\varphi_i(t) = \frac{4\pi}{\lambda_0} r_i(t) + \varphi_{tr}(t) - \varphi_{tr} \left(t - \frac{2r_i(t)}{c} \right) - \arg \left(\dot{S}_{21}^{(r)} \left(f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \text{mod}(t, T_r) \right) \right), \quad (2)$$

где $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$ – длина волны зондирующего сигнала для начальной несущей частоты; $r_i(t)$ – закон

изменения дальности между фазовым центром антенны РЛС и i -ой точечной целью. $\dot{S}_{12}^{(r)}$ – частотно-зависимый элемент матрицы рассеяния приемного тракта РЛС, определяющий комплексный коэффициент передачи по амплитуде от приемной антенны к МШУ.

Закон изменения амплитуды принимаемого сигнала с учетом частотной зависимости коэффициентов передачи задается в виде

$$A_i(t) = U_i(t) \cdot \left| \dot{S}_{21}^{(tr)} \left(f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \text{mod}(t, T_r) \right) \right| \cdot \left| \dot{S}_{21}^{(r)} \left(f_0 + \frac{\Delta f_0}{T_r} \text{mod}(t, T_r) \right) \right|, \quad (3)$$

где U_i – амплитуда принимаемого сигнала, определяемая эффективной отражающей поверхностью (ЭОП) σ_i точечной цели, дальностью до нее и зависимостями коэффициентов усиления передающей и приемной антенн в направлении на точечную цель во времени

$$U_i(t) = \sqrt{\frac{P_{tr}^{\max} G_{tr}^{\max} G_{tr}^H(\alpha_a(t) - \alpha_i) G_r^{\max} G_r^H(\alpha_a(t) - \alpha_i) \lambda^2 \sigma_i \gamma_{\text{тр}}}{(4\pi)^3 r_i^4(t)}}, \quad (4)$$

где G_{tr}^{\max} , G_r^{\max} – коэффициенты усиления передающей и приемной антенны; $G_{tr}^H(\alpha), G_r^H(\alpha)$ – нормированные ДН передающей и приемной антенн; $\gamma_{\text{тр}}$ – коэффициент суммарных потерь в трактах на передачу и на прием; α_i – угловое положение точечной цели; $\alpha_a(t)$ угловое

положение максимума ДН по азимуту, определяемое начальным значением α_{a0} и скоростью V_α сканирования по азимуту $\alpha_a(t) = \text{mod}(\alpha_{a0} + V_\alpha t, 2\pi)$.

Разность $\alpha_a(t) - \alpha_i$ в (4) вычисляется в пределах $[-\pi, \pi]$.

Отраженный сигнал от точечной цели

$$\dot{F}_i(t) = A_i(t)e^{j\varphi_i(t)}. \quad (5)$$

Отраженные сигналы от сложных радиолокационных целей и мешающие отражения от земной поверхности моделируются в виде суммы сигналов от точечных целей

$$\dot{F}_\Sigma(t) = \sum_{i=1}^{N_t} A_i(t)e^{j\varphi_i(t)} + \sum_{k=1}^{N_{mo}} \dot{\xi}_k(t)B_k(t)e^{j(\psi_k(t)+\vartheta_k)}, \quad (6)$$

где N_t – число «блестящих» точек в модели радиолокационной цели; N_{mo} – число точечных целей, имитирующих отражения от земной поверхности; $B_k(t)$ – закон изменения амплитуды отраженного сигнала для k -ой блестящей точки земной поверхности; ϑ_k – собственная фаза коэффициента отражения от k -ой блестящей точки земной поверхности; $\dot{\xi}_k(t)$ – комплексная огибающая сигнала от k -ой блестящей точки земной поверхности, обусловленная ее движением под действием ветра.

Для формирования отраженного сигнала от протяженной радиолокационной цели используется модель в виде совокупности блестящих точек на «жестком» каркасе без учета упругих колебаний конструкции. Для этой модели задаются координаты и ЭОП блестящих точек радиолокационной цели, координаты центра масс цели и углы поворота строительных осей цели относительно декартовой системе координат. Фазы коэффициента отражения от блестящих точек приняты равными нулю. Эти блестящие точки совершают независимые угловые рыскания по курсу, крену и тангажу с заданной корреляционной функцией вида

$$R_i(\tau) = D_i e^{-\frac{\tau^2}{T_i^2}} \cos \frac{\pi\tau}{2\tau_i}, \quad (7)$$

где D_i – дисперсия углового отклонения по соответствующему параметру; τ_i, T_i – параметры функции корреляции, определяющие частоту колебаний и время затухания угловых рысканий, причем $T_i = (5...10)\tau_i$. Для типовых аэродинамических радиолокационных целей (самолетов) $\tau_i = 1...5$ с при $\sqrt{D_i} = (1...2)$ для курса и крена и в $3...5$ раз для тангажа [5].

Блестящие точки земной поверхности задаются на концентрических окружностях (рис. 4) с угловым расстоянием между точками на концентрических окружностях $\delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{10...20}$, где $\Delta\alpha$ – ширина главного лепестка ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости и расстоянием между окружностями $\delta r = \frac{c}{(4...6)\Delta f_0}$.

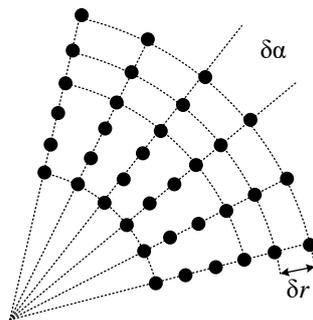


Рис. 4. К расстановке блестящих точек при расчете мешающих отражений от подстилающей поверхности

Таким образом, на каждый элемент разрешения РЛС по азимуту будет приходиться 10...20 точечных целей, что дает возможность адекватно моделировать флуктуации мешающих отражений из-за вращения антенны. Аналогично, на каждый элемент разрешения по дальности будет приходиться достаточное число точечных отражателей со случайными начальными фазами.

Эффективная отражающая поверхность (ЭОП) точечного отражателя при имитации отраженного сигнала определяется во формуле

$$\sigma_{\text{то}} = \frac{r\Delta r\Delta\alpha\sigma_{\text{уд}}}{N_r N_\alpha}, \quad (8)$$

где $\sigma_{\text{уд}}$ – удельная ЭОП земной поверхности; N_r, N_α – число точечных отражателей на элемент разрешения РЛС по дальности и азимуту, соответственно, при типовых значениях $N_r = 1...3; N_\alpha = 5...10$. Собственные начальные фазы коэффициента отражения от блестящих точек подстилающей поверхности являются равномерно распределенными случайными числами в диапазоне $[0; 2\pi]$.

Принимаемый сигнал зададим в виде

$$\dot{S}(t) = \dot{F}_{\text{пр}}(t) + \dot{F}_\Sigma(t) + \dot{N}(t), \quad (9)$$

где $\dot{F}_{\text{пр}}(t)$ – паразитный сигнал передатчика, просачивающийся в приемник; $\dot{N}(t)$ – комплексный гауссовский шум с равномерной в пределах полосы пропускания приемника спектральной плотностью мощности.

Паразитный сигнал передатчика, просачивающийся в приемник, зададим в виде

$$\dot{F}_{\text{пр}}(t) = A_{\text{пр}} \cdot e^{j\varphi_{\text{пр}}(t)}; \varphi_{\text{пр}}(t) = \varphi_{tr}(t) - \varphi_{tr}(t - t_{\text{пр}}), \quad (10)$$

где $A_{\text{пр}}$ – амплитуда просачивающегося сигнала, определяемая уровнем развязки приемника и передатчика; $t_{\text{пр}}$ – время задержки просачивающегося сигнала, определяемое электрической длиной и другими параметрами антенно-фидерного тракта. Согласно (9) $\dot{F}_{\text{пр}}(t)$ – низкочастотный (сотни Гц – единицы кГц) сигнал с типовым значением амплитуды, существенно (на 60...80 дБ) превышающим среднеквадратическое значение собственных шумов приемника РЛС.

Расчет сигнала на выходе АЦП проводится в следующем порядке. Принимаемый сигнал (8) пропускается через входной аналоговый фильтр (на выходе смесителя) – фильтр верхних частот с импульсной характеристикой $\dot{V}(\tau)$; за счет этого происходит существенное ослабление просачивающегося сигнала и сигнала от мощных сигналов от земной поверхности вблизи от РЛС; выходной сигнал указанного фильтра определяется интегралом свертки (технически интеграл свертки вычисляется в дискретном виде без квантования сигнала по уровню)

$$\dot{Y}(t) = \int_0^t \dot{S}(\tau)\dot{V}(t - \tau)d\tau; \quad (11)$$

из выходного сигнала $\dot{Y}(t)$ путем квантования по уровню и разделения на периоды повторения

формируется матрица $\dot{U}_{m,k} = \left[\frac{1}{\Delta_{\text{adc}}} \dot{Y} \left(\frac{m-1}{F_s} + (k-1)T_r \right) \right]$ дискретных отсчетов сигналов, где

$m = \overline{1, M}$ – номер отсчета в пределах периода повторения, $M = [T_r F_s]$; k – номер периода повторения; Δ_{adc} – цена младшего разряда АЦП; F_s – частота дискретизации.

Вычисление выходного сигнала системы обработки проводится в следующем порядке.

Отсчеты сигнала для каждого периода повторения умножаются на отсчеты w_{D_m} оконной функции по дальности для уменьшения уровня боковых лепестков откликов сигналов от целей или местных предметов с большой ЭОП по дальности

$$\dot{U}_{w_{m,k}} = \dot{U}_{m,k} w_{D_m}, \quad m = \overline{1, M}. \quad (12)$$

Полученная матрица отсчетов \mathbf{U}_w дополняется нулями таким образом, чтобы число строк соответствовало степени 2.

Выполняется внутрипериодная обработка, то есть БПФ по столбцам матрицы \mathbf{U}_w с формированием матрицы отсчетов спектров принимаемых сигналов в разных периодах повторения

$$\mathbf{G}_U = FFT(\mathbf{U}_w). \quad (13)$$

Дальнейшая обработка является многоканальной по азимуту:

– для k -го периода повторения, то есть для момента времени $t_k = kT_r$ и азимута максимума ДН антенны в этот момент времени $\alpha_a(kT_r)$ из матрицы отчетов спектра \mathbf{G}_U

выделяется $L = \left\lceil \frac{\Delta\alpha}{V_a T_r} \right\rceil$ столбцов (периодов повторения) с номерами $k - \frac{L}{2} \dots k + \frac{L}{2}$; эти столбцы

заносятся в матрицу \mathbf{G}_k ;

– строки этой матрицы поэлементно умножаются на оконную функцию по скорости w_{V_ℓ} , $\ell = \overline{1, L}$;

– выполняется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) по строкам матрицы \mathbf{G}_k и вычисляется квадраты модулей отсчетов ДПФ в результате чего формируется матрица \mathbf{Z}_k откликов «дальность – скорость» для заданного углового направления.

Обнаружение целей и грубое измерение углового положения, дальности и скорости сводится к нахождению локальных максимумов, превысивших заданный порог

$$\hat{k}, \hat{m}, \hat{\ell} = \arg \max_{k,m,\ell} Z_k(m, \ell). \quad (14)$$

Далее проводится уточнение указанных оценок путем аппроксимации отклика в окрестности максимума.

Пример результатов моделирования РЛС с НЧМИ

Приведенная выше компьютерная модель реализована в MatLab. Пример получаемых при моделировании результатов приведен на рис. 5.

РЛС имела период повторения 1 мс при ширине спектра сигнала 150 МГц и ширине главного лепестка 10° . Радиолокационная цель с ЭОП 10 м^2 находилась на дальности 1200 м. Земная поверхность имела удельную ЭОП $0,01 \text{ м}^2/\text{м}^2$. Отражения от земной поверхности моделировались на участке длиной 100 метров. Оконная функция по дальности не использовалась, оконная функция по скорости – Кайзера-Бесселя при уровне боковых лепестков -60 дБ . Вид сигнала на выходе ВПО определяется отражениями от земной поверхности и оконной обработкой (спадание к краям). На полученном изображении матрицы «дальность-скорость» хорошо виден участок с отражениями от земной поверхности (скорости около нуля) и сигнал от радиолокационной цели.

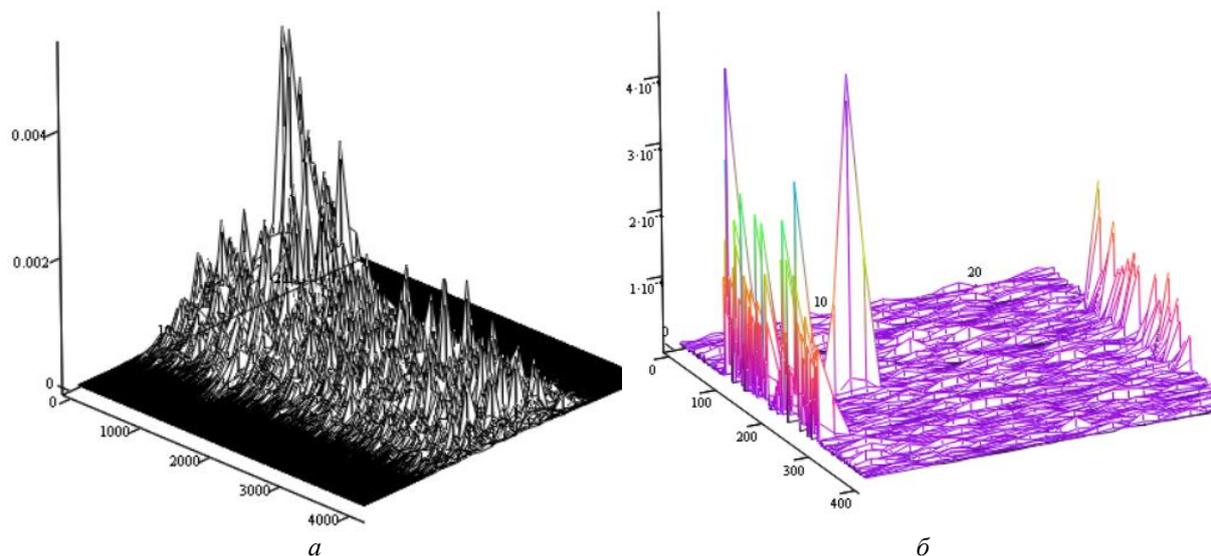


Рис. 5. Результаты моделирования: *a* – матрица квадратов модулей отсчетов на выходе ВПО для всей дальности; *б* – матрица отсчетов на выходе обработки в окне по дальности относительно цели 400 отсчетов

Закл^ючение

Разработанная компьютерная модель учитывает основные особенности построения РЛС с НЧМИ и может быть использована для выбора рациональных параметров и исследования эффективности функционирования указанных РЛС в различных условиях.

COMPUTER MODEL OF A RADAR STATION WITH CONTINUOUS FREQUENCY-MODULATED RADIATION

PYAE PHYU HLAING

Abstract. The structure and basic relationships for the mathematical model of a small-sized radar station with continuous frequency-modulated radiation are developed. Individual modeling results are presented.

Keywords: mathematical model, radar station, processing algorithm, frequency-modulated radiation, continuous signal.

Список литературы

1. Winkler V. Range Doppler Detection for Automotive FMCW Radars / Proceedings of the 4th European Radar Conference, 2007. P. 216.
2. Marvin N. Cohen, Allan J. Nathanson, Lila H. Nathanson, Janice N. Smith, J. Patrick Reilly. Radar design principles, 1991.
3. Kim B., Kim S., Jin, Y., Lee J. High-Efficiency Super-Resolution FMCW Radar Algorithm Based on FFT Estimation. Sensors, №12, 2021. P. 1-16.
4. Winkler V. Range Doppler detection for automotive FMCW radars, European Radar Conference (EuRAD), Munich, Germany, 2000. P. 166–169.
5. Антипов В.Н. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / под ред. В.Т. Горяинова. М., 1988.