

КОМПЕНСАЦИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ  
В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ МЕТЕОРАДИОЛОКАТОРАХ© 2022 г. Б. М. Вовшин<sup>а, \*</sup>, В. К. Битюков<sup>а</sup><sup>а</sup> МИРЭА – Российский технологический университет,  
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454 Российская Федерация

\*E-mail: boris@eleron.net

Поступила в редакцию 11.09.2021 г.

После доработки 11.09.2021 г.

Принята к публикации 18.09.2021 г.

Рассмотрена актуальная для доплеровских метеоррадиолокаторов задача компенсации отражений от местных предметов, искажающих оценки спектральных характеристик метеорообразований. Предложена методика статистического синтеза режекторных фильтров с требуемой зоной режекции помех на первом этапе межпериодной обработки сигналов. На примерах фильтров помех с близкой к нулю и расширенной зонами режекции доказана корректность и эффективность предложенной методики синтеза. Для различных ситуаций оценены скоростные характеристики синтезированных фильтров и определены способы управления “провалами” частотных характеристик в зонах воздействия помех.

DOI: 10.31857/S0033849422020140

## ВВЕДЕНИЕ

Оценка спектральных параметров метеорообразований (МО) является важнейшей задачей, возлагаемой на доплеровские метеоррадиолокаторы (ДМРЛ) [1, 2]. Она решается на этапе межпериодной обработки (МПО) эхо-сигналов, отраженных от МО. При наличии мешающих отражений от местных предметов (МП) в виде отдельно стоящих объектов (здания, вышки, трубы и т.д.) или неровностей местности (горы, холмы, земля, леса) результаты оценки спектров МО могут оказаться существенно искаженными, в особенности на малых углах места.

Таким образом, на систему МПО ДМРЛ накладывается дополнительная задача – скомпенсировать или ослабить влияние отражений от МП на результаты доплеровской (спектральной) обработки и тем самым повысить качество информации, выдаваемой ДМРЛ. Одним из возможных вариантов ее решения является применение режекторных фильтров, использующих отличия в частотных свойствах МО и МП, обусловленных различием их радиальных скоростей  $V_r$  и характером межпериодных флюктуаций, определяющим ширину доплеровского спектра  $\Delta F_d$ .

Цель данной работы – статистический синтез и исследования режекторных фильтров с различной глубиной и шириной зон режекции для эффективной компенсации отражений от МП при условии минимальных искажений спектров МО.

1. ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ МО  
В ПРИСУТСТВИИ ПОМЕХ

Известно [3, 4], что оптимальной оценкой вектора параметров  $\hat{\Theta} = \{\hat{\Theta}_l\}_{l=1}^L$  является оценка, максимизирующая отношение правдоподобия  $l$  или функционал  $f(l)$  от него:

$$l(\mathbf{u}, \Theta) = \frac{p_{\text{сп}}(\mathbf{u}, \Theta)}{p_{\text{п}}(\mathbf{u})}; \quad \xi(\mathbf{u}, \Theta) = f[l(\mathbf{u}, \Theta)], \quad (1)$$

где  $p_{\text{сп}}(\mathbf{u}, \Theta)$  и  $p_{\text{п}}(\mathbf{u})$  – плотности распределений  $M$ -мерного вектора входных воздействий  $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^M$  по гипотезам наличия  $H_1$  в смеси эхо-сигналов от МО или его отсутствия  $H_0$ , т.е. наличие только шума и, возможно, отражений от МП соответственно.

Надо отметить, что в качестве функционала обычно выбирается функция, монотонно зависящая от  $l$ , чаще всего логарифм ( $\ln$ ). Для анализа уравнения (1) целесообразно воспользоваться наиболее распространенной в практике метеоррадиолокации гауссовской аппроксимацией входных воздействий:  $\mathbf{u} \sim CN(0, \Phi_1(\Theta))$  и  $\mathbf{u} \sim CN(0, \Phi_0)$  для гипотез  $H_1$  и  $H_0$  соответственно. Эта запись означает, что векторы  $\mathbf{u}$  являются комплексными  $C$ , нормальными  $N$  с нулевым средним и корреля-

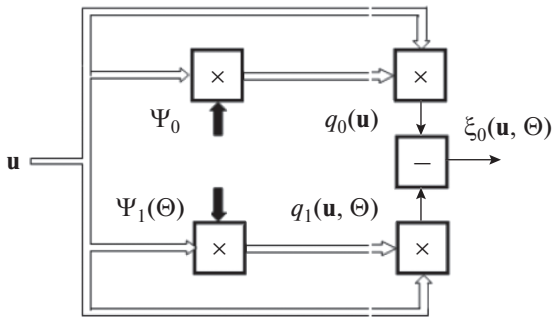


Рис. 1. Схема формирования максимизируемой функции.

ционной матрицей (КМ)  $\Phi$ . В этом случае отношение правдоподобия можно представить в виде

$$l(\mathbf{u}, \Theta) = c \exp\{\mathbf{u}^* (\Phi_0^{-1} - \Phi_1^{-1}) \mathbf{u}\}, \quad (2)$$

а в роли максимизированной может выступать скалярный функционал векторного аргумента  $\Theta$ :

$$\begin{aligned} \xi(\mathbf{u}, \Theta) &= c \ln(l(\mathbf{u}, \Theta)) = \\ &= c \xi_0(\mathbf{u}, \Theta) = q_0(\mathbf{u}) - q_1(\mathbf{u}, \Theta), \quad (3) \\ q_0(\mathbf{u}) &= \mathbf{u}^* \Psi_0, q_1(\mathbf{u}, \Theta) = \mathbf{u}^* \Psi_1, \end{aligned}$$

где  $c$  – постоянный коэффициент,  $\Psi_{0,1} = \Phi_{0,1}^{-1}$  – матрицы, обратные КМ для гипотез  $H_0$  и  $H_1$  соответственно.

На рис. 1 представлена структурная схема получения функции  $\xi(\mathbf{u}, \Theta)$ , подлежащей максимизации в процессе поиска. Она представляет собой разность двух квадратичных форм вектора входных воздействий с матрицами  $\Psi_0(\mathbf{u})$  и  $\Psi_1(\mathbf{u}, \Theta)$ , обратными КМ  $\Phi_0$  и  $\Phi_1(\Theta)$ . Априори эти матрицы неизвестны и поэтому подлежат оцениванию на этапе адаптации. Вместе с тем известно, что КМ интенсивных отражений от МП имеют достаточно узкий спектр  $\Delta F_d < 1$  м/с (даже в X-диапазоне) и в смеси со спектром шума сосредоточены в окрестности нулевой доплеровской частоты  $F_d = 0$  (скорость  $V_r = 0$ ). В этой ситуации их можно представить действительными КМ авторегрессионных случайных процессов высокого порядка  $p$  с унимодальными спектрами [5, 6].

Учтем, что оптимальное решение поставленной задачи для произвольных КМ  $\Phi_0$  и ей обратной  $\Psi_0$  сложно, особенно, если доплеровские спектры отражений от МП достаточно широкие. Поэтому предположения, указанные выше и практически доказанные в [6], позволяют свести ее решение к использованию режекторного фильтра на первом этапе МПО в подавляющем большинстве практических случаев. Структуры и параметры режекторных фильтров могут быть различными, а их

выбор – неоднозначен и, как правило, продиктован представлением о свойствах отражений от МП или базироваться на ранее полученных экспериментальных данных.

## 2. СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

В качестве базового решения для синтеза режекторных фильтров можно использовать известные из литературы [7] фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) произвольного  $m$ -го порядка. Они обладают важным свойством, которое заключается в том, что на его выходе обеспечивается минимум мощности помехи, если его дискретная импульсная характеристика пропорциональна первой или последней строке  $z \times z$ -мерной матрице  $\Psi^{(z)} = \Phi^{(z)-1}$ , где  $\Phi^{(z)}$  – КМ  $z$ -мерного вектора помехи на его входе. При этом порядок КИХ-фильтра будет удовлетворять условию  $m = z - 1$ . Фильтры с такими свойствами в литературе называются фильтрами линейного предсказания с минимальной среднеквадратической ошибкой [8, 9]. Рассмотрим методику синтеза режекторных фильтров на этой основе для произвольного закона зондирования (вобуляции).

Пусть нормированный спектр помехи  $s_{\text{норм}}(f)$ , подлежащий подавлению, удовлетворяет условию

$$\int_{-1/2}^{1/2} s_{\text{норм}}(f) df = \rho_{pp} = 1, \quad p \in 1, M, \quad (4)$$

где  $f = F_d/F_{\text{ср}}$  – доплеровская частота, нормированная к средней частоте зондирования  $F_{\text{ср}}$ ,  $\rho_{pp}$  – диагональный элемент нормированной КМ-помехи.

Тогда нормированная  $M \times M$  корреляционная матрица помехи  $\rho = \{\rho_{pq}\}_{p,q=1}^M$  может быть получена по формуле Винера–Хинчина:

$$\rho = \int_{-1/2}^{1/2} s_{\text{норм}}(f) \mathbf{x}(f) \mathbf{x}^*(f) df, \quad (5)$$

где  $\mathbf{x}(f) = \{\exp(j2\pi f \gamma_l)\}_{l=1}^M$ ,  $\gamma_l = \sum_{i=1}^{l-1} T_i/T_{\text{ср}}$  – нормированный к среднему интервалу зондирования  $T_{\text{ср}} = 1/F_{\text{ср}}$  временной интервал между первым и  $l$ -м импульсами  $M$ -элементной пачки.

Если помеха аппроксимируется процессом авторегрессии высокого порядка  $p$  с известной КМ, то вычислений по формуле (5) не требуется. Для спектров гауссовской формы при  $p \rightarrow \infty$  можно полагать

$$\rho_{pq} = \rho_1^{|\gamma_p - \gamma_q|}, \quad p, q \in 1, M, \quad (6)$$

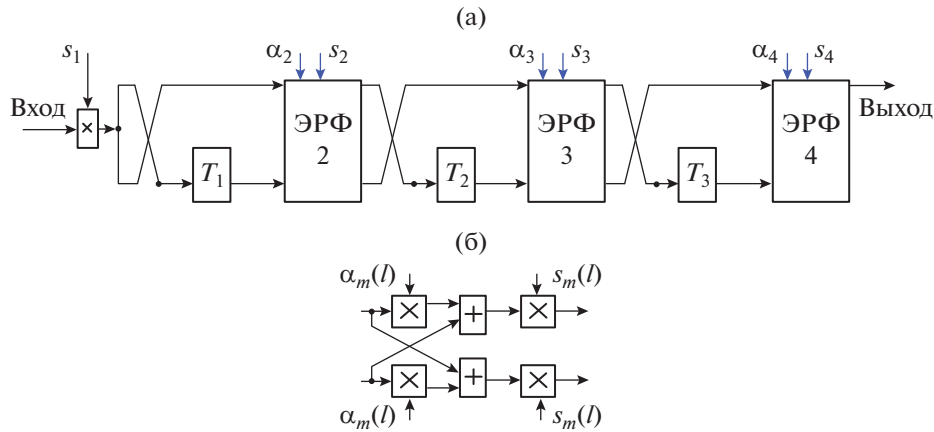


Рис. 2. Схема четырехступенчатого режекторного фильтра (а) и  $m$ -й ступени в виде режекторного фильтра (б).

где  $\rho_1$  – коэффициент корреляции (КК) отсчетов помехи, следующих с интервалом  $T_{cp}$ .

Тогда КМ аддитивной смеси шума приемника и помехи с относительной интенсивностью  $\kappa$  будет иметь вид

$$\Phi_0 = \{\rho_{pq}\}_{p,q}^M = \mathbf{I}_M + \kappa \rho, \quad (7)$$

где  $\mathbf{I}_M$  – единичная  $M \times M$  диагональная матрица.

Вспользуемся разложением матрицы, обратной КМ (7), на треугольные сомножители Холецкого  $\Psi_0 = \Phi_0^{-1} = \mathbf{H}^* \mathbf{H}$ , где  $\mathbf{H} = \{h_j\}_{j=1}^z$  – правый сомножитель нижне-верхнего разложения [10]. Тогда  $z$ -мерные строки матрицы  $\mathbf{H}$  будут представлять собой импульсные характеристики (ИХ) трансверсального КИХ-фильтра  $m$ -го порядка. В частности, такой режекторный фильтр может быть также представлен как каскадное соединение элементарных решетчатых фильтров (ЭРФ) [11–13], как показано на рис. 2 для режекторных фильтров 3-го порядка при  $z = 4$ . Алгоритм определения параметров его настройки сводится к выбору коэффициентов  $\alpha_m$  и  $S_m$ . Физический смысл параметра  $\alpha_m$  заключается в нормировании мощности помехи  $m$ -й ступени к единице, а параметр  $S_m$  должен декоррелировать выходной процесс  $m$ -й ступени с входным.

### 3. РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР ПОМЕХ С БЛИЗКОЙ К НУЛЕВОЙ ШИРИНОЙ СПЕКТРА

В ходе экспериментов, проведенных на первых отечественных ДМРЛ [6, 14], было показано, что коэффициент корреляции отражений от близко стоящих местных предметов (типа труб и мерзлой земли) стремится к единице  $\rho_1 \rightarrow 1$ , если приемопередающие тракты обладают достаточно

высокой стабильностью. Поэтому ширина спектра межпериодных флуктуаций таких МП достаточно мала [6]. В пределе можно полагать, что она имеет нулевую ширину:  $s_{\text{норм}}(f) = \delta(f)$  – дельта-функция. Тогда согласно (5) для нормированной корреляционной матрицы можно записать

$$\rho = \int_{-1/2}^{1/2} \delta(f) \mathbf{x}(f) \mathbf{x}^*(f) df = \mathbf{E} \mathbf{E}^*, \quad (8)$$

где  $\mathbf{E} = \{e_{ij}\}_{i=1}^M$ ,  $\mathbf{E}$  – матрица единичного ранга со всеми элементами, равными единице при любом законе зондирования.

В этом случае КМ (7) преобразуется к виду  $\Phi_0 = \mathbf{I}_M + \kappa \mathbf{E} \mathbf{E}^*$ , а обратная ей матрица равна

$$\Psi_0 = \Phi_0^{-1} = \mathbf{I}_M + \mu \mathbf{E} \mathbf{E}^*, \quad \mu = \kappa / (1 + M\kappa). \quad (9)$$

Тогда треугольную матрицу  $\mathbf{H}$  можно представить суммой

$$\mathbf{H} = \mathbf{D1} + \mathbf{D2G}, \quad \mathbf{G} = \{g_{ij}\}_{i,j=1}^M = \begin{cases} 1, & j < i \\ 0, & j \geq i \end{cases}. \quad (10)$$

Для элементов диагональных матриц  $\mathbf{D1}$  и  $\mathbf{D2}$  справедливы соотношения

$$d1_l = \sqrt{(1 + (l-1)\kappa) / (1 + l\kappa)} < 1, \\ d2_l = (-\kappa / (1 + (l-1)\kappa)) d1_l,$$

а  $\mathbf{G}$  – нижняя треугольная матрица с нулевой диагональю и единичными поддиагональными элементами.

Согласно этим соотношениям можно показать, что диагональные элементы весового вектора оптимального КИХ-фильтра при  $\kappa \gg 1$  и  $z \geq 2$  имеют следующий вид:

$$h_{l1} = d1_l = \sqrt{1 / (1 + \kappa)}, \quad h_{zz} = \sqrt{(z-1) / z}, \quad (11)$$

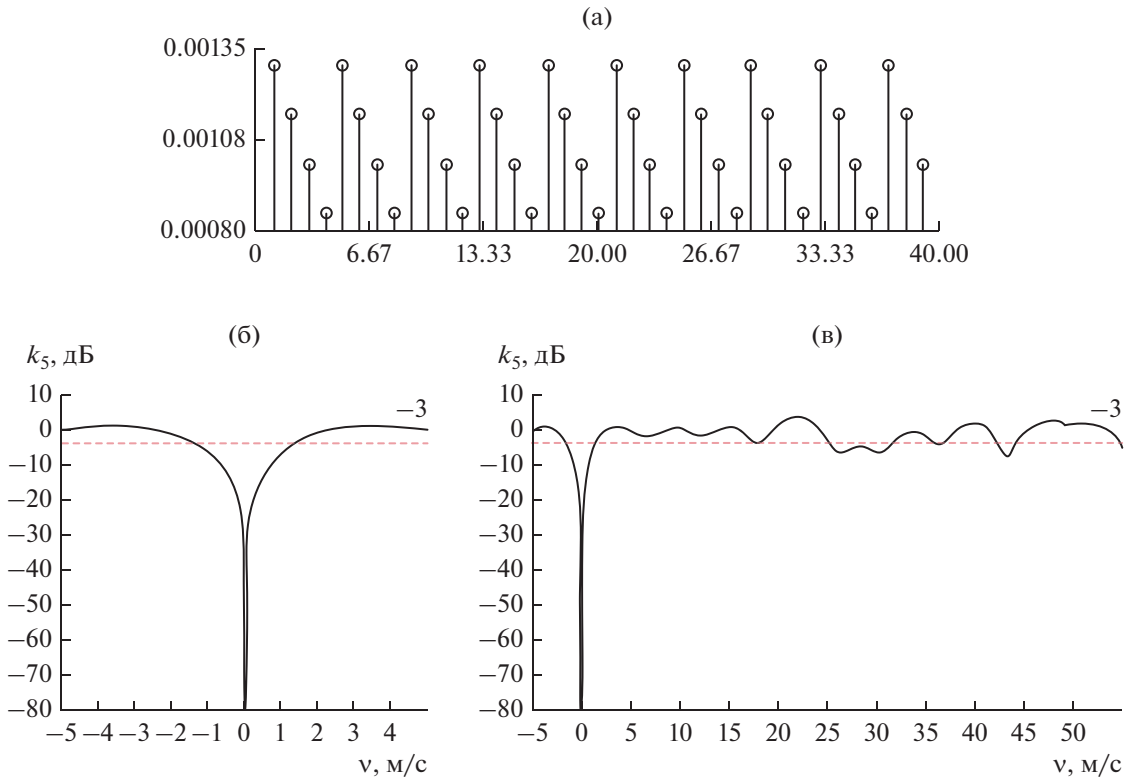


Рис. 3. Закон модуляции 40-элементной пачки импульсов (а) и скоростные характеристики фильтра 4-го порядка (б, в).

а поддиагональные элементы  $h_{z,j}$  любой строки матрицы  $\mathbf{H}$  равны  $z$ -му диагональному элементу матрицы  $\mathbf{D2}$ .

Свойства матрицы  $\mathbf{H}$  заключаются в следующем [10, 14]. Сумма ее диагональных и поддиагональных элементов  $\sum_{i=1}^z h_{z,i} \approx 0$  при  $\kappa \gg 1$  и  $z \geq 2$ , а квадрат нормы при тех же условиях —  $\mathbf{h}_z^* \mathbf{h}_z = \sum_{i=1}^z h_{z,i}^2 \approx 1$ . Эти соотношения позволяют считать, что квадрат модуля частотной характеристики имеет вид

$$K_z(f) = \left| \mathbf{h}_z^* \mathbf{X}_z(f) \right|^2, \quad \mathbf{X}_z(f) = \{x_i(f)\}_{i=1}^z, \quad (12)$$

$$x_i(f) = \exp\{j2\pi f \gamma_i\}$$

и в точке  $f = 0$  близок к нулю. Это условие выполняется для фильтров всех порядков  $z \gg 2$  с ИХ  $\mathbf{h}_{zz}^* = \{h_{z,j}\}_{j=1}^z$  при  $z \in 2, M$  и тем точнее, чем выше порядок фильтра.

При этом свойства нормы  $\mathbf{h}_z^* \mathbf{h}_z$  означают, что мощность шума на выходе каждого фильтра практически совпадает с мощностью входного некоррелированного шума в смежных  $z$ -каналах приема.

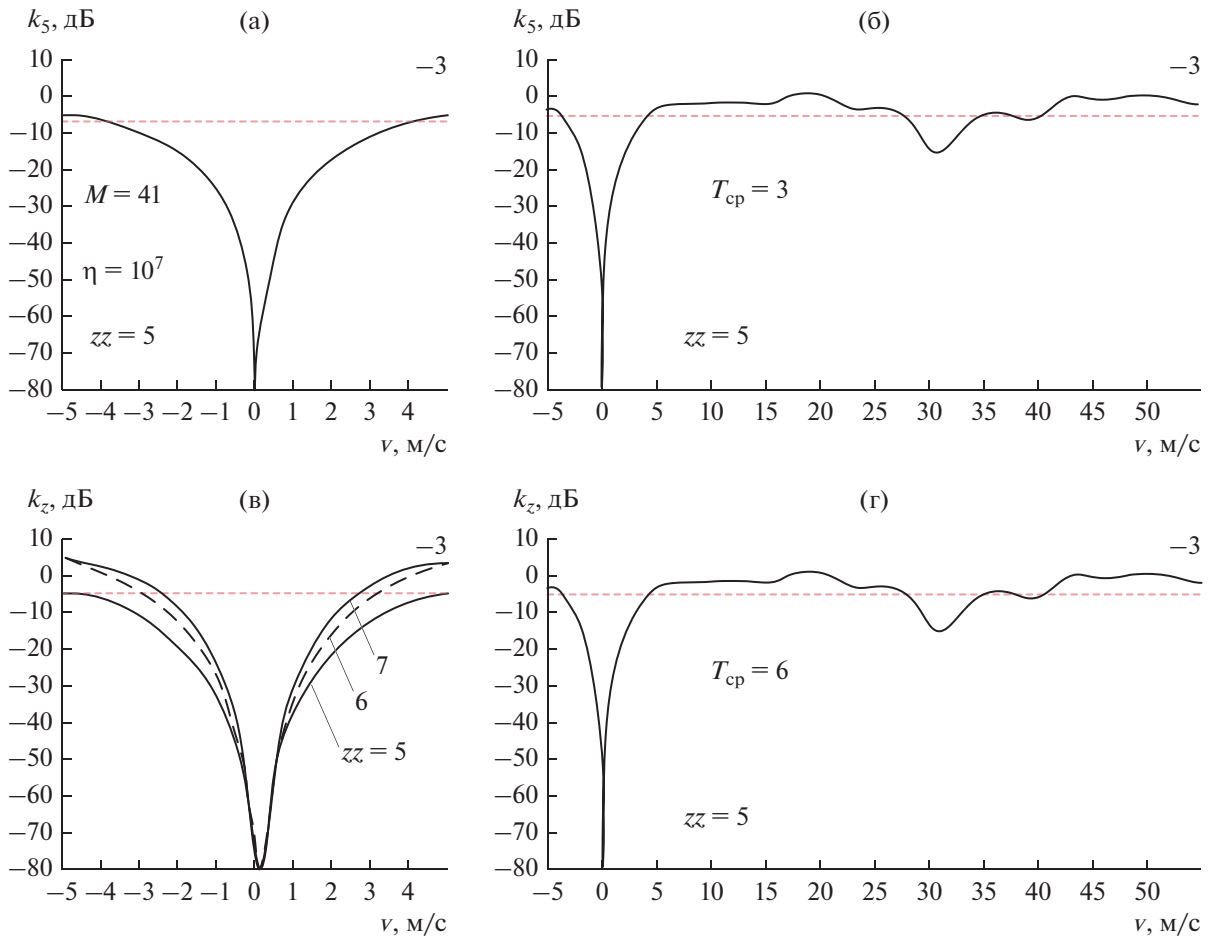
На рис. 3а показана 40-элементная модулированная пачка импульсов, а на рис. 3б — соответствующая ей скоростная характеристика (СХ)

$K_z(V_r)$  (для фильтра четвертого порядка) при  $\kappa = 10^7$ , полученная из (12) заменой аргумента  $f$  на  $2V_r T_{cp} / \lambda$ , где  $\lambda$  — длина волны,  $T_{cp}$  — средний период повторения в модулированной пачке импульсов. На рис. 3в показана та же самая СХ, что и на рис. 3б, но в более широком диапазоне. Из рисунка видно, что в точке  $V_r = 0$  СХ имеет очень “глубокий” провал, который подавляет неподвижную компоненту любого МП, практически не трогая даже края спектров отражений от МО.

Однако в ряде случаев, например для МП в виде лиственных лесных массивов или травяного покрова земли в летний период, спектр межпериодных флуктуаций может быть достаточно широким, в частности, за счет ветра. Поэтому в этом случае приемлемы режекторные фильтры с большей шириной провала при  $V_r = 0$ , чем показано на рис. 3.

#### 4. ФИЛЬТРЫ С РАСШИРЕННОЙ ЗОНОЙ РЕЖЕКЦИИ ПОМЕХ

Синтез фильтра с расширенной зоной режекции также можно осуществить по приведенной выше методике. Простейший способ расширения — это



**Рис. 4.** Скоростные характеристики вариантов фильтров подавления помех с расширенными спектрами: а)  $N = 3$ ,  $V_r = f_1\lambda/2$ ,  $V_2 = 0$ ,  $V_3 = -f_1\lambda/2$ ; б) то же, но в более широком диапазоне; в)  $N = 3$ ,  $V_1 = -2f_1\lambda/2$ ,  $V_2 = 0$ ,  $V_3 = \frac{2f_1\lambda}{2}$ ; г) то же, но в более широком диапазоне.

использовать спектр, составленный из  $N$  спектров нулевой ширины

$$s_{\text{норм}}(f) = \sum_{n=1}^N \delta(f - f_n), \quad (13)$$

где  $f_n$  – частота  $n$ -й компоненты спектра помехи.

Для такой модели спектра нормированная КМ имеет вид

$$\rho = \int_{-1/2}^{1/2} \sum_{n=1}^N \delta(f - f_n) \mathbf{x}(f) \mathbf{x}^*(f) df = \mathbf{X}\mathbf{X}^*, \quad (14)$$

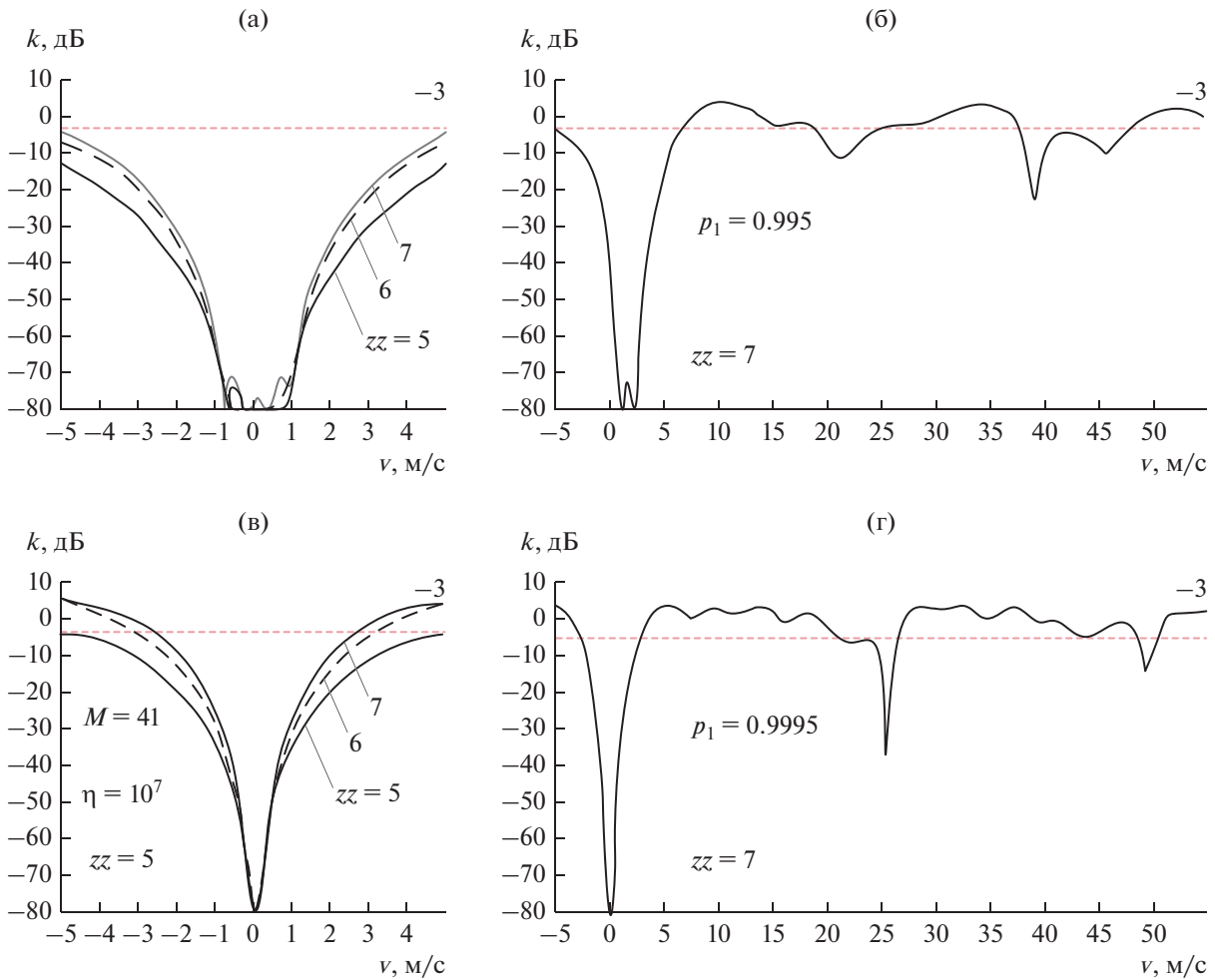
$$\mathbf{X} = \{x(f_i)\}_{i=1}^N.$$

Соответственно, корреляционная матрица  $\Phi_0$  смеси помехи и шума и матрица, обратная ей  $\Psi_0$ , вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} \Phi_0 &= \mathbf{I}_M + \kappa \mathbf{X}\mathbf{X}^*, \\ \Psi_0 &= \mathbf{I}_M - \kappa \mathbf{X}(\mathbf{I}_N + \kappa \mathbf{X}\mathbf{X}^*)^{-1} \mathbf{X}^* = \mathbf{H}^* \mathbf{H}. \end{aligned} \quad (15)$$

Здесь  $z$ -мерные подвекторы строки  $\mathbf{h}_z = \{h_{z,j}\}_{j=1}^z$  нижней треугольной  $M \times M$  матрицы  $\mathbf{H}$  представляют собой импульсные характеристики трансверсальных КИХ-фильтров порядка  $m = z - 1$ . Эти фильтры должны обеспечить подавление отражений от указанных МП.

На рис. 4 для пачки импульсов с законом вобуляции (см. рис. 3а) представлены скоростные характеристики режкторных фильтров подавления помех со спектром вида (13). При моделировании были приняты следующие параметры:  $N = 3$ ,  $V_r = f_1\lambda/2$ ,  $V_2 = 0$ ,  $V_3 = -f_1\lambda/2$  – для рис. 4а;  $N = 3$ ,  $V_1 = -2f_1\lambda/2$ ,  $V_2 = 0$ ,  $V_3 = 2f_1\lambda/2$  – для рис. 4в. При этом было выбрано:  $f_1\lambda/2 = \Delta V_r = 15$  м/с и  $\kappa = 10^7$ . На рис. 4б и 4г показаны те же самые СХ, что и на рис. 4а и 4в соответственно, но в увеличенном масштабе.



**Рис. 5.** Скоростные характеристики вариантов фильтров подавления помех с непрерывным спектром и КМ вида (6) при  $\rho_1 = 0.995$  (а, б) и  $0.9995$  (в, г). Рисунки 5б и 5г изображают одну из кривых на рис. 5а и 5в в более широком диапазоне.

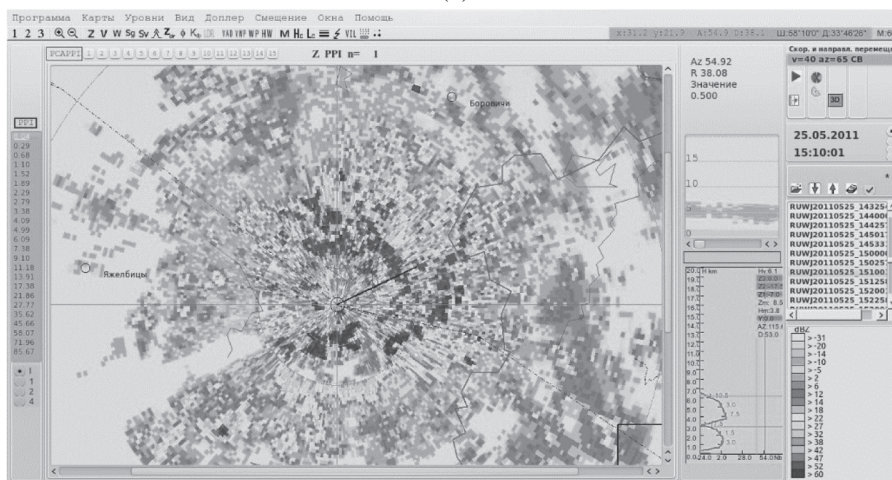
Из рис. 4 видно, что, как и в предыдущем случае, в скоростной характеристике этих фильтров имеются достаточно глубокие “провалы” в окрестности нулевой скорости, но при этом наблюдается существенно более широкая зона режекции по сравнению с рис. 3б. Ширина этой зоны эффективно регулируется значениями  $\Delta V_r$ , порядком фильтра  $m = z - 1$ , а также задаваемой интенсивностью помехи  $\kappa$ .

Очевидно, что в качестве исходных здесь могут использоваться не только дискретные спектры вида (13), но и непрерывные спектры. На рис. 5 представлены скоростные характеристики фильтров подавления помех с нормированной КМ вида (6) при  $\rho_1 = 0.995$  (рис. 5а, 5б) и  $\rho_1 = 0.9995$ , (рис. 5в, 5г),  $\kappa = 10^7$ .

Видно, что в этих случаях также формируется глубокий провал в окрестности  $V_r = 0$ , ширина и глубина которого могут эффективно регулироваться выбором значения коэффициента корреляции. Причем чем больше значение  $\rho_1$ , тем уже и глубже провал в скоростной характеристике.

На рис. 6а показано одно из экспериментальных конических сечений пространства, иллюстрирующее отражаемость обстановки на малых углах места без использования режекторного фильтра. Видно, что в ближней зоне доплеровского метеорадиолокатора (окрашено темным цветом) из-за влияния местных предметов оценка характеристик МО практически невозможна. После введения КИХ-фильтра 8-го порядка (рис. 6б) отражения от МП в основном подавлены, что создает условия получения корректных оценок параметров МО.

(a)



(б)

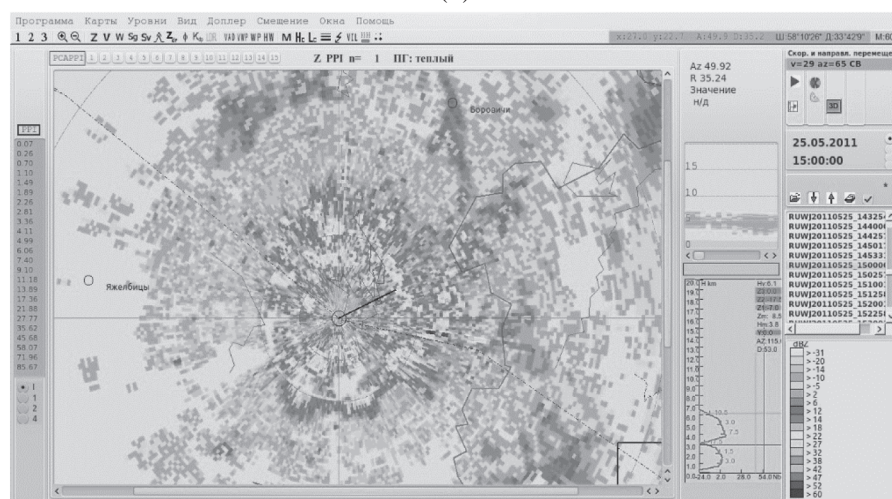


Рис. 6. Экспериментальное коническое сечение пространства доплеровского метеорадиолокатора С-диапазона (ДМРЛ-С) на малом угле места при включенном (а) и выключенном (б) режекторном фильтре.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Показано, что задача оценивания параметров метеообразований при наличии отражений от местных предметов сводится к максимизации функционала от отношения правдоподобия. При этом можно сделать обоснованное предположение о гауссовом характере входных воздействий, в которых смесь шума и отражений от местных предметов является помехой, а отражения от метеообразований играют роль полезного сигнала.

2. Методика синтеза межпериодной обработки, оптимальной в статистическом смысле, сводится к отысканию матрицы, обратной корреляционной матрице входного процесса, а оптимальный весовой вектор обработки определяется как строка (столбец) ее треугольного сомножителя разложения Холецкого. В предположении о высокой интенсив-

ности и узком доплеровском спектре флуктуации местных предметов (при высоком значении коэффициента корреляции) задача упрощается и сводится к выбору параметров неадаптивного режекторного фильтра (КИХ-фильтра).

3. Проведен синтез фильтра с близкой к нулю широкой зоной режекции и определены его импульсная и частотная характеристики. Для 40-элементной вобулированной пачки импульсов представлен конкретный пример частотной характеристики фильтра с глубоким провалом в области нулевой скорости.

4. Синтез фильтра с расширенной зоной режекции проведен на основе представления спектра помехи в виде суммы спектров  $\delta$ -образной формы. Для тех же условий, что и в п. 3, представлены примеры частотных характеристик с раз-

личной шириной зоны режекции и определены параметры, которые могут управлять шириной и глубиной “провала” в зоне воздействия помех.

Полученные результаты были использованы в первых отечественных доплеровских метеорадиолокаторах С- и Х-диапазонов, где за счет применения режекторных фильтров удалось повысить качество выдаваемой информации.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Довиак Р., Зрнич Д.* Доплеровские метеорадиолокаторы и метеорологические наблюдения. Л.: Гидрометеиздат, 1988.
2. *Efremov S., Vilegzhanin I., Vovshin B.* // Proc. IRS-2011, Leipzig, Germany, 2011. P. 239.
3. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007.
4. *Сосулин Ю.Г.* Теоретические основы радиолокации и радионавигации. М.: Радио и связь, 1992.
5. *Вовшин Б.М., Жуга Г.А., Лаврукевич В.В., Леховицкий Д.И.* // Прикладная радиоэлектроника. 2007. Т. 6. № 3. С. 21.
6. *Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Корнеев А.Н., Пушков А.А.* // Успехи совр. радиоэлектроники. 2018. № 2. С. 51.
7. Адаптивные фильтры / Под ред. К. Коузена и П. Гранта. М.: Мир, 1988.
8. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радиосвязь, 1989.
9. *Репин В.Г., Тартаковский Г.П.* Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977.
10. *Стренг Г.* Линейная алгебра и ее приложения. М.: Мир, 1980.
11. *Леховицкий Д.И.* // Изв. вузов. Радиофизика, 1992. Т. 35. № 9–10. С. 790.
12. *Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Корнеев А.Н. и др.* // Успехи совр. радиоэлектроники. 2018. № 6. С. 12.
13. *Третьяков В.А., Куликов Г.В., Лукьянец Ю.Ф.* // Рос. технол. журн. 2020. Т. 8. № 1. С. 34. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-1-34-42>
14. *Беллман Р.* Введение в теорию матриц. М.: Наука, 1976.
15. *Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Ефремов В.С., Пушков А.А.* // Сб. статей II Всерос. науч.-техн. конф. “Проблемы военной геофизики и состояния природных сред”. СПб., 2012. Т. 1. С. 370.