

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМ СДЦ НА ОСНОВЕ АДАПТИВНЫХ РЕШЕТЧАТЫХ ФИЛЬТРОВ В ИМПУЛЬСНЫХ РЛС С ПОПАЧЕЧНОЙ ВОБУЛЯЦИЕЙ ПЕРИОДОВ ЗОНДИРОВАНИЯ

*Д. И. ЛЕХОВИЦКИЙ, В. П. РЯБУХА, Г. А. ЖУГА, В. Н. ЛАВРЕНТЬЕВ*

---

Анализируются результаты экспериментальных исследований систем СДЦ на основе адаптивных решетчатых фильтров в импульсной РЛС 10-сантиметрового диапазона с попачечной wobbling периодов зондирования. Полученные по моделям и записям реальных пассивных помех характеристики сравниваются с характеристиками штатной системы СДЦ. По результатам сравнения обосновываются рекомендации по перспективным направлениям совершенствования систем СДЦ таких РЛС.

Results of experimental researches of MTD systems are parsed on the basis of the adaptive lattice filters in impulse RADAR of a 10-centimetric band with pulse packets wobble of probing phases. Obtained on models and entries of actual passive interferences the performance is compared to performance of a nominal MTD system. By results of matching the guidelines on perspective directions of perfecting of MTD systems of such RADARS are justified.

### ВВЕДЕНИЕ

Пассивные помехи (ПП) — мешающие отражения различной физической природы — существенно затрудняют и могут даже сорвать решение задач, стоящих перед импульсными РЛС. Поэтому защищенность от ПП — один из важнейших показателей их качества [1–5].

Защите РЛС от помех различной природы, в том числе — пассивных, уделено огромное внимание в литературе. В классических работах Ф. М. Вудворда, Д. Миддлтона, В. И. Бунимовича, Л. А. Вайнштейна, В. Д. Зубакова, Г. П. Тартаковского, Л. С. Гуткина, Я. Д. Ширмана, С. Е. Фальковича, Ю. Г. Сосулина и многих других разработаны теоретические основы и методы обнаружения и измерения параметров сигналов на фоне помех.

Однако в существующих РЛС накопленные к настоящему времени достижения теории реализованы далеко не полностью. Большинство практически используемых систем защиты от ПП по структуре и (или) параметрам заметно отличаются от теоретически оптимальных для соответствующих условий.

Отличия обусловлены, в частности, тем, что эти системы в большинстве своем разрабатывались в «доцифровую эпоху», технические возможности которой не позволяли реализовать многие рекомендации теории. К настоящему времени в связи с бурным развитием цифровой элементной базы положение радикально изменилось. Появились реальные возможности создавать не только высокоточные, надежные, экономичные и малогабаритные цифровые эквиваленты существующих аналоговых систем помехозащиты, но и принципиально новые адаптивные системы с теоретически существенно более высокой эффективностью.

Еще одна причина связана с пониманием разработчиками естественной неточности, ограниченности и субъективности допущений, часто

кладущихся в основу при теоретическом синтезе. В этих условиях обоснованные решения о модернизации или замене штатной системы обработки конкретной РЛС не могут быть приняты без экспериментальной проверки новой системы в ее составе.

**Цель данной статьи** — обосновать методику и проанализировать результаты первых экспериментальных исследований адаптивных систем СДЦ в импульсных РЛС с попачечной wobbling периодов зондирования (ПВ ПЗ) [6–8], оценить целесообразность их использования при модернизации штатных систем СДЦ таких РЛС.

Статья организована следующим образом. В п. 1 рассматриваются структуры и параметры оптимальных и некоторых квазиоптимальных систем междупериодной обработки (МПО) гауссовых когерентных сигналов на фоне гауссовых ПП. Сравняются их «предельные» энергетические характеристики, соответствующие гипотетической ситуации известной корреляционной матрицы ПП. В п. 2 приводятся краткие сведения о МПО на основе адаптивных решетчатых фильтров (АРФ). В п. 3 обсуждается методика полунатурных испытаний, сопоставляются и анализируются энергетические и статистические характеристики штатной и адаптивных систем СДЦ. В заключении подводятся итоги экспериментов и обосновываются перспективные направления модернизации систем СДЦ импульсных РЛС с попачечной wobbling периодов зондирования.

### 1. СИСТЕМЫ МПО ГАУССОВЫХ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ГАУССОВЫХ ПП

А. Защита от помех, в том числе ПП, как хорошо известно, базируется на использовании различий параметров полезных и мешающих сигналов, обусловленных различиями пространственных

координат, формы, скоростей перемещения и т. п. движущихся воздушных целей и источников помех. Теоретически оптимально совместное использование всех имеющихся отличий, хотя вклад каждого из них в итоговый эффект неравноценен. Наибольшую роль играют отличия радиальных скоростей перемещения целей и пассивных отражателей, обуславливающие различие доплеровских сдвигов частоты полезных сигналов и ПП. На этом базируется селекция движущихся целей (СДЦ), которая реализуется в процессе междупериодной обработки (МПО)  $M$  импульсов пачки отраженных сигналов в каждом из элементов разрешения по дальности зоны обнаружения импульсной РЛС. Как правило, системе МПО предшествует согласованная (или близкая к ней) внутривнутрипериодная обработка в приемнике каждого импульса пачки.

**Б.** Структуры и параметры оптимальной системы МПО определяются статистическими характеристиками междупериодных флуктуаций импульсов  $M$ -элементной пачки (пакета) сигналов и ПП в соответствующих элементах дальности. В частности, в практически наиболее типичном случае гауссовых междупериодных флуктуаций ПП оптимальный обнаружитель когерентной пачки полезного сигнала со случайными амплитудой и начальной фазой может содержать последовательно соединенные линейные фильтры подавления ПП и накопления импульсов пачки полезного сигнала. Выходной сигнал последнего детектируется и сравнивается с порогом, после чего принимается решение о наличии или отсутствии сигнала в проверяемом элементе дистанции [1–5].

Функции оптимального фильтра подавления ПП могут выполнять, например, **обращающие** фильтры, матричная импульсная характеристика (МИХ) которых пропорциональна матрице

$$\Psi = \Phi^{-1}, \quad (1)$$

обратной  $M \times M$  корреляционной матрице (КМ)  $\Phi$  междупериодных флуктуаций ПП на входе системы МПО. Их название объясняется тем, что КМ ПП на выходе таких фильтров с точностью до скалярного множителя обратна входной КМ ПП.

Функцию накопления в этом случае должен выполнять фильтр, настроенный на доплеровскую частоту сигнала и согласованный с комплексной огибающей  $M$ -элементной пачки сигнала на входе системы МПО (далее для краткости — СФ пачки).

Для обзорных РЛС обнаружения целей, движущихся с априори неизвестными скоростями в пределах заданного диапазона, должна предусматриваться перестройка этого СФ по частоте или включение  $M$  таких СФ, перекрывающих заданный частотный (доплеровский) диапазон. Упрощенная структура оптимальной системы МПО для последнего случая показана на рис. 1. Здесь

$\mathbf{u} = \{u_{\ell}\}_{\ell=1}^M$  — сформированный в блоке памяти

приемника  $M$ -элементный вектор комплексных амплитуд (пакет) отражений  $M$  смежных периодов зондирования из проверяемого на наличие сигнала элемента разрешения по дальности,  $F_1, F_2, \dots, F_M$  — набор доплеровских фильтров накопления  $M$ -элементных пакетов полезных сигналов движущихся целей.

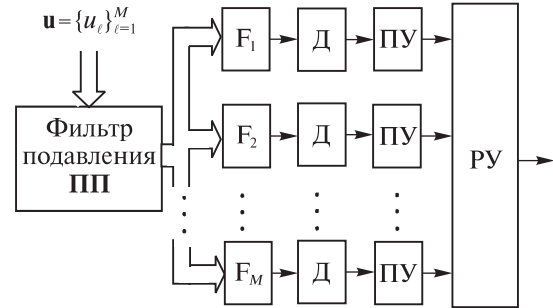


Рис. 1. Структура оптимальной системы МПО (Д — детектор, ПУ — пороговое устройство, РУ — решающее устройство)

В качестве фильтра подавления ПП в схеме рис. 1 могут использоваться и более простые **обесляющие** фильтры с МИХ, пропорциональными  $M \times M$  матрицам — «корням»  $\mathbf{H}$  обратной матрицы (1) в представлении

$$\Psi = \Phi^{-1} = \mathbf{H}^* \mathbf{H}, \quad (2)$$

где звездочка (\*) — символ эрмитового сопряжения. Название фильтра связано с тем, что КМ ПП на его выходе в условиях (2) пропорциональна единичной  $M \times M$  матрице  $\mathbf{I}_M$ , совпадающей с КМ  $M$  некоррелированных отсчетов белого шума. Оптимальный накопитель в этом случае должен быть согласован не с входным пакетом полезного сигнала, а с результатом его преобразования в обесляющем фильтре. При этом в схеме рис. 1 фактически реализуется классический метод В. А. Котельникова обнаружения квазидетерминированного сигнала на фоне стационарного небелого гауссового шума [1, 2, 5].

Возможны и другие сочетания параметров фильтров подавления ПП и накопления полезного сигнала. Они также оптимальны, если их результирующая МИХ совпадает с МИХ системы «обращающий фильтр — согласованный фильтр».

**В.** Даже в гипотетической ситуации известной КМ ПП точная реализация оптимальной МПО, особенно в типичном случае многоэлементных пачек  $M \gg 1$ , неоправданно сложна, поскольку близкие к ней показатели теоретически могут обеспечить и существенно более простые (**квазиоптимальные**) системы МПО. Проиллюстрируем это на примере достаточно широко распространенных импульсных РЛС с ПВ ПЗ [6–9].

В таких РЛС периодически излучаются  $M = n \cdot m$ -мерные когерентные пакеты зондирующих радиоимпульсов, составленные из  $n$  (обычно  $n = 4$ )  $m$ -элементных пачек (в РЛС [7] значения  $m = 8, 12, 16$ ). Периоды  $T_i$  (частоты  $F_i = 1/T_i$ )

следования импульсов в каждой  $i$ -й ( $i \in 1, n$ ) пачке постоянны, но различны в разных пачках.

Связанные с этим возможности упрощения МПО удобно пояснить, используя блочное представление МИХ (1) обрабатывающего фильтра ( $n = 4$ )

$$\Psi = \{\Psi_{ij}\}_{i,j=1}^n = \begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{12} & \Psi_{13} & \Psi_{14} \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} & \Psi_{23} & \Psi_{24} \\ \Psi_{31} & \Psi_{32} & \Psi_{33} & \Psi_{34} \\ \Psi_{41} & \Psi_{42} & \Psi_{43} & \Psi_{44} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Здесь  $\Psi_{ij} = \Psi_{ji}^*$ ,  $i, j \in 1, n$  —  $m \times m$  подматрицы  $M \times M$  матрицы (1), обратной КМ ПП.

Как известно,  $M$ -мерная  $\ell$ -я ( $\ell \in 1, M$ ) строка матрицы (3) пропорциональна импульсной характеристике (ИХ) оптимального компенсатора помех кратности  $z = M - 1$ , который обеспечивает условный (при фиксированном ненулевом  $\ell$ -м элементе ИХ) минимум выходной мощности ПП. Такая кратность междупериодной компенсации чрезмерна даже для ПП с быстроспадающими спектрами междупериодных флуктуаций (например, с гауссовыми (колокольными) спектрами) [5, 13]. Для компенсации большинства разновидностей реальных ПП можно ограничиться кратностью  $z = 2 \cdot \ell_0$  со значением  $\ell_0 \leq 3 \div 4 < m$ . Соответствующий фильтр с эрмитовой ленточной МИХ с шириной ленты  $z_b = 2 \cdot \ell_0 + 1$  остается обрабатывающим для ПП, допускающих аппроксимацию процессами авто-регрессии (АР) [1, 13] порядка  $p \leq \ell_0$ , но в общем случае уже не является таковым (становится «квазиобрабатывающим»). В РЛС [7] он будет существенно проще обрабатывающего и в то же время может быть близок к нему по эффективности.

Еще более прост фильтр с блочно-диагональной  $M \times M$  МИХ вида

$$\Psi_{bd} = \text{diag} \left\{ \Psi_{ii}^{(b)} \right\}_{i=1}^n = \begin{bmatrix} \Psi_{11}^{(b)} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Psi_{22}^{(b)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_{33}^{(b)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Psi_{44}^{(b)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

с эрмитовыми ленточными  $m \times m$  подматрицами — блоками  $\Psi_{ii}^{(b)}$  ( $i \in 1, n$ ) с шириной ленты  $z_b = 2 \cdot \ell_0 + 1$  на главной диагонали. Обработка на их основе разделяется на внутрипачечную и междупачечную. Первая проводится в  $n$  подсистемах МПО, в которых по схеме, подобной схеме рис. 1, автономно обрабатываются  $m$ -мерные пачки  $\mathbf{u}_i = \{u_i^{(t)}\}_{t=1}^m$ , образующие исходный  $M = n \cdot m$ -мерный пакет  $\mathbf{u} = \{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^n$ . Функцию подавления помех в них выполняют  $m$ -входовые квазиобрабатывающие фильтры с МИХ  $\Psi_{ii}^{(b)}$  ( $i \in 1, n$ ), а накопления  $m$ -элементных пачек сигнала на их выходах —  $m$  согласованных доплеровских фильтров, настроенных на частоты

$$f_\ell(i) = \frac{\ell - 1}{m} \cdot F_i, \quad \ell \in 1, m; \quad i \in 1, n. \quad (5)$$

Продетектированные выходные сигналы фильтров подвергаются междупачечной пороговой и логической обработке, один из алгоритмов которой описан, например, в [6–8].

Дальнейшее упрощение возможно за счет замены в подсистемах МПО квазиобрабатывающих фильтров на квазиобеляющие с МИХ, пропорциональными  $m \times m$  «корням»  $\mathbf{H}_{ii}^{(b)}$  матриц  $\Psi_{ii}^{(b)}$  в представлении

$$\Psi_{ii}^{(b)} = \mathbf{H}_{ii}^{(b)*} \cdot \mathbf{H}_{ii}^{(b)}, \quad i \in 1, n. \quad (6)$$

Если при этом в качестве корня используется треугольная матрица (нижняя или верхняя), то она — также ленточная с шириной ленты  $z_b = \ell_0 + 1$ . Соответствующий квазиобеляющий фильтр образован  $m$  оптимальными компенсаторами ПП кратности  $z \in 1, \ell_0$ .

Предельно простая разновидность такой обработки получается при диагональных МИХ  $\Psi_{ii}^{(b)}$  и  $\mathbf{H}_{ii}^{(b)}$ ,  $i \in 1, n$ . Это соответствует отказу от междупериодной компенсации ПП ( $\ell_0 = 0$ ) и переходу к «чисто фильтровой» внутрипачечной МПО на основе набора доплеровских фильтров [1, 4, 6–8].

Г. Переход от компенсационно-фильтровой обработки к «чисто фильтровой» в условиях ПП теоретически может сопровождаться недопустимо большими энергетическими потерями, особенно при использовании согласованных доплеровских фильтров. В связи с этим при фильтровой МПО обычно «сглаживают» ИХ фильтров для уменьшения уровня боковых лепестков их частотных характеристик (ЧХ). Поскольку, однако, коэффициенты «сглаживания» и, следовательно, ЧХ задаются априори и фиксируются, возможны помеховые ситуации, в которых потери остаются достаточно большими и, кроме того, появляются неоправданные потери в зонах, свободных от ПП.

Д. Сопоставим «предельные» энергетические характеристики рассмотренных вариантов подсистем внутрипачечной обработки, которые обеспечиваются в гипотетических условиях точного знания их входной  $m \times m$  КМ ПП  $\Phi$  вида

$$\Phi = \mathbf{I}_m + \eta \cdot \rho, \quad \rho = \left\{ \rho_{pq} \right\}_{p,q=1}^m. \quad (7)$$

Здесь первое слагаемое описывает КМ  $i$ -й ( $i \in 1, n$ ) входной  $m$ -элементной пачки взаимно некоррелированных собственных шумов с принятой за единицу дисперсией (мощностью),  $\rho$  — нормированная ( $\rho_{pp} = 1$ ,  $p \in 1, m$ ) КМ ПП этой пачки,  $\eta$  — относительная мощность ПП (ОПП).

Выходной эффект линейных трактов этих подсистем

$$\xi_i(\varphi) = \mathbf{r}^*(\varphi) \cdot \mathbf{u}_i, \quad i \in 1, n \quad (8a)$$

определяется их  $m$ -мерными **ИХ**

$$\mathbf{r}(\varphi) = \Psi_{cl} \cdot \mathbf{x}_D(\varphi), \quad \mathbf{x}_D(\varphi) = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}(\varphi), \quad (8б)$$

где  $\Psi_{cl}$  —  $m \times m$  **МИХ** фильтра подавления **ПП**,  $\mathbf{x}_D(\varphi)$  —  $m$ -мерная **ИХ** фильтра накопления, настроенного на нормированную доплеровскую частоту  $\varphi = f / F_i$  ожидаемого полезного сигнала

$$\mathbf{x}(\varphi) = \left\{ \exp(j \cdot 2\pi(\ell-1) \cdot \varphi) \right\}_{\ell=1}^m. \quad (8в)$$

Через

$$\mathbf{D} = \text{diag} \{ d_\ell \}_{\ell=1}^m \quad (8г)$$

в (8б) обозначена диагональная  $m \times m$  матрица «сглаживания» **ИХ** накопителя.

При оптимальной внутриапачечной **МПО**

$$\Psi_{cl} = \Phi^{-1}, \quad \mathbf{D} = \mathbf{I}_m, \quad \xi_i(\varphi) = \mathbf{x}^*(\varphi) \cdot \mathbf{v}_0, \quad \mathbf{v}_0 = \Phi^{-1} \cdot \mathbf{u}_i. \quad (9)$$

При внутриапачечной **МПО** на основе квазиобращающего фильтра

$$\Psi_{cl} = \Psi_{ii}^{(b)}, \quad \xi_i(\varphi) = \mathbf{x}_D^*(\varphi) \cdot \mathbf{v}, \quad \mathbf{v} = \mathbf{H}_{ii}^{(b)*} \cdot \mathbf{p}, \quad (10)$$

а на основе квазиобеляющего фильтра

$$\Psi_{cl} = \mathbf{H}_{ii}^{(b)*}, \quad \xi_i(\varphi) = \mathbf{x}_D^*(\varphi) \cdot \mathbf{p}, \quad \mathbf{p} = \mathbf{H}_{ii}^{(b)} \cdot \mathbf{u}_i. \quad (11)$$

При внутриапачечной фильтровой **МПО**

$$\Psi_{cl} = \mathbf{I}_m, \quad \xi_i(\varphi) = \mathbf{x}_D^*(\varphi) \cdot \mathbf{u}_i. \quad (12)$$

На рис. 2 для  $m=12$  приведены расчетные потери  $\delta\mu(\varphi) = \mu(\varphi) / \mu_{opt}(\varphi)$  алгоритмов (10)–(12) по сравнению с оптимальным алгоритмом (9) в выходном энергетическом отношении сигнал/(помеха + шум) (**ОСПШ**) [1, 2, 5]

$$\mu(\varphi) = \frac{|\mathbf{r}^*(\varphi) \cdot \mathbf{x}(\varphi)|^2}{\mathbf{r}^*(\varphi) \cdot \Phi \cdot \mathbf{r}(\varphi)} \quad (13)$$

при согласованной ( $\mathbf{D} = \mathbf{I}_m$ , рис. 2, а) и «сглаженной по А. Ф. Кукольницкому» [6–8] ( $\mathbf{D} = \mathbf{D}_K$ , рис. 2, б) **ИХ** фильтров накопления. Графики даны для **ПП** мощностью  $\eta = 50$  дБ с гауссовой (колокольной)

корреляционной функцией (**ГКФ**,  $\rho_{\mu\nu} = \rho_1^{(|\mu-\nu|)^2}$ ) и коэффициенте междупериодной корреляции **ПП**  $\rho_1 = 0.99$ . Тонкие сплошные кривые соответствуют обработке (11) на основе квазиобеляющего фильтра с нижнетреугольной ленточной **МИХ**  $\mathbf{H}_{ii}^{(b)}$  с шириной ленты  $\ell_0 + 1$ , тонкие штриховые — обработке (10) на основе квазиобращающего фильтра с эрмитовой ленточной **МИХ** (5) и шириной ленты  $2 \cdot \ell_0 + 1$ .

Как видно из рис. 2, в рассматриваемых условиях уже при  $\ell_0 \geq 3$  потери алгоритмов (11) и, тем более, (10) относительно невелики и вполне оправданы существенным упрощением обработки. Потери фильтровой обработки (12) на основе согласованных фильтров (рис. 2, а) значительно выше и могут превышать 30 дБ и более. «Сглаживание» **ИХ** фильтров (рис. 2, б) заметно уменьшает потери в

области «оптимальных» скоростей целей, но в зоне «слепых» скоростей ( $|\varphi| \in 0, 0.12$ ) оно может даже увеличить их из-за порождаемого «сглаживанием» расширения главного лепестка **ЧХ** фильтров.

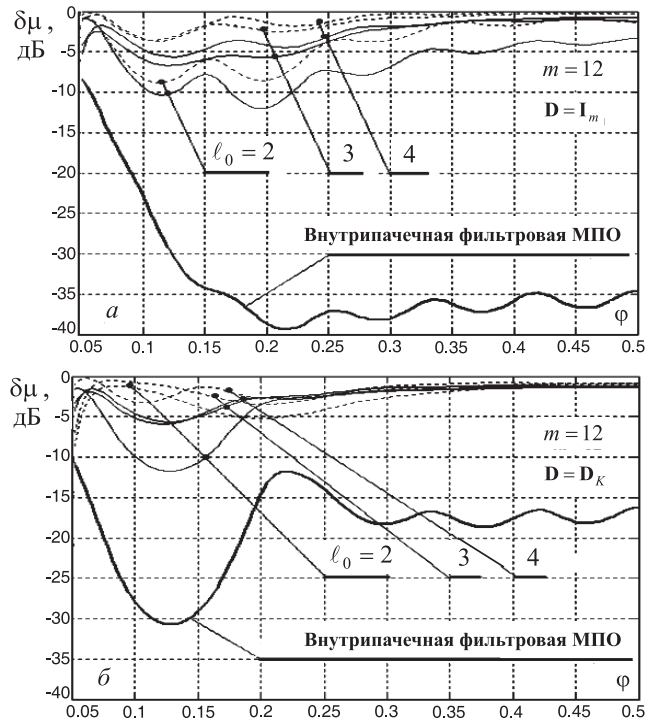


Рис. 2. Энергетические потери квазиоптимальных систем внутриапачечной **МПО** (**ГКФ** **ПП**, **ОПШ** = 50 дБ,  $\rho_1 = 0.99$ )

Потери уменьшаются для **ПП** с более медленно спадающими спектрами (для **АР** процессов более низкого порядка  $p$ ), однако даже при экспоненциальной корреляционной функции **ПП** (**ЭКФ**,  $p=1$ ,  $\rho_{\mu\nu} = \rho_1^{|\mu-\nu|}$ ) расчетные энергетические потери фильтровой обработки (12) по сравнению с оптимальной могут превышать 10 дБ, тогда как при компенсационно-фильтровой (11), (10) в этих условиях они практически отсутствуют.

Е. В РЛС с **ПВ ПЗ** [6–8] используется оригинальная последдетекторная (некогерентная) **междупачечная** обработка, дополнительно компенсирующая **ПП** от источников, движущихся с малыми радиальными скоростями, в том числе точечных по дальности (например, «ангелов»). За счет этого влияние энергетических потерь внутриапачечной фильтровой обработки может снижаться. Но, как показала специальная проверка, при высоком уровне остатков **ПП** на выходе доплеровских фильтров может ухудшаться обнаружение высокоскоростных целей (см. п. 3). В связи с этим следовало ожидать, что введение компенсаторов **ПП**, уменьшающих уровень этих остатков, должно ослабить этот недостаток штатной системы **СДЦ** при одновременном сохранении ее достоинств.

Из-за априорной неизвестности статистических характеристик **ПП** (в частности, их **КМ**) практический интерес могли представлять только **адаптивные** квазиобращающие или квазиобеля-

ющие фильтры, извлекающие необходимую для задания их параметров (настройки) информацию в процессе непосредственной обработки входных воздействий. Из множества известных к настоящему времени наиболее пригодными представлялись **адаптивные решетчатые фильтры (АРФ)**, обладающие рядом важных практических достоинств [1, 10–12], особенно существенных в условиях РЛС с ПВ ПЗ [9].

## 2. АРФ В СИСТЕМАХ МПО СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПП

Универсальные АРФ достаточно подробно описаны, в частности, в [1, 10–12], поэтому здесь мы кратко остановимся только на особенностях, связанных с их использованием в системах МПО сигналов на фоне ПП.

А. На рис. 3 для случая  $m=4$  показан  $z_b = \ell_0 + 1 = 3$ -ступенчатый решетчатый фильтр (РФ). В его первой ступени включены нормирующие множители  $s_1(\ell)$ ,  $\ell \in 1, m$ , а в каждую последующую  $k$ -ю ( $k \in 2, z_b \leq m$ ) —  $m+1-k$  «элементарных решетчатых фильтров (ЭРФ)» — двухвходовых весовых сумматоров с перекрестными связями (рис. 3, б).

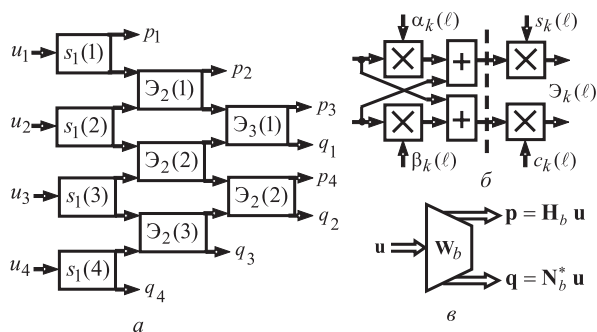


Рис. 3. Квазиобеляющий РФ

Такой РФ имеет  $2 \cdot m \times m$  МИХ вида

$$\mathbf{W}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_b \\ \mathbf{N}_b^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_b = \{h_{\mu\nu}\}_{\mu,\nu=1}^m, \quad \mathbf{N}_b = \{n_{\mu\nu}\}_{\mu,\nu=1}^m, \quad (14)$$

$h_{\mu\nu} = n_{\mu\nu} = 0, \quad \nu > \mu, \quad \mu, \nu \in 1, m,$

где  $\mathbf{H}_b$  и  $\mathbf{N}_b$  — нижние треугольные ленточные  $m \times m$  матрицы с шириной ленты, равной числу  $z_b$  ступеней РФ. Входной вектор  $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^m$  преобразуется этим РФ в  $2m$ -мерный вектор  $\mathbf{W}_b \mathbf{u}$ , состоящий из двух  $m$ -мерных векторов

$$\mathbf{p} = \{p_\ell\}_{\ell=1}^m = \mathbf{H}_b \cdot \mathbf{u}, \quad \mathbf{q} = \{q_\ell\}_{\ell=1}^m = \mathbf{N}_b^* \cdot \mathbf{u}, \quad (15)$$

показанных на его условном изображении (рис. 3, в).

При соответствующих значениях множителей  $s_1(\ell)$ ,  $\ell \in 1, m$  и параметров ЭРФ  $\alpha_k(\ell) = \beta_k^*(\ell)$  и  $s_k(\ell) = c_k(\ell)$ ,  $k \in 2, z_b$  он объединяет два квазиобеляющих фильтра (с МИХ  $\mathbf{H}_b$  и  $\mathbf{N}_b^*$ ), которые при числе ступеней  $z_b = m$  становятся обеляющими.

Б. На рис. 4 показан «эрмитов» РФ ( $m=4$ ) с  $m \times 2 \cdot m$  МИХ

$$\mathbf{W}_b^* = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_b^* \\ \mathbf{N}_b \end{bmatrix}, \quad (16)$$

построенный, как и РФ (рис. 3), из ЭРФ (рис. 4, б), но следующих в обратном порядке и имеющих параметры, комплексно сопряженные параметрам соответствующих ЭРФ РФ (рис. 3).

Этот РФ преобразует входной  $2m$ -мерный вектор  $[\mathbf{p}^*, \mathbf{0}_m^*]^*$  ( $\mathbf{0}_m$  —  $m$ -мерный вектор-столбец из нулей) в  $m$ -мерный вектор  $\mathbf{v} = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{p}$ , показанный на его условном изображении (рис. 4, в).

Отсюда следует, что векторы внутриапачечной обработки  $\mathbf{p}$  (11) или  $\mathbf{v}$  (10) можно получить на выходах РФ (рис. 3, рис. 4), задавая соответствующие параметры («настраивая») его ЭРФ.

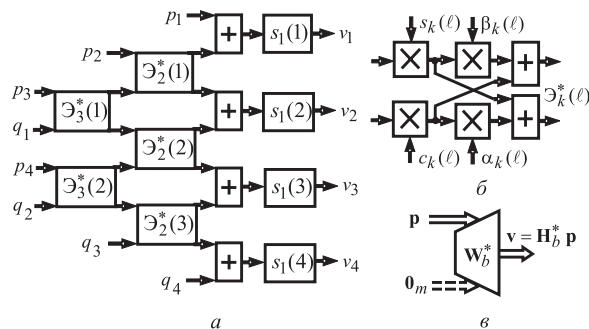


Рис. 4. Квазиобеляющий «эрмитов» РФ

В. На рис. 5 схематически показана процедура настройки РФ и их использование в качестве адаптивного квазиобращающего или квазиобеляющего фильтров в системе внутриапачечной МПО. Горизонтальной полосой размера  $m \times KK$  здесь показаны  $m$ -элементные пачки обрабатываемого  $M = n \cdot m$ -элементного пакета в  $KK$  элементах дальности соответствующего азимутального направления. Внутри этой полосы выделено «скользящее по дальности (времени)»  $m \times (K+1)$ -мерное окно. «Затемненные» области этого окна содержат  $K/2$  пачек, предшествующих центральной пачке, и  $K/2$  пачек, следующих за ней. Они образуют обучающую выборку помехи объема  $K$ , по результатам обработки которой в БОП РФ формируются оценки параметров «квазиобеляющего» РФ (рис. 3) с оценочной МИХ  $\hat{\mathbf{W}}_b$  (14). Эти же оценки после комплексного сопряжения (показанного зачернением «наконечника» стрелки) используются в качестве параметров «эрмитового» РФ (рис. 4) с оценочной МИХ  $\hat{\mathbf{W}}_b^*$  (16).

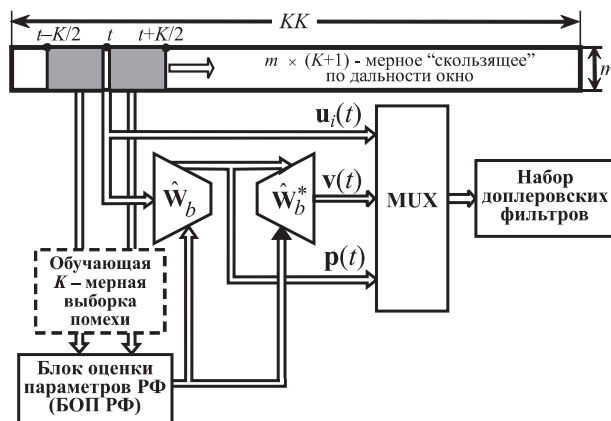


Рис. 5. Внутриапачечная МПО на основе АРФ

Центральная пачка этого окна  $u_i(t)$ , проверяемая на наличие полезного сигнала, «пропускается» через настроенный по обучающей выборке адаптивный квазиобращающий РФ (АРФ), образованный последовательным включением исходного (рис. 3) и «эрмитового» АРФ (рис. 4).

Показанный на рис. 5 мультиплексор (MUX) позволяет подключать к набору доплеровских фильтров как центральную пачку  $u_i(t)$  непосредственно, так и результаты ее преобразования в квазиобращающем ( $p(t)$ ) или квазиобращающем ( $v(t)$ ) АРФ. Тем самым в схеме рис. 5 можно реализовать как внутрипачечную фильтровую обработку (12), так и адаптивные варианты обработки (11) или (10) соответственно. Их сравнение составило основную цель полунатурных экспериментов.

### 3. МЕТОДИКА ПОЛУНАТУРНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ, РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ КРАТКИЙ АНАЛИЗ

**А.** Схема экспериментов приведена на рис. 6.

Входными воздействиями сравниваемых систем СДЦ служат  $M = n \cdot m$ -мерные векторы комплексных амплитуд (пакеты)  $u = \{u_i\}_{i=1}^n, n=4$  реальных отражений РЛС [7] из КК элементов дистанции данного азимутального направления в аддитивной смеси с контрольными сигналами.

Примеры энергетических дальностно-азимутальных «портретов» ПП этой РЛС показаны на рис. 7 (отражения от местных предметов (а) и облаков (б)). Контрольные сигналы имитируют  $M = n \cdot m$ -мерные пакеты полезных сигналов заданной интенсивности от целей с заданными дальностями и радиальными скоростями.

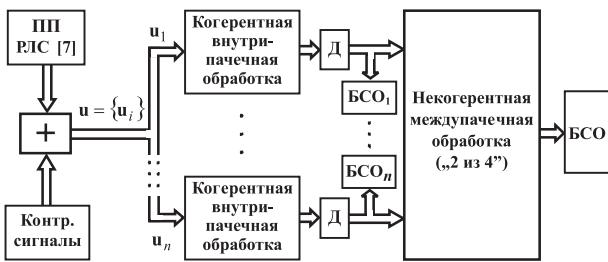


Рис. 6. Схема полунатурных экспериментов

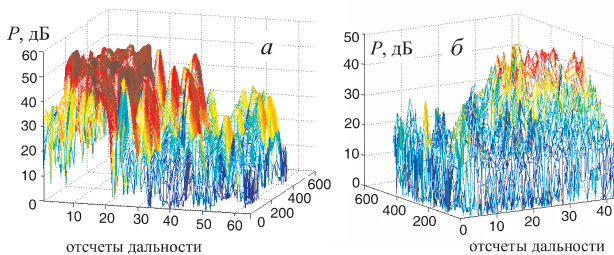


Рис. 7. Энергетические дальностно-азимутальные портреты ПП

Каждая  $m$ -элементная пачка  $u_i = \{u_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^m, i \in 1, n$  исходного пакета с одинаковыми в пределах пачки, но различными от пачки к пачке вре-

менными интервалами между импульсами вначале обрабатывается в своем блоке когерентной внутрипачечной обработки, построенном по схеме рис. 5. Продетектированные выходные сигналы доплеровских фильтров всех пачек далее обрабатываются в блоке некогерентной междупачечной обработки по алгоритмам [6–8], кратко анализируемым ниже. В блоках статистической обработки (БСО) определяются характеристики внутрипачечной МПО (рис. 5) и соответствующих систем СДЦ (рис. 6) в целом.

Для краткости далее внутрипачечная МПО и система СДЦ в целом называются **штатными**, если в доплеровских фильтрах обрабатываются входные векторы  $u_i(t), i \in 1, n$ . Если в этих фильтрах обрабатываются выходные векторы  $p(t)$  или  $v(t)$  адаптивных квазиобращающего или квазиобращающего АРФ, то такие МПО и системы СДЦ на их основе будем называть АСДЦ1 и АСДЦ2 соответственно.

**Б.** Эксперименты проводились в два этапа. На первом этапе оценивались **энергетические характеристики** штатной и адаптивных систем внутрипачечной обработки (рис. 5) [14]. На втором этапе сравнивались **статистические характеристики обнаружения** сигналов на фоне ПП штатной и адаптивными системами СДЦ в целом (рис. 6).

#### 3.1. Энергетические характеристики

**А.** На рис. 8, а приведен пример энергетического дальностного «портрета» ПП от местных предметов (рис. 7, а) в одном из азимутальных направлений и результаты их обработки на выходе пятого «сглаженного по А. Ф. Кукольникову» [7] фильтра штатной (б) и адаптивных систем внутрипачечной МПО — АСДЦ1 (в) и АСДЦ2 (г).

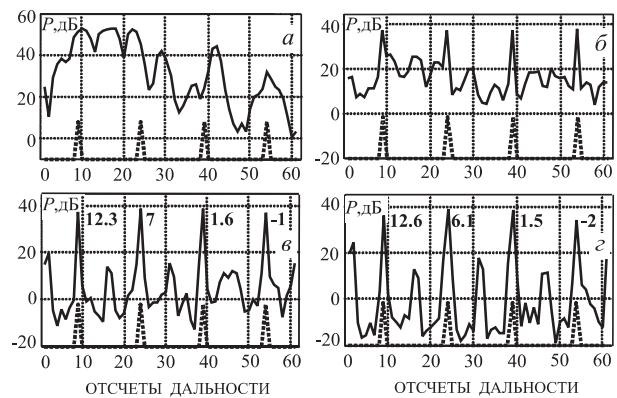


Рис. 8. Энергетические характеристики внутрипачечной обработки ( $m = 12, f = f_5(i)$ )

Вертикальными «зубцами» (пунктирными линиями) здесь показано положение контрольных сигналов на дальностной оси. Доплеровская частота полезных сигналов задана совпадающей с частотой настройки 5-го фильтра  $m=12$ -элементной пачки (5), что соответствует близкой к оптимальной скорости движения целей. Цифры на рис. 8, в, г — выигрыш адаптивной обработки по сравнению со штатной в ОСПШ при настройке  $m = 12$ -входного

$z_b = 4$ -ступенчатого АРФ (рис. 3) по обучающей выборке объема  $K = 10$ .

Значение ОСПШ  $\mu$  на выходе фильтра оценивалось по формуле

$$\mu = (\hat{\sigma}_1^2 - \hat{\sigma}_0^2) / \hat{\sigma}_0^2, \quad (17)$$

где  $\hat{\sigma}_1^2$  и  $\hat{\sigma}_0^2$  — оценочные значения выходной мощности смеси сигнала и помехи и только помехи (при нулевой амплитуде контрольного сигнала) в элементах дальности, в которых располагались симитированные сигналы точечных целей.

В качестве  $\hat{\sigma}_1^2$  использовалось значение квадрата амплитуды выходного отсчета в этих элементах. Значение  $\hat{\sigma}_0^2$  вычислялось при нулевой амплитуде контрольного сигнала как среднее арифметическое суммы квадратов 11 выходных отсчетов по дальности с центральными отсчетами в точках расположения контрольного сигнала. Число усредняемых отсчетов до и после центрального согласовано с объемом полувыборки ( $K/2 = 5$ ), использованной для настройки АРФ.

**Б.** Как видно из рисунка, в приведенном примере не наблюдаемые на входе (а) сигналы целей, движущихся с близкой к оптимальной скоростью, уверенно обнаруживаются на выходе как штатной, так и адаптивных систем внутрипачечной МПО. Однако в последних выходное ОСПШ выше, и выигрыш в зоне интенсивных ( $\eta \approx 50$  дБ) ПП в окрестности 10-го отсчета дальности достигает 12.6 дБ.

Этот выигрыш, естественно, меньше предельно достижимого ( $\approx 15$  дБ, рис. 2, б) в модельной ситуации известной КМ ПП, когда могут быть рассчитаны точные параметры фильтров подавления. Реально возможны только те или иные оценки этих параметров, точность которых при прочих равных условиях существенно зависит от объема обучающей выборки, пригодной для использования с этой целью. Этот объем может быть весьма невелик из-за временной (дальностной) нестационарности ПП, отчетливо видной на рис. 7 и типичной для большинства ПП в анализируемой РЛС. В этих условиях основным показателем качества адаптивных систем защиты от ПП выступает их быстроедействие, которое определяется объемом выборки, необходимым для заданного приближения эффективности адаптивной обработки к теоретически достижимой при отсутствии априорной неопределенности.

Важный резерв роста быстрогодействия (снижения требований к этому объему) связан с корректным учетом специфики структуры КМ ПП, порожденной, в частности, спецификой закона зондирования. Так, при достигнутой в РЛС с ПВ ПЗ [7] междупериодной стабильности параметров приема-передающего тракта постоянство внутрипачечных интервалов зондирования порождает эрмитовы теплицевы внутрипачечные  $m \times m$  КМ ПП [1, 10–12]. По сравнению с КМ общего вида теплицевы КМ определяются примерно в  $m/2$  раз меньшим числом параметров, что и позволяет бо-

лее точно оценить их по выборке того же объема. Эти возможности реализуются «теплицевыми» алгоритмами адаптивной настройки АРФ [10–12], которые использовались в экспериментах и обеспечили существенно более высокую эффективность, чем «универсальные», не учитывающие эту специфику КМ.

Приведенные (а также целый ряд подобных) примеров показывают, что введение АРФ улучшает энергетические характеристики штатной внутрипачечной МПО даже на фоне реальных существенно нестационарных по дальности ПП. За счет этого в штатной системе СДЦ (рис. 6) улучшаются и статистические характеристики обнаружения целей на их фоне, которые анализируются ниже.

### 3.2. Характеристики обнаружения

Решение об обнаружении цели в проверяемом элементе дистанции текущего азимутального направления в системе СДЦ РЛС [7] принимается по результатам некогерентной междупачечной обработки, схема которой показана на рис. 9.

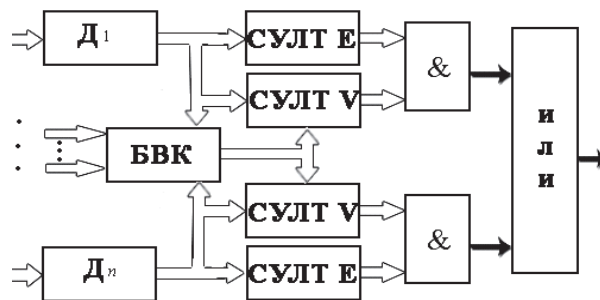


Рис. 9. Схема междупачечной обработки

Продетектированные выходные сигналы  $m$  доплеровских фильтров каждой из  $n=4$  пачек пакета сравниваются с энергетическим (СУЛТ E) и, через блок вычисления «контрастов» (БВК), со скоростным (СУЛТ V) порогами. Если сигнал хотя бы одного из доплеровских фильтров пачки преодолевает оба порога, считается, что в этой пачке обнаружена цель. Если таких пачек не менее двух, принимается решение о наличии цели и в пакете (в проверяемом импульсном объеме) в целом.

Фрагменты этой стратегии и стратегия в целом исследовались в полунатурном эксперименте.

#### 3.2.1. Характеристики обнаружения при использовании только энергетического порога

**А.** Остановимся вначале на задании энергетического порога  $x_E$  по заданной вероятности ложной тревоги (ВЛТ)  $F$ .

При квадратичном детектировании выходного эффекта ( $\delta a$ ) доплеровского фильтра он равен

$$x_E = x_0 \cdot \sigma_{est}^2(\varphi), \quad (18)$$

где  $x_0$  — относительный порог, определяющий ВЛТ  $F_1$  на выходе этого фильтра,  $\sigma_{est}^2(\varphi)$  — оценка мощности текущего отсчета помехи на его выходе. При «оконной» оценке этой мощности

$$\sigma_{est}^2(\varphi) = (k)^{-1} \cdot \sum_{\ell=1}^k |\xi_{\ell}(\varphi)|^2 \quad (19)$$

по независимым  $k/2$  отсчетам, предшествующим текущему, и  $k/2$  отсчетам, следующим за ним, справедливо равенство [15]

$$F_1 = (1 + x_0/k)^{-k}. \quad (20)^1$$

Пренебрегая взаимной корреляцией помех на выходах  $m$  фильтров пачки, для ВЛТ  $F_m$ , обусловленной объединением их результатов, получим

$$F_m = 1 - (1 - F_1)^m \approx m \cdot F_1. \quad (21)$$

Итоговая ВЛТ  $F$ , порождаемая стратегией объединения  $n$  пачек, равна [1, с. 245]

$$F = \sum_{\ell=2}^n C_n^\ell \cdot F_m^\ell \cdot (1 - F_m)^{n-\ell} \approx C_n^2 F_m^2, \quad (22)$$

где  $C_n^\ell$  — число сочетаний из  $n$  элементов по  $\ell$ .

Из (20)–(22) следует, что при  $n = 4$

$$F \approx 6 \cdot m^2 \cdot (1 + x_0/k)^{-2k}, \quad (23a)$$

так что требуемый относительный порог в (18)

$$x_0 \approx k \cdot \left( (6 \cdot m^2 / F)^{1/2k} - 1 \right). \quad (23b)$$

Рассчитанные по (23б) при  $k = 16$  пороги  $x_0$  для ряда значений  $F$  и  $m$  приведены в таблице 1.

Таблица 1

Значения относительных порогов  $x_0$

ВЛТ $F$	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$
$m = 8$	7.9	9.7	11.6	13.7
$m = 12$	8.5	10.4	12.3	14.4 </td
$m = 16$	9	10.84	12.8	15

Б. Обратим теперь внимание, что в зонах, свободных от ПП ( $\eta = 0$ ), в которых

$$\Phi = \Psi = \mathbf{H} = \mathbf{I}_m, \quad \mathbf{p} = \mathbf{v} = \mathbf{u}_i, \quad (24)$$

компенсационно-фильтровая обработка (10), (11) должна переходить в штатную фильтровую (12). Однако в реальных условиях настройки АРФ по обучающим выборкам конечного объема  $K$  параметры  $\alpha_k(\ell) = \beta_k^*(\ell)$  его ЭРФ (рис. 3, 4) и, как следствие, недиагональные элементы МИХ АРФ в целом отличны от нуля и случайны. Из-за этой «дополнительной» случайности отличаются законы распределения предпороговых статистик (ППС)  $|\xi_i(\varphi)|^2$  штатной (12) и адаптивных (10), (11) систем обработки, и тем сильнее, чем меньше объем обучающей выборки  $K$ , использованной для адаптивной настройки АРФ. Это отчетливо видно по экспериментальным функциям распределения  $P(|\xi_i(\varphi)|^2 < x_E = x_0 \cdot \sigma_{est}^2(\varphi))$  ППС при отсутствии ПП (наличии только шума приемника), приведенным на рис. 10 для  $K/2 = 5$  (а) и  $K/2 = 12$  (б) для оценки (19), сформированной по  $k/2 = 8$  выходным отсчетам  $m = 12$ -мерных доплеровских фильтров.

<sup>1</sup> Для РЛС [7], в которой временные интервалы между отсчетами меньше интервала внутрипериодной корреляции помех, это равенство является приближенным, поскольку не учитывает взаимной зависимости отсчетов в этом случае.

Относительные пороги  $x_0$ , обеспечивающие требуемую ВЛТ  $F$ , определяются абсциссами точек пересечения соответствующих функций распределения с горизонтальной прямой на уровне  $P(|\xi_i(\varphi)|^2 < x_E) = 1 - F$ . В частности, для  $F = 10^{-3}$  ( $1 - F = 0.999$ ) они равны  $\approx 8.4$  для штатной системы СДЦ (см. табл.1), 10.3 и 12.8 ( $K/2 = 5$ ), 9.3 и 10.4 ( $K/2 = 12$ ) — для АСДЦ1 и АСДЦ2 соответственно.

При установке таких порогов вероятность обнаружения полезных сигналов в зонах отсутствия ПП в адаптивных системах будет, естественно, ниже, чем в штатной системе СДЦ.

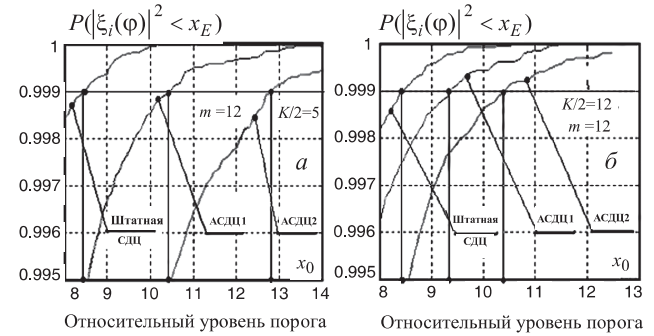


Рис. 10. Функции распределения предпороговых статистик

Количественное представление об уровне связанных с этим потерь дают экспериментальные кривые обнаружения сигналов на фоне шума приемника (рис. 11 а, б), полученные при использовании только энергетического порога (при нулевых порогах в СУЛТ V). Как обычно, они представляют собой зависимости вероятности правильного обнаружения (ВПО)  $D$  от интенсивности полезного сигнала (ОСШ)  $h$  при фиксированной ВЛТ, здесь равной  $F = 10^{-3}$ .

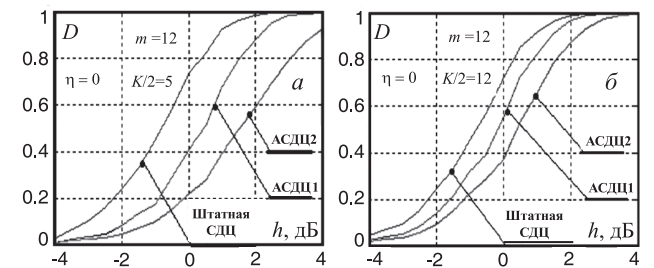


Рис. 11. Экспериментальные характеристики обнаружения на фоне шума приемника

Видно, что потери порогового сигнала в АСДЦ1 (АСДЦ2) могут при этом составить  $\approx 1.2$  (2.4) дБ и  $\approx 0.7$  (1.3) дБ при настройке АРФ по  $K/2 = 5$  и  $K/2 = 12$  выборкам соответственно.

В. Очевидно, что этот крайне нежелательный эффект можно устранить, «отключая» АРФ при отсутствии (или малом уровне) ПП. Для этого достаточно обнулить ненулевые параметры  $\alpha_k(\ell) = \beta_k^*(\ell)$  ЭРФ, а параметрам  $s_k(\ell) = c_k(\ell)$  присвоить единичные значения, что выполнит условия (22).

Однако этот очевидный способ не единственный и, что более важно, далеко не самый рациональный. В этом случае в каждом элементе дистанции каждого азимутального направления требуется контролировать параметры  $\alpha_k(\ell) = \beta_k^*(\ell)$  ЭРФ и сравнивать их с порогом, после чего принимать решения об их обнулении или не обнулении, обязательно сопряженные с ошибками [16]. При этом даже «правильное» отключение АРФ в лучшем случае обеспечит только ту же эффективность обработки на фоне шума, что и штатная система СДЦ.

Более интересен, поэтому другой способ, предполагающий замену на выходе АРФ штатных фильтров со «сглаженными» ИХ (8б) на согласованные фильтры с ИХ (8в). Такая возможность появляется в связи с тем, что при наличии АРФ, компенсирующих ПП, необходимость «сглаживать» ИХ доплеровских фильтров для выполнения этой функции отпадает. Переход к согласованным фильтрам упрощает обработку и повышает ее эффективность в зонах, свободных от ПП. Выигрыш в ОСШ в этих зонах для использующихся в РЛС [7] коэффициентов «сглаживания» превышает 1.2 дБ и должен компенсировать потери пороговых сигналов такого уровня в АСДЦ.

Г. Как следует из данных рис. 11, потери порогового сигнала не превышают этого уровня при настройке «теплицевого» АРФ [10, 11] по обучающей выборке объема  $K/2 \geq 12$ . Это больше, чем требуется для его настройки в условиях сильно коррелированных ПП, но в зонах, свободных от ПП, выборка необходимого объема, как правило, практически доступна. Однако ее использование пропорционально увеличивает вычислительные затраты, к которым следует добавить также затраты на саму процедуру распознавания этих зон. В связи с этим практически желательно и в этих зонах использовать выборки того же объема, что и в зонах ПП, а требуемый эффект получить за счет модификации «теплицевого» алгоритма настройки АРФ. Рациональная модификация заключается, в частности, в регуляризации [11] этого алгоритма, реализующей известный метод Ю. И. Абрамовича [17].

На рис. 12 для этой модификации показаны экспериментальные функции распределения ППС штатной (12) и адаптивных (10), (11) систем внутрипачечной МПО на фоне шумов приемника (а) и характеристики обнаружения (б) в этих условиях.

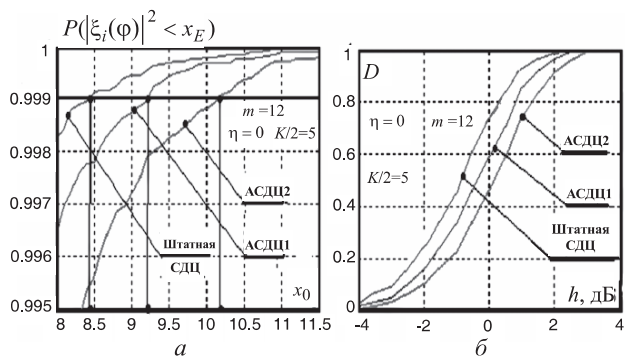


Рис. 12. Функция распределения ППС (а) и характеристики обнаружения (б) на фоне шума

Видно, что требуемые относительные пороги для АСДЦ здесь уже при объеме выборки  $K/2 = 5$  не выше, чем при использовании нерегуляризованных алгоритмов настройки АРФ с  $K/2 \geq 12$  (рис. 10, б), а потери пороговых сигналов не превосходят 1 дБ. Поэтому они могут быть скомпенсированы за счет замены на выходе АРФ «сглаженных» доплеровских фильтров на согласованные.

На рис. 13 показаны экспериментальные характеристики обнаружения при такой замене.

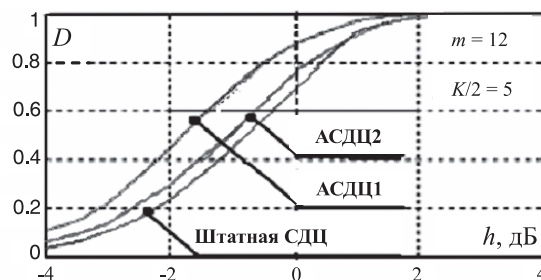


Рис. 13. Характеристики обнаружения на фоне шума приемника

Как следует из рисунка, регуляризация [17] «теплицевых» алгоритмов настройки АРФ в сочетании с согласованными доплеровскими фильтрами на их выходе уже при  $K/2 \geq 5$  обеспечивает более высокую эффективность АСДЦ по сравнению со штатной МПО при обработке сигналов на фоне шума приемника. Поэтому в последующих экспериментах использовалось именно это сочетание.

Д. На рис. 14 приведены энергетический дальностно-азимутальный «портрет» смеси шума и интенсивных ( $\eta \leq 50$  дБ) ПП от местных предметов (а) и характеристики обнаружения на их фоне контрольных сигналов (б). Последние имитировали когерентные пачки полезных сигналов с заданным ОСШ  $h$  от целей, движущихся с радиальными скоростями, равномерно заполняющими диапазон  $V_r \in 0, 3600$  км/ч. ВПО рассчитана как отношение числа сигналов, превысивших энергетический порог для ВЛТ  $F = 10^{-3}$ , к их общему числу  $N$ .

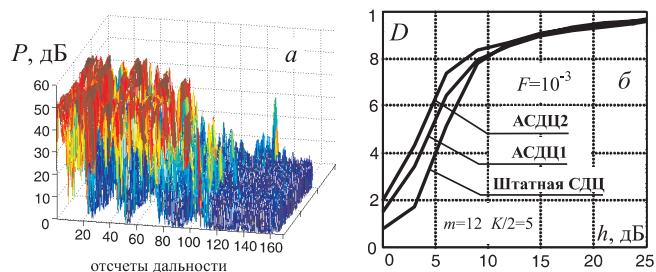


Рис. 14. Смесь шума и ПП (а) и характеристики обнаружения на ее фоне (б)

Аналогичные характеристики обнаружения, но для ПП от облаков (рис. 7, б), показаны на рис. 15. Здесь размер пачки  $m=8$ , размер пакета  $M=4 \cdot m=32$ , размеры обучающей выборки ПП, использованной для настройки АРФ, равны  $K/2=5$  (а) и  $K/2=4$  (б).

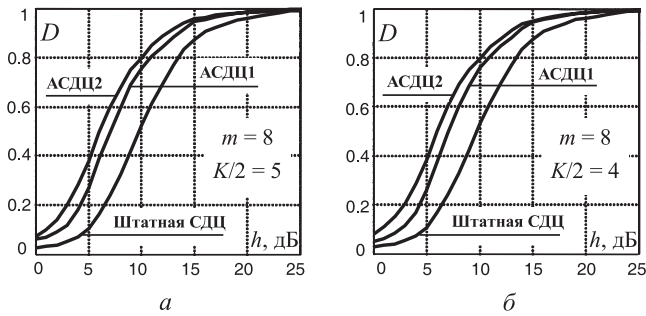


Рис. 15. Характеристики обнаружения для ПП от облаков

Сравнение характеристик обнаружения на рис. 14, 15 позволяет количественно проиллюстрировать физически достаточно очевидные выводы.

1. Требуемый уровень пороговых сигналов, обеспечивающих равные показатели обнаружения, для облаков (рис. 15) выше, чем для местных предметов (рис. 14) как в адаптивных, так и штатных системах СДЦ. Причина этого — более низкая междупериодная корреляция отражений от облаков (их более широкий спектр) и меньший размер пачек  $m$  и пакетов  $M$  (более редкий запуск).

2. «Теплицев» алгоритм настройки АРФ [11] в условиях облаков позволяет ограничиться обучающей выборкой помехи размера  $K/2 = 4$  (рис. 15, б), при которой вычислительные затраты весьма незначительно превосходят затраты наиболее экономичных, но менее быстродействующих рекуррентных алгоритмов настройки, не учитывающих теплицевость внутрипачечных КМ ПП.

3. Выигрыш адаптивной обработки по сравнению со штатной в пороговом сигнале в условиях облаков (равный 4 дБ) выше, чем в условиях местных предметов (2,5 дБ). Это связано с ростом относительного уровня боковых лепестков и с более широким главным лепестком ЧХ фильтров меньшего размера  $m$  в штатной системе СДЦ, лучшим отслеживанием формы спектра помехи в АСДЦ, а также большим интервалом стационарности отражений от облаков (рис. 7, б), чем от местных предметов (рис. 14, а).

Е. Значимость этих выигрышей наглядно иллюстрируют экспериментальные скоростные характеристики (СХ) сравниваемых систем СДЦ, приведенные на рис. 16 для ПП от облаков (рис. 7, б, рис. 15). По горизонтальной оси здесь отложена радиальная скорость (в м/с) целей с ОСШ  $h = 6$  дБ отраженного от них нефлуктуирующего сигнала. По вертикальной оси отложено число целей с соответствующей скоростью, обнаруженных при использовании только энергетического порога, выбранного для ВЛТ  $F = 10^{-3}$  (при нулевых порогах в СУЛТ V). Число целей с каждой скоростью, равномерно расположенных в дальностно-азимутальной зоне ПП, в этом эксперименте равнялось 1091.

Видно, что СХ АСДЦ существенно лучше, чем штатной системы СДЦ. Выигрыш в числе обнару-

женных целей (в ВПО) здесь может достигать три-четыре, а в некоторых точках — и более раз.

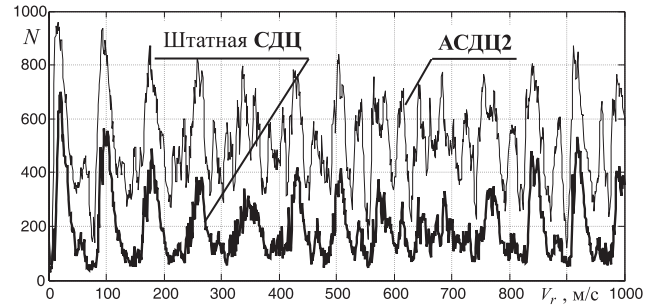


Рис. 16. Скоростные характеристики штатной СДЦ и АСДЦ2

Еще один пример экспериментальных СХ показан на рис. 17 для ПП от местных предметов (рис. 7, а, рис. 8). Число целей на каждой скорости здесь равно 657, ОСШ = 5 дБ.

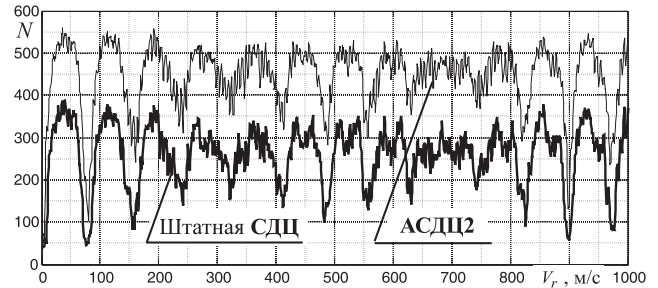


Рис. 17. Скоростные характеристики штатной СДЦ и АСДЦ2

Видно, что АСДЦ и в этих условиях заметно эффективнее штатной системы СДЦ, хотя выигрыш, как и следует из вывода 3 п. Е, здесь несколько ниже, чем в условиях рис. 16.

### 3.2.2. Характеристики обнаружения при совместной работе СУЛТ E и СУЛТ V

А. Помимо сравнения продетектированных выходных сигналов фильтров с энергетическим порогом, в блоке СУЛТ V (рис. 9) предусматривается разделение источников этих сигналов по скорости и бланкирование тех из них, модуль радиальной скорости источников которых меньше устанавливаемого оператором порога. Для лучшего понимания результатов полунатурного эксперимента целесообразно вначале кратко остановиться на особенностях используемого при этом алгоритма разделения на полезные и мешающие продетектированных выходных сигналов доплеровских фильтров.

Б. Работа блока СУЛТ V (рис. 9) базируется на использовании отличий амплитуд выходных сигналов фильтров с одинаковыми номерами в пачках с различными интервалами  $T_i, i \in 1, n$  следования импульсов. Они обусловлены различием частот настройки (5) фильтров пачек и с ростом (до определенного уровня) скорости источников также увеличиваются. Количественной мерой этих различий для каждого из фильтров пачки служит

«контраст», который в системе СДЦ РЛС [7] вычисляется как отношение модуля сигнала на выходе данного фильтра к среднему арифметическому модулей сигналов фильтров с теми же номерами в остальных пачках [6–8]. Вычисленный «контраст» фильтра сравнивается с пороговым значением «контрастной характеристики»  $\chi(V_r)$  соответствующей пачки. Эта характеристика образована максимумами «контрастов» всех фильтров данной пачки, рассчитанных для когерентных пачек сигналов движущихся целей в отсутствие помех.

На рис. 18. показаны примеры «контрастных характеристик»  $\chi(V_r)$  четырех ( $n=4$ )  $m=12$ -элементных пачек с используемыми в РЛС [7] интервалами зондирования  $T_i, i \in 1, n$ . Горизонтальные линии здесь условно показывают выбранные пороговые уровни. Абсциссы точек пересечения с ними левых ветвей «контрастных характеристик» определяют пороговые значения  $v_0(i), i \in 1, n$  радиальной скорости целей в соответствующей пачке. Пороговое значение «контрастной характеристики» пачки может быть превышено контрастами тех или иных фильтров этой пачки только тогда, когда радиальная скорость цели  $V_r$  окажется выше пороговой скорости  $v_0(i), i \in 1, n$ .

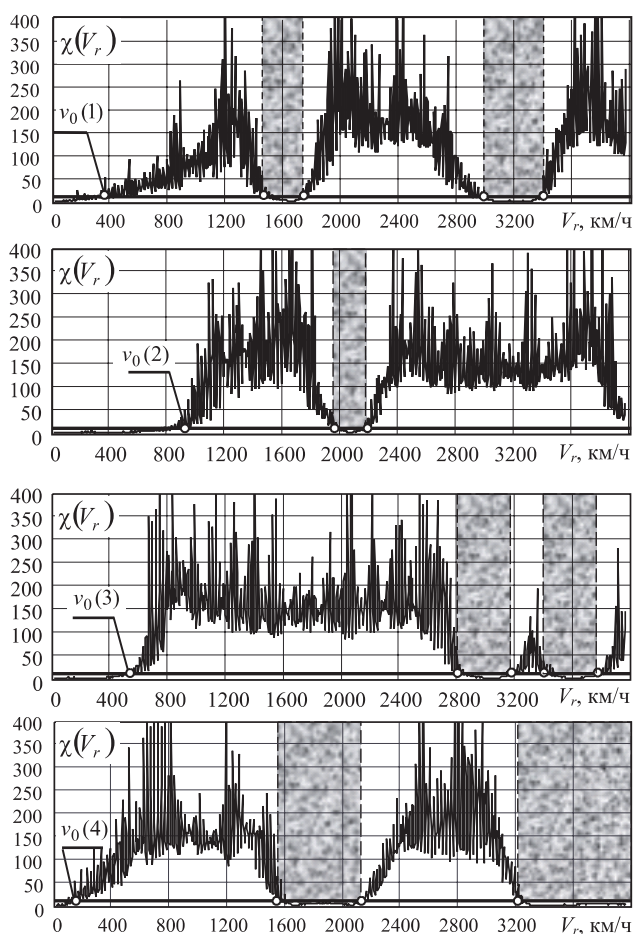


Рис. 18. Контрастные характеристики при  $m = 12$

Возможны также ситуации, когда «надпороговые» скорости целей  $V_r > v_0(i)$  окажутся в зонах,

выделенных на рис. 18 штриховыми вертикальными полосами, в которых «контрастная характеристика» ниже порогового уровня. В этих зонах контрасты ни одного из  $m$  фильтров соответствующей пачки не превысят порогового уровня и принятое на этой основе решение об отсутствии в этой пачке сигнала цели, движущейся со скоростью  $V_r > v_0(i)$ , будет ошибочным. Но, как видно из рис. 18, при любых скоростях  $V_r \in (v_0(i), 4000 \text{ км/ч})$  это случится одновременно не более чем в двух пачках, что предотвратит ошибочное бланкирование сигналов целей со скоростями из этого диапазона, превышающего заданный для РЛС [7].

В. На рис. 19 для трех из большого числа используемых в РЛС [7] наборов скоростных порогов  $\Pi = \{v_0(i), i \in 1, n\}$  показаны зависимости от радиальной скорости точечной цели результатов обработки в СУЛТ V  $n=4$  когерентных  $m=12$  — элементных пачек отраженного от нее сигнала при **отсутствии** шума и ПП. Нулевому значению ординаты соответствует бланкирование сигнала, единичному — «пропускание» его через СУЛТ V.

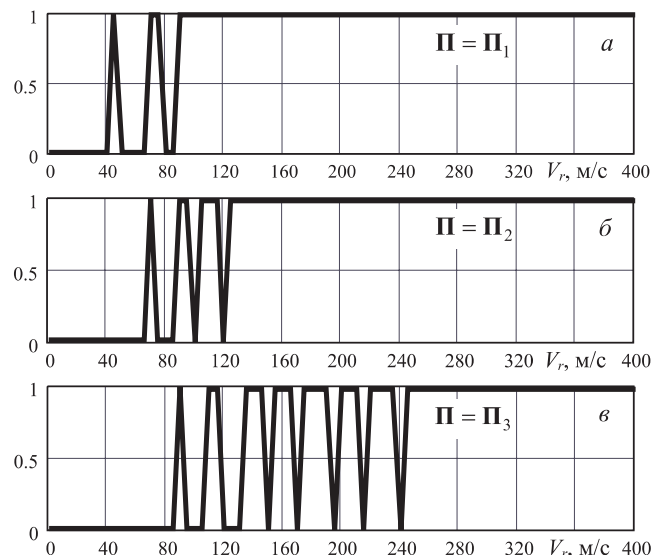


Рис. 19. Скоростная характеристика СУЛТ V (шумы и ПП отсутствуют)

Каждая из скоростных характеристик (СХ) имеет зону бланкирования (режекции), переходную область и зону прозрачности [6–8]. Последняя, показанная только частично, простирается вплоть до радиальных скоростей  $V_r \approx 4000 \text{ км/ч}$ , превышающих требуемые от РЛС [7]. Протяженность каждой из зон регулируется набором априори рассчитанных скоростных порогов.

Возможность в широких пределах регулировать зону скоростной режекции СУЛТ V позволяет уже на этапе первичной МПО эффективно защитить РЛС от отражений от множества движущихся с относительно небольшими скоростями мешающих дискретных отражателей («ангелов») [6–8], существенно затрудняющих работу многих современных высокопотенциальных РЛС сантиметрового диапазона [1, 4].

Г. Следует, однако, иметь в виду, что в процессе скоростной селекции в СУЛТ V могут быть забланкированы и полезные сигналы малоскоростных воздушных целей, а также высокоскоростных, но движущихся не радиально на РЛС, а «с параметром» и поэтому имеющих малую радиальную составляющую скорости.

Еще один недостаток штатной СУЛТ V порожден ее спецификой как параметрической системы, свойства которой зависят от входных воздействий. Она проявляется в том, что в реальных помеховых условиях модули выходных сигналов фильтров, а, следовательно, и их «контрасты» могут меняться в широких пределах и не совпадать с рассчитанными для идеализированных условий отсутствия шума и ПП, в связи с чем определяемые ими реальные СХ будут отличаться от идеальных СХ рис. 19.

На рис. 20 в качестве иллюстрации показаны расчетные СХ СУЛТ V штатной системы СДЦ при наличии шума и стационарных (протяженных) ПП с относительной интенсивностью (ОПШ)  $\eta = 0, 20$  и 40 дБ с ГКФ и коэффициентом межпериодной корреляции  $\rho_1 = 0.99$  при ОСШ  $h = 10$  дБ.

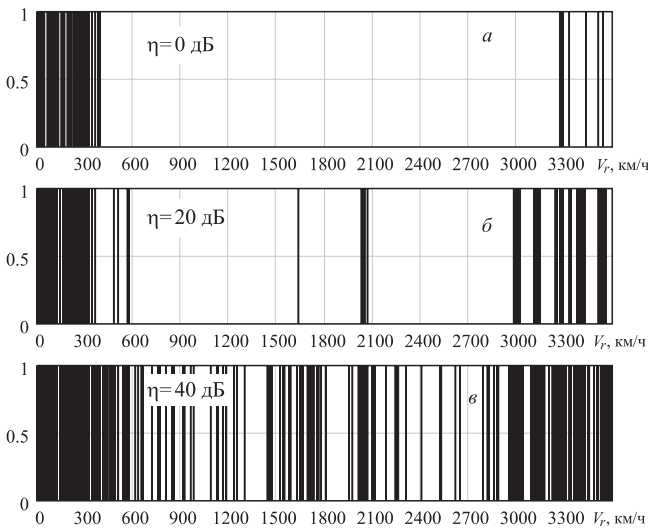


Рис. 20. Скоростная характеристика штатной СУЛТ V в зоне ПП ( $\Pi = \Pi_2$ , ГКФ,  $\rho_1 = 0.99$ ,  $h = 10$  дБ)

Из их сравнения с СХ рис. 19, б для того же набора скоростных порогов видно, что рост интенсивности ПП на выходах доплеровских фильтров может не только изменить ширину зоны режекции малоскоростных целей, но и привести к недопустимому подавлению сигналов целей со скоростями, находящимися в «зоне прозрачности».

В связи с этим следовало ожидать, что введение АРФ, компенсирующих ПП, уменьшит эти недостатки штатной СУЛТ V. Эти ожидания полностью подтверждаются приведенными на рис. 21 расчетными СХ СУЛТ V при внутрипачечной МПО на основе обеляющего (а) и обращающего (б) АРФ, рассчитанными для ОПШ  $\eta = 40$  дБ при тех же остальных условиях, что и для СХ рис. 20.

Эти СХ, естественно, хуже идеальных (рис. 19), но при той же интенсивности ПП

( $\eta = 40$  дБ) существенно лучше СХ штатной системы СДЦ (рис. 20, в), и с ростом интенсивности ПП выигрыш от использования АРФ увеличивается.

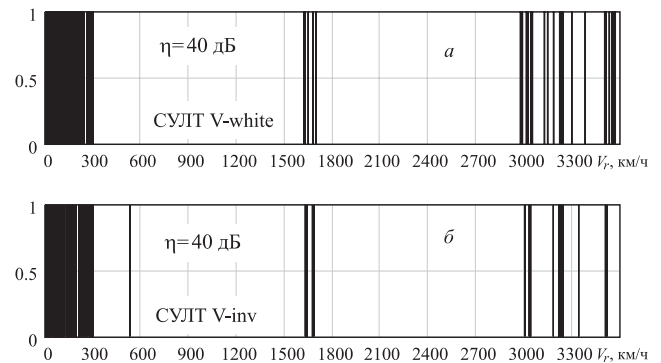


Рис. 21. Скоростные характеристики СУЛТ V в зоне ПП при АСДЦ1 (а) и АСДЦ2 (б)

Д. Проведенное рассмотрение полностью объясняет результаты полунатурных исследований скоростных характеристик сравниваемых систем СДЦ при совместной работе СУЛТ E и СУЛТ V в схеме рис. 9 в соответствии со стратегией п. 3.2.А.

На рис. 22 приведены экспериментальные СХ штатной СДЦ и АСДЦ2 в условиях тех же ПП от облаков (рис. 7, б, рис. 15), что и на рис. 16, но при дополнительном включении СУЛТ V с набором скоростных порогов, использованных при расчетах рис. 19, б, 20, 21. Как и на рис. 16, по горизонтальной оси отложена радиальная скорость (в м/с) целей с ОСШ  $h = 6$  дБ отраженного от них нефлуктуирующего сигнала, а по вертикальной — число обнаруженных целей из их общего числа в зоне ПП, равного 1091. Для удобства и наглядности СХ построены для различных поддиапазонов скоростей имитируемых целей.

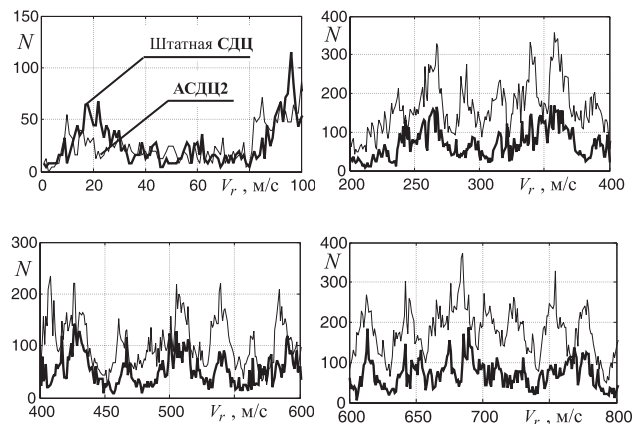


Рис. 22. Скоростные характеристики штатной СДЦ и АСДЦ2

На рис. 23 приведены экспериментальные СХ рассматриваемых систем СДЦ в условиях ПП от местных предметов (рис. 7, а, рис. 8). Как и на рис. 17, где показаны СХ для этих же условий, но при использовании только СУЛТ E, число целей на каждой скорости равно 657, ОСШ = 5 дБ.

Сравнение результатов рис. 22, 23 и рис. 16, 17 позволяет сделать следующие выводы.

1. В штатной системе СДЦ СУЛТ V эффективно режет сигналы целей с «малыми» радиальными скоростями, которые при использованном в эксперименте наборе скоростных порогов не превышают 80 м/с (288 км/ч). Так, если число целей со скоростями из этого диапазона, преодолевших энергетический порог, в штатной СДЦ может приближаться к 700 из общего числа 1091 (рис. 16) и к 350 из 657 (рис. 17), то при включении СУЛТ V их число не превосходит 50–70.

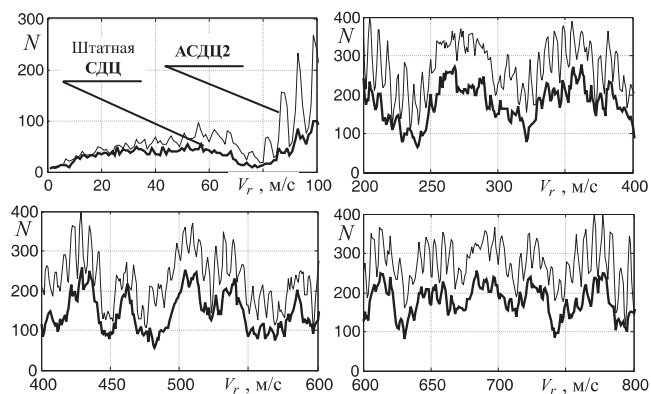


Рис. 23. Скоростные характеристики штатной СДЦ и АСДЦ

2. Введение АРФ с согласованными доплеровскими фильтрами на выходе при соответствующем подборе скоростных порогов не ухудшает качества режекции малоскоростных целей и может даже улучшать его. Так, в экспериментах рис. 22, 23 число малоскоростных целей, прошедших СУЛТ E, в АСДЦ выше (близко к 1000 (рис. 16) и к 550 (рис. 17)), чем в штатной СДЦ, но число прошедших СУЛТ V — практически такое же, как в штатной СДЦ. Этому не препятствуют ни возможная неравномерность пачек из-за формируемых АРФ «провалов» ЧХ в зоне гребней спектра ПП, ни повышенный уровень боковых лепестков ЧХ «несглаженных» доплеровских фильтров на их выходе.

3. При наличии интенсивных ПП, как и следует из результатов п. 3.2.2.В, СУЛТ V существенно снижает качество обнаружения высокоскоростных целей, как в штатной, так и в адаптивных системах СДЦ. Как следует из рис. 22, 23, в рассматриваемых экспериментах введение СУЛТ V в 2–3 раза уменьшило число целей со скоростями вне зоны режекции, прошедших СУЛТ E (рис. 16, 17). По этой причине целесообразно, вероятно, ограничивать зону действия СУЛТ V только участками с малым уровнем ПП.

4. Адаптивные системы СДЦ на основе АРФ (АСДЦ) остаются эффективнее штатной СДЦ не только при отсутствии, но и при включении СУЛТ V. Выигрыш в числе обнаруженных целей в последнем случае может достигать 1.5–2, а в некоторых точках скоростной оси — и более раз. В связи с этим переход к АСДЦ может рассматриваться как перспективный путь повышения защищенности от ПП РЛС [7], а также целого ряда других РЛС.

5. Для ослабления недостатков, порождаемых использованием штатной СУЛТ V, целесообразно снять функцию селекции целей на фоне «ангелов» различной природы с системы МПО, возложив ее на систему вторичной (межобзорной) обработки, возможности которой стремительно повышаются в связи с бурным ростом цифровой элементной базы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный теоретический анализ и полунатурный эксперимент показывают, что имеются резервы повышения защищенности от пассивных помех РЛС с попачечной вобуляцией периодов зондирования. Они могут быть реализованы за счет введения адаптивных фильтров подавления пассивных помех на входе системы доплеровских фильтров, обычно используемых в штатных системах СДЦ таких РЛС. Их функции могут выполнять детально исследованные теоретически и экспериментально проверенные адаптивные решетчатые фильтры (АРФ), эффективно и наиболее просто использующие специфику пассивных помех в таких РЛС. Описанное в статье сочетание АРФ и элементов штатной системы СДЦ является одним из перспективных направлений улучшения защищенности таких РЛС от пассивных помех.

## Литература.

- [1] Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник/ Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко, Д. И. Леховицкий, С. П. Лещенко и др. / Под ред. Я. Д. Ширмана. — М.: Радиотехника, 2007.
- [2] Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981.
- [3] Алмазов В. Б., Белов А. А., Кокин В. Н., Рябуха В. П. Теоретические основы радиолокации: Учебное пособие. — Х.: ХВУ, 1996.
- [4] Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Перевод с англ. Т.3. Радиолокационные устройства и системы. — М.: Сов. радио, 1977, 415 с.
- [5] Леховицкий Д. И. СДЦ в импульсных РЛС: Почти без формул, но с картинками. 1. Оптимальная междупериодная обработка гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех. — Х.: Прикладная радиоэлектроника, т.5, 2006, №2, с. 192–200.
- [6] Кононович В. Я., Май И. Д., Кукольников А. Ф. Способ формирования регулируемой зоны режекции пассивных помех импульсной РЛС. Сборник научных трудов 2-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ 2005). — Харьков, 2005, Т. 2, с. 134–138.
- [7] Май И. Д., Каспирович А. Г., Винник В. А., Донченко А. И., Мотыль В. Н., Антоненко В. Г. Радиолокационная станция 36Д6. Эксплуатация и техническое обслуживание: Учебное пособие. — Запорожье, КЭМЗ «Искра», 2003.
- [8] Лаврентьев В. Н. Повышение эффективности систем селекции движущихся целей. 10-я Юбилейная международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информации». Сб. тезисов докладов. Ч1, с. 195–196.

- [9] *Леховицкий Д. И., Лаврентьев В. Н., Томачинский Н. Т., Пресняк И. С., Жуга Г. А., Зарицкий В. И.* Эффективность СДЦ при различной организации междупериодной обработки в импульсных РЛС с попачечной возбуждающей периодов зондирования. Материалы I международной научной конференции «Глобальные информационные системы. Проблемы и тенденции развития», 3–6. 10. 2006.
- [10] *Леховицкий Д. И.* Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры // Изв. вузов. Радиофизика. — Нижний Новгород, 1992, т.35, № 9 — 10, с. 790–808.
- [11] *Леховицкий Д. И., Милованов С. Б., Раков И. Д., Свердлов Б. Г.* Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч.2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы // Изв. вузов. Радиофизика. — Нижний Новгород, 1992, № 11–12, с. 969–992.
- [12] *Леховицкий Д. И., Зарицкий В. И., Кириллов И. Г., Лаврукевич В. В.* Новые алгоритмы рекуррентной настройки адаптивных решетчатых фильтров. 10-я Юбилейная международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информации». Сб. тезисов докладов. Ч1, с. 193–195.
- [13] *Леховицкий Д. И., Табачников М. И., Шипицын С. И.* Выбор порядка линейного фильтра предсказания для стационарных случайных процессов с гауссовской корреляционной функцией. — М.: Радиотехника, 1990, № 4, с. 44–48.
- [14] Протокол совместных испытаний систем СДЦ. ХНУРЭ, г. Харьков — КП НПК «Искра», г. Запорожье, 17–19 июля 2006 г.
- [15] *Леховицкий Д. И., С.В. Полишко С. В, Бурковский С. И.* О стабилизации уровня ложной тревоги в фильтровых системах междупериодной обработки сигналов на фоне пассивных помех. Системы обработки информации. Вип. 5, Харків. 2004, с. 154–163.
- [16] *Леховицкий Д. И., Атаманский Д. В., Флексер П. М., Бурковский С. И.* Статистические характеристики различения гауссовских коррелированных и некоррелированных случайных сигналов по обучающим выборкам конечного объема. — М: Антенны, №7, 2001, с. 3–9.
- [17] *Абрамович Ю.И.* Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха. М.: Радиотехника и электроника, 1981, т.26, №3, с. 543–551.

Поступила в редколлегию 6.02.2008

**Леховицкий Давид Исаакович**, доктор технических наук профессор, главный научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского Национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: адаптивная пространственно-временная обработка сигналов на фоне помех в информационных системах различного назначения.

**Рябуха Вячеслав Петрович**, кандидат технических наук, доцент, ведущий научный сотрудник научно-исследовательского центра Харьковского Национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: радиолокационные системы, обнаружение и измерение параметров сигналов на фоне помех.

**Жуга Геннадий Александрович**, научный сотрудник Харьковского Национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: унифицированные процессоры и системы адаптивной обработки сигналов на фоне помех.

**Лаврентьев Владимир Николаевич**, начальник отдела КП «НПК «Искра», г. Запорожье. Область научных интересов: разработка, испытания и эксплуатация радиолокационной техники различного назначения.

