

---

**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ  
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**


---

УДК 621.396.96+621.391.821

## РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ СЕЛЕКЦИИ ДВИЖУЩИХСЯ ЦЕЛЕЙ С МИНИМАЛЬНЫМИ НЕЛИНЕЙНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ ПОСЛЕ ПРОХОЖДЕНИЯ ЧЕРЕЗ НЕЕ ЛИНЕЙНО ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

© 2019 г. В. Г. Бартнев<sup>1, \*</sup>, В. К. Битюков<sup>1</sup>, А. Ю. Гордеев<sup>1, 2, \*\*</sup>, А. Ф. Котов<sup>1</sup>

<sup>1</sup>МИРЭА – Российский технологический университет,  
Российская Федерация, 119454, Москва, просп. Вернадского, 78

<sup>2</sup>Волгоградский государственный университет,  
Российская Федерация, 400062, Волгоград, просп. Университетский, 100

\*E-mail: syntaltechno@mail.ru

\*\*E-mail: alexurgor2008@gmail.com

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Рассмотрены некоторые проблемы, связанные с нелинейной фазочастотной характеристикой режекторного фильтра селекции движущихся целей на основе двухканальной адаптивной системы с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации, возникающие при обработке линейно частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала, и вызванные этой нелинейностью искажения такого сигнала. Предложена адаптивная селекция движущихся целей, при использовании которой минимизируются искажения полезного ЛЧМ-сигнала, содержащегося во входной неклассифицированной выборке наблюдения, при адаптивной режекторной обработке с перекрестным управлением весами.

DOI: 10.1134/S0033849419020037

### ВВЕДЕНИЕ

В данной статье описаны принципы функционирования разработанной полностью адаптивной системы селекции движущихся целей (СДЦ), базирующейся на адаптивном режекторном фильтре с перекрестными связями, а также адаптивных доплеровских фильтрах, использующих весовые коэффициенты из режекторной части. Основные аспекты функционирования отдельных частей рассматриваемой системы СДЦ, как и преимущества предлагаемого способа обработки входной неклассифицированной выборки наблюдения, рассмотрены ранее в работах [1, 2]. Следует отметить, что синхронное изменение весовых коэффициентов в адаптивных режекторной и доплеровской частях позволило существенно снизить нелинейные искажения, вносимые нелинейным режекторным фильтром в обрабатываемый полезный сигнал. Механизм такого снижения будет пояснен далее.

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ОПИСАНИЕ АДАПТИВНОЙ РЕЖЕКТОРНОЙ ЧАСТИ ПРЕДЛАГАЕМОЙ СИСТЕМЫ СДЦ

До настоящего времени по-прежнему остается актуальной проблема селекции целей на фоне дискретных коррелированных помех, особенно если

эти помехи присутствуют во входной выборке наблюдения, получаемой с того же самого дискрета дальности, что и цель. Использование неадаптивных методов режекторной фильтрации как правило неэффективно ввиду низкого коэффициента улучшения и наличия “слепых” скоростей (а также иных недостатков), возможности же использования многих адаптивных систем также в большинстве случаев ограничены по причине отфильтровывания полезного сигнала вместе с помехой или существенных искажений первого, вносимых трактом допороговой обработки входного сигнала. Для разрешения подобных проблем и противоречий в работе [1] и была предложена система адаптивной режекторной фильтрации, основанной на перекрестном управлении коэффициентами фильтрации в двух частотных каналах обработки при формировании этих коэффициентов на основе методов спектрального анализа сверхвысокого разрешения (СА СВР).

Рассматриваемая обеляющая система представлена на рис. 1. На данной схеме НФ  $X$  обозначает обычные нерекурсивные трансверсальные фильтры ( $X$  указывает номер канала обработки), описываемые стандартным для этого типа цифровых фильтров линейно-разностным уравнением:

$$y[n] = \sum_{m=0}^{M-1} a[m] z[n-m],$$

где  $a[m], m \in \{0; M-1\}$  (на схеме  $a_{12}[m]$  и  $a_{21}[m]$ , где первая цифра индекса обозначает на основании входной выборки какого канала были сформированы коэффициенты, а вторая – в каком канале режекторного фильтра они используются для фильтрации, – весовые коэффициенты, получаемые адаптивным путем),  $z[n]$  (на схеме  $z_1[n]$  и  $z_2[n]$  – выборки в двух различных частотных каналах) – значения комплексной входной неклассифицированной выборки наблюдения (то есть содержащей как коррелированную помеху, так и полезный сигнал, причем в одних и тех же импульсных объемах),  $y[n]$  – выходной сигнал. Блоки ФК X, как видно из схемы на рис. 1, представляют собой блоки адаптивного формирования весовых коэффициентов  $a[m]$  для фильтров НФ X.

Вкратце принцип работы фильтра, показанного на рис. 1, можно описать следующим образом. На входы Вх1 и Вх2 с АЦП блока промежуточной частоты (ПЧ) поступают неклассифицированные выборки наблюдения, в данном случае  $z_1[n]$  и  $z_2[n]$ , отличающиеся либо несущей частотой сигналов, на основании которых они получены, либо частотой повторения. Неклассифицированная выборка  $z_1[n]$  со входа Вх1 подается на вход блока ФК 2, где с использованием методов СА СВР на основе этой выборки формируется набор коэффициентов  $a_{12}[m], m \in \{0; M-1\}$ , которые затем поступают в блок НФ 2, где используются в качестве коэффициентов нерекурсивного фильтра, осуществляющего обработку неклассифицированной выборки наблюдения  $z_2[n]$ , поступающей в то же самое время на вход Вх2. Аналогичным образом осуществляется и обработка входной выборки  $z_1[n]$  канала 1 с использованием коэффициентов  $a_{21}[m]$ , сформированных по выборке  $z_2[n]$  в канале 2. Поскольку целевым предназначением фильтра, показанного на рис. 1 и описанного в работе [1], является режекция коррелированных помех, то нам достаточно получить “очищенную” входную выборку наблюдения хотя бы в одном из частотных каналов, поэтому в качестве выхода адаптивного фильтра можно использовать выход любого из указанных на схеме КИХ-фильтров НФ X, а выход второго нерекурсивного фильтра системы можно заглушить. На рис. 1 в качестве выхода адаптивного фильтра использован выход нерекурсивного фильтра НФ2.

Анализ функциональных особенностей указанной системы был начат в работе [1] и продолжен в работах [2–10]. В работах [1–9] рассмотрены различные аспекты функционирования данного адаптивного фильтра (в первую очередь, механизм формирования весовых коэффициентов) в случае применения зондирующих импульсов с постоянной несущей. В работе [10] был проведен анализ

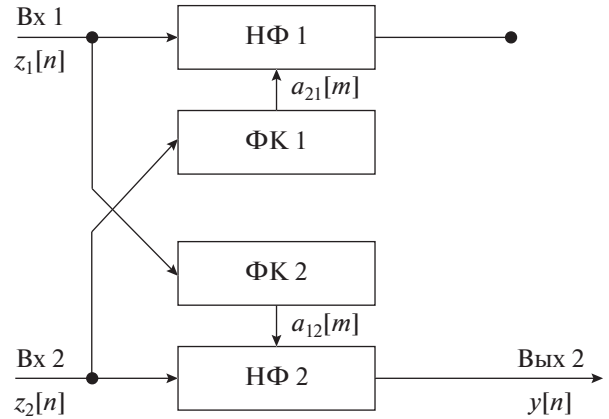


Рис. 1. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации.

ситуации, когда в качестве зондирующего сигнала использовался линейно частотно-модулированный (ЛЧМ) импульс. Было показано, что ЛЧМ-импульс можно использовать в качестве зондирующего в том случае, если для режекции коррелированных помех применяется вышеуказанный фильтр, при соблюдении определенных условий на связь разницы стартовых значений несущих в двух каналах обработки с шириной спектра импульса. Там же было показано, что даже при выполнении необходимых условий на связь несущих с шириной спектра при согласованной доплеровской обработке фильтром сжатия выходного сигнала режекторного фильтра, за счет нелинейной фазочастотной характеристики (ФЧХ) нашей адаптивной системы будут наблюдаться искажения формы “сжатого” сигнала по отношению к случаю обработки “чистого” ЛЧМ-импульса, не прошедшего адаптивную фильтрацию. Напомним, что доплеровский фильтр сжатия предполагался неадаптивным, т.е. выходной сигнал после прохождения фильтра сжатия представлялся следующим выражением

$$\begin{aligned} \dot{c}(t) &= \dot{s}(t) \dot{h}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{s}(\tau) \dot{s}^*(\tau - (T - t)) d\tau = \\ &= \int_0^{2T} \dot{s}(\tau) \dot{s}^*(\tau - (T - t)) d\tau, \end{aligned} \quad (1)$$

в случае согласованной обработки “чистого” ЛЧМ-сигнала, и

$$\begin{aligned} \dot{c}(t) &= \dot{\dot{s}}(t) \dot{h}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{\dot{s}}(\tau) \dot{s}^*(\tau - (T - t)) d\tau = \\ &= \int_0^{2T} \dot{\dot{s}}(\tau) \dot{s}^*(\tau - (T - t)) d\tau, \end{aligned} \quad (2)$$

в случае обработки ЛЧМ-импульса, прошедшего адаптивную режекторную фильтрацию.

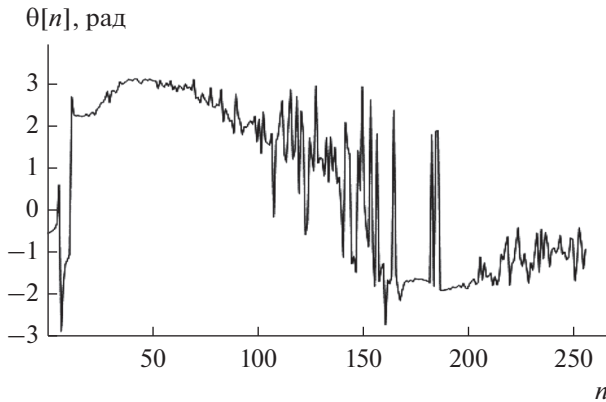


Рис. 2. Нелинейная ФЧХ режекторного фильтра с весовыми коэффициентами, формируемыми по методу Штиглица–МакБрайда,  $\Delta f/f_{01}/f_{02} = 10/500/700$  МГц.

Здесь, как и в работе [10],  $\dot{s}(t)$  – исходный зондирующий ЛЧМ-импульс,  $\hat{\dot{s}}(t)$  – ЛЧМ-импульс после адаптивной режекторной обработки,  $\hat{h}(t) = \dot{s}^*(T-t)$  – импульсная характеристика фильтра неадаптивного фильтра сжатия,  $T$  – длительность ЛЧМ-импульса. Соответственно частотная характеристика фильтра будет равна  $\hat{H}(j\omega) = \dot{S}^*(j\omega) \exp(-j\omega T)$ , где  $\dot{S}(j\omega)$  представляет собой спектр полезного ЛЧМ-сигнала. С учетом того, что спектр выходного сигнала равен  $\dot{C}(j\omega) = \dot{S}(j\omega) \hat{H}(j\omega)$ , то применяя обратное преобразование Фурье (ОПФ), получим

$$\begin{aligned} \dot{c}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{C}(j\omega) \exp(-j\omega t) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) \exp(-j\omega t') d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp(-j\omega t') d\omega, \quad t' = t - T. \end{aligned} \quad (3)$$

Как видно из (1) и (2), в случае использования согласованного фильтра с фиксированной импульсной характеристикой характер обработки будет одинаковым для всех входных сигналов. Однако в реальности “согласованность” у такого доплеровского фильтра будет только по отношению к исходному, т.е. “чистому” ЛЧМ-сигналу. Представляя аналогично выходной сигнал  $\dot{c}(t')$  через его спектр  $\dot{C}(j\omega)$ , а также введя обозначение спектра полезного ЛЧМ-сигнала, содержавшегося во входной неклассифицированной выборке на-

блюдения и прошедшего адаптивную обработку, как  $\dot{S}(j\omega)$ , можно записать следующее выражение

$$\begin{aligned} \dot{c}(t') &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{C}(j\omega) \exp(-j\omega t') d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{S}(j\omega) \dot{S}^*(j\omega) \exp(-j\omega t') d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} k |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp(-j(\omega t' - \theta(\omega))) d\omega. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь  $k$  – некоторый положительный масштабный коэффициент ( $k > 0$ ), а спектр выходного сигнала адаптивного режекторного фильтра  $\dot{S}(j\omega)$  и нелинейная ФЧХ  $\theta(\omega)$  этого фильтра связаны выражением следующего вида

$$\begin{aligned} \dot{S}(j\omega) &= |\dot{S}(j\omega)| \exp\{j \arg(\dot{S}(j\omega))\} = \\ &= \tilde{S}(\omega) \exp(j\tilde{\psi}(\omega)) \equiv k \dot{S}(j\omega) \exp(j\theta(\omega)), \quad (5) \\ \theta(\omega) &= \tilde{\psi}(\omega) - \psi(\omega). \end{aligned}$$

Здесь  $\tilde{\psi}(\omega)$  и  $\psi(\omega)$  – фазовые спектры выходного и входного сигналов соответственно. Из сравнения выражений (3) и (4) видно, что выражения для выходных сигналов в двух случаях согласованной фильтрации отличаются не только масштабным коэффициентом  $k$ , но и фазовой прибавкой  $\theta(\omega)$  в подынтегральном выражении, которая в общем случае, чисто математически, вызывает искажения формы  $\dot{c}(t')$  по отношению к  $\dot{c}(t)$ . Из выражений (3)–(5) следует, что

$$\begin{aligned} \dot{C}(j\omega) &= |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp(j\omega T) \quad \text{и} \quad \dot{\hat{C}}(j\omega) = \\ &= k |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp\{j(\omega T + \theta(\omega))\}. \end{aligned} \quad (6)$$

Следовательно, амплитудные спектры выходных сигналов согласованного фильтра в случае сжатия “чистого” ЛЧМ-сигнала и ЛЧМ-сигнала, прошедшего адаптивную режекторную фильтрацию, будут совпадать с точностью до масштабного коэффициента  $k$ , то есть  $|\dot{\hat{C}}(j\omega)| = k |\dot{C}(j\omega)|$ . Соответственно фазовые спектры выходных сигналов в двух случаях обработки будут различаться на нелинейную функцию  $\theta(\omega) = \arg\{\dot{\hat{C}}(j\omega)\} - \arg\{\dot{C}(j\omega)\}$  – ФЧХ адаптивного фильтра (рис. 2). На рисунке изображена дискретная ФЧХ –  $\theta[n]$ ; значение  $\omega$  в этом случае будет  $\omega = \omega[n] = \frac{2\pi}{N}n$ , где  $N$  – объем входной выборки наблюдения.

Из пропорционального равенства амплитудных спектров двух выходных сигналов с помощью формулы Рэлея для связи взаимной энергии двух сигналов с их спектральными плотностями

можно получить аналогичную связь по масштабу между амплитудными значениями самих сигналов —  $|\dot{\hat{c}}(t)| = k|\dot{c}(t)|$ , поскольку

$$\begin{aligned} |\dot{\hat{c}}(t)|^2 &= \langle \dot{\hat{c}}(t), \dot{\hat{c}}(t) \rangle = \frac{1}{2\pi} \langle \dot{\hat{C}}(j\omega), \dot{\hat{C}}(j\omega) \rangle = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} k^2 |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp\{j(\omega T + \theta(\omega))\} \times \\ &\times |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp\{-j(\omega T + \theta(\omega))\} d\omega = \\ &= \frac{k^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp(j\omega T) |\dot{S}(j\omega)|^2 \exp(-j\omega T) d\omega = \\ &= \frac{k^2}{2\pi} \langle \dot{C}(j\omega), \dot{C}(j\omega) \rangle = k^2 |\dot{c}(t)|^2. \end{aligned}$$

Данная связь хорошо иллюстрируется на рис. 3. Здесь показаны модули полезных ЛЧМ-сигналов, прошедших блок допороговой обработки, в том числе и фильтры сжатия. Хорошо видно, что полезный сигнал из входной сигнальной смеси, прошедший обработку адаптивной СДЦ (штриховая линия) практически полностью идентичен по форме “чистому” ЛЧМ-импульсу, сжатому обычным (неадаптивным) согласованным фильтром (сплошная линия). Идентичность по форме выходных сигналов адаптивного и неадаптивного фильтра как раз и доказывает, что модули этих сигналов совпадают с точностью до постоянного множителя. Стартовые значения несущих частот в примере на рис. 3 в обоих каналах обработки имеют значения 500 и 700 МГц, соответственно, а ширина спектра ЛЧМ-сигнала равна 10 МГц. Однако же фазовые изменения прошедшего адаптивную фильтрацию сигнала  $\dot{\hat{c}}(t)$  по сравнению со случаем сжатия “чистого” ЛЧМ-сигнала  $\dot{c}(t)$  с учетом нелинейного подынтегрального выражения в (5) означают только одно — что исходный зондирующий сигнал, прошедший входной радиотехнический тракт, содержащую подобную систему СДЦ, будет подвергнут нелинейным искажениям. Поэтому для компенсации таких искажений и была предложена структура полностью адаптивной СДЦ (см. рис. 4).

## 2. УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ ВАРИАНТ СДЦ, СОДЕРЖАЩИЙ АДАПТИВНЫЕ РЕЖЕКТОРНЫЙ И ДОПЛЕРОВСКИЕ ФИЛЬТРЫ

Суть идеи по минимизации нелинейных искажений выходного сигнала доплеровского фильтра сжатия состоит в следующем: чтобы минимизировать искажения, вносимые нелинейностью нашего адаптивного фильтра в системе СДЦ предлагается вместо согласованных фильтров использовать корреляторы, в которых на один из входов в каждом доплеровском канале будет подаваться выходной сигнал после перекрестной фильтрации в

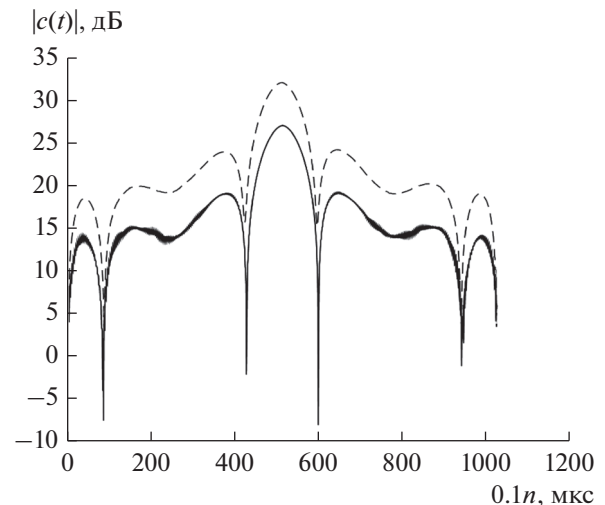


Рис. 3. Абсолютные амплитудные значения выходных сигналов после неадаптивной согласованной фильтрации “чистого” ЛЧМ-сигнала (сплошная кривая) и адаптивной режекторной и доплеровской обработки неклассифицированной выборки наблюдения, содержащей такой же полезный сигнал, посредством предлагаемой системы СДЦ (штриховая кривая).

режекторном фильтре, а на второй — “чистый” зондирующий ЛЧМ-импульс после прохождения цифрового КИХ-фильтра с теми же весовыми коэффициентами, которые используются в соответствующем канале режекторного фильтра.

Рассмотрим подробно схему на рис. 4. На данной схеме Вх1 и Вх2 обозначают входы режекторного фильтра, на которые поступают неклассифицированные выборки на соответствующих несущих;  $z_1[n]$  и  $z_2[n]$  — входные неклассифицированные комплексные сигнальные выборки для соответствующих частотных каналов фильтрации адаптивного режекторного фильтра;  $a_{12}[m]$  и  $a_{21}[m]$  — весовые коэффициенты, формируемые в соответствующих блоках режекторного фильтра (см. рис. 1);  $y_1[n]$  и  $y_2[n]$  — выходные сигналы соответствующих каналов фильтрации адаптивного фильтра, как и в схеме на рис. 1, используется выход  $y_2[n]$ , а выход  $y_1[n]$  соответственно заглушен;  $s_{02}[n] \dots s_{(K-1)2}[n]$  — базисные сигналы соответствующих доплеровских каналов (на схеме показано, что имеется  $K$  доплеровских каналов), причем первый индекс в данном случае показывает номер доплеровского канала, а второй показывает, с выходным сигналом какого канала режекторного фильтра предназначен для корреляции данный базисный сигнал;  $h_0[n], \dots, h_{K-1}[n]$  — выходные сигналы цифровых КИХ-фильтров в соответствующих доплеровских каналах, буквой  $M$  обозначен порядок фильтров, он такой же, как и порядок КИХ-фильтров в адаптивной режекторной системе; знак \* возле перемножителей обозначает ком-

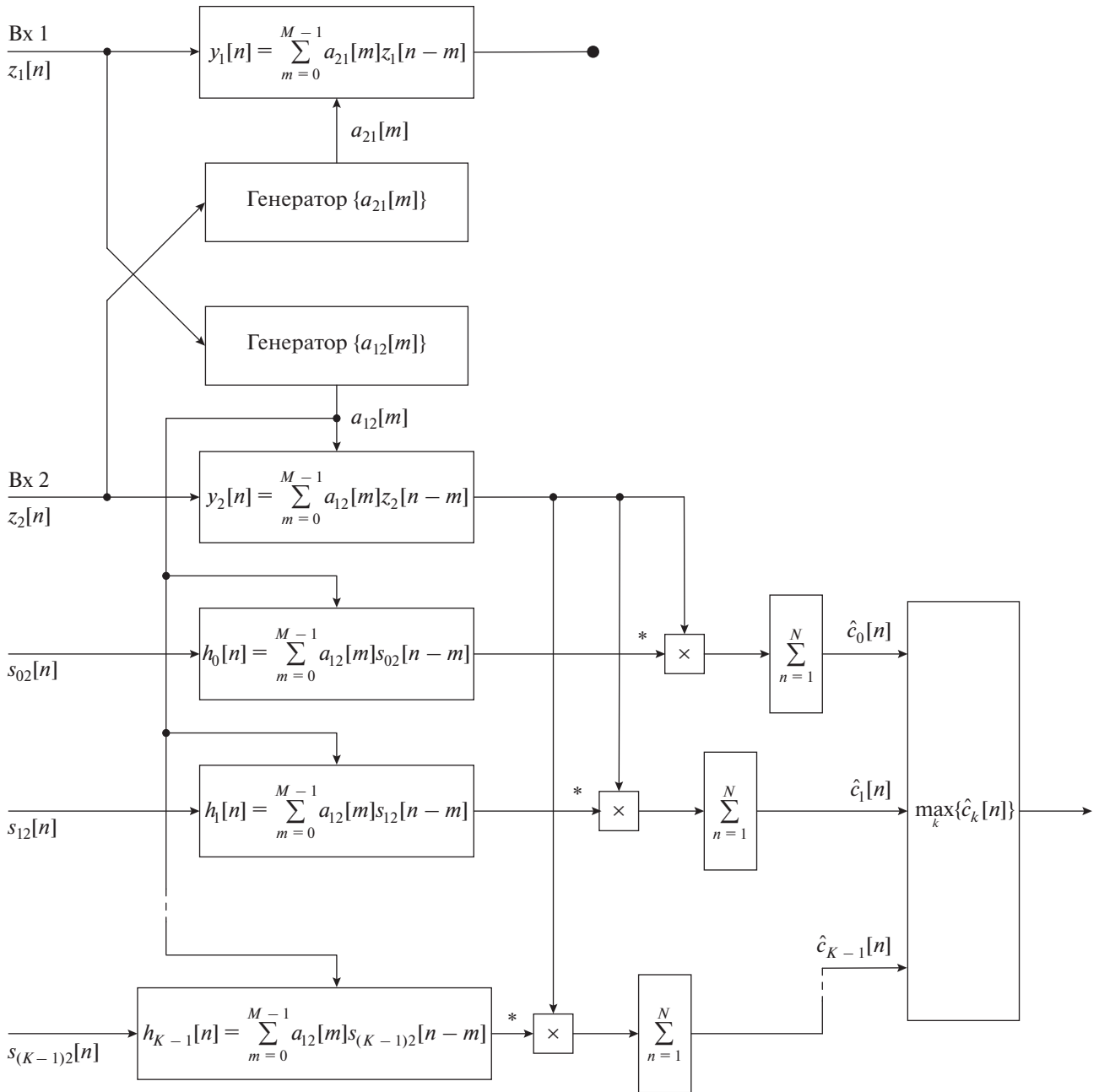


Рис. 4. Структурная схема предлагаемой адаптивной системы СДЦ.

плексное сопряжение и формально является отдельной операцией, не показанной на схеме в виде отдельного блока;  $N$  – число отсчетов, приходящихся на один ЛЧМ-импульс;  $C_0[n], \dots, C_{K-1}[n]$  – выходные сигналы корреляторов в соответствующих доплеровских каналах. Последний блок на схеме представляет собой схему выборки максимума среди всех доплеровских каналов.

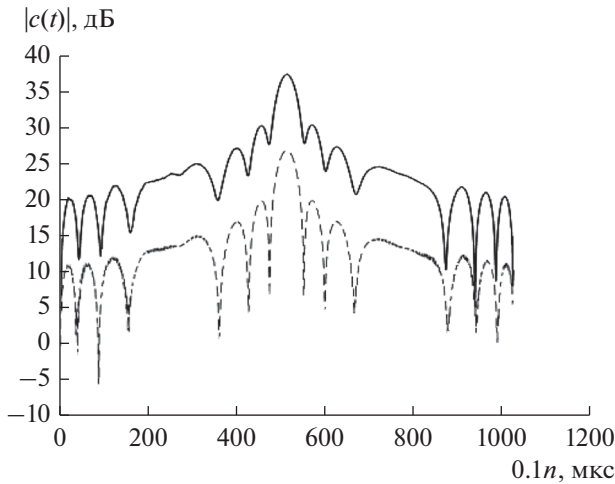
Из данной схемы видно, что если рассматривать доплеровские каналы с точки зрения импульсных характеристик, то они будут изменяться во времени с поступлением новых отсчетов вход-

ных сигналов и при этом с учетом выражения (7) могут быть представлены в следующем виде

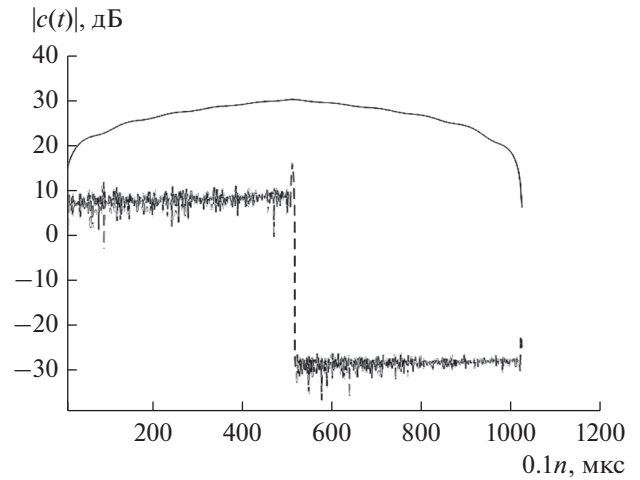
$$\hat{H}_k(j\omega) \approx r \hat{S}_k^*(j\omega) \exp\{-j(\omega T + \theta(\omega))\}, \quad (7) \\ k \in [0; K - 1],$$

где  $r$  – просто масштабирующий множитель, аналогичный множителю  $k$  в выражении (7). Строго говоря, это практически тот же коэффициент, но для избежание путаницы в обозначениях через  $k$  будем обозначать номер доплеровского канала, а через  $r$  – амплитудный масштабирующий коэффициент. Множитель  $\exp(-j\omega T)$  для случая кор-





**Рис. 5.** Амплитудные значения выходных сигналов после согласованной фильтрации “чистого” ЛЧМ-сигнала (сплошная кривая) и обработки входного сигнала, содержащего полезный ЛЧМ-импульс, помеху и белый шум, полностью адаптивной системой СДЦ (штриховая кривая).



**Рис. 6.** Абсолютные амплитудные значения выходных сигналов после обработки неклассифицированной выборки наблюдения обычным согласованным доплеровским фильтром (сплошная кривая) и адаптивной системой СДЦ (штриховая кривая) для случая попадания спектра помехи в полосу пропускания набора доплеровских фильтров.

релятора имеет смысл времени накопления всех отсчетов, составляющих один ЛЧМ-импульс ( $T = N\Delta t$ , где  $\Delta t$  – шаг дискретизации). Таким образом, выражение (8) для представленного на рис. 4 случая корреляционной обработки сигнальной выборки, содержащей полезный ЛЧМ-сигнал, будет иметь следующий вид

$$\begin{aligned} \hat{c}(t') &\approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{S}(j\omega) \hat{S}^*(j\omega) \exp(-j\omega t') d\omega = \\ &= \frac{r^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |\hat{S}(j\omega)|^2 \exp(-j\omega t') d\omega = r^2 \hat{c}(t'), \quad t' = t - T. \end{aligned}$$

Результаты работы схемы на рис. 4 для доплеровского канала, соответствующего рассмотренному выше случаю доплеровского сдвига частоты полезного ЛЧМ-сигнала  $f_s = 350$  Гц, приведены на рис. 5. Для сравнения на рисунке, как и ранее на рис. 3, представлен также результат обработки “чистого” ЛЧМ-сигнала обычным согласованным фильтром (на рис. 5 сжатый “чистый” ЛЧМ-импульс обозначен сплошной кривой, а сжатый ЛЧМ-импульс после адаптивной обработки – штриховой кривой). Следует отметить еще одну важную деталь. Для ЛЧМ-сигналов, результат сжатия которых показан на рис. 5, условия на связь несущих частот в двух каналах обработки с шириной спектра зондирующего сигнала, выведенные в работе [10], в виде

$$|f_{02} - f_{01}| \geq 20\Delta f, \quad (8)$$

в отличие от примера на рис. 3 не выполняются. Здесь учитывается, что коэффициенты адаптивного режекторного фильтра находятся по методу

Штиглица–МакБрайда. В выражении (8)  $f_{01}$  и  $f_{02}$  – начальные значения несущих частот полезного ЛЧМ-сигнала, а  $\Delta f$  – ширина спектра сигнал. В рассматриваемом на рис. 5 примере  $f_{01} = 500$  МГц,  $f_{02} = 700$  МГц, а  $\Delta f = 20$  МГц, что очевидно не удовлетворяет неравенству (8). Следовательно, предлагаемая полностью адаптивная система СДЦ позволяет сохранить форму сжатого ЛЧМ-импульса даже при невыполнении условий на связь стартовых значений несущих частот в двух каналах обработки режекторного фильтра и ширины спектра ЛЧМ-импульса, то есть снять все ограничения, выведенные для этих параметров в [10]. При этом схема позволяет точно так же сохранить форму ЛЧМ-импульса, как и в случае применения неадаптивных доплеровских фильтров, но при этом сохранить близкий к линейному фазовый спектр выходных сигналов доплеровских фильтров сжатия. В качестве наглядного подтверждения преимущества использования предлагаемой нами адаптивной системы СДЦ в целом и предложенного ранее адаптивного режекторного фильтра с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации при формировании их по методу Штиглица–МакБрайда в частности, приведем результаты обработки двумя системами СДЦ (адаптивной и неадаптивной) той же самой неклассифицированной выборки наблюдения в случае, когда коррелированная помеха попадает в один из доплеровских каналов. Графики выходных сигналов соответствующих фильтров сжатия (адаптивного – штриховая кривая и неадаптивного – сплошная кривая) для данного случая показаны на рис. 6 (в неадаптивной системе в качестве режекторного фильтра использован обыч-

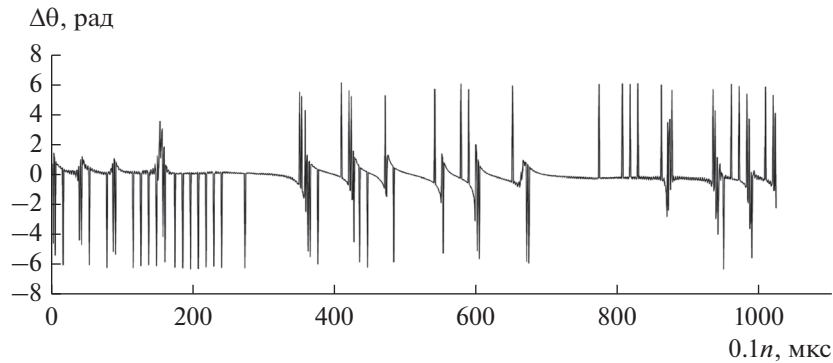


Рис. 7. Фаза сжатого комплексного ЛЧМ-сигнала после прохождения полностью адаптивной СДЦ.

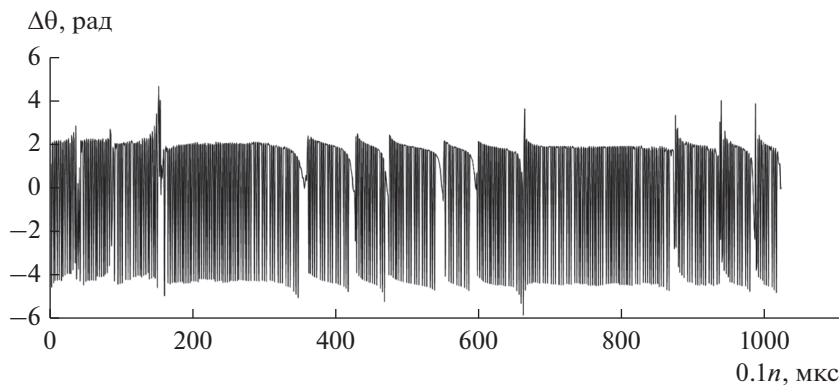


Рис. 8. Фаза сжатого комплексного ЛЧМ-сигнала после прохождения СДЦ, содержащей доплеровские фильтры с фиксированными коэффициентами.

ный череспериодный компенсатор). Весовые коэффициенты КИХ-фильтров в нашей адаптивной системе прежние, поскольку используемая выборка наблюдения та же самая. То есть, если рассматривать одновременно выходные сигналы двух разных доплеровских каналов (в один из которых изначально попадает сигнал, а во второй помеха) в двух разных системах СДЦ, то будет совершенно ясно, что в неадаптивной системе СДЦ схема выборки максимума выберет не тот доплеровский канал, который требуется, следовательно, на решающее устройство (РУ) будет подана пассивная коррелированная помеха, а не полезный сигнал от реальной цели. Небольшой всплеск в доплеровском канале пассивной помехи в момент прихода последнего отсчета полезного сигнала вызван сохранением небольшой помеховой составляющей в выходном сигнале адаптивного режекторного фильтра. Однако этот всплеск по величине на 22 дБ меньше появляющегося в этот же момент времени максимального значения выходного сигнала доплеровского фильтра, обрабатывающего полезный ЛЧМ-импульс.

Следует, однако, отметить, что фазовый спектр сжатого ЛЧМ-сигнала даже с учетом использова-

ния адаптивных доплеровских фильтров с частотной характеристикой (7) будет отличен от линейного по причине приближенного равенства в (7). Это следствие стохастичности в формировании весовых коэффициентов режекторного фильтра и нелинейности самого механизма режекторной фильтрации с перекрестным управлением весовыми коэффициентами. На рис. 7 показана разность фаз для выходных сигналов обычного доплеровского фильтра сжатия “чистого” ЛЧМ-сигнала и адаптивного доплеровского фильтра сжатия сигнала, обработанного режекторным фильтром сигнала. Однако в случае неадаптивной доплеровской фильтрации ЛЧМ-сигнала, прошедшего предварительную адаптивную режекторную фильтрацию изменения фазы сжатого импульса для такого случая будут несравнимо больше, чем при обработке предложенной ранее полностью адаптивной СДЦ (см. рис. 8). Тем не менее, поскольку для определения пространственно-скоростных параметров цели используются преимущественно амплитудные значения выходного сигнала СДЦ, то вопрос нелинейных искажений его фазы не является особо существенным, хотя в определенных случаях она также используется для дальнейшей обработки.

## ВЫВОДЫ

1. Если при использовании исследуемого нами адаптивного режекторного фильтра с перекрестными связями для обработки входных сигналов на разных несущих соблюдаются условия на соответствующие частоты в виде (8) при формировании весовых коэффициентов по алгоритму Штиглица—МакБрайда или при формировании коэффициентов на основе любого другого метода СА СВР (см. [10]), то после сжатия выходных сигналов адаптивного фильтра обычным согласованным фильтром, последние соответствуют отмасштабированной копии выходного сигнала того же фильтра сжатия при обработке “чистого” ЛЧМ-импульса.

2. В рассмотренном случае зондирующих ЛЧМ-сигналов использование в системе СДЦ, содержащей режекторный и доплеровские фильтры, помимо адаптивного режекторного фильтра с перекрестным управлением коэффициентами фильтрации еще и адаптивных доплеровских фильтров сжатия, использующих в качестве весовых коэффициенты тех же КИХ-фильтров, что и в режекторном фильтре, а также корреляторы вместо согласованных фильтров, позволяет даже при невыполнении условий (8) на связь частотных параметров фильтра и обрабатываемого сигнала полностью сохранить форму полезного сигнала при прохождении им данной системы по сравнению с системами СДЦ, содержащими либо полностью неадаптивные фильтры, либо такой же адаптивный режекторный фильтр, но неизменяемые доплеровские согласованные фильтры.

3. При использовании полностью адаптивной СДЦ в выходном сжатом сигнале присутствуют определенные нелинейные искажения фазы, однако они гораздо меньше, чем в случае использования СДЦ с тем же адаптивным режекторным

фильтром, но с неадаптивными доплеровскими согласованными фильтрами.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Бартенев В.Г.* Способ адаптивной фильтрации дискретных помех. Патент РФ № 2341015. Опубл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 34, 10.12.2008.
2. *Бартенев В.Г.* Способ адаптивного обнаружения сигналов целей на фоне многокомпонентных пассивных помех. Патент РФ № 2593146. Опубл. офиц. бюл. “Изобретения. Полезные модели” № 21, 27.06.2016.
3. *Бартенев В.Г.* // Тез. докл. 10-й Междунар. конф. “Цифровая обработка сигналов и ее применение” DSPA-2008, Москва, 26–28 марта. М.: Инсвязьиздат, 2008. С. 165.
4. *Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю.* // Тез. докл. 14-й Междунар. конф. “Цифровая обработка сигналов и ее применение” DSPA-2012, Москва, 28–30 марта. М.: Инсвязьиздат, 2012. С. 257.
5. *Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю.* // Цифровая обработка сигналов. 2012. № 2. С. 65.
6. *Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю.* // Сб. труд. 61-й науч.-техн. конф. МИРЭА. М.: МИРЭА, 2012. Ч. 3. С. 55.
7. *Бартенев В.Г., Гордеев А.Ю.* // Сб. докл. Всерос. конф. “Радиоэлектронные средства получения, обработки и визуализации информации”. Смоленск, 26–28 июня 2013. Москва: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2013. С. 196.
8. *Гордеев А.Ю.* // Сб. докл. 69-й Междунар. конф. “Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий” REDS-2014, Москва, 21–23 мая. М.: БРИС-М, 2014. С. 37.
9. *Гордеев А.Ю., Яцышен В.В.* // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. Т. 20. № 3. С. 40.
10. *Гордеев А.Ю.* // Цифровая обработка сигналов. 2016. № 1. С. 7.