

УДК 621.396.96+621.391.821

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНОЙ РАЗНОСТНО-ФАЗОВОЙ СИСТЕМЫ СДЦ АВТОРЕГРЕССИОННОГО ТИПА

Бартнев В.Г. д.т.н., профессор, E-mail: syntaltechno@gmail.com

Битюков В.К. д.т.н., профессор, E-mail: bitukov@mirea.ru

Конев А.А. аспирант, E-mail: Alexei_konev@mail.ru

МГТУ МИРЭА, Москва, Россия

Аннотация. На основе моделирования в МАТЛАБ произведен анализ эффективности адаптивной системы селекции движущихся целей (СДЦ), использующей авторегрессионный подход. Для подавления дискретных коррелированных помех в системе СДЦ используются коэффициенты авторегрессии, полученные с помощью алгоритма Берга на разных несущих частотах или разных частотах повторения с их перекрестным вводом в качестве весовых коэффициентов. Результаты моделирования показали, что эффективность адаптивной системы СДЦ разностно-фазового типа с коэффициентами авторегрессии рассчитанными методом Берга существенно выше традиционной системы СДЦ при подавлении отражений как от неподвижной дискретной коррелированной помехи, так и медленно движущейся дискретной коррелированной помехи.

Ключевые слова. Эффективность, моделирование, СДЦ, алгоритм Берга, дискретные коррелированные помехи, весовые коэффициенты.

THE EFFICIENCY ANALYSIS OF THE ADAPTIVE DIFFERENT-PHASE AUTOREGRESSIVE TYPE MTI SYSTEM

Bartenev V.G., Dr.ofSci (Tech), prof., E-mail: syntaltechno@gmail.com

Bitukov V.K., Dr.ofSci (Tech), prof., E-mail: bitukov@mirea.ru

Konev A.A., postgraduate, E-mail: Alexei_konev@mail.ru

MSTU MIREA, Moscow, Russia

Abstract. An analysis has been made, using MATLAB simulation, of the effectiveness of the adaptive Moving Target Indicator (MTI) system, using autoregressive method. In order to suppress discrete correlated interferences in the MTI system the use is made of autoregressive coefficients obtained with the help of the Berg algorithm on different carrier frequencies or different repetition frequencies with their cross-input as weight coefficients.

Keywords. Efficiency, modeling, MTI, Berg algorithm, discrete correlated interference, weight coefficients.

Введение

В последние годы в рамках программ развития летательных средств активно проводятся работы по созданию целей с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПП), например, малоразмерных беспилотных аппаратов, которые могут использоваться для выполнения различных задач. Наряду с этим широкое развитие получает технология Стелс (Stealth) при разработке самолетов и крылатых ракет. В

связи с этим современные когерентно-импульсные радиолокационные станции (РЛС) дальнего обнаружения вынуждены наращивать свой потенциал, необходимый для обнаружения на заданных рубежах целей с малой ЭПР.

Однако это приводит к относительному увеличению интенсивности мешающих отражений, и прежде всего, от целеподобных движущихся образований, в частности обусловленных отражениями от оптически ненаблюдаемых объектов, известных как отражения от «ясного неба» или «ангелы». Большое количество «ангелов» в зоне ответственности РЛС может служить причиной ухудшения характеристик обнаружения и проводки малоразмерных целей при перегрузке информационных каналов средств вторичной обработки РЛС. Борьба с мешающими отражениями от «ангелов» представляющих собой дискретные коррелированные помехи с доплеровским смещением спектра может рассматриваться как обнаружение полезных сигналов на фоне мешающих отражений с использованием неклассифицированных выборок наблюдений, что является одной из сложнейших задач, решаемых в современных системах селекции движущихся целей [1, 2].

Традиционная (первая) адаптивная разностно-фазовая система СДЦ

Для подавления дискретных движущихся коррелированных помех не могут применяться известные системы СДЦ в виде адаптивных доплеровских или режекторных фильтров, которые адаптивно подстраиваются к корреляционным свойствам входной классифицированной выборке наблюдений, используя усреднение оценок по дальности [3]. При формировании оценок в адаптивных системах СДЦ по неклассифицированной выборке наблюдений с усреднением по пачке принимаемых импульсов, формируются адаптивные весовые коэффициенты, учитывающие свойства помехи и полезного сигнала. А это приводит к режекции как помехи, так и полезного сигнала. Чтобы преодолеть указанные трудности, еще в 1976 году был впервые предложен способ адаптивной фильтрации дискретных мешающих сигналов разностно-фазового типа [4].

Суть способа состоит в том, что для исключения влияния полезного сигнала на оценки адаптивных коэффициентов фильтра для неклассифицированной выборки наблюдений, адаптивные весовые коэффициенты фильтра, полученные на одной несущей частоте или частоте повторения, используются и на другой несущей частоте или частоте повторения. Разнос несущих частот или частот повторения может составлять несколько процентов.

В основе построения адаптивных разностно-фазовых систем СДЦ лежат алгоритмы оптимальных или квазиоптимальных обнаружителей, но с существенной поправкой. Теперь алгоритмы реализуются с использованием перекрестных связей между устройствами, формирующими оценки параметров помехи, и устройствами, в которых эти оценки используются для получения результата обработки. Причем, адаптивные разностно-фазовые системы СДЦ требуют или вобуляции периодов повторения, или двухчастотной работы.

Полезно рассмотреть соображения, исходя из которых была создана первая адаптивная разностно-фазовая система СДЦ. Решение этой задачи строилось на общих принципах построения систем обнаружения движущихся целей. Известно [4, 5], что оптимальный обнаружитель должен формировать отношение правдоподобия или его достаточные статистики и сравнивать их с порогом. В частности, структура оптимального по критерию отношения правдоподобия обнаружителя флюктуирующего сигнала на фоне аддитивной гауссовой помехи определяется достаточной статистикой $Z_{БВЛХ}$:

$$Z_{БВЛХ} = Z_{ВХ}^* M^{-1} Z_{ВХ}, \quad (1)$$

где $Z_{ВХ}$ – N -мерная комплексная входная выборка; N – количество импульсов в пакке, M – известная Эрмитова ковариационная матрица помехи; $*$ – знак транспонирования и комплексного сопряжения. В реальных условиях ковариационная матрица коррелированной помехи неизвестна, поэтому пользуются адаптивным байесовским подходом, подставляя вместо неизвестной ковариационной матрицы помехи ее оценку максимального правдоподобия.

С целью исключения операции обращения оцениваемой ковариационной матрицы, а значит и упрощения алгоритмов при адаптивном обнаружении, пользуются аппроксимацией реальной коррелированной помехи Марковской m -связной последовательностью. В этом случае обратная корреляционная матрица имеет диагонально-ленточную структуру, причем не равны нулю только ближайшие m поддиагоналей вблизи главной диагонали. В частности, для $m = 1$ обратная корреляционная матрица имеет вид:

$$M^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & -Re^{-j\gamma} & 0 & 0 \\ -Re^{-j\gamma} & R^2 + 1 & -Re^{-j\gamma} & 0 \\ 0 & -Re^{-j\gamma} & R^2 + 1 & -Re^{-j\gamma} \\ 0 & 0 & -Re^{-j\gamma} & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где R , γ – оценки максимального правдоподобия модуля и аргумента межпериодного коэффициента корреляции пассивной помехи.

Тогда на выходе в соответствии с (1) и (2) получают для $m = 1$:

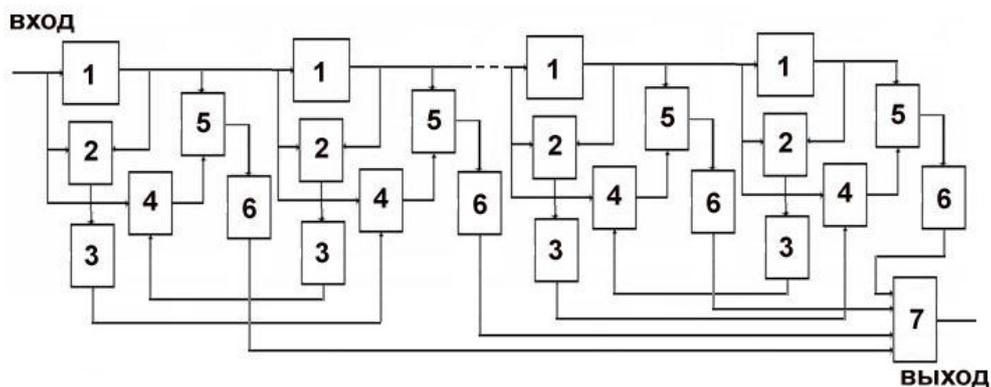
$$Z_{BBLX} = \sum_{i=0}^{N-1} (z_i - z_{i+1} \hat{R} e^{-j\hat{\gamma}})^* (z_i - z_{i+1} \hat{R} e^{-j\hat{\gamma}}) \quad (3)$$

Этот алгоритм можно упростить, модифицировав обратную матрицу, добавив вместо 1 в правом ее нижнем углу квадрат оценки модуля межпериодного коэффициента корреляции. Тогда для $m = 1$ получают:

$$Z_{BBLX} = \sum_{i=0}^{N-1} \left| (z_i - z_{i+1} \hat{R} e^{-j\hat{\gamma}}) \right|^2. \quad (4)$$

Не трудно видеть, что такая адаптивная обработка включает в себя адаптивное «обеление» помехи с помощью нерекурсивных адаптивных фильтров первого порядка с последующим некогерентным накоплением. Предельное упрощение достигается при рассмотрении сильно коррелированной помехи, т.е. при $R = 1$. В этом случае алгоритм соответствует однократным череспериодным схемам вычитания с весовыми коэффициентами, формируемыми на основе оценок аргумента межпериодного коэффициента корреляции с последующим некогерентным накоплением.

Таким образом, при аппроксимации коррелированных помех односвязанной марковской последовательностью система СДЦ фактически является адаптивным режектором с непосредственным вводом оценок модуля и (или только) аргумента межпериодного коэффициента корреляции с последующим некогерентным накоплением. Однако оценки модуля и аргумента межпериодного коэффициента корреляции для борьбы с «ангелами» должны формироваться с усреднением не по независимым элементам дальности, как в случае протяженной по дальности пассивной помехи, а по коррелированной пачке импульсов на разных несущих частотах или с использованием двух пачек импульсов с разными частотами повторения с последующим перекрестным вводом полученных оценок модуля и аргумента межпериодного коэффициента корреляции. Исходя из этого структурная схема адаптивной разностно-фазовой системы СДЦ имеет следующий вид.



1-линии задержки на T_1, T_2 ; 2-первый умножитель; 3-блок усреднения; 4-второй умножитель; 5-блок вычитания; 6-детектор; 7-сумматор

Рис. 1 Структурная схема первой (традиционной) адаптивной разностно-фазовой системы селекции движущихся целей

Фактически это и есть первая адаптивная разностно-фазовая система СДЦ [4].

В времена ее разработки о цифровой реализации такой системы можно было только мечтать. Поэтому устройство было реализовано в аналоговом виде на промежуточной частоте и работало следующим образом. Сигналы возбуждения передатчика формируются с помощью многоотводной линии задержки 1 с возбужденной временной расстановкой, определяемой длительностью задержки сигнала между отводами. Отраженные эхо-сигналы после внутрипериодной согласованной обработки подаются на вход устройства. В одной группе первых перемножителей 2 производится оценка межпериодного коэффициента корреляции помехи, которая получается путем перемножения сигналов смежных периодов повторения и последующего усреднения этого произведения в блоках усреднения 3. Для учета амплитуды и фазы этого произведения оценка коэффициента корреляции производится на промежуточной частоте. Далее напряжение оценки межпериодного коэффициента корреляции вводится перекрестно во вторые перемножители 4, где производится череспериодная компенсация сигналов смежных периодов повторения с учетом амплитуд и фаз, а также оценки межпериодного коэффициента корреляции помехи. Результаты вычитания через детекторы 6 подаются на сумматор 7, где некогерентно накапливаются. Не смотря на сложность реализации адаптивной разностно-фазовой системы СДЦ на промежуточной частоте в Новосибирском НИИ измерительных приборов под руководством А.А. Мамаева в упрощенном виде для пачки из трех импульсов с оценкой межпериодной разности фазы пассивной помехи по двум первым импульсам и с вводом этой оценки при вычитании сигналов второго и

третьего импульсов такая система СДЦ была создана и внедрена в серийные РЛС 5Н64 и 9С15 и др. [4]. Для ввода оценки доплеровского набега фазы на промежуточной частоте использовалось двойное преобразование частоты.

Наряду с улучшением характеристик адаптивной разностно-временной системы СДЦ, такого же улучшения можно добиться и в адаптивной разностно-частотной системе СДЦ. Но в этом случае оценка доплеровской разности фаз производится в каждом из частотных каналов. Череспериодное вычитание эхо сигналов с учетом полученных оценок осуществляется перекрестно из канала в канал [4].

Адаптивные разностно-фазовые системы СДЦ, использующие ограниченное число принимаемых импульсов в пачке, были неоднократно модернизированы в Новосибирске (НИИИП) [6], Горьком (ГНИИРТ) [7] и Москве (ВНИИРТ) [8]. В 1979 году ВНИИРТом было получено авторское свидетельство на изобретение адаптивной разностно-временной системы СДЦ, в которой, используя пачку из трех вобулированных импульсов, удавалось реализовать двухкратную адаптивную разностно-временную систему СДЦ [4].

Более подробно об адаптивных разностно-фазовых системах СДЦ с ограниченным числом принимаемых импульсов можно познакомиться в книге И.Ф. Лозовского [6].

Адаптивная разностно-фазовая система СДЦ авторегрессионного типа

При всех достоинствах адаптивных разностно-фазовых систем СДЦ на основе марковской модели дискретной пассивной помехи подавление многомодовых дискретных пассивных помех осуществить в них не удастся эффективно. Однако в настоящее время прогресс в области методов параметрического спектрального анализа с высоким разрешением и высокопроизводительных средств цифровой обработки сигналов на основе DSP и FPGA дали возможность подойти к реализации более совершенных алгоритмов адаптивных разностно-фазовых систем на основе авторегрессионного подхода.

Авторегрессионная модель дискретной пассивной помехи позволяет эффективно бороться с многомодовыми дискретными коррелированными помехами.

Как уже отмечалось, оптимальная адаптивная обработка предполагает оценку ковариационной матрицы помехи, и ее обращение. Но избежать обращения оцениваемой ковариационной матрицы можно не только используя марковскую модель коррелированной помехи, но и ее авторегрессионную модель. Если входной случайный процесс может рассматриваться как процесс авторегрессии порядка p с коэффициентами

авторегрессии a_p , то тогда на выходе линейного КИХ фильтра с весовыми коэффициентами являющимися оценками коэффициентов регрессии, будет белый шум. Важно подчеркнуть, что использование в качестве обелителя авторегрессионного фильтра позволяет эффективно режектировать дискретные движущиеся пассивные помехи, имеющие многомодовые спектры. Так как при формировании оценок коэффициентов авторегрессии с усреднением по пачке принимаемых импульсов формируются весовые коэффициенты фильтра СДЦ, учитывающие и свойства помехи и полезного сигнала, то это приводит к фильтрации как помехи, так и полезного сигнала. Поэтому был предложен способ [9], суть которого заключается в том, что для исключения влияния полезного сигнала на оценки коэффициентов фильтра при усреднении оценок коэффициентов авторегрессии по обрабатываемой пачке импульсов, предлагается производить ввод весовых коэффициентов фильтра по пачке импульсов, полученной на другой несущей частоте или другой частоте повторения. При этом выбор частот повторения от пачки к пачке или несущих частот для двух выборок производится таким же образом, как и в первых адаптивных разностно-фазовых системах СДЦ.

В работе [10] было показано, что наиболее эффективным способом формирования коэффициентов авторегрессии следует считать метод Берга. Учитывая, что алгоритм Берга основан на минимизации ошибок линейного предсказания вперед $e_p^f[n]$ и назад $e_p^b[n]$ по методу наименьших квадратов, то можно записать

$$e_p^f[n] = x[n] + \sum_{k=1}^p a_p[k]x[n-k] \quad (5)$$

$$e_p^b[n] = x[n-p] + \sum_{k=1}^p a_p^*[k]x[n-p+k], \quad (6)$$

где $x[n]$ - комплексный входной вектор аддитивной смеси полезного сигнала и дискретной коррелированной помехи, $a_p[k]$ - искомый комплексный вектор коэффициентов авторегрессии, используемых перекрестно в качестве весовых коэффициентов фильтров СДЦ на каждой частоте.

При каждом значении порядка p в авторегрессионном фильтре минимизируется среднее арифметическое значение мощности ошибок линейного предсказания ρ_p^{fb} вперед и назад (выборочная дисперсия ошибки предсказания):

$$\rho_p^{fb} = \frac{1}{2N} \left[\sum_{n=p+1}^N |e_p^f[n]|^2 + \sum_{n=p+1}^N |e_p^b[n]|^2 \right] \quad (7)$$

На рис. 2 и 3 показаны частотные характеристики авторегрессионного фильтра СДЦ для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ 120 Гц без доплеровского смещения и с доплеровским смещением 50 Гц, соответственно, полученные при обработке входных сигналов дискретной помехи методом Берга на одной из несущих частот. Для расчёта коэффициентов авторегрессии и фильтрации использовались на каждой из несущих частот функция MATLAB `arburg` и `filter`, соответственно [11]. Ниже приведен фрагмент программы моделирования.

```

aa1 = arburg(z1,7); %расчет коэффициентов авторегрессии aa1 7 порядка для %входного
сигнала на первой несущей частоте z1
aa2 = arburg(z2,7); %расчет коэффициентов авторегрессии aa2 7 порядка для %входного сигнала
на второй несущей частоте z2
zz1 = filter(aa2,1,z1); % фильтрация входного сигнала первого канала с помощью коэффициентов
авторегрессии второго канала
zz2 = filter(aa1,z2); % фильтрация входного сигнала второго канала с помощью %коэффициентов
авторегрессии второго канала

```

На рис. 4 показана для сравнения частотная характеристика традиционной системы СДЦ с биномиальными постоянными весовыми коэффициентами 1, -3, 3, -1.

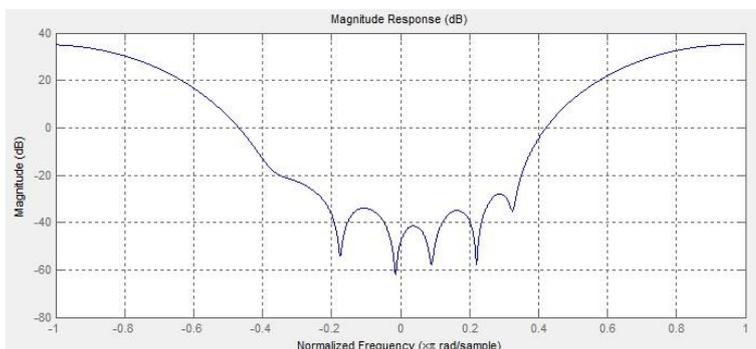


Рис. 2 Частотная характеристика авторегрессионного фильтра СДЦ для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ в 120 Гц без доплеровского смещения

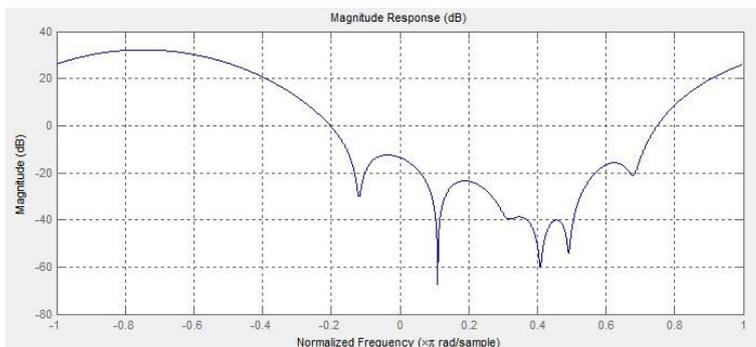


Рис. 3 Частотная характеристика авторегрессионного фильтра СДЦ для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ в 120 Гц с доплеровским смещением 50 Гц

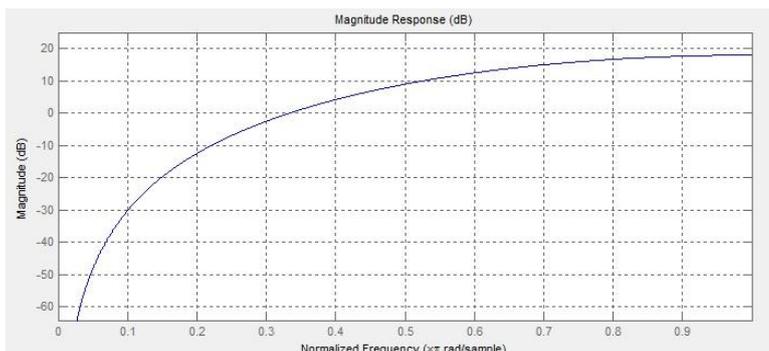


Рис. 4 Частотная характеристика традиционного фильтра СДЦ с биномиальными постоянными весовыми коэффициентами 1, -3, 3, -1

Таким образом, предлагаемый алгоритм адаптивной разностно-фазовой системы СДЦ авторегрессионного типа имеет следующий вид для первой и второй выборок наблюдений

$$zz1[n]=(a11z2[n]+a12z2[n-1]+\dots+a1pz2[n-p]),$$

$$zz2[n]=(a21z1[n]+a22z2[n-1]+\dots+a2pz2[n-p]),$$

где $a11, \dots, a1p$ - оценки коэффициентов авторегрессии первой выборки наблюдений, $z2[n]$ - n -й отсчет второй входной выборки наблюдений, $a21, \dots, a2p$ - оценки коэффициентов авторегрессии второй выборки наблюдений, $z1[n]$ - n -й отсчет первой входной выборки наблюдений.

Проиллюстрируем работу предлагаемого способа на конкретных примерах, прибегнув к моделированию с помощью системы MATLAB.

Осуществим фильтрацию двух выборок наблюдений на разных несущих частотах 500 МГц и 550 МГц с постоянным периодом повторения 0,001 с.

Зададим параметры полезного сигнала и двух компонентной помехи для каждой выборки наблюдений:

```

as=1;%амплитуда полезного сигнала
fs1=200;%доплер полезного сигнала, Гц для первой выборки наблюдений
am=1;%амплитуда 1 компоненты помехи
fm1=10;%доплер 1 компоненты помехи, Гц для первой выборки наблюдений
l1=300/500;%длина волны для первой выборки наблюдений с несущей 500МГц
l2=300/550;%длина волны для второй выборки наблюдений с несущей 550МГц
fc1=20;%доплер 2 компоненты помехи, Гц для первой выборки наблюдений
ac=2;%амплитуда 2 компоненты помехи
vm=fm1*l1/2; fm2=2*vm/l2; %доплер 1 компоненты помехи, Гц для второй выборки
%наблюдений
vc=fc1*l1/2; fc2=2*vc/l2; %доплер 2 компоненты помехи, Гц для второй выборки %наблюдений
vs=fs1*l1/2;% fs2=2*vs/l2;% доплер полезного сигнала, Гц для второй выборки %наблюдений
%ФОРМИРОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ АВТОРЕГРЕССИИ
%Метод Берга, 4 порядок авторегрессии
%для первой выборки наблюдений
aa1 = arburg(z1,4); % 4th order model 1 канал
% для второй выборки наблюдений
aa2 = arburg(z2,4); % 4th order model 2 канал

```

```

.% ФИЛЬТРАЦИЯ С ВЕСАМИ-КОЭФФИЦИЕНТАМИ АВТОРЕГРЕССИИ
zz = filter(aa1.',1,z1);% без перекрестных связей
zz1 = filter(aa1.',1,z2);% фильтрация 2 выборки наблюдений весами 1 выборки
zz2 = filter(aa2.',1,z1);% фильтрация 1 выборки наблюдений весами 2 выборки

```

Спектральное представление на входе двухмодовой дискретной помехи и полезного сигнала представлено на рис. 5. Результаты фильтрации дискретной помехи для двух выборок с разными несущими частотами представлены для способа без перекрестных связей на рис. 6, а для предложенного способа на рис. 7. Как видно из этих графиков для способа без перекрестных связей отфильтровывается и помеха и полезный сигнал, а в предложенном способе дискретная помеха отфильтровывается, а полезный сигнал остается.



Рис. 5 Спектральное представление сигналов дискретной двухкомпонентной помехи с доплеровскими частотами компонент 10 Гц и 20 Гц и полезного сигнала с доплеровской частотой 200 Гц на входе. Амплитуды спектра в децибелах (dB), частота F в герцах с метками через 40 Гц. Две выборки на разных несущих частотах 500 МГц и 550 МГц

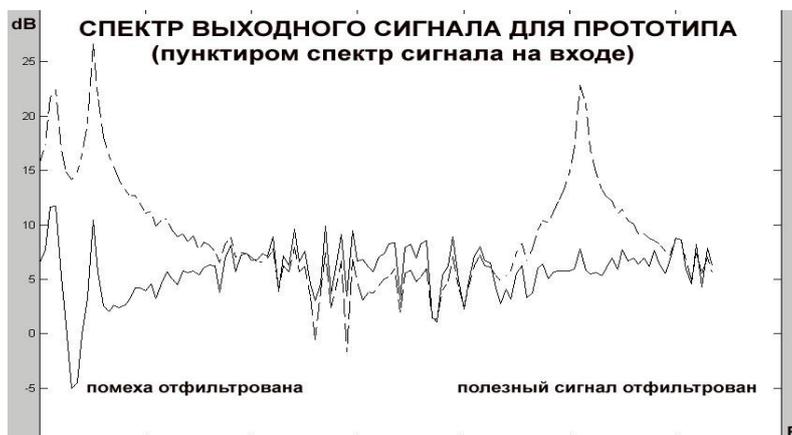


Рис. 6 Спектральное представление сигналов дискретной двухкомпонентной помехи с доплеровскими частотами компонент 10 Гц и 20 Гц и полезного сигнала с доплеровской частотой 200 Гц после фильтрации без перекрестных связей. Амплитуды спектра в децибелах (dB), частота F в герцах с метками через 40 Гц. Пунктиром спектр сигнала на входе

Наиболее полными и объективными показателями эффективности предложенного алгоритма работы адаптивной системы СДЦ авторегрессионного типа с перекрестными связями являются характеристики обнаружения.

На рис. 8 и 9 приведены графики вероятностей правильного обнаружения для вероятности ложной тревоги 0,1 адаптивной системы СДЦ с алгоритмом Берга (квадратики) и традиционной системы СДЦ с биномиальными коэффициентами (кружочки) для дискретной коррелированной помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ 120 Гц без доплеровского смещения и с доплеровским смещением 50 Гц, соответственно, в зависимости от отношения сигнал/помеха на входе.

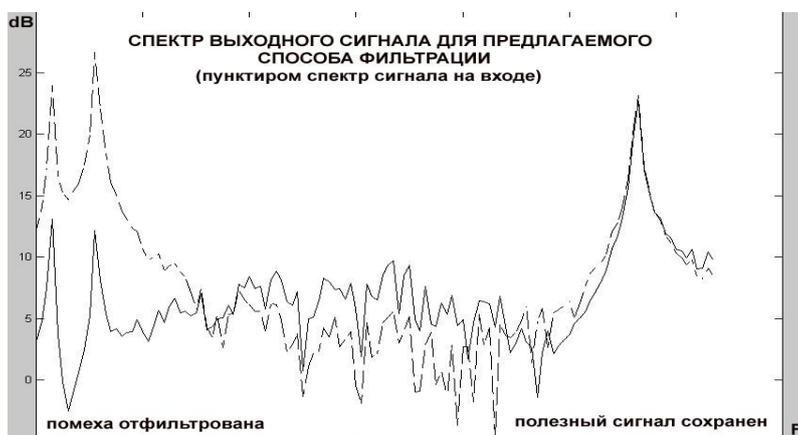


Рис. 7 Спектральное представление сигналов дискретной двухкомпонентной помехи с доплеровскими частотами компонент 10 Гц и 20 Гц и полезного сигнала с доплеровской частотой 200 Гц после фильтрации по предложенному способу. Амплитуды спектра в децибелах (дБ), частота F в герцах с метками через 40 Гц. Пунктиром спектр сигнала на входе

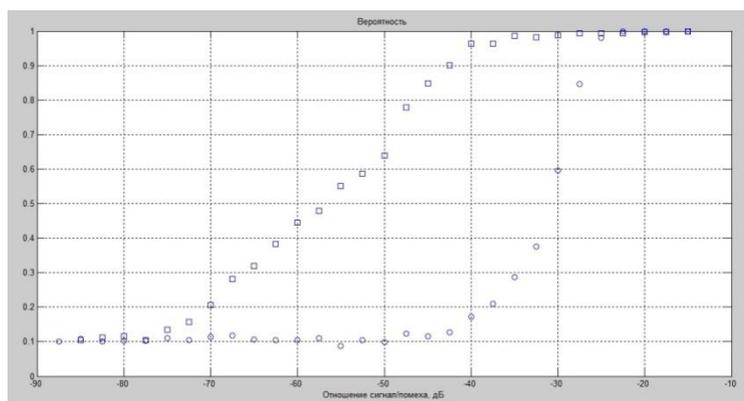


Рис. 8 Вероятности правильного обнаружения для традиционного фильтра СДЦ (кружочки) и авторегрессионного фильтра СДЦ (квадратики) для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ в 120 Гц без доплеровского смещения

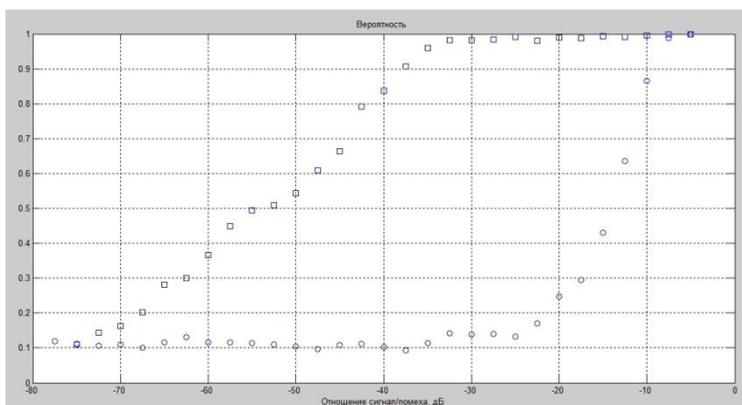


Рис. 9 Вероятности правильного обнаружения для традиционного фильтра СДЦ (кружочки) и авторегрессионного фильтра СДЦ (квадратики) для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ в 120 Гц с доплеровским смещением 50 Гц

Влияние числа обрабатываемых импульсов в принимаемой пачке импульсов (от 8 до 32) и порядка адаптивного фильтра (от 5 до 8) представлено на рис. 10 в виде зависимости величины порогового сигнала для вероятности правильного обнаружения 0,5 и вероятности ложной тревоги 0,1.

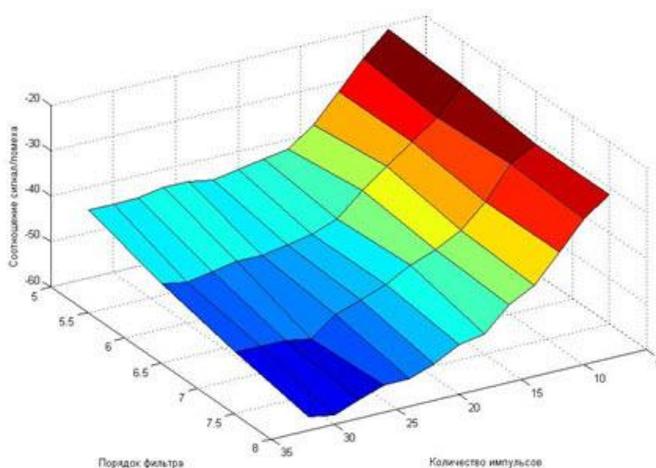


Рис. 10 График зависимости порогового сигнала в виде отношения сигнал/помеха для вероятности правильного обнаружения 0,5 и вероятности ложной тревоги 0,1 авторегрессионного фильтра СДЦ для флюктуирующей помехи с гауссовым спектром шириной по уровню -20 дБ в 120 Гц с доплеровским смещением 50 Гц

Выводы

Математическое моделирование, проведённое в MATLAB, дало возможность сравнить несколько вариантов реализации системы СДЦ: традиционной системы селекции движущихся цел с постоянными биномиальными весовыми коэффициентами

и адаптивной, основанной на авторегрессионном подходе как без перекрестных связей, так и с перекрестными связями разностно-фазового типа.

Результаты моделирования показали, что эффективность адаптивной системы селекции движущихся цел разностно-фазового типа с коэффициентами авторегрессии рассчитанными методом Берга существенно выше традиционной системы СДЦ при подавлении отражений как от неподвижной дискретной коррелированной помехи, так и медленно движущейся дискретной коррелированной помехи. Адаптивная система селекции движущихся цел авторегрессионного типа без перекрестных связей при фильтрации дискретных пассивных помех применяться не может.

Список литературы

1. Бартенев В.Г., Битюков В.К., Симачков Д.С. Способ адаптивной фильтрации дискретных коррелированных помех // Вестник концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2012. №2(8). – с. 48 - 51.
2. Бартенев В.Г., Битюков В.К., Симачков Д.С. Способ подавления дискретных коррелированных помех на основе нахождения координат центра окружности вектора полезного сигнала // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2013. Т.14. №10. – с. 4 - 10.
3. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М: Радио и связь, 1986. - 288 с.
4. Бартенев В.Г. Адаптивные разностно-фазовые системы СДЦ // Сборник докладов 4-й Всероссийской конференции РСПОВИ-2014. Нижний Новгород. 2014. - с. 182-189.
5. Бартенев В.Г., Шлома А.М. О построении адаптивного обнаружителя импульсных сигналов на фоне нормальных помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника. Т.33, №2, 1978. - с. 18-27.
6. Лозовский И.Ф. Защита РЛС обзора от точечных помех. – Новосибирск. Изд-во НГТУ, 2014. - 242 с.
7. Итоговый отчет по НИР «Акварин – Г». ОАО «Федеральный научно-производственный центр «Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники». Нижний Новгород, 1984. - с. 99-104.
8. Корляков В.В., Бартенев В.Г., Битюков В.К., Григорьев Л.Н. Всероссийский НИИ радиотехники - 90 лет лидерства // Вестник концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2011. №2(6). – с. 110-121.

9. Патент на полезную модель №2341015 Российская Федерация. МПК H03H21/00, G06F17/00 / Способ адаптивной фильтрации дискретных помех / В.Г. Бартенев. -2007101649 заявл. 17.01.2007; опубл. 10.12.2008. Б.И. №34. - 5 с. ил.

10. Кутепов В.Е., Бартенев В.Г. Сравнительный анализ двух способов формирования весовых коэффициентов в адаптивной системе селекции движущихся целей // Цифровая обработка сигналов. 2014. №2. - с. 58-60.

11. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебное пособие. 3-е издание. - СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.