

## ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

*Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.*

## PRINCIPLES OF CONSTRUCTING ADAPTIVE REJECTION FILTERS

*Popov D.I.*

*The features and principles of constructing adaptive non-recursive rejection filters are considered. The system functions in the  $z$ -plane of canonical and cascade ARFs are given for equidistant and non-equidistant input of the processed samples. A method for analyzing the system functions of filters that function with a non-equidistant input of processed samples is proposed. The general principles of ARF construction for both constant and variable repetition periods are outlined. The fundamental differences in the synthesis of ARF during the wobbling of the repetition period and the associated features of the structural schemes of filters are highlighted. The considered ARFs with complex weight coefficients and ARFs with auto-compensation are classified as ARFs with full adaptation and partial adaptation when performing each of these ARFs in a canonical or cascading form. For the above variants of ARF construction, the principles of their implementation are considered, taking into account the properties of the correlation matrix of passive interference when the repetition period is wobbled. The features of ARF synthesis during the repetition period wobble are described, including the estimation of the interperiod phase shift of the clutter in each period, the asymmetry of the weight coefficients, and the estimation of the corresponding number of modules of the interperiod correlation coefficients of the clutter. Enlarged block diagrams of ARF with complex weight coefficients and with an auto-compensator are presented.*

**Key words:** auto compensation, adaptation, repetition period wobble, doppler phase, clutter, construction principles, rejection filter, synthesis.

**Ключевые слова:** автокомпенсация, адаптация, вобуляция периода повторения, доплеровская фаза, пассивная помеха, принципы построения, режекторный фильтр, синтез.

### Введение

Пассивные помехи, представляющие собой мешающие отражения от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, могут существенно нарушать нормальную работу радиолокационных систем, приводя к перегрузкам приемного тракта и, как следствие этого, к потере полезных сигналов [1-4]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора дополнительно затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [6] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным

*Рассмотрены особенности и принципы построения адаптивных режекторных фильтров нерекурсивного типа. Приведены системные функции в  $z$ -плоскости АРФ канонического и каскадного типа при эквидистантном и неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов. Предложена методика анализа системных функций фильтров, функционирующих при неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов. Обозначены общие принципы построения АРФ как при постоянном, так и при переменном периоде повторения. Выделены принципиальные отличия синтеза АРФ при вобуляции периода повторения и связанные с ними особенности структурных схем фильтров. Рассматриваемые АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и АРФ с автокомпенсатором классифицированы как АРФ с полной адаптацией и частичной адаптацией при выполнении каждого из этих АРФ в канонической или каскадной форме. Для приведенных вариантов построения АРФ рассмотрены принципы их выполнения, учитывающие свойства корреляционной матрицы пассивной помехи при вобуляции периода повторения. Описаны особенности синтеза АРФ при вобуляции периода повторения, включающие оценивание межпериодного сдвига фазы помехи в каждом периоде, асимметрию весовых коэффициентов и оценивание соответствующего количества модулей коэффициентов межпериодной корреляции помехи. Приведены укрупненные структурные схемы АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и с автокомпенсатором.*

свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [7]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [8]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и срав-

нительно малой, в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи, величине ее доплеровской скорости [9]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [10].

Кроме того, эффективная селекция сигналов движущихся целей невозможна при так называемых слепых скоростях цели, когда спектральные линии сигнала и помехи совпадают. Одним из способов борьбы со слепыми скоростями является вобуляция периода повторения зондирующих импульсов [3, 4]. Режектирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности при вобуляции периода повторения рассмотрено в работе [11]. Представляют интерес принципы построения адаптивных режекторных фильтров и их особенности при вобуляции периода повторения.

**Системная функция АРФ в z -плоскости**

Системная функция АРФ в z -плоскости при постоянном периоде повторения определяется соотношением

$$H(z, e^{i\hat{\phi}}) = \prod_{j=1}^m (1 - e^{i(\theta_{0(j)} + \hat{\phi})} z^{-1}) = \sum_{j=0}^m g_j e^{ij\hat{\phi}} z^{-j}, \quad (1)$$

где  $z = e^{i\omega T}$ ;  $\hat{\phi}$  – оценка доплеровского сдвига фазы помехи за период повторения  $T$ ;  $m$  – порядок АРФ;  $\theta_{0(j)}$  – величины, задающие положения нулей  $z_{0(j)} = e^{i\theta_{0(j)}}$  и определяемые на основе соответствующих адаптивных алгоритмов, в частности, при  $m = 1$  имеем  $\theta_0 = 0$ , при  $m = 2$   $\theta_{0(1,2)} = \pm \arccos(0,5|\hat{g}_1|)$ , при  $m = 3$   $\theta_{0(1)} = 0$ ,  $\theta_{0(2,3)} = \pm \arccos(0,5|1 + \hat{g}_1|)$   $\hat{g}_1$  – адаптивный весовой коэффициент [5].

При неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов системная функция АРФ в z -плоскости определяется как суперпозиция  $P$  частных системных функций [11]

$$H_{\Sigma} = \frac{1}{P} \sum_{q=m}^{P+m-1} \sum_{j=0}^m g_j^{(q)} \prod_{k=1}^j z_{q-k}^{-1} e^{i\hat{\phi}_{q-k}}, \quad z_q = e^{i\omega T_q}. \quad (2)$$

Для анализа системной функции (2) и возможности сравнения ее с (1) перейдем к новой переменной  $w = e^{i\omega \Delta T}$ . Тогда можно записать, что  $z = w^M$ , где  $M = T_{\min} / \Delta T$  – целочисленный масштабирующий множитель вобулированной последовательности [4].

Для случая постоянного периода повторения величины  $\theta_{w0(j)}$ , задающие положения нулей кратности  $M$   $w_{0(j)} = e^{i\theta_{w0(j)}}$  на  $w$  – плоскости, определяются на основе тех же адаптивных алгоритмов определения весовых коэффициентов, причем  $\theta_{w0(j)} = (1/M)\theta_{0(j)}$ .

Анализ функции (2) при замене переменных  $z = w^M$  в случае использования переменных во времени алгоритмов [4] показывает, что нули  $w_{0(j)} = r_{w0(j)} \exp\{i\theta_{w0(j)}\}$  группируются вокруг значений  $\tilde{w}_j = \tilde{r} \exp\{i\tilde{\theta}_j\}$ , зависящих от порядка фильтра, в частности, при  $m = 1$  имеем

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_0 &= 0, \quad \text{при } m = 2 \quad \tilde{\theta}_{0,1} = \pm \arccos(0,5|g_{1\Sigma}|), \quad \text{при } m = 3 \\ \tilde{\theta}_0 &= 0, \quad \tilde{\theta}_{1,2} = \pm \arccos(0,5|1 + g_{1\Sigma}|), \quad \text{где } \tilde{r} = \sqrt{|g_{m\Sigma}|}, \\ g_{j\Sigma} &= (-1)^j \sqrt{\prod_{q=m}^{P+m-1} |g_j^{(q)}|}. \end{aligned}$$

Происходит так называемый эффект «расщепления» нулей системной функции при вобуляции периода повторения, приводящий к сужению полосы режекции, а, следовательно, и к снижению эффективности АРФ в целом. Использование адаптивных алгоритмов минимизирует разброс «расщепления» нулей, обеспечивая достижение предельной эффективности при переменном периоде повторения [11].

В соответствии с выражениями (1), (2) можно синтезировать структурные схемы АРФ. Синтез АРФ при эквидистантном (случай постоянного периода повторения) и неэквидистантном (случай вобуляции периода повторения) поступлении обрабатываемых отсчетов имеет много общих черт. В связи с этим представляет интерес обозначить общие принципы построения АРФ как при постоянном, так и при переменном периоде повторения, далее выделить принципиальные отличия синтеза АРФ при вобуляции периода и связанные с ними особенности структурных схем фильтров.

**Особенности построения и классификация АРФ**

На основе системной функции АРФ в z -плоскости вида (1) возможен синтез его структуры при канонической и каскадной формах реализации [5], приводящий к АРФ с комплексными весовыми коэффициентами (в дальнейшем АРФ-КВК), в которых синфазность компенсируемых отсчетов помехи обеспечивается только в пределах памяти фильтра. При этом новые возможности, приводящие к упрощению процедуры адаптации, открывает каскадная форма реализации на основе звеньев 1-го и 2-го порядков [8].

Частным случаем АРФ-КВК являются АРФ с действительными весовыми коэффициентами [9], синтез которых осуществляется при соответствующем ограничивающем условии на вектор весовых коэффициентов. В этом случае адаптация осуществляется не к модулю, а к действительной части комплексных коэффициентов корреляции. Применение АРФ с действительными весовыми коэффициентами оправдано только при ограниченной и сравнительно малой величине доплеровского набега фазы пассивной помехи [9].

В ряде практически важных случаев, а именно, с целью аппаратного упрощения схемы фильтров, а также при ограниченном интервале изменения параметров помехи представляет интерес построение фильтров с частичной адаптацией [10] – только к доплеровской фазе помехи. Для АРФ этого типа предлагаются различные методы оптимизации вектора его весовых коэффициентов, например, метод, основанный на применении принципа минимакса к выбранному показателю качества работы фильтра и позволяющий при заданном динамическом диапазоне помехи минимизировать величину потерь в эффективности по сравнению с полной адаптацией [10].



В АРФ-КВК синфазность отсчетов компенсируемой пассивной помехи только в пределах памяти фильтра приводит к сохранению доплеровских сдвигов фазы остатков режектирования и, как следствие этого, к необходимости компенсации этих сдвигов при последующей обработке [5]. При этом наличие соответствующего порядка фильтра (или суммарному порядку в случае каскадного соединения АРФ) числа комплексных перемножителей (цифровых фазовращателей) усложняет структуру АРФ в целом, особенно высоких порядков и повышает требования к быстродействию цифровых вычислительных устройств. В связи с этим представляет интерес раздельное решение задачи автокомпенсации доплеровской скорости пассивной помехи и последующего подавления неподвижной («остановленной») помехи в фильтре с действительными весовыми коэффициентами [6]. В этом случае, в отличие от адаптации к доплеровской фазе путем соответствующего смещения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра, необходимо скомпенсировать доплеровское смещение спектра пассивной помехи. В работах [6, 7] рассматриваются принципы построения автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех и приводятся их структурные схемы. Применение автокомпенсаторов на входе АРФ приводит к упрощению последних, тем более существенному, чем выше суммарный порядок каскадного соединения фильтров.

АРФ с автокомпенсатором (в дальнейшем АРФ-АК) аналогично АРФ-КВК могут быть классифицированы как АРФ с полной адаптацией (ПА) и частичной адаптацией (ЧА). Каждый из этих АРФ также может быть выполнен в канонической или каскадной форме. Рассмотренные варианты построения АРФ предполагают следующие принципы их выполнения.

Во-первых, оценивание априорно неизвестных параметров пассивной помехи – аргументов коэффициентов межпериодной корреляции (в случае фильтров с ЧА) или как аргументов так и модулей коэффициентов корреляции (в случае фильтров с ПА), приводящее к введению в структурную схему АРФ измерителя фазы помехи  $\hat{\varphi}$  (в дальнейшем ИФ) и измерителей модулей межпериодных коэффициентов корреляции помехи  $\hat{\rho} \equiv \{\hat{\rho}_{0s}\}$ ,  $s = \overline{1, m}$  (в дальнейшем ИМ), выполняемых в соответствии с работой [12].

Во-вторых, адаптивное смещение АЧХ фильтра на величину доплеровской частоты пассивной помехи (в случае АРФ-КВК) или компенсация доплеровской фазы (АРФ-АК) с помощью включенных в структурную схему фильтра соответствующего его порядку числа комплексных перемножителей или непосредственно самого автокомпенсатора.

В-третьих, расчет в вычислителе весовых коэффициентов (в дальнейшем ВК) модулей весовых коэффициентов фильтра  $\hat{g}_j = f_j(\{\hat{\rho}_{0s}\})$ ,  $j = \overline{0, m}$ , по проведенным измерениям априорно неизвестных параметров пассивной помехи на основе соответствующих адаптивных алгоритмов [11], реализующих наилучшую по выбранному показателю эффективность (в случае фильтра с ПА), в случае же фильтра с ЧА ВК трансформиру-

ется в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), хранящее рассчитанные и заранее введенные весовые коэффициенты.

При вобуляции периода повторения эрмитова корреляционная матрица помехи перестает быть теплицевой, что предполагает особенности при построении таких АРФ.

Во-первых, оценивание межпериодного сдвига фазы помехи в каждом периоде повторения поскольку  $\sum_{a=k}^j \hat{\varphi}_a \neq (j-k)\hat{\varphi}$ , что обусловлено зависимостью этого сдвига фазы уже и от временной структуры обрабатываемых отсчетов (закона и диапазона вобуляции) и оценивание  $M_p = m(m+1)/2$  модулей коэффициентов межпериодной корреляции вместо  $M_p = m$  при постоянном периоде повторения, вызванное тем, что корреляционная матрица помехи при вобуляции периода повторения перестает быть теплицевой.

Во-вторых, адаптивное смещение АЧХ фильтра для АРФ-КВК или компенсация доплеровской фазы пассивной помехи для АРФ-АК должны учитывать следующие условия:

$$\arg(\hat{g}_j^q) = \sum_{a=0}^{j-1} \hat{\varphi}_{q-a-1} \approx \frac{t_q - t_{q-j}}{T_{q-1}} \hat{\varphi}_{q-1} \quad \text{или}$$

$$\sum_{a=0}^q \hat{\varphi}_a \approx \frac{t_q - t_0}{T_{q-1}} \hat{\varphi}_{q-1}, \quad \text{соответственно, так как допле-}$$

ровский сдвиг фазы при вобуляции зависит от временной структуры поступающих отсчетов.

В-третьих, весовые коэффициенты АРФ являются принципиально асимметричными, т.е.  $g_j^{(q)} \neq g_{m-j}^{(q)}$ , что предполагает введение дополнительного весового блока. Для фильтра с полной адаптацией необходимо наличие  $M_p = m(m+1)/2$  операндов, т.е.  $M_p$  измерителей модулей коэффициентов межпериодной корреляции. а для фильтра с частичной адаптацией в структурной схеме АРФ необходимо наличие дополнительного распределяющего блока – коммутатора, осуществляющего в зависимости от номера текущего периода повторения выбор соответствующего ему вектора весовых коэффициентов, поскольку неадаптивные оптимальные алгоритмы расчета весовых коэффициентов являются при вобуляции периода повторения некоторыми функциями времени [4, 11], т.е.  $g_j^{(q)} = f_j(T_{q-1}, \dots, T_{q-m})$ .

### Структурные схемы АРФ

Урупненная структурная схема АРФ-КВК с полной адаптацией (ПА) представлена на рис. 1, где  $U_q = x_q + iy_q$  – цифровые отсчеты комплексной огибающей входных данных. Схема содержит измеритель модулей (ИМ) коэффициентов межпериодной корреляции помехи, состоящий с учетом  $\hat{\rho}_{jk}^{(q)} = \hat{\rho}_{j-1, k-1}^{(q-1)}$  из  $m$  измерителей совокупности коэффициентов  $\{\hat{\rho}_{0s}^{(q)}\}$ ,  $s = \overline{1, m}$ ; формирователь (Ф), состоящий из  $m(m-1)/2$  блоков задержки на период повторения и формирующий совокупность  $M_p = m(m+1)/2$  оценок  $\{\hat{\rho}_s^{(q)}\}$ ,  $s = \overline{0, M_p - 1}$ ,

или оценку корреляционной матрицы помехи; измеритель межпериодных доплеровских сдвигов фазы (ИФ) помехи  $\hat{\phi}_s$ ,  $s = \overline{1, m}$ ; вычислитель весовых коэффициентов (ВК), состоящий из набора арифметических устройств (сумматоров, умножителей и т.д.) и вычисляющий на основе оценок  $\{\hat{\rho}_s^{(q)}\}$ ,  $s = \overline{0, M_p - 1}$ , соответствующую совокупность весовых коэффициентов  $\{\hat{g}_j^{(q)}\}$ ,  $j = \overline{0, m}$ , согласно адаптивным алгоритмам [11], которые, в частности, при  $m = 2$  имеют вид

$$g_0 = 1, \hat{g}_1^{(q)} = -\frac{1}{1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}} (\hat{\rho}_{01}^{(q)} + \hat{g}_2^{(q)} \hat{\rho}_{12}^{(q)}),$$

$$\hat{g}_2^{(q)} = \frac{(1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}) \hat{\rho}_{12}^{(q)} - \hat{\rho}_{01}^{(q)} \hat{\rho}_{02}^{(q)}}{(1 - \hat{\lambda}_{\min}^{(q)}) \hat{\rho}_{01}^{(q)} - \hat{\rho}_{12}^{(q)} \hat{\rho}_{02}^{(q)}}, \quad q = \overline{m, L - 1},$$

где  $\hat{\lambda}_{\min}^{(q)}$  – оценка наименьшего собственного числа корреляционной матрицы помехи,  $L$  – число обрабатываемых периодов.

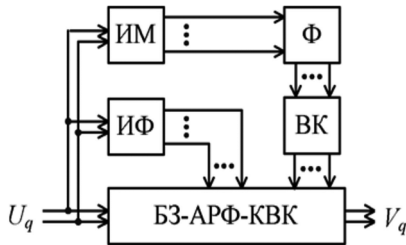


Рис. 1. Структурная схема АРФ-КВК с ПА

Базовое звено (БЗ) представляет собой цифровой фильтр порядка  $m$ , состоящий из  $m$  блоков задержки на период повторения,  $m$  комплексных перемножителей,  $m$  весовых блоков и сумматора. БЗ осуществляет скользящее весовое суммирование поступающих отсчетов  $U_q$  в соответствии с алгоритмом

$$V_q = \sum_{j=0}^m \hat{g}_j^{(q)} U_{q-j}, \quad q = \overline{m, L - 1}.$$

Синхронизация АРФ осуществляется подачей на все его блоки последовательность синхронизирующих импульсов от синхрогенератора (на рисунках не показан). Особенности синхронизации различных блоков АРФ, вызванные неэквидистантным поступлением обрабатываемых отсчетов, заключаются в том, что цифровая обработка данных осуществляется от начала периода в течение только минимального периода повторения  $T_{\min}$ , при этом отсчеты данных, чей номер превышает  $N = T_{\min} / t_d$  ( $t_d$  – период дискретизации), игнорируются соответствующим тактированием блоков АРФ.

Приведенная структурная схема является исходной для построения других вариантов АРФ. В АРФ-КВК с частичной адаптацией отсутствует ИМ, а Ф заменяется коммутатором (К), осуществляющим коммутацию совокупности весовых коэффициентов. При этом ВК заменяется  $m$  блоками ПЗУ, в ячейках которых хранятся рассчитанные и введенные заранее совокупности весовых коэффициентов  $\{g_j^{(q)}\}$ ,  $q = \overline{0, p - 1}$ , в частности, при  $m = 2$  в виде:

$$g_0 = 1, g_1^{(q)} = -(1 + g_2^{(q)}), g_2^{(q)} = T_{q-1} / T_{q-2}.$$

Конкретное выполнение каскадного АРФ-КВК с ЧА 3-го порядка приведено в описании патента [13].

Укрупненная структурная схема АРФ-АК с полной адаптацией (ПА) представлена на рис. 2. В этом случае на входе фильтра включается АК, а ИФ отсутствует. Конкретное выполнение АРФ-АК с ПА приведено в описании патента [14]. Особенности построения фильтра с ЧА аналогичны соответствующему варианту АРФ-КВК.

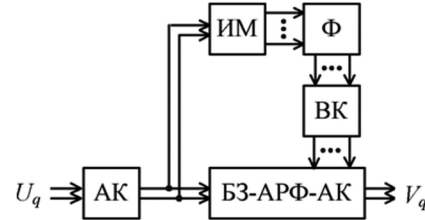


Рис. 2. Структурная схема АРФ-АК с ПА

### Заключение

Приведены системные функции адаптивных режекторных фильтров в  $z$ -плоскости, позволяющие проводить синтез адаптивных устройств подавления пассивных помех при вобуляции периода повторения. Предложена методика анализа системных функций фильтров, функционирующих при неэквидистантном поступлении обрабатываемых отсчетов.

Проведен синтез адаптивных режекторных фильтров с учетом особенностей, обусловленных переменным периодом повторения. В рамках проведенного синтеза выделены общие принципы построения адаптивных устройств подавления пассивных помех, а также ряд особенностей, присущих случаю вобуляции периода повторения.

Рассмотрены укрупненные структурные схемы АРФ с комплексными весовыми коэффициентами и автокомпенсатором соответственно с полной и частичной адаптацией и частные варианты построения адаптивных режекторных фильтров – фильтра с комплексными весовыми коэффициентами (случай частичной адаптации) и фильтра с автокомпенсатором (случай полной адаптации), реализующие высокую эффективность выделения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех в условиях априорной неопределенности при вобуляции периода повторения импульсов и завершении процесса адаптации в пределах переходного процесса в фильтрах.

### Литература

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
4. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
5. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21-26.



6. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. – № 2. – С. 30-33.

7. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.

8. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.

9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.

10. Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией // Цифро-

вая обработка сигналов. – 2018. – № 1. – С. 28-32.

11. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при вобуляции периода повторения // Радиотехника. 2015. – № 5. – С. 97-101.

12. Попов Д.И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех // Радиопромышленность. – 2017. – № 1. – С. 57-62.

13. Патент на изобретение № 2579998 РФ, МПК H03H 7/12. Адаптивный режекторный фильтр / Д.И. Попов, опубл. 10.04.2016, Бюл. № 10. – 12 с.

14. Патент на изобретение № 2599621 РФ, МПК H04B 1/10. Адаптивный режектор пассивных помех / Д.И. Попов, опубл. 10.10.2016, Бюл. № 28. – 16 с.