

УДК 621.375

DOI: 10.15587/2313-8416.2018.153036

## СОЗДАНИЕ МЕТОДА И СХЕМ ПОДАВЛЕНИЕ ВНЕПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

© Т. Д. Гуцол

*Проведено теоретическое обоснование адаптивного алгоритма подавления внеполосных помех. В основу обоснования положен метод выделения сигнала на фоне аддитивных шумов. Сущность метода состоит в пропуске смеси сигнала и шума через фильтр, в котором шум подавляется, а сигнал практически не изменяется. Для определения эффективности схема аддитивного компенсатора внеполосных помех и вычисления отношения сигнал/шум на его выходе использован метод минимума среднего квадрата ошибки*

**Ключевые слова:** внеполосная помеха, фильтр подавления помех, сигнал/шум на выходе фильтра, среднеквадратичная ошибка

### 1. Введение

В результате анализа литературных источников было установлено, что структура и чувствительность приёмника для измерения теплового излучения животных будет зависеть от метода и схемных решений по подавлению внеполосных помех [1].

Подавление внеполосных помех в радиометрическом приёмнике можно рассматривать как разновидность задачи оптимальной фильтрации, когда сигнал и шум пропускаются через фильтр, в котором шум подавляется, а сигнал не изменяется. Алгоритм подавления внеполосных помех, который может быть синтезирован на основе данного метода, представляет собой решение уравнения Винера-Хопфа [2].

Для создания аддитивного компенсатора внеполосных помех (АКВП) необходимо проведение теоретических исследований, связанных с получением соотношений для аналогового алгоритма компенсации внеполосных помех по критерию минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) в комплексной дифференциальной форме [3].

### 2. Литературный обзор

В настоящее время широкое распространение в теории адаптивных систем получил метод минимума среднего квадрата ошибки [3, 4]. Алгоритм, который может быть синтезирован на основе данного метода, представляет собой решение уравнения Винера-Хопфа методом наискорейшего спуска с помощью приближения, которое состоит в том, что квадрат одиночной выборки сигнала ошибки на выходе аддитивного компенсатора внеполосных помех (АКВП) принимается за оценочное значение среднего квадрата ошибки СКО [5].

Поэтому данный алгоритм МСКО требует минимальной информации о параметрах помехи и может служить основой для практического применения и реализации теории адаптации при построении сложных систем.

Однако математическое обоснование данного алгоритма в настоящее время проведено только в

дискретном времени, а известные результаты получены в квазистатическом приближении [4–7], что обуславливает ограниченные возможности применения полученных алгоритмов для подавления помех в сложных динамических системах.

Поскольку оптимальное решение задачи адаптивной компенсации, как правило, физически нереализуемо [4, 5], необходимо получить такой квазиоптимальный алгоритм подавления внеполосных помех, который можно было бы сравнительно просто реализовать физически [4].

Кроме того, важно, чтобы он обладал быстрой сходимостью во времени к оптимальному решению [4–10], т. е. мог обеспечить подавление в реальном масштабе времени, а не в процессе последующей обработки [4].

### 3. Цель и задачи исследования

Целью работы является теоретический анализ метода и схем подавления внеполосных помех в радиометрическом приёмнике.

Для достижения цели поставлены следующие задачи:

1. Обосновать обобщённую структурную схему аддитивного компенсатора внеполосных помех.
2. Определить эффективность аддитивного компенсатора по подавлению внеполосных помех и вычислить отношения сигнал/шум на его выходе.

### 4. Создание метода и схем подавления внеполосных помех

Для теоретического обоснования адаптивного алгоритма подавления внеполосных помех была рассмотрена общая структурная схема, представленная на рис. 1.

Соответственно  $N$  коррелирован с  $M$ , но статистически не взаимосвязаны, или слабо коррелирован с  $S$  [3]. На основании данной схемы был синтезирован адаптивный алгоритм подавления внеполосной помехи (рис. 2).

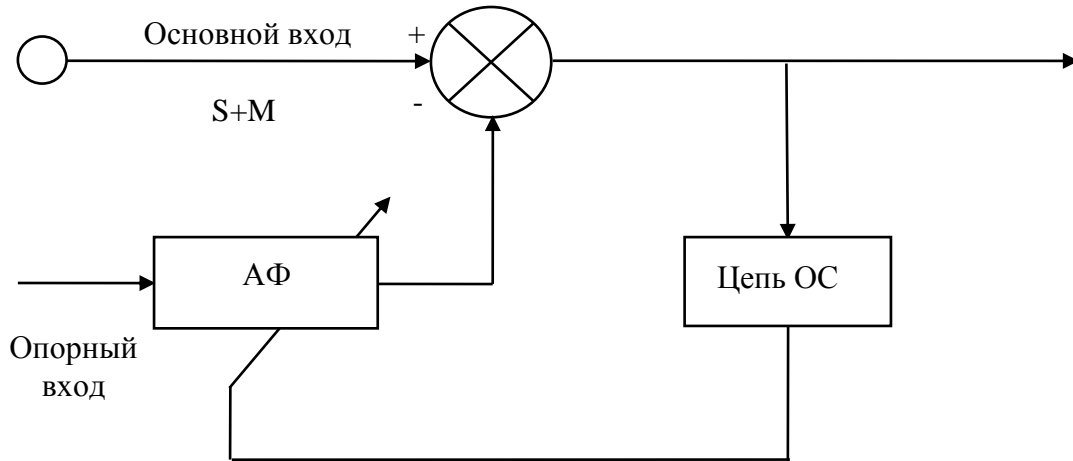


Рис. 1. Общая структурная схема адаптивного компенсатора: S, M, N – полезный и мешающие сигналы

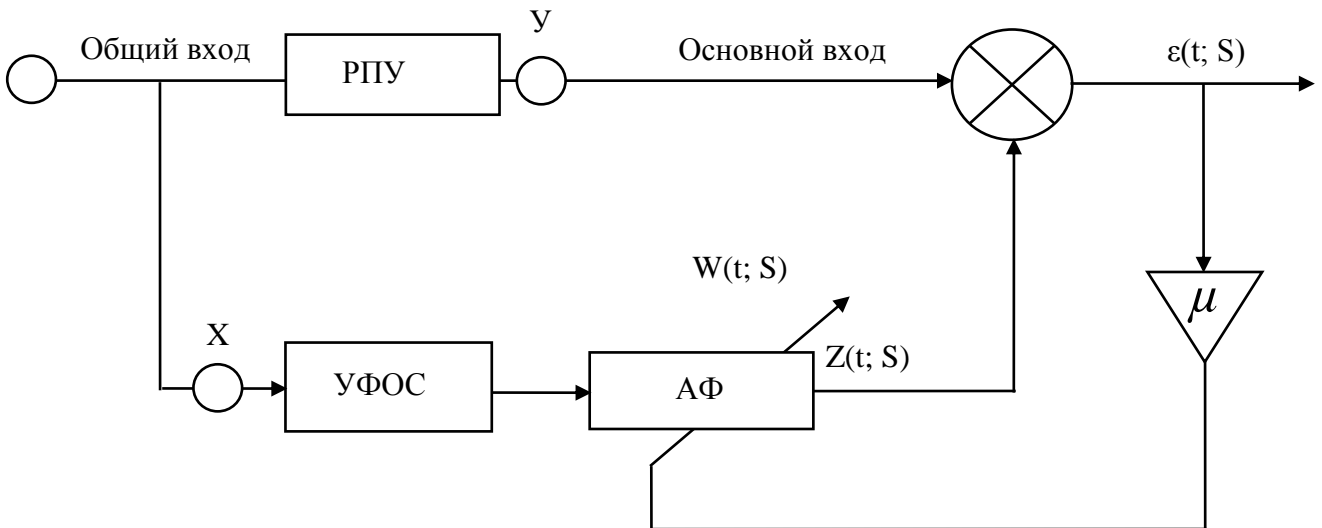


Рис. 2. Общая функциональная схема аналогового АКВП: УФОС – устройство формирования опорного сигнала; АФ – адаптивный фильтр

Синтезируемая схема (рис. 2) имеет один общий (для основного и опорного входов) вход, представляющий собой основной вход для компенсирующей схемы. На этот вход поступает полезный сигнал и частотно-разделимые (внеполосные по отношению к полезному) помехи.

В устройстве формирования опорного сигнала (УФОС) полезный сигнал фильтруется, в результате чего на вход адаптивного фильтра (АФ) адаптивного компенсатора помех (АКВП) будут поступать помехи, коррелированные только с помехами в основном входе. При этом синтезированный адаптивный алгоритм должен однозначно определять структуру и особенности построения адаптивного компенсатора внеполосных помех [3–7]. Для синтеза схем подавления частотно-разделимых с полезным сигналом помех необходимо получить выражение для аналогового алгоритма МСКО в комплексной области.

Запишем выражение для опорного сигнала X (внеполосного сигнала, поступающего на опорный вход АКВП) и для параметрической передаточной функции АФ W в следующем виде [10]:

$$X(S) = X_R + iX_I, \tag{1}$$

$$W(t; S) = W_R + iW_I, \tag{2}$$

где символы R и I – действительная и мнимая части комплексных величин; i – мнимая единица; S – аргумент преобразования Лапласа.

Запишем выражения для сигнала ошибки и сигнала на основном входе АКВП Y в следующем виде [10]:

$$\varepsilon(t; S) = \varepsilon_R + i\varepsilon_I, \tag{3}$$

$$Y(S) = Y_R + iY_I. \tag{4}$$

Поскольку входные и выходные величины представлены в комплексной форме, следовательно, и алгоритм должен обеспечивать перестройку как мнимой, так и вещественной составляющих параметрической передаточной функции АФ. По-

этому выходной сигнал АФ  $Z$  в комплексной форме записи можно представить следующим образом [10]:

$$Z(t; S) = Z_R + iZ_I. \quad (5)$$

Запишем в общем виде выражение для сигнала ошибки на выходе АКВП и сигнала на выходе АФ [11]:

$$\varepsilon(t; S) = Y(S) - Z(t; S), \quad (6)$$

$$Z(t; S) = W(t; S)X(S). \quad (7)$$

Поскольку в синтезируемом алгоритме обеспечивается перестройка как мнимой, так и вещественной компонент параметрической передаточной функции  $W(t, S)$ , то в соответствии с этим выполняются следующие условия [11]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_R = \varepsilon_{R \min}, \quad (8)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_I = \varepsilon_{I \min}. \quad (9)$$

Причем наиболее приемлемой для данной минимизации целевой функции средняя мощность сигнала на выходе АКВП:

$$\begin{aligned} E[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] &= \\ &= E[\varepsilon_R^2 + \varepsilon_I^2] = E[\varepsilon_R^2] + E[\varepsilon_I^2], \end{aligned} \quad (10)$$

где  $E[\cdot]$  – символ математического ожидания от случайной величины, заключенной в скобках; звездочка (\*) означает комплексно-сопряженную величину (поскольку обе составляющие сигнала ошибки  $\varepsilon(t, S)$  «сдвинуты» по фазе относительно друг друга на  $90^\circ$ , их минимизацию нельзя проводить независимо).

Выражение для комплексно-сопряженной к сигналу ошибки величины имеет вид

$$\varepsilon^*(t; S) = Y^*(S) - W^*(t; S)X^*(S). \quad (11)$$

Найдем мгновенное значение градиента  $\nabla[\cdot]$  величины  $[\varepsilon(t, S)\varepsilon^*(t, S)]$  вдоль действительной и мнимой составляющих:

$$\begin{aligned} \nabla_R[\varepsilon(t; S)] &= \varepsilon(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon^*(t; S)]\} + \\ &+ \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)]\} = \\ &= \varepsilon(t; S)\{-X^*(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-X(S)\}. \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] &= \varepsilon(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon^*(t; S)]\} + \\ &+ \varepsilon^*(t; S)\{\nabla_I[\varepsilon(t; S)]\} = \\ &= \varepsilon(t; S)\{iX(S)\} + \varepsilon^*(t; S)\{-iX^*(t; S)\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Применяя метод наискорейшего спуска к действительной и мнимой частям параметрической передаточной функции АФ путем перестройки их вдоль соответствующих оценок градиента, взятых со знаком минус, получим:

$$\frac{dW_R}{dt} = -\mu \nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)], \quad (14)$$

$$\frac{dW}{dt} = -\mu \nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)]. \quad (15)$$

Тогда с учетом выражения (6) можно записать:

$$\begin{aligned} \frac{dW(t; S)}{dt} &= \mu\{\nabla_R[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)] + \\ &+ i\nabla_I[\varepsilon(t; S)\varepsilon^*(t; S)]\}. \end{aligned} \quad (16)$$

Далее, используя выражения (3.12) и (3.15), получим окончательно искомое соотношение для аналогового алгоритма компенсации внеполосных помех по критерию МСКО в комплексной дифференциальной форме [10]:

$$\frac{dW(t; S)}{dt} = -2\mu\varepsilon(t; S)X^*(S). \quad (17)$$

На рис. 2. представлена общая функциональная схема одномерного АКВП, построенного в соответствии с полученным аналоговым адаптивным алгоритмом МСКО в спектральной области [10].

## 5. Результаты исследования

Повышение чувствительности радиометрического приёмника для измерения теплового излучения животных получен алгоритм подавления внеполосных помех, который синтезирован на основе решения уравнения Винера-Хопфа. Анализ алгоритма компенсации внеполосных помех выполнен с использованием критерия минимума среднего квадрата ошибки (МСКО) в комплексной дифференциальной форме. Результаты исследований позволили разработать схему одномерного АКВП, построенного в соответствии с полученным аналоговым адаптивным алгоритмом МСКО в спектральной области.

## 6. Выводы

1. Подавление внеполосной (например, по зеркальному каналу) помехи в принципе можно осуществить с помощью одного АКВП в случае, если его параметры (собственный динамический диапазон, рабочая полоса частот) согласованы с параметрами компенсируемых помех.

2. Синтезированный алгоритм МСКО является состоятельным и несмещенным, а достижимая при его реализации эффективность достаточно высока, поэтому данный алгоритм можно использовать для компенсации внеполосных помех в динамических системах.

## Література

1. Радиопомехи индустриальные. Методы испытаний источников индустриальных радиопомех. Москва: Изд-во стандартов, 1984. 78 с.
2. Кузьмин В. Б. Построение групповых решений в пространствах четких и нечетких бинарных отношений. Москва: Наука, 1982. 168 с.
3. Адаптивная обработка сигналов в антенных решетках / Бураков В. А. и др. // Зарубежная радиоэлектроника. 1976. № 8. С. 35–39.
4. Ундрю Б. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения // ТИИЭР. 1975. № 12. С. 69–97.
5. Биховений М. А. Применение многоканальных компенсаторов помех в каналах связи. Москва: Радиотехника, 1984. № 12. С. 9–16.
6. Максимов М. В. Защита от радиопомех. Москва: Сов. радио, 1976. 495 с.
7. Лошин В. И., Комаров В. М., Нестеренко Н. И. Адаптивные антенные решетки в каналах широкополосной связи // Зарубежная радиоэлектроника. 1983. № 5. С. 3–23.
8. Методы обработки сигналов при наличии помех в линиях связи / ред. Каменев Е. Ф. Москва: Радио и связь, 1985. 224 с.
9. Бристод Т. А. Применение адаптивных компенсаторов помех для радиосвязи и радиолокации: Экспресс – информация // Радиотехника сверхвысоких частот. 1980. № 22. С. 16–20.
10. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. Москва: Радио и связь, 1982. 624 с.
11. Цыпкин Я. З. Основы теории автоматических систем. Москва: Наука, 1977. 560 с.

Рекомендовано до публікації д-р техн. наук Черенков О. Д.  
Дата надходження рукопису 13.11.2018

**Гуцол Тарас Дмитриевич**, кандидат технических наук, доцент, кафедра энергетика и электротехнических систем в АПК, Подольский государственный аграрно-технический университет, ул. Шевченко, 13, м. Каменец-Подольский, Украина, 32316  
E-mail: tte.nniekt@ukr.net

УДК 624.011

DOI: 10.15587/2313-8416.2018.153370

## ПРАКТИЧНІ РЕКОМЕНДАЦІЇ ПО РОЗРАХУНКУ КАРНИЗНИХ ВУЗЛІВ ГНУТОКЛЕЄНИХ РАМ З КЛЕЄНОЇ ДЕРЕВИНИ З ВРАХУВАННЯМ СКЛАДНОГО НАПРУЖЕНОГО СТАНУ

© Д. В. Михайловський, Д. М. Матюшенко

На підставі експериментальних даних уточнені коефіцієнти  $A_b$ ,  $A_c$  та  $B_{c,c.90}$  умови міцності для карнизних вузлів гнutoклеєних рам. Запропоновані практичні рекомендації по розрахунку карнизних вузлів гнutoклеєних рам з врахуванням складного напруженого стану клеєної деревини та встановлені небезпечні точки по довжині карнизного вузла для різних співвідношень кривини карнизного вузла  $r/h$  співвідношень  $h_{max}/L$ . Розроблені блок-схеми для розрахунку гнutoклеєних рам з співвідношеннями кривини карнизного вузла  $r/h < 4$  та  $r/h \geq 4$

**Ключові слова:** клеєна деревина, напружено-деформований стан, карнизний вузол, гнutoклеєна рама, складний напружений стан

### 1. Вступ

На даний момент ознак масового застосування конструкцій з клеєної деревини в капітальному будівництві України не помічено. Дане явище неможливо віднести до позитивної тенденції розвитку вітчизняних будівельних конструкцій в будівлях та спорудах різного функціонального призначення.

Досвід проектування конструкцій з клеєної деревини (далі ККД) в сучасній Україні достатньо невеликий, положення і норми прийняті для проектування клеєної деревини були механічно перенесені з цільної деревини, без врахування особливостей дійсного напруженого стану. Для конструкцій з цільної деревини достатньо було виконання перевірок розрахункових поперечних перерізів на відповідні максимальні розрахункові напруження, проте у випадку

ККД подібних розрахунків недостатньо. Сумісна дія окремих напружень формує особливий напружений стан, який суттєво впливає на надійність конструкцій з клеєної деревини. Внаслідок надзвичайної анізотропії механічних властивостей клеєної деревини сумісна дія різних напружень призводить до зниження міцності матеріалу, що підтверджено в роботі [1]. Але слід врахувати, що вище наведене явище не є недоліком, а скоріше платою за можливість створення нових конструктивних форм, надання елементам різноманітних обрисів (ломаних, криволінійних тощо) та архітектурної вишуканості. Завдяки дотриманні в гнutoклеєних рамах принципу спрямованої орієнтації та збалансованої міцності дані рами є найбільш раціональною конструктивною формою. Ця конструктивна форма має високу надійність, що підтверджуєть-