

Подавление коррелированных помех адаптивными режекторными фильтрами при модуляции периода повторения импульсов

С. И. Зиятдинов^а, доктор техн. наук, профессор, orcid.org/0000-0002-8109-5456, ziat.53@mail.ru

Л. А. Осипов^а, доктор техн. наук, профессор, orcid.org/0000-0002-8009-5706

^аСанкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Б. Морская ул., 67, Санкт-Петербург, 190000, РФ

Введение: рассматривается вопрос подавления коррелированных помех адаптивными комплексными режекторными фильтрами различных порядков. Для устранения зависимости коэффициента передачи полезного сигнала от его частоты использована модуляция периода повторения. **Цель:** исследование влияния модуляции периода повторения импульсов на коэффициент подавления коррелированных помех. **Методы:** оптимизация параметров режекторных фильтров осуществлялась на основе критерия минимума средней дисперсии коррелированных помех на выходе фильтров за время модуляции периода повторения. **Результаты:** получены выражения для дисперсии коррелированных помех на выходе комплексных адаптивных фильтров различных порядков при модуляции периода повторения. Приведены соотношения для нахождения оптимальных значений частоты настройки и коэффициентов режекторных фильтров, минимизирующих уровень коррелированных помех на их выходе. Получены выражения для коэффициентов подавления коррелированных помех режекторными фильтрами в условиях модуляции периода повторения импульсов. Представлены графики зависимостей коэффициента подавления коррелированных помех от относительной величины девиации периода повторения зондирующих сигналов для различных значений ширины спектральной плотности коррелированных помех при оптимальных и неоптимальных значениях частоты настройки и коэффициентов режекторных фильтров. Показано, что использование модуляции периода повторения зондирующих импульсов приводит к снижению коэффициента подавления коррелированных помех. При этом адаптация весовых коэффициентов для принятых моделей режекторных фильтров и коррелированных помех обеспечивает увеличение коэффициента подавления. **Практическая значимость:** полученные результаты позволяют при разработке и исследовании систем подавления коррелированных помех с учетом допустимых потерь коэффициента подавления обоснованно выбрать величину девиации периода повторения входных импульсов для решения задачи устранения эффекта «слепых» частот.

Ключевые слова – коррелированные помехи, режекторные фильтры, адаптация, модуляция периода повторения.

Для цитирования: Зиятдинов С. И., Осипов Л. А. Подавление коррелированных помех адаптивными режекторными фильтрами при модуляции периода повторения импульсов. *Информационно-управляющие системы*, 2021, № 3, с. 53–60. doi:10.31799/1684-8853-2021-3-53-60

For citation: Ziatdinov S. I., Osipov L. A. Suppression of correlated interference by adaptive notch filters under pulse repetition period modulation. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2021, no. 3, pp. 53–60 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2021-3-53-60

Введение

При разработке систем оценки параметров и обнаружения сигналов, систем автоматического измерения угловых координат, дальности и скорости движения объектов для подавления коррелированных помех, таких как отражения от земной поверхности либо метеообразований, используются режекторные фильтры различных порядков [1–5]. В случаях неизвестных характеристик помех применяются адаптивные режекторные фильтры, характеристики которых изменяются в соответствии с частотными свойствами коррелированных помех [6–10].

На практике в зависимости от тактических задач устройства подавления коррелированных помех выполняются либо в виде режекторных фильтров различных порядков, либо в виде полосовых фильтров [6, 7, 11, 12]. В обоих случаях су-

ществленным недостатком используемых средств подавления коррелированных помех и выделения полезного сигнала является наличие эффекта «слепых» частот, когда при доплеровских частотах обрабатываемых сигналов, кратных частоте повторения импульсов, наблюдается уменьшение коэффициента передачи полезного сигнала [2].

Для устранения эффекта «слепых» частот используют, как правило, изменение периода следования (частоты повторения) импульсов [1, 2]. В системах подавления коррелированных помех, выполненных на базе полосовых фильтров, осуществляется модуляция частоты повторения импульсов. При этом, например, на отрезке времени T импульсы следуют с частотой повторения $F_{п1}$, а на следующем отрезке времени T — с частотой $F_{п2}$ и т. д.

В случае использования для подавления коррелированных помех режекторных фильтров на базе устройств череспериодного вычитания при-

меняется модуляция периода повторения в виде, например, двух чередующихся периодов $T_{п1}$ и $T_{п2}$.

В работах [7, 13–15] показано, что коэффициент подавления коррелированных помех в значительной степени зависит от величины периода повторения зондирующих импульсов. При уменьшении периода повторения происходит увеличение коэффициента подавления коррелированных помех. С увеличением периода повторения резко проявляется эффект «слепых» частот. Значение периода повторения в целом определяет тактические характеристики всего комплекса обработки сигналов. Однако в вышеперечисленных работах не рассматривается работа режекторных фильтров в условиях модуляции периода повторения импульсов.

В статье рассматривается адаптивная система подавления коррелированных помех на базе адаптивных комплексных режекторных фильтров различных порядков. Для устранения эффекта «слепых» частот использована модуляция периода повторения импульсов. Исследование влияния модуляции периода повторения импульсов на коэффициент подавления коррелированных помех адаптивными режекторными фильтрами различных порядков составляет основное содержание статьи.

Комплексный адаптивный режекторный фильтр первого порядка

Алгоритм работы рассматриваемого режекторного фильтра определяется следующим соотношением [16–18]:

$$z_{\text{ВЫХ}}(t) = z_{\text{ВХ}}(t) + az_{\text{ВХ}}(t - T_{\text{П}})e^{j\omega_0 T_{\text{П}}}, \quad (1)$$

где $z_{\text{ВХ}}(t)$ и $z_{\text{ВЫХ}}(t)$ — комплексные значения входной и выходной коррелированной помехи; $t = iT_{\text{П}}$, $T_{\text{П}}$ — период следования отсчетов значений входной и выходной коррелированной помехи, $i = 0, 1, 2, \dots$; a , $\omega_0 T_{\text{П}}$ — модуль и аргумент комплексного весового коэффициента, ω_0 — частота настройки зоны режекции фильтра.

Если в формуле (1) принять $a = -1$ и $\omega_0 = 0$, то получим известный алгоритм работы устройства однократного череспериодного вычитания [2, 14].

При заданном периоде повторения $T_{\text{П}}$ определим оптимальные значения модуля весового коэффициента a и частоты настройки ω_0 режекторного фильтра, минимизирующие уровень помехи на его выходе. Для этого найдем корреляционную функцию помехи на выходе режекторного фильтра

$$B_{\text{ВЫХ}}(\tau) = [z_{\text{ВХ}}(t) + az_{\text{ВХ}}(t - T_{\text{П}})e^{j\omega_0 T_{\text{П}}}] \times [z_{\text{ВХ}}^*(t - \tau) + az_{\text{ВХ}}^*(t - T_{\text{П}} - \tau)e^{-j\omega_0 T_{\text{П}}}], \quad (2)$$

В данном выражении черта сверху означает статистическое усреднение; значок * — комплексную сопряженность.

С учетом выражения (1) соотношение для корреляционной функции (2) принимает вид

$$\begin{aligned} B_{\text{ВЫХ}}(\tau) &= \overline{z_{\text{ВХ}}(t)z_{\text{ВХ}}^*(t - \tau)} + \\ &+ \overline{az_{\text{ВХ}}(t - T_{\text{П}})z_{\text{ВХ}}^*(t - \tau)e^{j\omega_0 T_{\text{П}}}} + \\ &+ \overline{az_{\text{ВХ}}(t)z_{\text{ВХ}}^*(t - T_{\text{П}} - \tau)e^{-j\omega_0 T_{\text{П}}}} + \\ &+ \overline{a^2 z_{\text{ВХ}}(t - T_{\text{П}})z_{\text{ВХ}}^*(t - T_{\text{П}} - \tau)} = \\ &= (1 + a^2)B_{\text{ВХ}}(\tau) - aB_{\text{ВХ}}(\tau - T_{\text{П}})e^{j\omega_0 T_{\text{П}}} - \\ &- aB_{\text{ВХ}}(\tau + T_{\text{П}})e^{-j\omega_0 T_{\text{П}}}, \quad (3) \end{aligned}$$

где $B_{\text{ВХ}}(\tau)$ — корреляционная функция комплексной входной помехи $z_{\text{ВХ}}(t)$.

Положив в (3) $\tau = 0$, находим дисперсию помехи на выходе рассматриваемого режекторного фильтра

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{ВЫХ}}^2 &= (1 + a^2)B_{\text{ВХ}}(0) + \\ &+ a[B_{\text{ВХ}}(-T_{\text{П}})e^{j\omega_0 T_{\text{П}}} + B_{\text{ВХ}}(T_{\text{П}})e^{-j\omega_0 T_{\text{П}}}], \quad (4) \end{aligned}$$

Согласно работе [9], корреляционная функция входной стационарной комплексной помехи $z_{\text{ВХ}}(t)$ имеет вид

$$B_{\text{ВХ}}(\tau) = \sigma_{\text{П}}^2 \rho_{\text{П}}(\tau)(\cos \omega_{\text{П}} \tau + j \sin \omega_{\text{П}} \tau), \quad (5)$$

где $\sigma_{\text{П}}^2$, $\rho_{\text{П}}(\tau)$ и $\omega_{\text{П}}$ — дисперсия, модуль коэффициента корреляции и средняя частота спектральной плотности входной комплексной помехи, которая при симметричной спектральной плотности соответствует положению ее максимума на оси частот.

После подстановки (5) в (4) и проведения несложных преобразований получим

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{ВЫХ}}^2 &= \sigma_{\text{П}}^2 \{ (1 + a^2) + a\rho_{\text{П}}(T_{\text{П}}) \times \\ &\times [e^{j(\omega_0 - \omega_{\text{П}})T_{\text{П}}} + e^{-j(\omega_0 - \omega_{\text{П}})T_{\text{П}}}] \} = \\ &= \sigma_{\text{П}}^2 [1 + a^2 + 2a\rho_{\text{П}}(T_{\text{П}})\cos \Delta\omega T_{\text{П}}]. \quad (6) \end{aligned}$$

В данном соотношении $\Delta\omega_0 = \omega_0 - \omega_{\text{П}}$ — расстройка по частоте режекторного фильтра и средней частоты спектральной плотности помехи на входе.

В работе [13] дан сравнительный анализ двух алгоритмов для адаптации режекторного фильтра — точного алгоритма, когда учитываются корреляционные свойства сигнала и ищется максимум отношения сигнал/помеха на выходе режекторного фильтра, и приближенного алгоритма, при котором сигнал не учитывается, а ищется

ся минимум дисперсии коррелированной помехи на выходе режекторного фильтра.

В результате исследований показано, что с учетом инвариантности параметров режекторного фильтра к корреляционным характеристикам сигнала и в предположении равномерного распределения частоты сигнала приближенный алгоритм оптимизации по критерию минимума дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра в случае относительной ширины спектральной плотности помехи $\Delta f_{\Pi} T_{\Pi} < 0,2 \dots 0,3$ практически не уступает точному алгоритму. При этом упрощенный алгоритм оптимизации значительно проще в реализации.

С учетом этого обстоятельства в качестве критерия оптимизации параметров рассматриваемого режекторного фильтра примем минимум дисперсии помехи на его выходе, т. е. $\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 \rightarrow \min$.

Найдем значения его частоты настройки ω_0 и весового коэффициента a , минимизирующие дисперсию помехи на его выходе. Для этого необходимо решить следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_{\text{ВЫХ}}^2}{\partial \Delta \omega} = 0; \\ \frac{\partial \sigma_{\text{ВЫХ}}^2}{\partial a} = 0. \end{cases} \quad (7)$$

Дифференцируя соотношение (6) по параметру $\Delta \omega$, получим

$$\frac{\partial \sigma_{\text{ВЫХ}}^2}{\partial \Delta \omega} = 2a T_{\Pi} \rho_{\Pi}(T_{\Pi}) \sin \Delta \omega T_{\Pi}. \quad (8)$$

Будем считать, что в составе радиотехнического комплекса имеются средства для измерения частоты коррелированной помехи, значение которой используется для адаптации режекторного фильтра.

Приравняем производную (8) к нулю. В результате найдем оптимальное значение частоты настройки режекторного фильтра $\omega_{0\text{opt}} = \omega_{\Pi}$ ($\Delta \omega = 0$).

Второе уравнение системы (7) имеет вид

$$\frac{\partial \sigma_{\text{ВЫХ}}^2}{\partial a} = 2a + 2\rho_{\Pi}(T_{\Pi}) \cos \Delta \omega T_{\Pi} = 0. \quad (9)$$

При $\Delta \omega = 0$ из формулы (9) получим оптимальное значение модуля весового коэффициента рассматриваемого режекторного фильтра $a_{\text{opt}} = -\rho_{\Pi}(T_{\Pi})$.

С учетом полученных результатов минимальное значение дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра записывается следующим образом:

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 \min = \sigma_{\Pi}^2 [1 - \rho_{\Pi}^2(T_{\Pi})].$$

В случае использования для устранения эффекта «слепых» частот двух чередующихся периодов повторения $T_{\Pi 1}$ и $T_{\Pi 2}$ выражение (6) для дисперсии помехи на выходе принимает вид

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{ВЫХ}1}^2 &= \sigma_{\Pi}^2 [1 + a_1^2 + 2a_1 \rho_{\Pi}(T_{\Pi 1}) \cos \Delta \omega_1 T_{\Pi 1}]; \\ \sigma_{\text{ВЫХ}2}^2 &= \sigma_{\Pi}^2 [1 + a_2^2 + 2a_2 \rho_{\Pi}(T_{\Pi 2}) \cos \Delta \omega_2 T_{\Pi 2}]. \end{aligned}$$

Среднее значение дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра при использовании двух чередующихся периодов повторения импульсов составит

$$\sigma_{\text{ср}}^2 = (\sigma_{\text{ВЫХ}1}^2 + \sigma_{\text{ВЫХ}2}^2) / 2.$$

В качестве критерия оптимизации параметров режекторного фильтра примем минимум среднего значения дисперсии помехи на его выходе за период модуляции, т. е. $\sigma_{\text{ср}}^2 \rightarrow \min$.

При оптимальных значениях параметров $\Delta \omega_1 = \Delta \omega_2 = 0$, $a_{1\text{opt}} = -\rho_{\Pi}(T_{\Pi 1})$ и $a_{2\text{opt}} = -\rho_{\Pi}(T_{\Pi 2})$ минимальное значение среднего значения дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра имеет вид

$$\sigma_{\text{ср min}}^2 = \sigma_{\Pi}^2 \{1 - 0,5[\rho_{\Pi}^2(T_{\Pi 1}) + \rho_{\Pi}^2(T_{\Pi 2})]\}.$$

Коэффициент подавления коррелированной помехи, приведенный ко входу рассматриваемого режекторного фильтра, будем оценивать следующим соотношением:

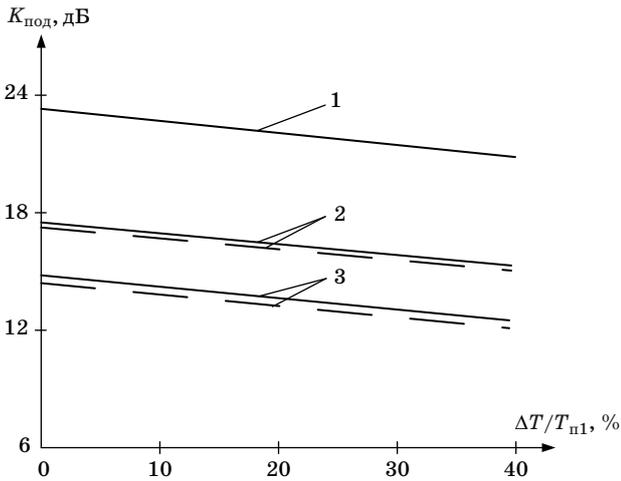
$$K_{\text{под}} = \frac{4\sigma_{\Pi}^2}{\sigma_{\text{ср min}}^2} = 4\{1 - 0,5[\rho_{\Pi}^2(T_{\Pi 1}) + \rho_{\Pi}^2(T_{\Pi 2})]\}^{-1}.$$

Для конкретизации полученных результатов примем гауссову аппроксимацию модуля коэффициента корреляции коррелированной помехи на входе [19, 20]

$$\rho_{\Pi}(\tau) = \exp(-\Delta \omega_{\Pi}^2 \tau^2 / 4),$$

где $\Delta \omega_{\Pi}$ — ширина спектральной плотности помехи.

Графики зависимости коэффициента подавления коррелированной помехи от относительной величины девиации периода повторения $\Delta T / T_{\Pi 1} = (T_{\Pi 2} - T_{\Pi 1}) / T_{\Pi 1}$ для различных значений ширины спектральной плотности коррелированной помехи $\Delta f_{\Pi} = \Delta \omega_{\Pi} / 2\pi$ при оптимальных значениях параметров $\Delta \omega_1 = \Delta \omega_2 = 0$, $a_{1\text{opt}} = -\rho_{\Pi}(T_{\Pi 1})$ и $a_{2\text{opt}} = -\rho_{\Pi}(T_{\Pi 2})$ показаны на рис. 1 сплошной линией. Здесь же пунктирной линией представлены аналогичные зависимости для случая отсутствия адаптации весового коэффициента, который принимался равным $a_1 = a_2 = -1$. Расчеты проводились для $T_{\Pi 1} = 1$ мс.



■ **Рис. 1.** Коэффициент подавления коррелированной помехи режекторным фильтром первого порядка: 1 — $\Delta f_{\text{п}} = 30$ Гц; 2 — $\Delta f_{\text{п}} = 60$ Гц; 3 — $\Delta f_{\text{п}} = 90$ Гц

■ **Fig. 1.** The coefficient of suppression of correlated interference by a first-order filter: 1 — $\Delta f_{\text{п}} = 30$ Hz; 2 — $\Delta f_{\text{п}} = 60$ Hz; 3 — $\Delta f_{\text{п}} = 90$ Hz

Из полученных результатов следует, что использование для устранения эффекта «слепых» частот модуляции периода повторения зондирующих импульсов приводит к снижению коэффициента подавления коррелированных помех. Так, при реализации системы подавления коррелированных помех в виде комплексного адаптивного режекторного фильтра первого порядка изменение относительной девиации периода повторения в пределах от 0 до 40% в случае точной настройки фильтра на среднюю частоту спектральной плотности коррелированной помехи приводит к уменьшению коэффициента подавления на 1,8 дБ. Использование адаптации весового коэффициента для принятой модели режекторного фильтра при изменении относительной ширины спектральной плотности коррелированной помехи в пределах $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,19 \div 0,57$ ($\Delta f_{\text{п}} = 30 \div 90$ Гц, $T_{\text{п1}} = 10^{-3}$ с) дает увеличение коэффициента подавления на 0,29 дБ.

В тех случаях, когда режекторный фильтр первого порядка не обеспечивает требуемого подавления коррелированной помехи, используются режекторные фильтры более высоких порядков. Рассмотрим работу адаптивного режекторного фильтра второго порядка в условиях модуляции периода повторения импульсов.

Комплексный адаптивный режекторный фильтр второго порядка

Пусть для устранения эффекта «слепых» частот аналогично предыдущему случаю использу-

ются два чередующихся периода повторения импульсов $T_{\text{п1}}$ и $T_{\text{п2}}$, порядок следования которых показан на рис. 2.

Помеху на выходе адаптивного режекторного фильтра второго порядка можно записать в виде

$$z_{\text{ВЫХ}}(t_3) = z_{\text{ВХ}}(t_3) + a_1 z_{\text{ВХ}}(t_2) e^{j\omega_1 T_{\text{п2}}} + a_2 z_{\text{ВХ}}(t_1) e^{j\omega_2 (T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}})};$$

$$z_{\text{ВЫХ}}(t_4) = z_{\text{ВХ}}(t_4) + a_3 z_{\text{ВХ}}(t_3) e^{j\omega_1 T_{\text{п1}}} + a_4 z_{\text{ВХ}}(t_2) e^{j\omega_2 (T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}})};$$

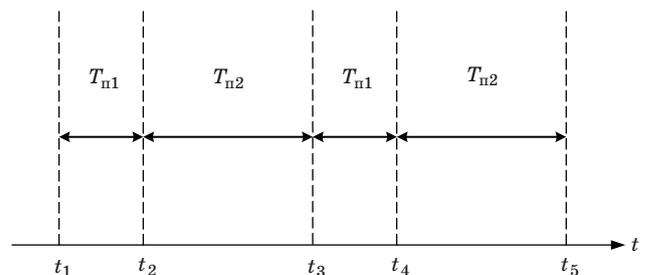
и т. д. В данных выражениях a_1, a_2, a_3, a_4 — модули весовых коэффициентов, а $\omega_1 T_{\text{п1}}, \omega_1 T_{\text{п2}}, \omega_2 (T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}})$ — их аргументы. При $a_1 = a_3 = -2, a_2 = a_4 = 1$ и $\omega_1 = \omega_2 = 0$ данное соотношение определяет алгоритм работы известного устройства двукратного череспериодного вычитания [2, 14].

Дисперсия помехи на выходе комплексного адаптивного режекторного фильтра второго порядка в моменты времени t_3 и t_4 записывается следующим образом:

$$\sigma_{\text{ВЫХ1}}^2 = \sigma_{\text{п}}^2 \{1 + a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п2}}) \times \cos[(\omega_1 - \omega_{\text{п}})T_{\text{п2}}] + 2a_2 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}) \times \cos[(\omega_2 - \omega_{\text{п}})(T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}})] + 2a_1 a_2 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п1}}) \times \cos[\omega_2 (T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}) - \omega_1 T_{\text{п2}} - \omega_{\text{п}} T_{\text{п1}}]\};$$

$$\sigma_{\text{ВЫХ2}}^2 = \sigma_{\text{п}}^2 \{1 + a_3^2 + a_4^2 + 2a_3 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п1}}) \times \cos[(\omega_1 - \omega_{\text{п}})T_{\text{п1}}] + 2a_4 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}) \times \cos[(\omega_2 - \omega_{\text{п}})(T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}})] + 2a_3 a_4 \rho_{\text{п}}(T_{\text{п2}}) \times \cos[\omega_2 (T_{\text{п1}} + T_{\text{п2}}) - \omega_1 T_{\text{п2}} - \omega_{\text{п}} T_{\text{п1}}]\}.$$

Оптимальные значения параметров ω_1, ω_2 и a_1, a_2 , минимизирующих дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра $\sigma_{\text{ВЫХ1}}^2$ и $\sigma_{\text{ВЫХ2}}^2$, находятся из решения системы уравнений



■ **Рис. 2.** Модуляция периода повторения импульсов
 ■ **Fig. 2.** Modulation of the pulse repetition period

$$\begin{cases}
 \frac{\partial \sigma_1^2}{\partial \omega_1} = -a_1 T_{п2} \rho_{п}(T_{п2}) \sin[(\omega_1 - \omega_{п})T_{п2}] + \\
 + a_1 a_2 T_{п2} \rho_{п}(T_{п1}) \sin[\omega_2(T_{п1} + T_{п2}) - \\
 - \omega_1 T_{п2} - \omega_{п} T_{п1}] = 0; \\
 \frac{\partial \sigma_2^2}{\partial \omega_2} = -a_2 (T_{п1} + T_{п2}) \rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) \times \\
 \times \sin[(\omega_2 - \omega_{п})(T_{п1} + T_{п2})] - \\
 - a_1 a_2 (T_{п1} + T_{п2}) \rho_{п}(T_{п1}) \times \\
 \times \sin[\omega_2(T_{п1} + T_{п2}) - \omega_1 T_{п2} - \omega_{п} T_{п1}] = 0; \\
 \frac{\partial \sigma_1^2}{\partial a_1} = a_1 + \rho_{п}(T_{п2}) \cos[(\omega_1 - \omega_{п})T_{п2}] + \\
 + a_2 \rho_{п}(T_{п1}) \cos[\omega_2(T_{п1} + T_{п2}) - \omega_1 T_{п2} - \omega_{п} T_{п1}] = 0; \\
 \frac{\partial \sigma_2^2}{\partial a_2} = a_2 + \rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) \times \\
 \times \cos[(\omega_2 - \omega_{п})(T_{п1} + T_{п2})] + a_1 \rho_{п}(T_{п1}) \times \\
 \times \cos[\omega_2(T_{п1} + T_{п2}) - \omega_1 T_{п2} - \omega_{п} T_{п1}] = 0.
 \end{cases} \quad (10)$$

Решению первого и второго уравнений системы (10) соответствуют оптимальные значения параметров $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{п}$. Оптимальные значения коэффициентов a_1 и a_2 , удовлетворяющие третьему и четвертому уравнению системы (10) при $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{п}$, находятся из решения системы уравнений

$$\begin{cases}
 a_1 + a_2 \rho_{п}(T_{п1}) + \rho_{п}(T_{п2}) = 0; \\
 a_2 + \rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) + a_1 \rho_{п}(T_{п1}) = 0.
 \end{cases}$$

Из данной системы уравнений следует, что

$$\begin{aligned}
 a_{1 \text{ opt}} &= \frac{\rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) \rho_{п}(T_{п1}) - \rho_{п}(T_{п2})}{1 - \rho_{п}(T_{п1})^2}; \\
 a_{2 \text{ opt}} &= -\rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) - a_1 \rho_{п}(T_{п1}).
 \end{aligned}$$

Аналогичным образом нетрудно получить следующие выражения для оптимальных значений коэффициентов a_3 и a_4 :

$$\begin{aligned}
 a_{3 \text{ opt}} &= \frac{\rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) \rho_{п}(T_{п2}) - \rho_{п}(T_{п1})}{1 - \rho_{п}(T_{п2})^2}; \\
 a_{4 \text{ opt}} &= -\rho_{п}(T_{п1} + T_{п2}) - a_3 \rho_{п}(T_{п2}).
 \end{aligned}$$

Как и ранее, в качестве критерия оптимизации параметров режекторного фильтра примем минимум среднего значения дисперсии помехи на его выходе за период модуляции, т. е. $\sigma_{ср}^2 \rightarrow \min$.

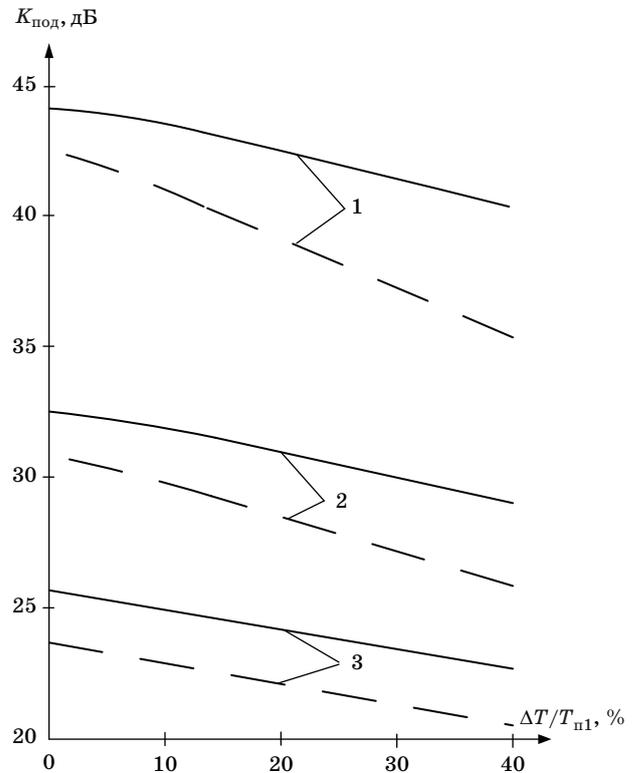
В результате минимальное среднее значение дисперсии помехи на выходе режекторного фильтра при использовании двух чередующихся периодов повторения зондирующих импульсов составит

$$\sigma_{ср \text{ min}}^2 = (\sigma_{\text{вых1 min}}^2 + \sigma_{\text{вых2 min}}^2) / 2.$$

Оптимальные значения частоты настройки режекторного фильтра и коэффициентов обеспечивают максимальный коэффициент подавления коррелированной помехи, который с учетом приведения ко входу режекторного фильтра рассчитывается с помощью соотношения

$$K_{\text{под}} = 16 \sigma_{п}^2 / \sigma_{ср \text{ min}}^2.$$

Графики зависимости коэффициента подавления коррелированной помехи от относительной величины девиации периода повторения $\Delta T / T_{п1} = (T_{п2} - T_{п1}) / T_{п1}$ для различных значений ширины спектральной плотности помехи $\Delta f_{п} = \Delta \omega_{п} / 2\pi$ при оптимальных значениях частоты настройки и коэффициентов показаны на рис. 3 сплошной линией. Здесь же пунктирной линией представлены аналогичные зависимости для случая отсутствия адаптации коэффициентов, которые принимались равными $a_1 = a_3 = -2$, $a_2 = a_4 = 1$ при $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{п}$. Расчеты проводились для $T_{п1} = 1$ мс, $\rho_{п}(\tau) = \exp(-\Delta \omega_{п}^2 \tau^2 / 4)$.



■ **Рис. 3.** Коэффициент подавления коррелированной помехи режекторным фильтром второго порядка: 1 — $\Delta f_{п} = 30$ Гц; 2 — $\Delta f_{п} = 60$ Гц; 3 — $\Delta f_{п} = 90$ Гц

■ **Fig. 3.** The coefficient of suppression of correlated interference by a second-order filter: 1 — $\Delta f_{п} = 30$ Hz; 2 — $\Delta f_{п} = 60$ Hz; 3 — $\Delta f_{п} = 90$ Hz

Исследования показали, что для системы подавления коррелированных помех в виде комплексного адаптивного режекторного фильтра второго порядка использование для устранения эффекта «слепых» частот модуляции периода повторения зондирующих импульсов приводит к уменьшению коэффициента подавления. В случае изменения относительной девиации периода повторения в пределах от 0 до 40% наблюдается уменьшение коэффициента подавления при относительной ширине спектральной плотности коррелированной помехи $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,19$ ($\Delta f_{\text{п}} = 30$ Гц, $T_{\text{п1}} = 10^{-3}$ с) на 3,2 дБ; при $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,38$ — на 3 дБ; при $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,57$ — на 2,8 дБ.

Адаптация весовых коэффициентов режекторного фильтра при точной настройке фильтра на среднюю частоту спектральной плотности коррелированной помехи в случае изменения относительной ширины спектральной плотности помехи в пределах $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,57 \div 0,19$ при относительной девиации периода повторения 40% позволяет увеличить коэффициент подавления коррелированной помехи на $2,8 \div 5,8$ дБ.

Заключение

Использование модуляции периода повторения импульсов приводит к уменьшению значения коэффициента подавления коррелированных помех. Для системы подавления коррелированных помех в виде комплексного режекторного адаптивного фильтра первого порядка изменение относительной девиации периода повторения в пределах от 0 до 40% дает уменьшение коэффициента подавления на 1,8 дБ. В то же время для комплексного режекторного адаптивного фильтра второго порядка данные изменения составляют 4,4 дБ. Адаптация весовых коэффициентов режекторных фильтров к частотным свойствам коррелированных помех является практически сложной задачей. Для режекторного фильтра первого порядка при соотношении $\Delta\omega_{\text{п}}T_{\text{п1}} = 0,57$ адаптация весовых коэффициентов приводит к увеличению коэффициента подавления на 0,29 дБ, для фильтра второго порядка увеличение коэффициента подавления равняется 2,8 дБ.

Литература

1. *Radar Handboor*. Editor by M. I. Skolnik. 3rd ed. New York, McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
2. Бакулев П. А., Стенин В. М. *Методы и устройства селекции движущихся целей*. М., Радио и связь, 1986. 286 с.
3. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. *Цифровая обработка сигналов*, 2009, № 2, с. 30–33.
4. Ястребов А. В. Адаптивный фильтр на основе методов степенных рядов. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 2017, № 1, с. 5–11.
5. Журавский В. Н., Силин С. И. Синтез адаптивного обнаружителя в спектральной области. *Радиотехника и электроника*, 2018, т. 63, № 12, с. 1277–1284.
6. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех. *Цифровая обработка сигналов*, 2014, № 4, с. 32–37.
7. Попов Д. И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 2009, т. 52, № 4, с. 46–55.
8. Зиятдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 2020, т. 23, № 3, с. 6–9.
9. Мичурин С. В. Влияние ошибок настройки квадратурных каналов когерентной системы на оценку параметров комплексного сигнала. *Изв. вузов. Приборостроение*, 2020, т. 63, № 6, с. 495–500.
10. *Микропроцессорные системы автоматического управления*. Под общ. ред. В. А. Бесекерского. Л., Машиностроение, 1988. 355 с.
11. Kholodnyak D., Turgaliev A., Baskakova A. A. Method to design lumped-element tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth. *Proc. of 44th Eur. Microwave Conf.*, Roma, 6–9 Oct, 2014, Nijkerk, EuMA, 2014, pp. 335–338.
12. Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодняк Д. В. Перестраиваемый полосно-пропускной фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами с независимым непрерывным управлением. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 2016, № 3, с. 25–32.
13. Попов Д. И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами. *Вестник Концерна ПВО «Алмаз — Антей»*, 2015, № 2, с. 21–26.
14. Бакулев П. А. *Радиолокационные системы*. М., Радиотехника, 2004. 319 с.
15. Кокоскин А. В., Коротков В. А., Коротков К. В., Новичихин Е. П. Методы улучшения различимости объектов при наличии гидрометеоров. *Журнал радиоэлектроники*, 2015, № 10, с. 1–14. <http://jre.cplire.ru/jre/contents.htm>. (дата обращения: 03.03.2021).
16. Зиятдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров. *Изв. вузов. Радиоэлектроника*, 2017, № 4, с. 12–19.
17. Зиятдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров на основе переходных характеристик. *Изв. вузов. Приборостроение*, 2017, т. 60, № 7, с. 641–647.

18. Котоусов А. С., Морозов А. К. *Оптимальная фильтрация и компенсация помех*. М., Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
19. Малинкин В. Б. *Адаптивные фильтры в телекоммуникационных системах*. Новосибирск, СибГУТИ, 2005. 223 с.

20. Пинчук А. Н. Модель пассивной помехи при радиолокации низковысотных целей над морской поверхностью. *Радиоэлектроника*, 2015, № 3, с. 15–19.

UDC 621.396: 681.323

doi:10.31799/1684-8853-2021-3-53-60

Suppression of correlated interference by adaptive notch filters under pulse repetition period modulation

S. I. Ziatdinov^a, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org / 0000-0002-8109-5456, ziat.53@mail.ru

L. A. Osipov^a, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org / 0000-0002-8009-5706

^aSaint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

Introduction: We discuss the problem of correlated noise suppression by adaptive complex notch filters of various orders. In order to eliminate the dependence of the transmission coefficient of the useful signal on its frequency, the pulse repetition period is modulated. **Purpose:** Studying the influence of pulse repetition period modulation on the correlated noise suppression coefficient. **Methods:** The notch filter parameters were optimized with the criterion of minimum average dispersion of correlated noise at the output of the filters during the repetition period modulation. **Results:** Expressions are obtained for the variance of correlated noise at the output of complex adaptive filters of various orders when the repetition period is modulated. Relationships are given for finding the optimal values of the tuning frequency and coefficients of the notch filters which minimize the correlated noise level at their output. Expressions are obtained for the coefficients of correlated noise suppression by notch filters in the context of pulse repetition period modulation. The graphs are presented showing how the correlated noise suppression coefficient depends on the relative value of the probing signal repetition period deviation for various values of the correlated noise spectral density width at optimal or non-optimal values of the tuning frequency and coefficients of the notch filters. It is shown that the use of probing pulse repetition period modulation leads to a decrease in the correlated noise suppression coefficient. On the other hand, the adaptation of the weighting coefficients for the adopted models of notch filters and correlated interference provides an increase in the suppression coefficient. **Practical relevance:** When developing or studying correlated noise suppression systems, the obtained results make it possible, taking into account the permissible losses of the suppression coefficient, to reasonably choose the input pulse repetition period deviation value in order to eliminate the effect of “blind” frequencies.

Keywords — correlated interference, notch filters, adaptation, repetition period modulation.

For citation: Ziatdinov S. I., Osipov L. A. Suppression of correlated interference by adaptive notch filters under pulse repetition period modulation. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2021, no. 3, pp. 53–60 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2021-3-53-60

References

1. *Radar Handbook*. Ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. New York, McGraw-Hill, 2008. 1352 p.
2. Bakulev P. A., Stenin V. M. *Metody i ustroystva selektsii dvizhushchihся celej* [Methods and devices for selection of moving targets]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1986. 286 p. (In Russian).
3. Popov D. I. Autocompensation of the Doppler phase of passive interference. *Digital Signal Processing*, 2009, no. 2, pp. 30–33 (In Russian).
4. Yastrebov A. V. Adaptive filter based on power series methods. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*, 2017, no. 1, pp. 5–11 (In Russian).
5. Zhuravsky V. N., Silin S. I. Synthesis of an adaptive detector in the spectral region. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2018, vol. 63, no. 12, pp. 1277–1284 (In Russian).
6. Popov D. I. Adaptive suppression of passive interference. *Digital Signal Processing*. 2014, no. 4, pp. 32–37 (In Russian).
7. Popov D. I. Adaptation of non-recursive notch filters. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*, 2009, vol. 52, no. 4, pp. 46–55 (In Russian).
8. Ziatdinov S. I. Influence of mismatch of parameters of quadrature channels on the adaptive system of selection of moving targets. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*, 2020, vol. 23, no. 3, pp. 6–9 (In Russian).
9. Michurin S. V. Influence of errors in tuning quadrature channels of a coherent system on the estimation of parameters of a complex signal. *Journal of Instrument Engineering*, 2020, vol. 63, no. 6, pp. 495–500 (In Russian).
10. *Mikroprocessornye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* [Microprocessor automatic control systems]. V. A. Besekersky ed. Leningrad, Mashinostroenie Publ., 1988. 355 p. (In Russian).
11. Kholodnyak D., Turgaliev A., Baskakova A. A. Method to design lumped-element tunable bandpass filters with constant absolute bandwidth. *Proc. of 44th Eur. Microwave Conf.*, Roma, 6–9 Oct. 2014, Nijkerk, EuMA, 2014, pp. 335–338.
12. Baskakova A. E., Turgaliev V. M., Kholodnyak D. V. Tunable band-pass filter on elements with concentrated parameters with independent continuous control. *Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*, 2016, no. 3, pp. 25–32 (In Russian).
13. Popov D. I. Adaptive notch filters with complex weight coefficients. *Journal of “Almaz — Antey” Air and Space Defence Corporation*, 2015, no. 2, pp. 21–26 (In Russian).
14. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar systems]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. 319 p. (In Russian).
15. Kokoshkin A. V., Korotkov V. A., Korotkov K. V., Novichikhin E. P. Methods for improving the distinguishability of objects in the presence of hydrometeors. *Journal of Radio Electronics*, 2015, no. 10, pp. 1–14 (In Russian). Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/contents.htr>. (accessed 3 March 2021).

16. Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of complex discrete filters. *Izvestia vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika*, 2017, no. 4, pp. 12–19 (In Russian).
17. Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of complex discrete filters based on transient characteristics. *Journal of Instrument Engineering*, 2017, vol. 60, no. 7, pp. 641–647 (In Russian).
18. Kotousov A. S., Morozov A. K. *Optimal'naya fil'traciya i kompensaciya pomekh* [Optimal filtering and noise compensation]. Moscow, Goriachaia liniia-Telekom Publ., 2008. 166 p. (In Russian).
19. Malinkin V. B. *Adaptivnye fil'try v telekommunikacionnyh sistemah* [Adaptive filters in telecommunication systems]. Novosibirsk, SibGUTI Publ., 2005. 223 p. (In Russian).
20. Pinchuk A. N. Model of passive interference in low-altitude radar targets over the sea surface. *Journal of Radio Electronics*, 2015, no. 3, pp. 15–19 (In Russian).

Уважаемые авторы!

При подготовке рукописей статей необходимо руководствоваться следующими рекомендациями.

Статьи должны содержать изложение новых научных результатов. Название статьи должно быть кратким, но информативным. В названии недопустимо использование сокращений, кроме самых общепринятых (РАН, РФ, САПР и т. п.).

Текст рукописи должен быть оригинальным, а цитирование и самоцитирование корректно оформлено.

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля не менее двух сантиметров.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание (при отсутствии — должность), полное название организации, аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, ORCID и электронный адрес одного из авторов. При написании аннотации не используйте аббревиатур и не делайте ссылку на источники в списке литературы. Предоставляйте подрисуночные подписи и названия таблиц на русском и английском языках.

Статьи авторов, не имеющих ученой степени, рекомендуется публиковать в соавторстве с научным руководителем, наличие подписи научного руководителя на рукописи обязательно; в случае самостоятельной публикации обязательно предоставляйте заверенную по месту работы рекомендацию научного руководителя с указанием его фамилии, имени, отчества, места работы, должности, ученого звания, ученой степени.

Формулы набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), при необходимости можно использовать формульный редактор; для набора одной формулы не используйте два редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -.

Для набора формул в Word никогда не используйте Конструктор (на верхней панели: «Работа с формулами» — «Конструктор»), так как этот ресурс предназначен только для внутреннего использования в Word и не поддерживается программами, предназначенными для изготовления оригинал-макета журнала.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

Иллюстрации предоставляются отдельными исходными файлами, подающимися редактированию:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, подающихся редактированию, используя векторные программы: Visio (*.vsd, *.vsdx); Coreldraw (*.cdr); Excel (*.xls); Word (*.docx); Adobe Illustrator (*.ai); AutoCad (*.dxf); Matlab (*.ps, *.pdf или экспорт в формат *.ai);

— если редактор, в котором Вы изготавливаете рисунок, не позволяет сохранить в векторном формате, используйте функцию экспорта (только по отношению к исходному рисунку), например, в формат *.ai, *.esp, *.wmf, *.emf, *.svg;

— фото и растровые — в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

Наличие подрисуночных подписей и названий таблиц на русском и английском языках обязательно (желательно не повторяющих дословно комментарии к рисункам в тексте статьи).

В редакцию предоставляются:

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, e-mail), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате *.tif, *.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40×55 мм;

— экспертное заключение.

Список литературы составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц, doi;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц, doi;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Список литературы оформляйте двумя отдельными блоками по образцам lit.dot на сайте журнала (<http://i-us.ru/paperrules/>): Литература и References.

Более подробно правила подготовки текста с образцами изложены на нашем сайте в разделе «Руководство для авторов».

Контакты

Куда: 190000, Санкт-Петербург,
Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ
Кому: Редакция журнала «Информационно-управляющие системы»
Тел.: (812) 494-70-02
Эл. почта: i-us.spb@gmail.com
Сайт: www.i-us.ru