

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.4.9>

УДК 621.3211

СИНТЕЗ СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ

А. Н. Дегтярев, И. Л. Афонин, А. Л. Поляков, А. С. Кожемякин

Севастопольский государственный университет,
299053, Севастополь, ул. Университетская, 33

Статья поступила в редакцию 30 марта 2021 г.

Аннотация. В работе исследованы способы аппроксимации импульсной характеристики согласованного, физически реализуемого фильтра, имеющего минимально необходимое количество функциональных узлов. Предложены методы аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра, а именно: аппроксимация причинными физически реализуемыми функциями, в качестве которых выбраны корреляционные функции импульсных характеристик фильтров нижних частот (ФНЧ) Баттерворта; использование ряда Фурье для описания комплексного коэффициента передачи фильтра; непосредственное использование ряда Фурье для аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра. Как результат, существенно снижается количество элементов согласованного фильтра.

Ключевые слова: аппроксимация, импульсная характеристика, согласованный фильтр, амплитудно-частотная характеристика, автокорреляционная функция, комплексный коэффициент передачи.

Abstract. Methods for approximating the impulse response of a matched, physically realizable filter with the minimum required number of functional nodes are in the focus of the paper. Methods for approximating the pulse characteristics of a matched filter are proposed, namely: approximation by causal physically realizable functions, which are the correlation functions of the pulse characteristics of low-pass filters (LPF) Butterworth; using the Fourier series to describe the complex transmission coefficient of the filter; direct use of the Fourier series to approximate the impulse response of a matched filter. As a result, the number of elements of the matched filter is significantly reduced.

Key words: approximation, pulse response, matched filter, amplitude-frequency response, autocorrelation function, complex transmission coefficient.

Введение

Согласованный фильтр является оптимальным линейным фильтром для обнаружения сигналов на фоне аддитивного белого шума по нескольким критериям.

При аддитивном белом гауссовом шуме согласованный фильтр — это фильтр, который максимизирует отношение сигнал/среднеквадратичный уровень шума; фильтр, синтезируемый на основе метода проверки гипотез статистической теории обнаружения; также фильтр считается оптимальным по критерию Байеса.

Кроме того, согласованный фильтр используется в оптимальных устройствах оценки таких параметров сигнала, как, например, время запаздывания, доплеровский сдвиг частоты и постоянная амплитуда на фоне аддитивного белого гауссова шума [1,2].

Конструкций согласованных фильтров существует очень много. Это многообразие обуславливается прежде всего тем, что в каждом конкретном случае стремятся получить соответствующую импульсную характеристику фильтра, имеющую форму определенной функции, например, функции Бесселя, Чебышева, Баттерворта и т. д. Вместе с тем, каждый физически реализованный согласованный фильтр может считаться наилучшим лишь с точки зрения какой-либо конкретной его характеристики.

Согласованным фильтрам присущи ряд важных свойств, которые зависят от конкретных схемных решений.

Наиболее очевидными из основных свойств согласованного фильтра следует считать: зависимость коэффициента усиления от частоты; минимальное количество элементов фильтра, как пассивных, так и активных; чувствительность характеристик фильтра по отношению к параметрам

элементов или к частоте среза. Моделированию и синтезу согласованных фильтров уделяется достаточно много внимания [1-3].

В настоящей работе фактически сделана попытка решения двуединой задачи: максимально точная аппроксимация импульсной характеристики согласованного фильтра при минимально необходимом количестве элементов.

1. Основная часть

В соответствии с теоремой отсчетов любой сигнал $s(t)$, спектр которого ограничен частотой f_B , можно представить в виде ряда

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2f_B}\right) \frac{\sin(2\pi f_B t - \pi n)}{2\pi f_B t - \pi n}. \quad (1)$$

Фильтр, согласованный с сигналом $s(t)$, имеет импульсную характеристику вида

$$g(t) = s(T_c - t),$$

где T_c — длительность сигнала.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) согласованного фильтра $K(\omega)$ с точностью до постоянного множителя повторяет модуль спектральной плотности $S(\omega)$ сигнала $s(t)$. Примем

$$K(\omega) = S(\omega).$$

Поскольку спектр сигнала $s(t)$ ограничен частотой f_B , то амплитудно-частотная характеристика согласованного с этим сигналом фильтра также ограничена частотой f_B .

Таким образом, импульсную характеристику согласованного с сигналом $s(t)$ фильтра можно разложить в ряд по функциям отсчетов

$$g(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g\left(\frac{n}{2f_B}\right) \frac{\sin(2\pi f_B t - \pi n)}{2\pi f_B t - \pi n}.$$

Будем считать, что сигнал имеет конечную длительность

$$T_c < \infty,$$

тогда для его восстановления достаточно $N = 2f_B T_c$ отсчетов, и ряд (1)

преобразуется в конечную сумму

$$s(t) = \sum_{n=0}^N s\left(\frac{n}{2f_B}\right) \frac{\sin(2\pi f_B t - \pi n)}{2\pi f_B t - \pi n}. \quad (2)$$

Аналогично получаем

$$g(t) = \sum_{n=0}^N g\left(\frac{n}{2f_B}\right) \frac{\sin(2\pi f_B t - \pi n)}{2\pi f_B t - \pi n}. \quad (3)$$

Коэффициенты сумм (2) и (3) связаны между собой соотношением,

$$g\left(\frac{n}{2f_B}\right) = s\left(\frac{N-n}{2f_B}\right). \quad (4)$$

Выражения (3) и (4) позволяют реализовать согласованный с сигналом $s(t)$ фильтр в виде каскадного соединения фильтра с импульсной характеристикой вида $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$ и трансверсального фильтра, как показано на

рис. 1. Трансверсальный фильтр состоит из элементов задержки, рассчитанных на время задержки, равное $\Delta t = \frac{1}{2f_B}$, усилителей с коэффициентами усиления,

равными $g\left(\frac{n}{2f_B}\right)$, и сумматора Σ .

При практической реализации рассмотренного согласованного фильтра затруднения вызывает создание фильтра с импульсной характеристикой вида $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$. Фильтр с такой импульсной характеристикой физически не реализуется, поэтому практическая реализация согласованного фильтра приводит к необходимости использовать трансверсальный фильтр с много большим, чем $N = 2f_B T_c$, числом элементов задержки.

Целью работы является разработка способа аппроксимации импульсной характеристики физически реализуемого согласованного фильтра, имеющего минимально необходимое число функциональных узлов.

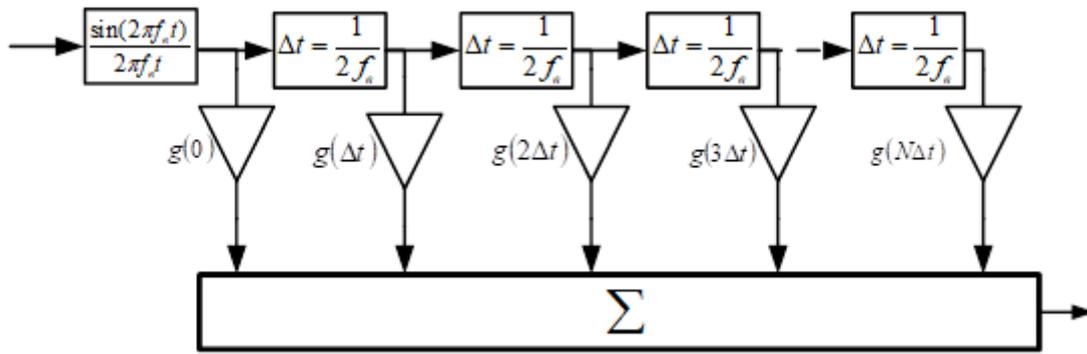


Рис. 1. Структурная схема согласованного фильтра.

Для достижения поставленной цели необходимо аппроксимировать импульсную характеристику вида $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$ причинными физически реализуемыми функциями. В качестве таких причинных функций выберем корреляционные функции импульсных характеристик фильтров нижних частот (ФНЧ) Баттерворта.

Отметим, что в этом случае фильтр с импульсной характеристикой вида $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$ может быть представлен как каскадное соединение фильтра Баттерворта (Ф1) и фильтра, согласованного с импульсной характеристикой фильтра Баттерворта (Ф2), как показано на рис. 2. При воздействии на вход первого фильтра (Ф1) δ -функции удастся получить на выходе второго фильтра (Ф2) сигнал, по форме приближающийся к функции отсчетов. На рис. 3 в качестве примера показаны импульсные характеристики нормированных фильтров нижних частот Баттерворта 4, 6, 10, 12 и 20 порядков.

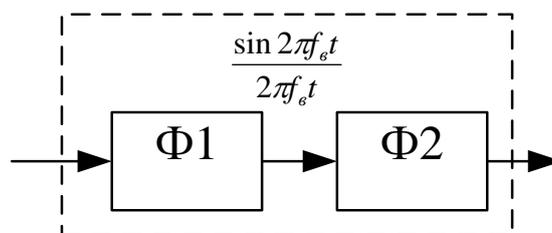
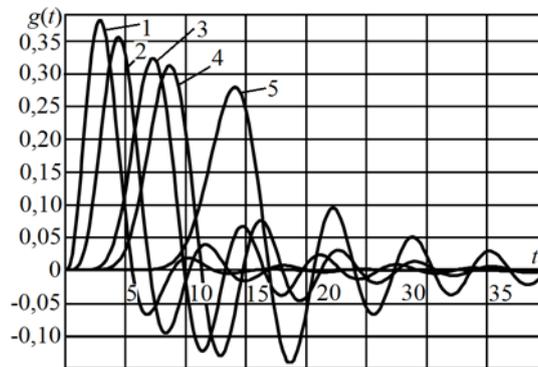


Рис. 2. Структурная схема фильтра с импульсной характеристикой вида $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$.

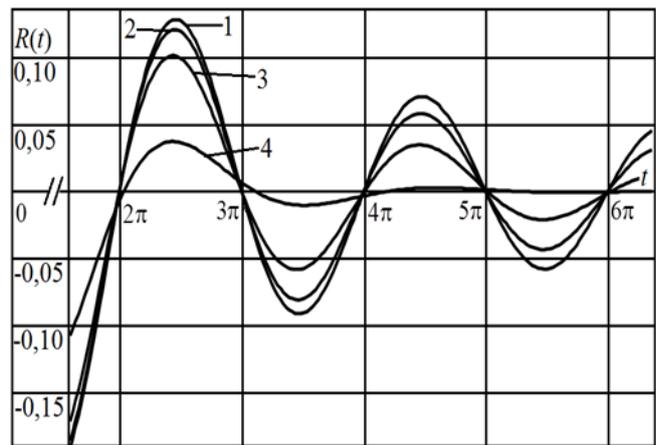
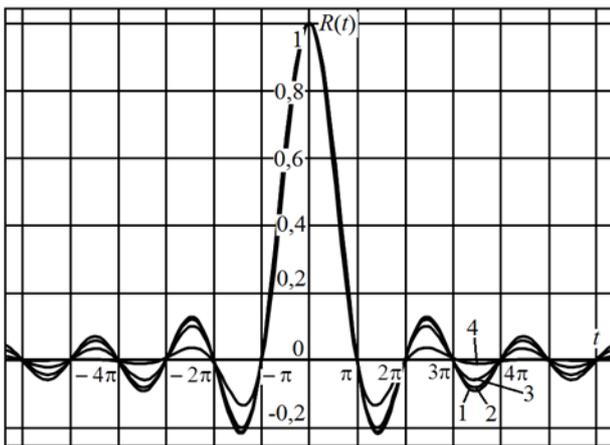
Из рис. 3 видно, что повышение порядка фильтра приводит к увеличению длительности его импульсной характеристики.

На рис. 4б показаны нормированные автокорреляционные функции импульсных характеристик, а на рис. 4а график функции $\frac{\sin t}{t}$, которая описывает импульсную характеристику идеального фильтра. Как и следовало ожидать, форма корреляционной функции импульсной характеристики фильтра Баттерворта при повышении его порядка приближается к функции вида $\frac{\sin t}{t}$.



1 — 4-го порядка; 2 — 6-го порядка; 3 — 10-го порядка;
4 — 12-го порядка; 5 — 20-го порядка

Рис. 3. Импульсные характеристики нормированных ФНЧ Баттерворта.



а)

б)

1 — функция $\sin ct$; нормированные корреляционные функции импульсных характеристик нормированных ФНЧ Баттерворта:

2 — 20-го порядка; 3 — 10-го порядка; 4 — 4-го порядка

Рис. 4. Функция $\sin ct$ и нормированные корреляционные функции импульсных характеристик, нормированных ФНЧ Баттерворта.

Платой за это является увеличение длительности корреляционной функции импульсной характеристики.

Итак, поставленная задача сводится к разработке способа аппроксимации импульсной характеристики фильтра, согласованного с импульсной характеристикой физически реализуемого фильтра.

В работе [5] рассматривалась возможность разложения причинной функций $s(t)$ с заданным модулем спектральной плотности $S(\omega)$ по функциям $\varphi_k(t) = \varphi(t - k\alpha)$, смещенным на интервалы времени, кратные α . При этом считалось, что функции $\varphi_k(t)$ имеют модуль спектральной плотности, равный $S(\omega)$, а аргумент спектральной плотности функции $\varphi_0(t)$ минимально уклоняется от частотной оси. При таком предположении функция $\varphi_0(t)$ может рассматриваться как импульсная характеристика физически реализуемой линейной минимально-фазовой системы.

В качестве физически реализуемой линейной минимально-фазовой системы будем использовать фильтр Баттерворта.

Используя указанный в [5] подход, импульсную характеристику фильтра, согласованного с импульсной характеристикой фильтра Баттерворта, можно записать как

$$g_{\text{СФ}}(t) = \varphi(T_{\text{ИХ}} - t)$$

($T_{\text{ИХ}}$ — учитываемая длительность импульсной характеристики фильтра Баттерворта), можно представить в виде

$$g_{\text{СФ}}(t) = \sum_{k=0}^K a_k \varphi(t - k\alpha), \quad (5)$$

где $\varphi_k(t) = \varphi(t - k\alpha)$ — импульсные характеристики фильтра Баттерворта, смещенные на интервалы времени, кратные α , a_k — неизвестные коэффициенты.

Выражение (5) позволяет реализовать фильтр Ф2 (рис. 2) в виде каскадного соединения фильтра Баттерворта с импульсной характеристикой $\varphi_0(t)$ и трансверсального фильтра как это показано на рис. 5.

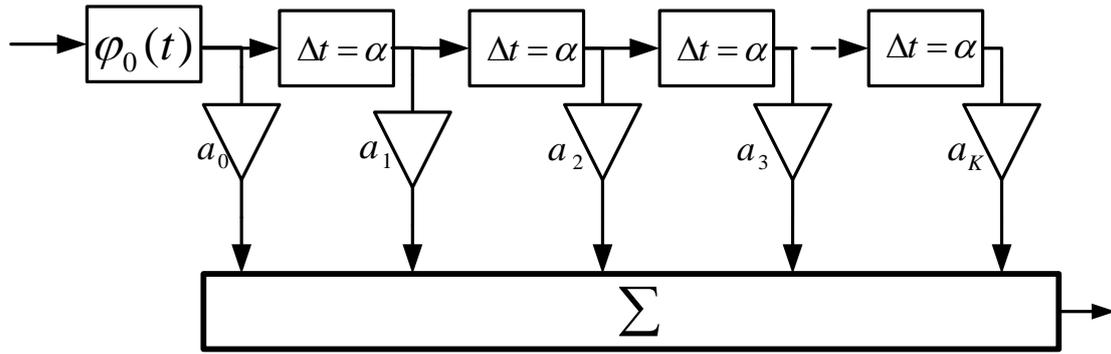


Рис. 5. Реализация фильтра, согласованного с импульсной характеристикой фильтра Ф1.

Для построения фильтра, изображенного на рис. 5, необходимо определить α и a_k .

Один из способов вычисления указанных величин состоит в минимизации среднего квадрата ошибки аппроксимации импульсной характеристики суммой (5).

Средний квадрат ошибки аппроксимации записывается в виде,

$$\Delta = \int_0^{T_c} \left(g_{\text{СФ}}(t) - \sum_{k=0}^K a_k \varphi(t - k\alpha) \right)^2 dt.$$

Неизвестные коэффициенты a_k и значение интервала смещения α найдем, минимизируя Δ , решив относительно a_k систему уравнений

$$\frac{d\Delta}{da_k} = 0.$$

Недостаток этого способа состоит в необходимости подбирать значение интервала α .

Второй способ состоит в определении коэффициентов a_k при фиксированном α . Причем величина интервала α определяется значениями двух параметров: учитываемой полосой пропускания фильтра Баттерворта f_B и учитываемой длительностью импульсной характеристики этого фильтра $T_{\text{ИХ}}$.

В общем случае можно записать

$$g_{\text{СФ}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \varphi(t - k\alpha). \quad (6)$$

Прямое преобразование Фурье от обеих частей выражения (6) дает

$$G_{\text{СФ}}(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k G(j\omega) e^{-j\omega k\alpha}, \quad (7)$$

где $G(j\omega) = G(\omega)e^{j\vartheta(\omega)}$ — комплексный коэффициент передачи, $G(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика, $\vartheta(\omega)$ — фазо-частотная характеристика фильтра Баттерворта; $G_{\text{СФ}}(j\omega) = G(\omega)e^{-j(\omega T_{\text{нх}} + \vartheta(\omega))}$ — комплексный коэффициент передачи фильтра, согласованного с импульсной характеристикой фильтра Баттерворта.

Разделим обе части выражения (6) на $G(j\omega)$ и получим

$$F(j\omega) = e^{-j(\omega T_{\text{нх}} + 2\vartheta(\omega))} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{-j\omega k\alpha}. \quad (8)$$

Правая часть равенства (8) является рядом Фурье. Следовательно, функция $e^{-j(\omega T_{\text{нх}} + 2\vartheta(\omega))}$ является периодической с периодом

$$\Omega = \frac{2\pi}{\alpha}.$$

Откуда имеем

$$\alpha = \frac{2\pi}{\Omega}.$$

Поскольку функция $F(j\omega)$ имеет период Ω , то

$$F(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(j\omega - nj\Omega).$$

В связи с тем, что $G(\omega)$ убывает по мере удаления от центральной частоты фильтра, уровень слагаемых $F(j\omega - nj\Omega)$ уменьшается с ростом n . Следовательно, период Ω необходимо увеличивать. Однако в этом случае растет число значащих слагаемых, обеспечивающих практическую точность аппроксимации.

Целесообразно выбрать $\Omega = 4\pi f_{\text{В}} = 2\omega_{\text{В}}$.

Неизвестные коэффициенты a_k определяются как

$$a_k = \frac{1}{2\omega_B} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} e^{-j(\omega T_{\text{ИХ}} + 2\vartheta(\omega))} e^{j\omega k\alpha} d\omega.$$

Поскольку импульсная характеристика фильтра, согласованного с сигналом $\varphi_0(t)$ должна быть равна нулю, начиная с момента времени равного $T_{\text{ИХ}}$ целесообразно интервал аппроксимации выбрать большим, чем $T_{\text{ИХ}}$. Примем интервал аппроксимации равным $2T_{\text{ИХ}}$.

Тогда, число слагаемых, достаточных для аппроксимации суммой (5) импульсной характеристики фильтра, согласованного с импульсной характеристикой фильтра Баттерворта, равно

$$K = \frac{2T_{\text{ИХ}}}{\alpha} = \frac{2T_{\text{ИХ}}\omega_B}{\pi} = 4T_{\text{ИХ}}f_B.$$

Рассмотрим пример. Пусть сигнал ограничен по частоте нормированным фильтром Баттерворта 2-го порядка. Такой фильтр имеет импульсную характеристику вида

$$\varphi_0(t) = 1(t)\sqrt{2}e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}t} \sin \frac{\sqrt{2}}{2}t, \quad (9)$$

где $1(t)$ — функция Хевисайда.

Функция (9) показана на рис. 6 (кривая 2).

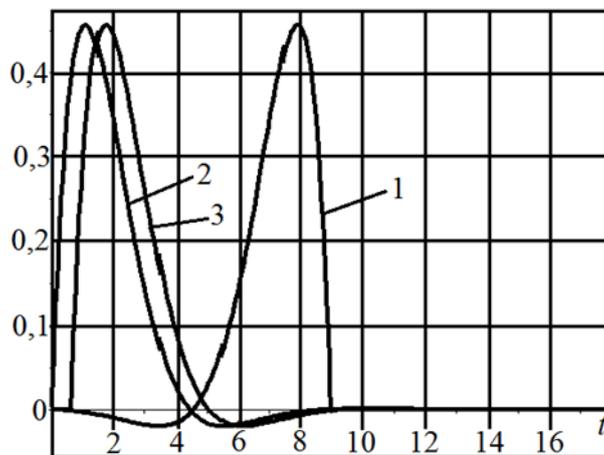


Рис. 6. Импульсные характеристики фильтров.

В соответствии с рис. 6 примем $T_{\text{ИХ}} = 9$.

Импульсная характеристика согласованного с сигналом (9) фильтра имеет вид

$$\varphi_{\text{СФ}}(t) = [1(t) - 1(t - 9)]\sqrt{2}e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}(9-t)} \sin \frac{\sqrt{2}}{2}(9 - t). \quad (10)$$

Функция $\varphi_{\text{СФ}}(t)$ показана на рис. 6 (кривая 1).

Комплексный коэффициент передачи нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка имеет вид

$$G(j\omega) = \frac{-\omega^2 + 1 - j\sqrt{2}\omega}{\omega^4 + 1}.$$

АЧХ нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка (рис. 7) записывается как

$$G(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + 1}}.$$

ФЧХ нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка записывается как

$$\vartheta(\omega) = \text{arctg} \left(\frac{-\sqrt{2}\omega}{-\omega^2 + 1} \right).$$

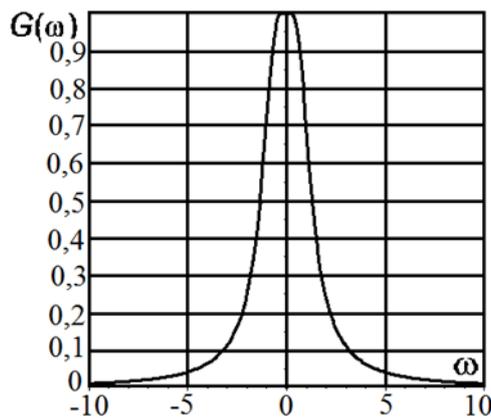


Рис. 7. АЧХ фильтра Баттерворта 2-го порядка.

В соответствии с рис. 7 примем $\omega_B = 10$.

Число слагаемых, достаточных для аппроксимации функции

$$K = \frac{2T_{\text{ИХ}}\omega_B}{\pi} = \frac{2 \cdot 9 \cdot 10}{\pi} \approx 57.$$

$$\text{Интервал смещения } \alpha = \frac{2\pi}{\Omega} = \frac{\pi}{\omega_B} = \frac{\pi}{10} \approx 0,314.$$

Кривая 3 рис. 6 соответствует функции $\varphi_2(t)$.

Результат аппроксимации импульсной характеристики фильтра, согласованного с импульсной характеристикой нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка, показан на рис. 8 (кривая 2). Кривая 1 на рис. 8 соответствует функции (10).

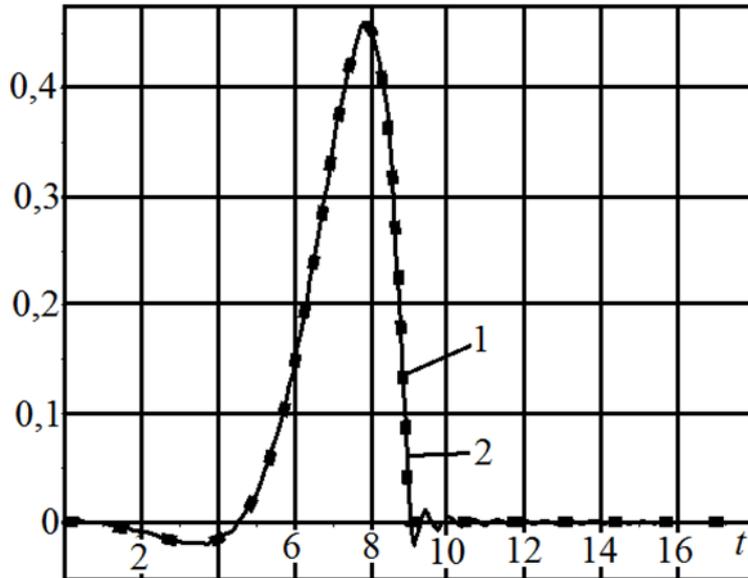


Рис. 8. Результат аппроксимации импульсной характеристики фильтра, согласованного с импульсной характеристикой нормированного ФНЧ Баттерворта 2-го порядка

$$f(t) = \frac{g_{\text{CF}}(t)}{e^{-\frac{t}{\tau}}} = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2\pi}{T} nt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{2\pi}{T} nt,$$

где коэффициенты c_0, a_n, b_n определяются как коэффициенты ряда Фурье.

В рассмотренном выше методе аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра ряд Фурье использовался для описания комплексного коэффициента передачи этого фильтра (8). Другой подход состоит в непосредственном использовании ряда Фурье для аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра, которую можно представить в виде,

$$g_{\text{CF}}(t) = s(T-t) = 1(t) e^{-\frac{t}{\tau}} \left[c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \frac{2\pi}{T} nt + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin \frac{2\pi}{T} nt \right], \quad (11)$$

где множитель $1(t)e^{-\frac{t}{\tau}}$ обеспечивает аperiodичность импульсной характеристики, T — период функции.

Согласно выражению (11), импульсная характеристика согласованного фильтра содержит составляющие,

$$g_0(t) = 1(t)e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (12)$$

$$g_{sn}(t) = 1(t)e^{-\frac{t}{\tau}} \sin \frac{2\pi}{T} nt. \quad (13)$$

$$g_{cn}(t) = 1(t)e^{-\frac{t}{\tau}} \cos \frac{2\pi}{T} nt, \quad (14)$$

Следовательно, согласованный фильтр можно построить в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 9.

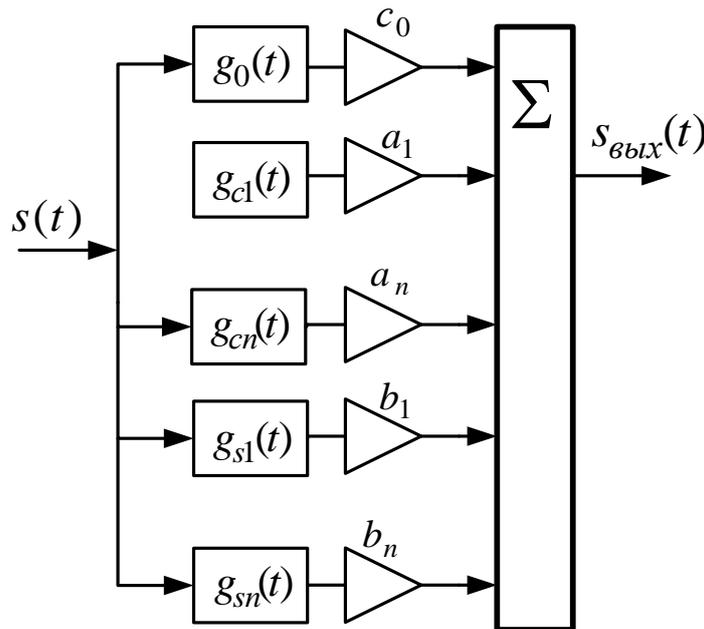


Рис. 9. Структурная схема согласованного фильтра.

В качестве примера рассмотрим случай, когда $s(t)$ представляет собой импульсную характеристику нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка (9).

Примем число слагаемых ряда, входящего в выражение (11), равным $N = 70$; длительность сигнала $T_s = 3\sqrt{2}\pi$; постоянную времени определим как

$\tau = \frac{T_s}{3\sqrt{2}}$. Результат аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра показан на рис. 10.

Как видно из рис. 10, на начальном интервале времени импульсная характеристика согласованного фильтра колеблется, причем колебания имеют достаточно большой размах. Размах колебаний зависит от числа слагаемых в сумме ряда Фурье (табл. 1). Заметим, что максимум импульсной характеристики равен 0,456.

Зависимость максимального размаха колебаний от числа слагаемых в сумме ряда Фурье представлена в табл. 1.

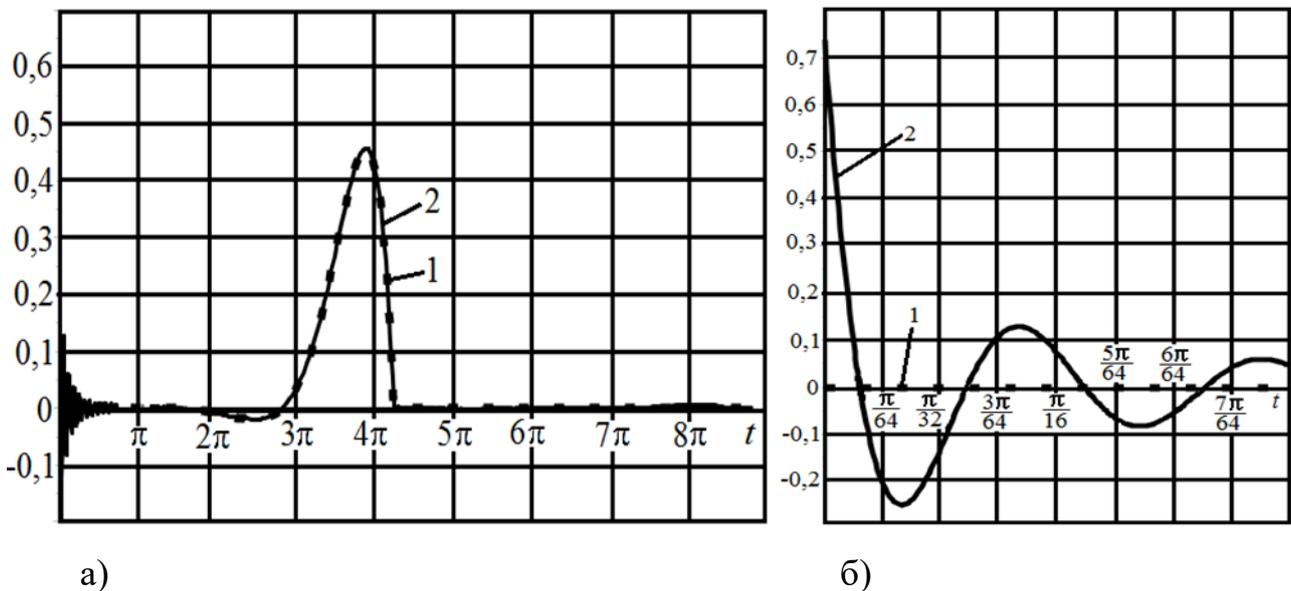


Рис. 10. Результат аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра согласно выражению (11).

Таблица 1

Число слагаемых	70	200	500	600	1000	2000
Размах колебаний	0,9	0,525	0,21	0,175	0,105	0,053

Поскольку функция $f(t)$ имеет период T , то

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(t - nT).$$

В связи с тем, что множитель $1(t)e^{-\frac{t}{\tau}}$ убывает по мере увеличения t , уровень слагаемых $f(t - nT)$ уменьшается с ростом t . Следовательно, период T необходимо увеличивать, т.е. T должен быть больше учитываемой длительности сигнала T_s , а постоянную времени τ необходимо уменьшать. Однако в этом случае растет число значащих слагаемых, обеспечивающих практическую точность аппроксимации.

Кроме того, на практике наиболее просто реализуются составляющие импульсной характеристики вида (12) и (13). Компоненты вида (14) получаются путем дифференцирования составляющих (13). Физическая реализация широкополосных дифференцирующих устройств представляет собой сложную техническую задачу.

Для исключения недостатков рассмотренных выше методов целесообразно представить согласованный фильтр в виде устройства, показанного на рис. 11. В этом устройстве, по сравнению с фильтром, показанным на рис. 5, элементы задержки заменены одинаковыми фильтрами с комплексными коэффициентами передачи, равными $K(j\omega)$.

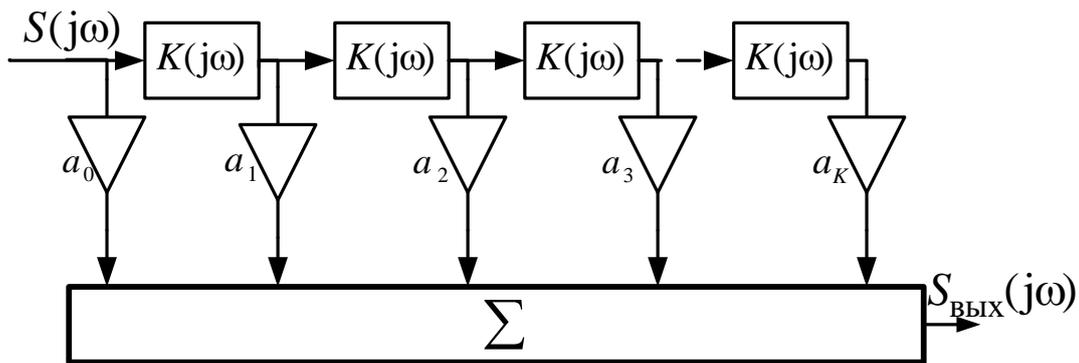


Рис. 11. Структурная схема согласованного фильтра.

Спектральная плотность выходного сигнала такого согласованного фильтра определяется как,

$$S_{\text{ВЫХ}}(j\omega) = S(j\omega) \sum_{k=0}^K a_k K^k(j\omega).$$

Комплексный коэффициент передачи согласованного фильтра имеет вид,

$$K_{C\Phi}(j\omega) = \sum_{k=0}^K a_k K^k(j\omega).$$

Очевидно, что для упрощения конструкции фильтра составляющие его звенья должны реализовываться достаточно просто.

Если $K(j\omega)$ является комплексным коэффициентом передачи фильтра нижних частот первого порядка, т.е.

$$K(j\omega) = \frac{1}{j\omega\tau + 1},$$

то обратное преобразование Фурье от $K^k(j\omega)$ запишется как

$$g_k(t) = 1(t) \cdot \frac{1}{(k-1)!} \cdot \frac{1}{\tau^k} \cdot t^{k-1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Тогда импульсная характеристика согласованного фильтра запишется как

$$g_{C\Phi}(t) = \sum_{k=0}^K a_k g_k(t) = 1(t) e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{k=0}^K a_k \frac{1}{(k-1)!} \cdot \frac{1}{\tau^k} \cdot t^{k-1}, \quad (15)$$

т.е. представляет собой произведение убывающего со временем множителя $1(t)e^{-\frac{t}{\tau}}$ на полином. Таким образом, согласно теореме Вейерштрасса можно определить коэффициенты a_k полинома, который минимизирует средний квадрат ошибки аппроксимации функции $g_{C\Phi}(t)$ [4].

В качестве примера рассмотрим случай, когда $s(t)$ представляет собой импульсную характеристику нормированного фильтра Баттерворта 2-го порядка (9).

Примем число слагаемых ряда, входящего в выражение (15), равным $N = 155$; длительность сигнала $T_s = 8,89$; постоянную времени определим как $\tau = 0,05$. Результат аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра показан на рис. 12.

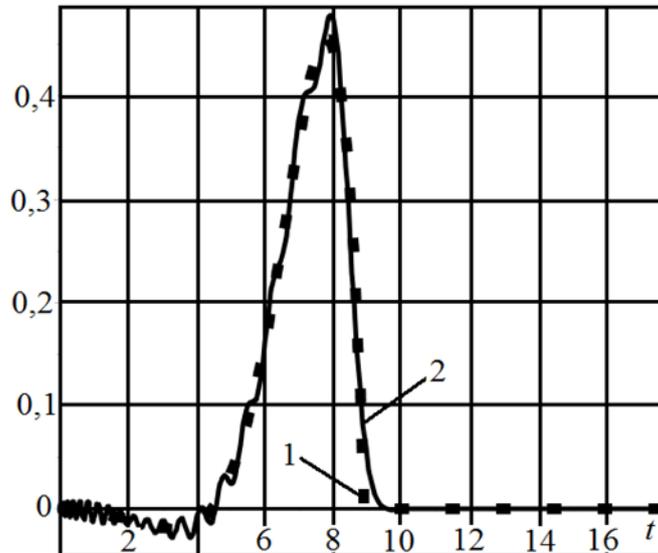


Рис. 12. Результат аппроксимации импульсной характеристики согласованного фильтра согласно выражению (15).

Заключение

Поскольку, классический подход подразумевает применение для аппроксимации согласованного фильтра с импульсной характеристикой $\frac{\sin(2\pi f_B t)}{2\pi f_B t}$ фильтров нижних частот, то для достижения требуемой точности время задержки каждого задерживающего элемента необходимо выбирать малым. Так, если для реализации согласованного фильтра классическим способом использовать исходные данные приведенного выше примера, то число элементов задержки должно быть равно $57N$ (N — число отсчетов сигнала, с которым фильтр согласован).

В свою очередь, применение предложенного метода требует всего $57 + N$ элементов для достижения аналогичной точности.

Литература

1. Макаров А.М., Ермаков А.С. Оптимальный согласованный фильтр для обнаружения сигнала на фоне шума с неизвестной корреляционной функцией. *Известия ЮФУ. Технические науки*. 2015. №11(172). С.42-54.

2. Попов Д.И. Обнаружение стохастических радиолокационных сигналов. *Известия ВУЗов. Поволжский регион. Технические науки*. 2017. №3(43). С.26-35. <https://doi.org/10.21685/2072-3059-2017-3-2>
3. Санников В.Г., Алёшинцев А.В. Математическое моделирование многочастотного модема с повышенной помехоустойчивостью. *T-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2016. Т.10. №7. С.52-58.
4. Яремко Н.Н., Селютин В.Д., Журавлева Е.Г. Новые формулы обращения для интегральных преобразований Лапласа, Вейерштрасса и Меллина. *Известия ВУЗов. Поволжский регион. Физико-математические науки*. 2018. №1(45). С.24-35. <https://doi.org/10.21685/2072-3040-2018-1-2>
5. Дегтярев А.Н. *Ортогонализация функций и повышение помехоустойчивости высокоскоростных систем передачи информации*. Москва, Инфра-М. 2015. 152 с.

Для цитирования:

Дегтярев А.Н., Афонин И.Л., Поляков А.Л., Кожемякин А.С. Синтез согласованных фильтров. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.4.9>