



УДК 621.396.6; 621.375.13

В. А. Симон, В. А. Герасимов, Д. К. Кострин, Л. М. Селиванов, А. А. Ухов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Режекторный фильтр с настраиваемыми параметрами

Описано устройство режекторного фильтра с возможностью регулировки центральной частоты и добротности. Область применения разработанного низкочастотного режекторного фильтра включает различные радиофизические устройства, такие как низкочастотная радиоаппаратура, а также приборы для регистрации биомедицинской информации. Рассмотрена структурная схема фильтра и принцип его работы, приводятся формулы для расчета характеристик фильтра.

Режекторный фильтр, фазовый фильтр, подавление помехи, добротность, операционный усилитель

В настоящее время для обработки сигналов в различных радиофизических устройствах в основном используются цифровые фильтры, отличающиеся способностью адаптироваться под параметры обрабатываемого сигнала и высокой стабильностью характеристик. Тем не менее, динамический диапазон цифровых фильтров ограничен, по меньшей мере, разрядностью цифрового сигнала. Разрядность современных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) массового сегмента рынка достигает 24 бит, что позволяет регистрировать и обрабатывать сигнал, обладающий значительной шумовой составляющей.

Если отношение сигнал/шум становится значительно меньше единицы, а амплитуда полезного сигнала имеет один порядок с величиной шума квантования, целесообразно использовать аналоговый фильтр в качестве звена предварительной обработки для качественного выделения информативной составляющей на фоне помехи. Также следует отметить необходимость применения аналоговых фильтров для защиты от наложения спектров на входе АЦП: гармоники сигнала с частотой, превышающей частоту Найквиста (половина частоты дискретизации АЦП), вносят искажения в полезную часть сигнала, расположенную по частотной сетке ниже частоты Найквиста. Для сглаживания сигналов на выходе цифроанало-

вых преобразователей в настоящее время также широко используются аналоговые фильтры.

Наибольшее распространение в электронике получили несколько типов фильтров, различающихся формой амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристик. Все пропускающие, или фазовые, фильтры имеют постоянную АЧХ для любых частот, равную единице, но при этом изменяют фазовый портрет сигнала. На резонансной частоте все пропускающий фильтр искажает фазу сигнала на величину, равную $n \cdot 90^\circ$, где n – порядок фильтра. Полоса пропускания фильтров нижних частот лежит по левую сторону по оси частот от граничной частоты, а полоса подавления – по правую сторону. В свою очередь, фильтры верхних частот пропускают сигналы, частота которых выше граничной частоты, и подавляют остальные сигналы. Полосовые фильтры пропускают или подавляют гармоники сигнала, находящиеся в определенном диапазоне частот, ограниченном минимальной и максимальной частотами. Реальный полосовой фильтр имеет экстремум АЧХ на центральной частоте, которая обычно расположена в середине рабочего диапазона частот фильтра.

В качестве разновидности полосовых фильтров можно выделить узкополосные полосно-пропускающие и полосно-подавляющие фильтры.

Эти устройства получили название режекторных фильтров. Они применяются для удаления из спектра сигнала одной гармоники: при подавлении помехи от промышленной электросети переменного тока в высококачественной аудиотехнике; для предотвращения самовозбуждения усилителя мощности звуковой частоты на некоторой резонансной гармонике при возникновении паразитной обратной связи между выходом и входом усилителя.

Абстрактное математическое описание характеристик режекторного фильтра возможно с помощью комплексной передаточной функции, которая записывается в виде [1]

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}, \quad (1)$$

где s – комплексная переменная, равная произведению частоты ω на мнимую единицу $j = \sqrt{-1}$; ω_0 – центральная частота режекторного фильтра; Q – добротность фильтра. Центральная частота и добротность определяются исходя из конкретной схмотехнической или программной реализации фильтра и могут зависеть от различных параметров устройства. В качестве модуля комплексной функции $H(s)$ выступает АЧХ $A(\omega)$, а ее аргументом является ФЧХ $\Phi(\omega)$:

$$H(j\omega) = A(\omega) \exp(j\Phi(\omega)).$$

Исходя из формулы Эйлера, связывающей показательную и тригонометрическую формы комплексного числа, можно получить выражение для функций $A(\omega)$ и $\Phi(\omega)$:

$$A(\omega) = \sqrt{(\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (\operatorname{Im} H(j\omega))^2}, \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= \arcsin \left(\frac{\operatorname{Im} H(j\omega)}{\sqrt{(\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (\operatorname{Im} H(j\omega))^2}} \right) = \\ &= \operatorname{arctg} \left(\frac{\operatorname{Im} H(j\omega)}{\operatorname{Re} H(j\omega)} \right), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\operatorname{Re} H(j\omega)$ и $\operatorname{Im} H(j\omega)$ – действительная и мнимая части комплексной передаточной функции $H(j\omega)$ соответственно. Поскольку ФЧХ режекторного фильтра находится в диапазоне $-90^\circ \dots +90^\circ$, в (3) для функции $\Phi(\omega)$ следует использовать арксинус или арктангенс.

Чтобы получить функции $\operatorname{Re} H(j\omega)$ и $\operatorname{Im} H(j\omega)$ в явном виде, нужно умножить (1) на дробь, в числителе и знаменателе которой находится полином второго порядка, комплексно сопряженный со знаменателем передаточной функции $H(s)$:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \frac{s^2 + \omega_0^2 - \frac{\omega_0}{Q}s}{s^2 + \omega_0^2 - \frac{\omega_0}{Q}s} = \\ &= \frac{(s^2 + \omega_0^2)^2 - s(s^2 + \omega_0^2) \frac{\omega_0}{Q}}{(s^2 + \omega_0^2)^2 - \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 s^2} = \\ &= \frac{s^4 - \frac{\omega_0}{Q}s^3 + 2\omega_0^2 s^2 - \frac{\omega_0^3}{Q}s + \omega_0^4}{s^4 + \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2 s^2 + \omega_0^4}. \end{aligned} \quad (4)$$

Учитывая, что $s = j\omega$, $s^2 = -\omega^2$, $s^3 = -j\omega^3$, $s^4 = \omega^4$, (4) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{\omega^4 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega^3 - 2\omega_0^2\omega^2 - j\frac{\omega_0^3}{Q}\omega + \omega_0^4}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2 + \omega_0^4} = \\ &= \frac{\omega^4 - 2\omega_0^2\omega^2 + \omega_0^4}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2 + \omega_0^4} + \\ &+ j \frac{\frac{\omega_0}{Q}\omega^3 - \frac{\omega_0^3}{Q}\omega}{\omega^4 - \left(2 - \frac{1}{Q^2}\right)\omega_0^2\omega^2 + \omega_0^4}. \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) получаются действительная и мнимая составляющие передаточной функции $H(j\omega)$:

$$\operatorname{Re} H(j\omega) = \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2}, \quad (6)$$

$$\operatorname{Im} H(j\omega) = \frac{\frac{\omega_0}{Q}\omega(\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2}. \quad (7)$$

АЧХ режекторного фильтра согласно (2), (6) и (7) имеет вид

$$\begin{aligned}
 A(\omega) &= \frac{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2} \times \\
 &\times \sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2} = \\
 &= \frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2}}. \quad (8)
 \end{aligned}$$

ФЧХ режекторного фильтра можно получить, подставив в (3) выражения (6) и (7):

$$\begin{aligned}
 \Phi(\omega) &= \arcsin \left[\sqrt{\frac{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2}} \times \right. \\
 &\times \left. \frac{\frac{\omega_0}{Q} \omega (\omega^2 - \omega_0^2)}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2} \right] = \\
 &= \arcsin \left[\frac{\frac{\omega_0}{Q} \omega \operatorname{sgn}(\omega^2 - \omega_0^2)}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\right)^2 \omega^2}} \right],
 \end{aligned}$$

где $\operatorname{sgn}(\omega^2 - \omega_0^2)$ – функция, значение которой равно: -1 при $\omega < \omega_0$; 0 при $\omega = \omega_0$; 1 при $\omega > \omega_0$. Если для определения ФЧХ использовать арктан-

генс, то можно избавиться от функции $\operatorname{sgn}(\omega^2 - \omega_0^2)$ и получить следующее выражение:

$$\Phi(\omega) = \operatorname{arctg} \left(\frac{\omega_0}{Q} \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_0^2} \right). \quad (9)$$

Для визуализации характеристик фильтра построены графики АЧХ и ФЧХ по выражениям (8) и (9) для добротности $Q = 1$ (рис. 1, 2) и $Q = 10$ (рис. 3, 4). По оси абсцисс отложена частота, нормированная на величину центральной частоты фильтра ω_0 , а по оси ординат – амплитуда выходного сигнала фильтра в децибелах или фаза в градусах.

Из графиков (рис. 1–4) видно, что при увеличении добротности режекторного фильтра уменьшается ширина полосы подавления: $Q = \omega_0/\Delta\omega$, где $\Delta\omega$ – ширина полосы подавления фильтра по уровню 0.7 (или 3 дБ) от максимума АЧХ. Следовательно, при высокой добротности негативное влияние фильтра на спектр сигнала минимально: подавляется только одна гармоника с узкой окрестностью вокруг нее. Величина этой окрестности, при необходимости, может быть уменьшена до «естественной ширины» гармоники в спектре сигнала. Однако при сужении полосы подавления точная настройка фильтра на заданную частоту усложняется, поскольку при этом ширина полосы подавления уменьшается до разрешающей способности регулировочного узла фильтра, в качестве которого, как правило, выступает переменный резистор или цифровой потенциометр. Поэтому для максимизации полезного действия фильтра на обрабатываемый сигнал важен выбор оптимального значения добротности.

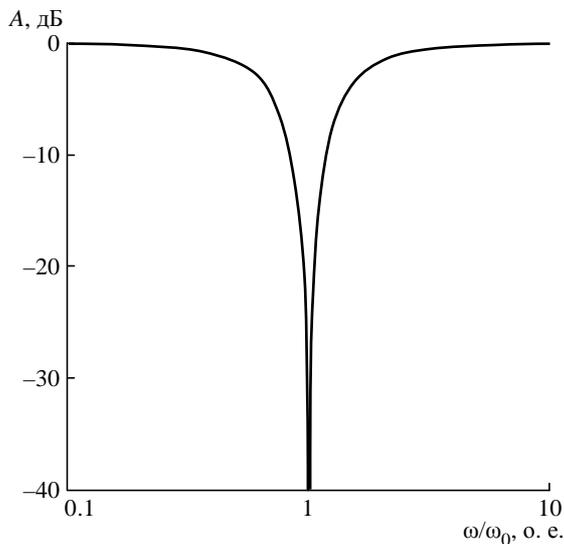


Рис. 1

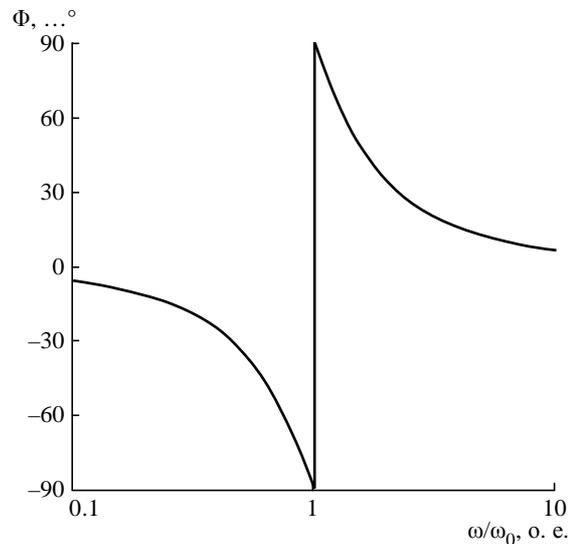


Рис. 2

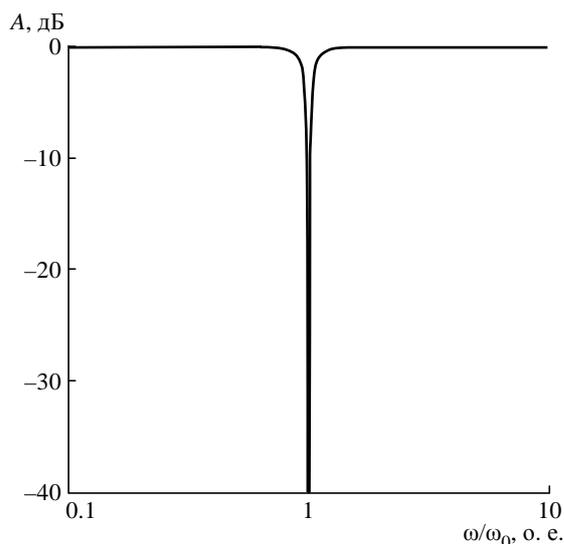


Рис. 3

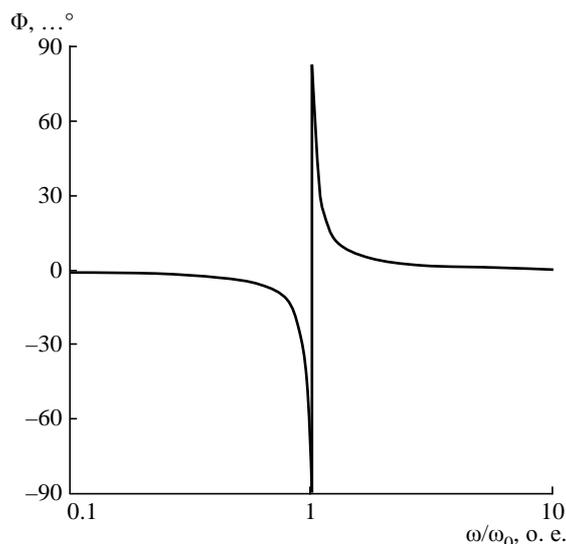


Рис. 4

Решение задачи подавления одночастотной помехи связано с настройкой режекторного фильтра на частоту подавляемой гармоники. Если частота шумовой гармоники в сигнале меняется слабо, колеблясь около своего среднестатистического значения, то фильтр достаточно отрегулировать однократно. Центральная частота должна быть настроена на среднюю частоту шумовой гармоники, а ширина полосы подавления не должна быть меньше удвоенного среднеквадратического отклонения частоты помехи. Следует учесть, что максимальная ширина полосы подавления должна быть выбрана таким образом, чтобы фильтр не вносил заметных искажений в полезную часть спектра сигнала.

В качестве примера одночастотной помехи можно привести помеху промышленной частоты переменного тока. В промышленных электросетях России и европейских стран, а также в большинстве стран Африки и континентальной части Азии преобладает переменный ток частотой 50 Гц. В Северной Америке, а также государствах на севере Южной Америки преобладает частота 60 Гц. В Японии представлены электросети с частотой как 50 Гц, так и 60 Гц. На кораблях, подводных лодках и самолетах могут использоваться сети переменного тока с частотой 400 Гц.

Отклонение частоты переменного тока в промышленных электросетях регламентируется государственными стандартами. Согласно ГОСТ 32144–2013 «отклонение частоты в синхронизированных системах электроснабжения не должно превышать ± 0.2 Гц в течение 95 % времени интервала в одну неделю и ± 0.4 Гц в течение 100 % времени интервала в одну неделю» [2]. При проектировании ре-

жекторного фильтра на частоту 50 ± 0.4 Гц добротность этого фильтра целесообразно рассчитать следующим образом: $Q = 50 \text{ Гц} / (2 \cdot 0.4 \text{ Гц}) \approx 50$. При этом ширина полосы подавления фильтра составит 1 Гц.

Также в ГОСТ 32144–2013 указано, что «отклонение частоты в изолированных системах электроснабжения с автономными генераторными установками, не подключенных к синхронизированным системам передачи электрической энергии, не должно превышать ± 1 Гц в течение 95 % времени интервала в одну неделю и ± 5 Гц в течение 100 % времени интервала в одну неделю» [2]. В условиях полевого лагеря электропитание осуществляется от автономных электрогенераторов, не способных поддерживать такую же стабильность частоты вырабатываемого переменного тока, какую обеспечивают крупные электростанции, что отчетливо проявляется при подключении к генератору мощных электроустановок. Добротность режекторного фильтра на частоту 50 ± 5 Гц рассчитывается как $Q = 50 \text{ Гц} / (2 \cdot 5 \text{ Гц}) = 5$, и ширина полосы подавления фильтра составит 10 Гц, что в 10 раз больше, чем в случае с синхронизированными системами электроснабжения. Если вблизи 50 Гц расположены информативные части спектра полезного сигнала, то они могут быть искажены фильтром.

Чтобы устранить необходимость в увеличении полосы подавления фильтра и тем самым избежать нежелательных искажений сигнала, можно использовать автоматическую подстройку центральной частоты режекторного фильтра, позволяющую следить за изменением частоты помехи. Подстройка центральной частоты фильтра

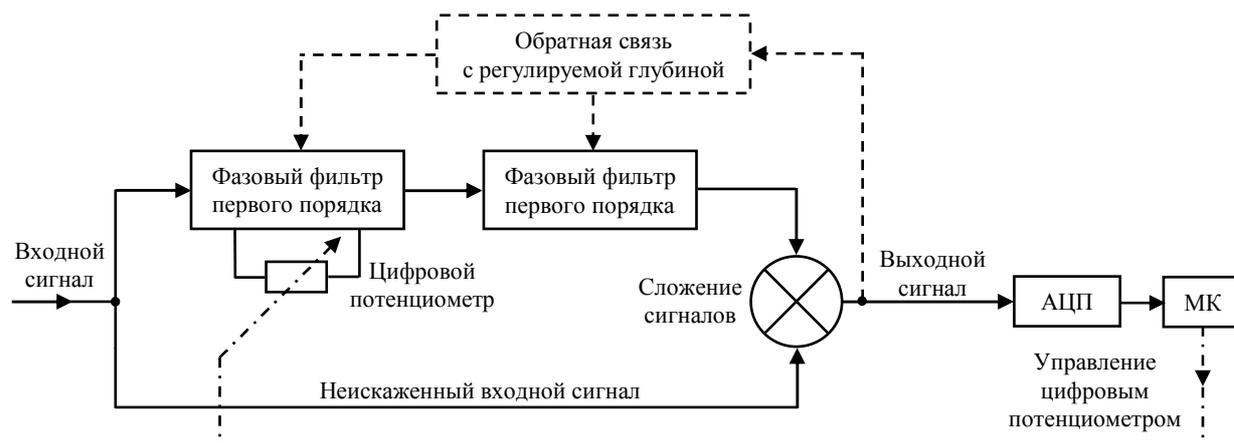


Рис. 5

может осуществляться цифровыми потенциометрами, управляемыми микроконтроллером (МК). Алгоритм подстройки основан на минимизации информационной энтропии выходного сигнала при регулировке сопротивления цифровых потенциометров: чем точнее настройка центральной частоты фильтра на текущую частоту помехи, тем меньше зашумленность сигнала, что отражается в уменьшении его энтропии.

Для того чтобы реализовать автоматическую подстройку режекторного фильтра, его схема должна обеспечивать регулировку центральной частоты с помощью переменного резистора. Широко используемая схема сдвоенного Т-фильтра требует подстройки сразу трех резисторов, задающих центральную частоту. Предлагаемая структура режекторного фильтра [3], [4] обеспечивает подстройку частоты с помощью одного цифрового потенциометра (рис. 5).

Входной сигнал распространяется в двух направлениях: в сторону фазовых фильтров и в сторону суммирующего узла. Как было отмечено ранее, фазовый фильтр искажает фазовый портрет сигнала в зависимости от значения своей резонансной частоты, оставляя амплитуду сигнала без изменений. Фазовый фильтр первого порядка изменяет фазу различных гармоник сигнала на $0...180^\circ$, причем на резонансной частоте фаза меняется на 90° . Поскольку схема содержит два фазовых фильтра первого порядка, то на частоте, равной среднему геометрическому резонансных частот этих фильтров, фаза меняется на 180° , т. е. инвертируется.

На суммирующий узел приходит как неискаженный входной сигнал, так и сигнал с измененным фазовым портретом. При сложении этих сигналов уменьшается амплитуда тех гармоник, фаза которых была изменена. Наибольшее подавление испытывает амплитуда той гармоники, фаза

которой была инвертирована. Таким образом, на выходе суммирующего узла формируется сигнал, очищенный от помехи.

Выходной сигнал фильтра переводится в цифровую форму с помощью АЦП и передается на МК, который анализирует зашумленность сигнала на основе расчета информационной энтропии. Регулируя сопротивление цифрового потенциометра, МК осуществляет минимизацию энтропии сигнала, добиваясь как можно более точной настройки центральной частоты фильтра на частоту помехи. При изменении частоты помехи МК автоматически произведет подстройку фильтра.

Добротность фильтра и ширина его полосы подавления зависит от глубины обратной связи, передающей часть выходного сигнала режекторного фильтра на фазовые фильтры. Чем больше глубина обратной связи, тем уже становится «вырез» на АЧХ режекторного фильтра. При стопроцентной обратной связи добротность теоретически стремится к бесконечности, но при этом «вырез» на АЧХ практически исчезает, ведь абсолютно точная настройка на любую заранее заданную частоту невозможна. При отсутствии обратной связи добротность режекторного фильтра составляет 0.5, так как добротность каждого из фазовых фильтров равна 0.25.

Описанный фильтр может быть реализован как минимум тремя способами:

1. На основе операционных усилителей (ОУ), прецизионных резисторов и конденсаторов. Подходит для низкочастотного оборудования: аудиотехники, ультразвуковых и гидроакустических устройств.

2. С использованием прецизионных высокочастотных резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности и транзисторов. Подходит для предварительной обработки сигнала в радиочастотном оборудовании: радиоприемниках, трансиверах и аппаратных фильтрах.

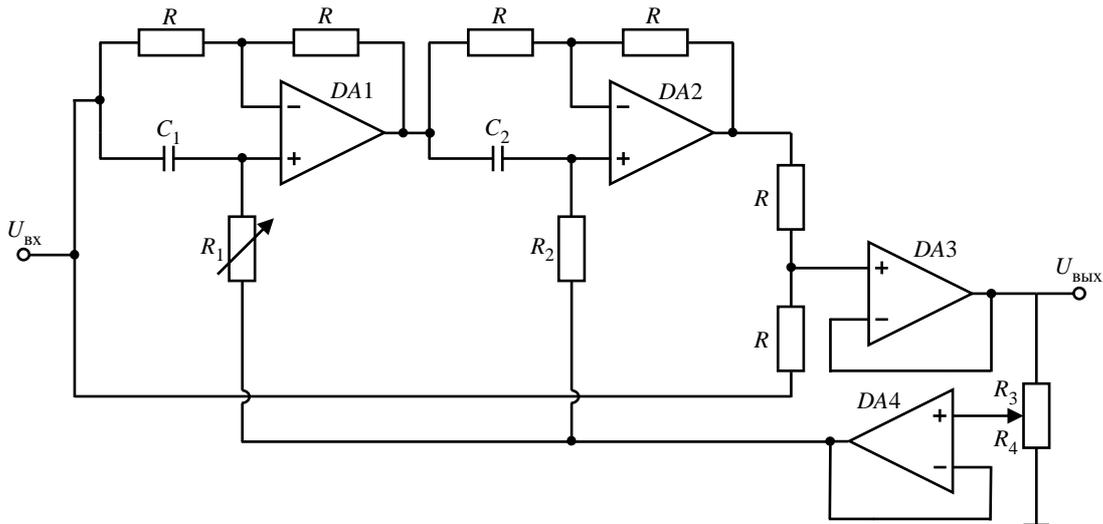


Рис. 6

3. В цифровой области с использованием вычислительных мощностей МК и сигнальных процессоров. Область применения ограничена частотой выборки АЦП и производительностью процессора.

В рамках данной статьи будет рассмотрена реализация режекторного фильтра с использованием пассивных компонентов и ОУ. Принципиальная схема фильтра для низкочастотных сигналов приведена на рис. 6.

Входной сигнал $U_{ВХ}$ поступает как на вход первого фазового фильтра, так и на симметричный делитель напряжения. Первый фазовый фильтр состоит из ОУ DA1, двух резисторов с одинаковым сопротивлением R и RC-фильтра с переменным резистором R_1 и конденсатором C_1 . Передаточная характеристика фазового фильтра записывается в виде

$$H_{\text{ф.ф}}(s) = \frac{s - \omega_{\text{ф.ф}}}{s + \omega_{\text{ф.ф}}}, \quad (10)$$

где $\omega_{\text{ф.ф}}$ – резонансная частота фазового фильтра. Выражение (10) следует преобразовать для выделения действительной и мнимой составляющих функции $H_{\text{ф.ф}}(s)$:

$$\begin{aligned} H_{\text{ф.ф}}(\omega) &= \frac{(j\omega - \omega_{\text{ф.ф}})(-j\omega + \omega_{\text{ф.ф}})}{\omega^2 + \omega_{\text{ф.ф}}^2} = \\ &= -\frac{-\omega^2 - 2j\omega\omega_{\text{ф.ф}} + \omega_{\text{ф.ф}}^2}{\omega^2 + \omega_{\text{ф.ф}}^2} = \\ &= \frac{\omega^2 - \omega_{\text{ф.ф}}^2}{\omega^2 + \omega_{\text{ф.ф}}^2} + j \frac{2\omega\omega_{\text{ф.ф}}}{\omega^2 + \omega_{\text{ф.ф}}^2}. \end{aligned} \quad (11)$$

Из (11) можно получить выражение для ФЧХ однозвенного фазового фильтра:

$$\Phi_{\text{ф.ф}}(\omega) = \arccos \left(\frac{\omega^2 - \omega_{\text{ф.ф}}^2}{\omega^2 + \omega_{\text{ф.ф}}^2} \right). \quad (12)$$

Поскольку ФЧХ фазового фильтра находится в пределах $0 \dots 180^\circ$, в (12) использован арккосинус. График ФЧХ по выражению (12) представлен на рис. 7; частота нормирована на величину $\omega_{\text{ф.ф}}$.

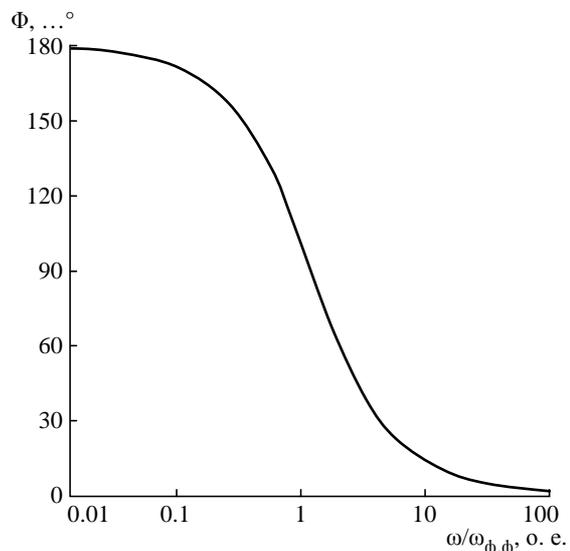


Рис. 7

Выражения (10)–(12) справедливы при нулевой глубине обратной связи, когда $R_4 = 0$. Увеличение сопротивления R_4 приводит к росту глубины обратной связи, определяемой как $d = R_4/(R_3 + R_4)$. При этом спад ФЧХ становится более резким и концентрируется в окрестности частоты $\omega_{\text{ф.ф}}$. Поскольку обратная связь приложена к каждому фазовому фильтру, то увеличение глубины обратной связи приводит в итоге к сужению АЧХ режекторного фильтра в целом. Таким образом, настройка доб-

ротности режекторного фильтра возможна путем регулирования сопротивления R_4 .

Частота режекторного фильтра определяется как квадратный корень из произведения резонансных частот фазовых фильтров:

$$\omega_{p,\phi} = \sqrt{\omega_{\phi,\phi1} \omega_{\phi,\phi2}}, \quad (13)$$

где $\omega_{\phi,\phi1} = (R_1 C_1)^{-1}$ и $\omega_{\phi,\phi2} = (R_2 C_2)^{-1}$. Из (13) видно, что для настройки центральной частоты режекторного фильтра достаточно регулировать резонансную частоту лишь одного фазового фильтра, что можно осуществить с помощью цифрового потенциометра.

Работоспособность схемы режекторного фильтра для низкочастотных сигналов была проверена и подтверждена как с помощью компьютерного моделирования, так и путем проведения экспериментов на макете. В результате экспериментов было выявлено, что глубина подавления режекторного фильтра зависит от допустимого отклонения от номинала резисторов R : при использовании прецизионных резисторов глубина

подавления режекторного фильтра будет выше, чем при использовании резисторов с большим допустимым отклонением от номинала.

Область применения разработанного низкочастотного режекторного фильтра включает высококачественную аудиотехнику, ультразвуковые устройства, сверхнизкочастотную радиоаппаратуру, а также установки для регистрации биомедицинской информации [5]. Дальнейшие исследования направлены на создание эффективного алгоритма автоматической настройки режекторного фильтра на частоту конкретной шумовой гармоники, которую требуется удалить из спектра сигнала.

Работа выполнена в рамках комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства с участием российского высшего учебного заведения по теме: «Разработка и освоение промышленного производства электронного испарителя анестетика и монитора глубины анестезии» в рамках Постановления Правительства РФ № 218, договор № 03/01-16.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Jung W. Op Amp Applications Handbook. Burlington: Newnes, 2005. 896 p.
2. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Стандартинформ, 2014. 16 с.
3. A Method of Cardiac Signal Registration Through a Capacitive Coupling Between Sensors and Patient's Skin / A. A. Uhov, V. A. Gerasimov, L. M. Selivanov et al. // Proceedings of the 2016 IEEE North West Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. 2016. P. 797-799.
4. Simon V. A. A Technique for Bioelectric Signals Registration by Means of Capacitive Coupling // Transactions of XII Russian-German Conf. on Biomedical Engineering. 2016. P. 144-147.
5. Исследование возможности создания систем бесконтактного получения электрокардиограмм / В. А. Герасимов, П. В. Афанасьев, О. С. Бохов и др. // Биотехносфера. 2015. № 3. С. 2-6.

V. A. Simon, V. A. Gerasimov, D. K. Kostrin, L. M. Selivanov, A. A. Uhov
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

NOTCH FILTER WITH ADJUSTABLE PARAMETERS

In the present work the design of the notch filter with adjustable center frequency and quality factor is described. The scope of application of the developed low-frequency notch filter includes various radiophysical devices, such as low frequency radio equipment and devices for registration of biomedical information. Structural diagram of the filter and its operational features are shown, also the formulas for calculating the characteristics of the filter are given.

Notch filter, phase filter, noise suppression, quality factor, operational amplifier