

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА НЕИДЕАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Продемонстрированы два метода расчета номиналов элементов активных фильтров АФ на операционных усилителях (ОУ) с учетом частотной неидеальности ОУ. Сделан акцент на фильтрах 2-го порядка, поскольку расчет фильтров 1-го порядка затруднений не вызывает [1]. Приведены решения данной задачи для схемы ФНЧ с многопетлевой обратной связью (схема Рауха). Предложенные методики анализа позволяют определить реальную полосу пропускания цепи, либо на этапе проектирования предъявить к частотным свойствам выбранного ОУ минимальные требования, а также произвести расчет элементов схемы при заданном типе ОУ.

Введение

В классе линейных схем наиболее часто с применением ОУ строятся усилители и фильтры. В большинстве случаев в технической литературе приводятся выражения передаточных функций устройств на идеальных ОУ, т.е. без учета параметров реальных ОУ. Современные реальные ОУ обладают параметрами, позволяющими считать ОУ идеальным, что существенно упрощает процедуру анализа схемных решений. Однако требования получить более точный результат анализа схемы приводит к необходимости учета параметров реальных ОУ.

Топологический метод анализа [2 – 4], основанный на составлении обобщенного сигнального графа цепи и применении формулы Мезона для расчета передаточной функции, наиболее подходит для анализа линейных схем на ОУ. При этом ОУ заменяется определенной топологической моделью (сигнальным графом). В [3] приведены простая модель идеального ОУ и более сложные модели, позволяющие учитывать неидеальности ОУ: реальный коэффициент усиления по напряжению K'_u , входные токи, ЭДС смещения, коэффициент подавления синфазного сигнала, входные и выходное сопротивление. Примеры анализа схем на ОУ с учетом указанных параметров можно найти в [4].

Среди перечисленных выше параметров, которые можно учесть в топологической модели ОУ, отсутствуют важные параметры, характеризующие ОУ с точки зрения его частотных свойств. В первую очередь – это частота единичного усиления f_1 . Таким образом, актуальной становится задача синтеза топологической модели ОУ, учитывающей частотные свойства ОУ.

Очевидно, что уменьшить влияние на частотную характеристику (ЧХ) проектируемого устройства $\underline{W}(\omega)$ ЧХ самого ОУ можно путем выбора конкретного типа ОУ со значительно большей f_1 , чем верхняя граница полосы пропускания f_g АЧХ $|\underline{W}(\omega)|$. Однако при реализации устройств, имеющих $|\underline{W}(\omega)|$ с $f_g > 10$ МГц, проблема выбора ОУ становится довольно сложной ввиду ограниченной номенклатуры соответствующих высокочастотных ОУ и их относительной дороговизны. Здесь возникает еще одна актуальная задача количественной оценки необходимого отношения f_1/f_g , приводящего к требуемой точности реализации ЧХ.

Как показано в [1], с большой точностью передаточная функция скорректированного ОУ может быть представлена передаточной функцией соответствующей фильтру нижних частот (ФНЧ) первого порядка

$$W'(p) = \frac{K'_u \cdot \omega'_c}{p + \omega'_c}, \quad (1)$$

где p – оператор Лапласа $p = j\omega$, j – мнимая единица; ω'_c – частота среза ФНЧ.

В справочниках, как правило, указана частота единичного усиления f_1 , поэтому желательно установить связь между f_1 и ω'_c [1]. Подставляя в (1) $p = j\omega$, получаем комплексную частотную функцию (КЧФ) $\underline{W}'(\omega)$. Приравнявая $|\underline{W}'(\omega_1)| = 1$, где $\omega_1 = 2 \cdot \pi \cdot f_1$, и учитывая, что $\omega_1 \gg \omega'_c$, получаем полезное соотношение

$$K'_u \cdot \omega'_c \cong \omega_1. \quad (2)$$

Топологическая модель ОУ рис. 1, учитывающая частотные свойства, позволяет при анализе получить намного более точные выражения для частотных характеристик устройств на реальных ОУ. Так, в [1] приведены результаты анализа и методика расчета звеньев нулевого и первого порядка, которые при учете частотных характеристик ОУ фактически получаются звеньями первого и второго порядка.

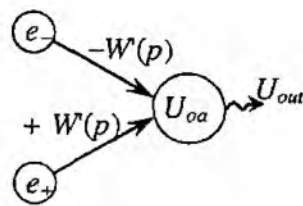


Рис. 1

Постановка задачи

Все различные методы проектирования АФ сводятся к следующему. По заданным требованиям к частотным и переходным характеристикам фильтра определяется необходимый порядок N фильтра и соответствующая нормированная передаточная функция (Баттерворта, Чебышева и т.п.) в виде произведения передаточных функций 2-го (для четного N) или 2-го и одной 1-го (для нечетного N) порядков. После несложных преобразований и масштабирования можно получить необходимые параметры – значения коэффициентов передачи, частоты и добротности нулей и полюсов, для каждого звена второго порядка [3]. Анализ схемы АФ второго порядка на идеальном ОУ позволяет получить $\underline{W}(\omega)$ второго также порядка. В этом случае расчет номиналов элементов сводится к тривиальному решению системы уравнений.

Однако при анализе конкретных схем АФ второго порядка на ОУ с учетом частотной неидеальности ОУ, передаточная функция получается третьего порядка. В этом случае стандартные формулы для расчета номиналов элементов использовать нельзя. Поэтому возникает следующая постановка задачи.

Необходимо разработать методику расчета номиналов элементов АФ, частотная характеристика которого задана передаточной функцией $\underline{W}_{id}(\omega)$ второго порядка с известными параметрами. При этом допустима определенная неточность (погрешность) при реализации ЧХ. Тип и параметры ОУ считаются заданным.

Дополнительно к поставленной задаче необходимо оценить минимальные требования к ОУ при заданной $\underline{W}_{id}(\omega)$ и точности реализации ЧХ.

Аналитический метод расчета

На основе проведенных исследований предлагается следующая методика анализа схем АФ второго порядка на ОУ.

1) Составление обобщенного сигнального графа схемы, причем в качестве модели неидеального ОУ используется модель рис. 1.

2) Нахождение по формуле Мезона операторной передаточной функции цепи $W(p)$.

3) Получение из $W(p)$ путём замены $p \rightarrow j\omega$ КЧФ в виде $\underline{W}(\omega) = W(\omega) \cdot e^{j\Phi(\omega)}$.

4) Упрощение $\underline{W}(\omega)$ при наличии возможности.

5) Составление системы уравнений путем приравнявая значений $\underline{W}(\omega)$ на характерных частотах необходимым по условию значениям. При этом составление системы уравнений для каждого типа фильтра имеет свои особенности, рассмотренные ниже.

б) Аналитическое решение системы уравнений даёт возможность получить искомые выражения для расчета номиналов элементов фильтра или сформулировать требования по выбору ОУ. Для упрощения решения в частном случае можно численно решить систему уравнений в любом из математических пакетов, например в MatLab или MathCad.

Перейдем к рассмотрению особенностей различных типов фильтров (п. 5).

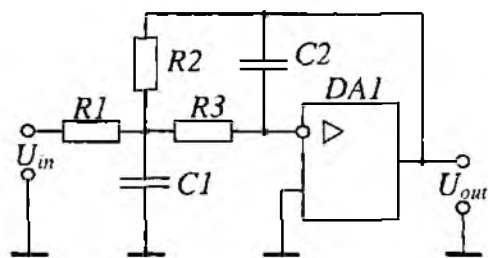
– **ФНЧ**. Расчет ФНЧ наиболее простой. Для составления системы уравнений достаточно выбрать три точки на частотных характеристиках – на АЧХ при $\omega = 0$ и $\omega = \omega_0$ (на частоте полюса) и на ФЧХ при $\omega = \omega_0$. Приравнявая модуль и аргумент передаточной функции необходимым значениям, получаем систему из трех уравнений.

– **ФВЧ**. Поскольку коэффициент усиления ОУ падает на высоких частотах, АЧХ ФВЧ будет иметь максимум. Поэтому необходимо нахождение максимума модуля передаточной функции. Максимальный коэффициент усиления условно соответствует коэффициенту передачи фильтра на бесконечной частоте при идеальном ОУ. Далее выполняются аналогичные действия, как для ФНЧ. При составлении системы уравнений можно также задать частоту, на которой достигается максимальный коэффициент усиления, но в этом случае будет система уже из четырех уравнений. Её решение значительно усложняется, кроме того, может получиться очень большой разброс номиналов элементов.

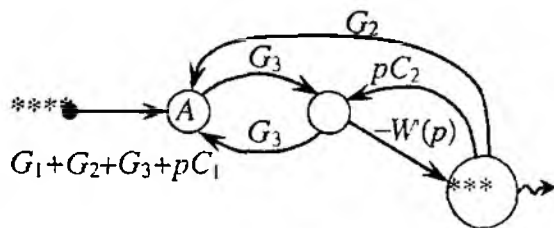
– **ПФ (ППФ)**. Изначально нужно найти максимум (минимум) модуля передаточной функции. Затем, зная максимум (минимум), саму передаточную функцию и нужные характеристики фильтра, составить систему уравнений.

Для ФВЧ и ПФ решение уравнений из-за их большой сложности может быть выполнено только в специализированных математических пакетах.

В качестве примера рассмотрим расчет ФНЧ с многопетлевой обратной связью (Раула), схема которой показана на рис.2, а, сигнальный граф – на рис. 2, б.



а



б

Рис. 2

Используя формулу Мезона, получаем передаточную функцию

$$W(p) = \frac{-G_1 G_3 \frac{\omega_1}{p + \omega'_c}}{(G_1 + G_2 + G_3 + pC_1) \cdot (G_3 + pC_2) - G_3^2 + \frac{\omega_1}{p + \omega'_c} \cdot pC_2 \cdot (G_1 + G_2 + G_3 + pC_1) + \frac{\omega_1}{p + \omega'_c} \cdot G_2 G_3} =$$

$$= \frac{-G_1 G_3 \omega_1}{\left[(G_1 + G_2 + G_3 + pC_1) \cdot (G_3 + pC_2) - G_3^2 \right] \cdot (p + \omega'_c) + \omega_1 pC_2 \cdot (G_1 + G_2 + G_3 + pC_1) + \omega_1 G_2 G_3} \quad (3)$$

Учитывая, что $p = j\omega$, $\omega_1 \equiv \omega'_c \cdot K'_u$, $\omega_1 \gg \omega'_c$, проводим преобразования, получая комплексное выражение передаточной функции:

$$\underline{W}(\omega) = \frac{-G_1 G_3 \omega_1}{-\omega^2 \cdot (C_1 G_3 + C_2 G_\Sigma + C_1 C_2 \omega_1) + \omega_1 G_2 G_3 + j\omega \cdot \left[G_3 (G_2 + G_1) + C_2 \omega_1 G_\Sigma - \omega^2 C_1 C_2 + \omega'_c C_1 G_3 \right]} \quad (4)$$

где $G_\Sigma = G_1 + G_2 + G_3$.

ЧХ ФНЧ может быть полностью охарактеризована тремя параметрами: K_H – коэффициент усиления на постоянном токе; ω_0 – частота полюса; Q_F – добротность полюса.

Первое уравнение получаем, приравняв коэффициент передачи на постоянном токе значению передаточной функции при $\omega = 0$:

$$K_H = |W(0)| = \left| \frac{-G_1 G_3 \omega_1}{G_2 G_3 \omega_1} \right| = \frac{G_1}{G_2}. \quad (5)$$

Частота полюса инвертирующего ФНЧ – частота, на которой фазовый сдвиг равен $\pi/2$. Это достигается при равной нулю действительной части передаточной функции (4). Таким образом, получаем второе уравнение системы:

$$-\omega_0^2 \cdot (C_1 G_3 + C_2 G_\Sigma + C_1 C_2 \omega_1) + \omega_1 G_2 G_3 = 0. \quad (6)$$

Добротность ФНЧ равна отношению модуля передаточной функции на частоте полюса к коэффициенту передачи на нулевой частоте. Поскольку действительная часть передаточной функции на частоте полюса равна нулю, расчет ее модуля упрощается. Таким образом, получаем третье уравнение системы:

$$\frac{G_1 G_3 \omega_1 / K_H}{\omega_0 \left[G_3 (G_2 + G_1) + C_2 \omega_1 (G_2 + G_1 + G_3) - \omega_0^2 C_1 C_2 \right]} = Q_F, \quad (7)$$

или

$$\frac{G_1 G_3 \omega_1 / K_H}{\omega_0 \left[G_3 (G_2 + G_1) + C_2 \omega_1 (G_2 + G_1 + G_3) - \omega_0^2 C_1 C_2 \right]} = \pm Q_F. \quad (8)$$

Итак, есть система из трех уравнений (5), (6), (8) с пятью неизвестными G_1, G_2, G_3, C_1, C_2 .

Проведя преобразования, сводим систему к квадратному уравнению относительно G_2 и получаем:

$$G_2 = \frac{\omega_0 C_2 \cdot \left[\alpha \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{Q} \right) \pm \sqrt{\left(1 + \frac{\alpha}{Q} \right)^2 \cdot \alpha^2 - 4(K_H + 1) \cdot \left(K_H + 1 - \frac{\alpha}{Q} + \alpha^2 \right) \cdot \left(1 + \beta + \left(\beta + \frac{1}{K'_u} \right) \cdot \alpha^2 \right)} \right]}{2(K_H + 1) \cdot \left(K_H + 1 - \frac{\alpha}{Q} + \alpha^2 \right)}, \quad (9)$$

где $\alpha = \omega_1 / \omega_0$; $\beta = C_2 / C_1$; $Q = \pm Q_F$.

Таким образом, аналитически получено выражение для расчета проводимости G_2 . Далее из (5) находим G_1 , затем из (6) находим G_3 .

Отметим, что для получения действительных значений проводимости необходимо выполнение неравенства

$$\left(1 + \frac{\alpha}{Q} \right)^2 \cdot \alpha^2 \geq 4(K_H + 1) \cdot \left(K_H + 1 - \frac{\alpha}{Q} + \alpha^2 \right) \cdot \left(1 + \beta + \left(\beta + \frac{1}{K'_u} \right) \cdot \alpha^2 \right). \quad (10)$$

Знак перед Q_F необходимо выбирать так, чтобы получить положительное значение проводимости (знак «-» будет уместен только при очень низких значениях добротности, поэтому в большинстве случаев следует использовать «+»).

Значение емкостей выбираем из соотношения $C_{[H\Phi]} = 2 \dots 20 / f_{0[\kappa\Gamma\mu]}$, но при этом следует удовлетворить неравенство (10). Заметим, что наибольшее значение подкоренного выражения (9) достигается при $\beta = 0$, т.е. при достаточно большом разбросе номиналов конденсаторов. Но в таком случае на результат расчета влияет величина K'_u . Во всех расчетах, проведенных в данном исследовании использовался $K'_u = 10^5$, что является типовым значением

для реальных ОУ. При выборе $\beta \in (K'_u)^{-1}$ значение коэффициента усиления практически не будет влиять на результат расчета номиналов элементов.

Из (10) следует условие выбора β для получения действительных значений номиналов:

$$0 < \beta \leq \frac{\left(1 + \frac{\alpha}{Q}\right)^2 \cdot \alpha^2 - 4(K_H + 1) \cdot \left(K_H + 1 - \frac{\alpha}{Q} + \alpha^2\right) \cdot \left(1 + \frac{\alpha^2}{K'_u}\right)}{4(K_H + 1) \cdot \left(K_H + 1 - \frac{\alpha}{Q} + \alpha^2\right) \cdot (1 + \alpha^2)} \quad (11)$$

Данный метод позволяет просто и быстро рассчитать необходимые номиналы элементов, поскольку получены строгие аналитические выражения.

Его основной недостаток заключается в том, что расчет происходит всего по трем основным точкам на ЧХ и результат расчета зависит от Q_F , K_H и α . Увеличение Q_F или K_H или уменьшение α приведет к увеличению отклонения АЧХ и ФЧХ от заданных ЧХ (соответствие будет наблюдаться только во взятых трех точках). Наибольшее отклонение будет при $Q_F > 1$ в области, близкой к ω_0 , где АЧХ имеет максимум. Увеличение количества точек приведет к увеличению количества уравнений в системе, аналитическое решение которой не представляется возможным. Кроме того, использование данного способа затруднительно при проектировании ПФ и ФВЧ, поскольку в расчет берется нахождение максимума АЧХ, что повышает громоздкость и сложность формул. Математические пакеты в данном случае также не дают адекватных результатов.

Если задать величину максимального относительного отклонения расчетной ЧХ от заданной, то можно оценить для заданных Q_F , K_H и ω_0 требуемое при выборе ОУ минимальное значение частоты единичного усиления ОУ.

На рис. 3 приведен график, отражающий зависимость минимального значения α от требуемых Q_F и K_H . Здесь и далее используется следующая формула расчета:

$$\alpha_{lg} = \lg[\min(\alpha; \xi < 0.07)], \quad (12)$$

$$\xi = \max \left(\left| \frac{|W(\Omega_i)| - |W_{id}(\Omega_i)|}{|W_{id}(\Omega_i)|} \right| + \left| \frac{\arg(W(\Omega_i)) - \arg(W_{id}(\Omega_i))}{\arg(W_{id}(\Omega_i))} \right| \right), \quad (13)$$

где ξ – критерий сравнения (отклонение) полученной ЧХ и требуемой; $W(\omega)$ – передаточная функция (4) с номиналами, рассчитанными в соответствии с (9)-(11); $W_{id}(\omega)$ – требу-

мая передаточная функция, $W_{id}(\omega) = \frac{K_H \omega_0^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q_F} p + \omega_0^2}$; Ω_i – контрольные точки сравнения,

$$\Omega_i = \begin{cases} \frac{0.8\omega_0}{5} \cdot i, & \text{при } 1 \leq i \leq 5, \\ 0.8\omega_0 + \frac{0.3\omega_0}{15} \cdot (i-5), & \text{при } 6 \leq i \leq 20, \\ 1.1\omega_0 \cdot \left(\sqrt[5]{\frac{3}{1.1}}\right)^{i-15}, & \text{при } 21 \leq i \leq 25. \end{cases} \quad (14)$$

Причины формирования именно такой сетки частот сравнения объяснены ниже, при разъяснении следующей методики расчета.

При построении графиков (рис. 3 – 6) β принималось в пять раз меньше своего максимального значения из условия (11).

Заметим, что при построении рис. 3 учитывалось также, что вычисленные значения номиналов должны принимать действительные положительные значения, что в значительной мере повлияло на форму графика. Исследование не выяснило точной природы скачков на графике, которые возникают при значениях $K_H < 5$.

Кроме того, возникают так называемые «бороздки», которые идут диагонально по отношению к осям аргументов. Скорее всего, причины возникновения неравномерностей состоят в особенностях функции, определяющей номиналы и функции критерия сравнения. Подробное исследование данных функций затруднено и нецелесообразно.

На рис. 4 неравномерности показаны более детально. На рис. 4 минимальные значения аргументов $Q_F = 0.5$, $K_H = 0.5$.

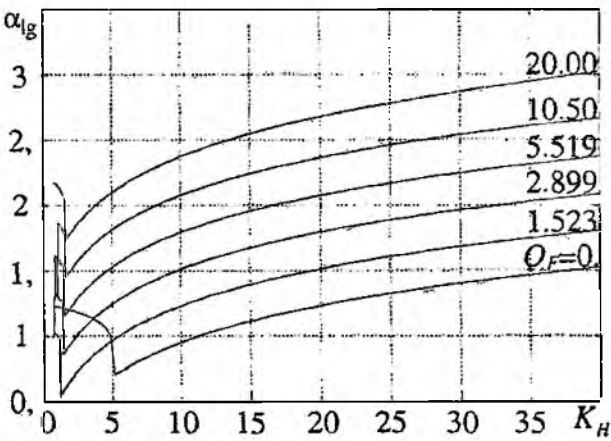


Рис. 3

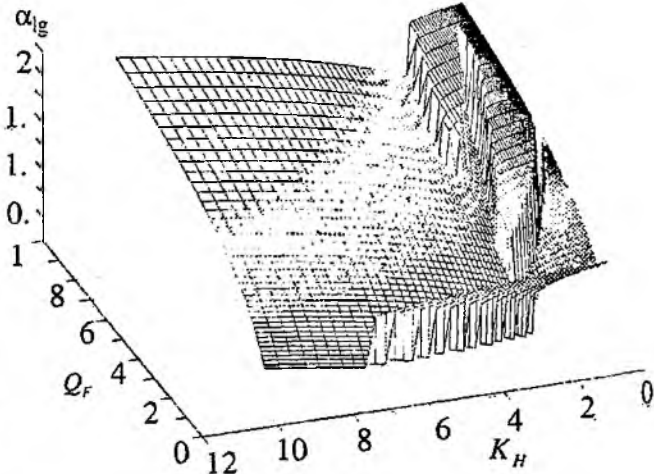


Рис. 4

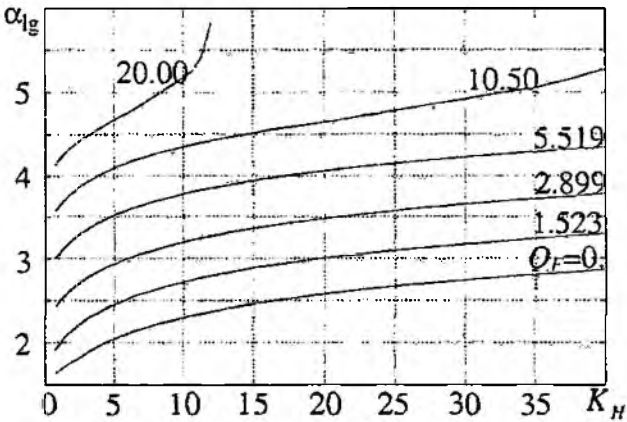


Рис. 5

Для наглядного представления преимуществ рассмотренного метода, на рис. 5 представлены зависимости минимального значения α от требуемых Q_F , K_H и заданной точности $\xi < 0.07$ при использовании формул расчета номиналов элементов, полученных без учета частотной неидеальности ОУ [3, с.47].

Для более наглядного сравнения результатов расчета по приведенной методике и расчета упрощенным способом (без учета неидеальности ОУ), на рис. 6 приведены соответствующие ЧХ.

Здесь изображены три АЧХ и ФЧХ: 1 – требуемая ЧХ (на основе $\underline{W}_{id}(\omega)$ второго порядка с $Q_F = 2$, $K_H = 2$, $\omega_0 = 10^4 \text{ rad/c}$); 2 – ЧХ фильтра на ОУ с $\omega_1 = 10^6 \text{ rad/c}$, $K'_u = 10^5$, номиналы элементов рассчитаны по приведенной выше методике; 3 – ЧХ того же реального фильтра, но номиналы получены из формул, не учитывающих неидеальность ОУ.

Из рис. 6 видно, что ЧХ ФНЧ с реальным ОУ с номиналами, рассчитанными по предлагаемой методике практически не отличаются от требуемых. В случае расчета номиналов без учета неидеальности ОУ ЧХ сильно отличаются от требуемых, т.е. фильтр функционирует неправильно.

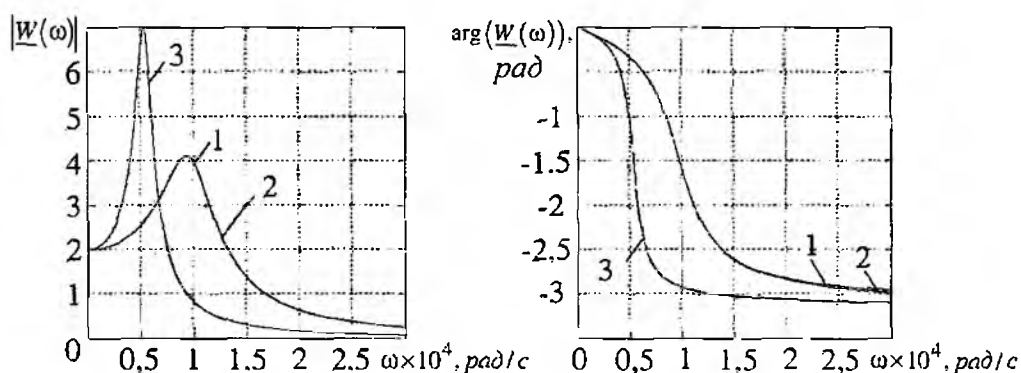


Рис. 6

Из рис. 3 – 6 следует, что, несмотря на недостатки, приведенная методика в сравнении с стандартной значительно позволяет понизить минимальную частоту единичного усиления ОУ.

Эвристический метод расчета

Для расширения возможностей поиска номиналов элементов требуется другой, более точный и универсальный способ расчета, охватывающий всевозможные вариации Q_F и K_H при разных α для разных типов фильтров. Поскольку происходит отклонение расчетных ЧХ от заданных, то нет надобности стремиться к точному соответствию частотных характеристик требуемым на конкретных заданных частотах. Необходимо сравнивать получаемые АЧХ и ФЧХ с требуемыми во всем диапазоне используемых частот, причем допуская некоторое требуемое отклонение. Таким образом, мы предъявляем более гибкие требования к проектируемому фильтру с целью получения удовлетворяющих нас результатов в более широком диапазоне значений Q_F, K_H . Аналитическое решение данной задачи может заключаться в решении системы неравенств, составленных на основе (12) и (13). Однако аналитическое решение такой системы невозможно вследствие слишком большого количества параметров и большой сложности получаемых выражений.

Потому для получения результата необходимо использовать алгоритмы параметрической оптимизации, причем в качестве параметров – номиналы элементов фильтра, а в качестве критерия оптимальности – минимум отклонения расчетной ЧХ от заданной при заданном α , либо, в случае заданного допустимого отклонения – минимальное значение α .

В принципе, в качестве алгоритма оптимизации может быть использован любой известный оптимизационный алгоритм. Ввиду достаточного быстрогодействия современных ЭВМ и сложного характера оптимизируемой функции, авторами был использован алгоритм перебора значений номиналов в определенном диапазоне. Эвристика в данном методе заключается в выборе диапазона перебора и точек на частотной оси, в которых рассчитывается ЧХ.

Укажем на конкретные особенности этапов предлагаемого метода.

Пункты (этапы) 1) – 4) совпадают с пунктами аналитического метода расчета (см. выше), т.к. в обоих случаях необходима КЧФ цепи. Следующие пункты отличаются:

5) Определение диапазона номиналов элементов для поиска оптимального варианта. В исследовании использовалась следующая методика. Сначала находим номиналы при идеальном ОУ по упрощенным формулам расчета. Затем формируем диапазон с центральными найденными значениями в логарифмическом отсчете шкалы номиналов. Например, от $G_1 \cdot 10^{-4}$ до $G_1 \cdot 10^4$.

6) Формирование массива с частотами, на которых будут сравниваться получаемые значения ЧХ с требуемыми. Были проведены исследования при разных способах формирования массива. Эксперименты показали, что одновременно эффективным и пригодным для быстрого выполнения является способ, описанный формулой (14). В диапазоне от $0.8\omega_0$ до $1.1\omega_0$ используем более густую сетку значений частот, т.к. в этом промежутке наблюдается максимум АЧХ при $Q_F > 1$. Между частотами 0 и $0.8\omega_0$ равномерно распределяем 5 точек, между $0.8\omega_0$ и $1.1\omega_0$ равномерно распределяем 15 точек и от $1.1\omega_0$ до $3\omega_0$ распределяем 5 точек по закону экспо-

ненциально увеличивающегося от нуля расстояния. Таким образом, в этом диапазоне намеренно уменьшаем густоту точек, поскольку значимость отклонений в нем не столь велика и более предсказуема. Нельзя утверждать, что данный способ является оптимальным, тем не менее он доказал свою эффективность и быстроту. В ходе исследования сравнение происходило по критерию (13). Данный способ формирования сетки является компромиссом между точностью и быстродействием.

7) Составление алгоритма оптимизации по заданному критерию для поиска номиналов. Оптимизация заключается в минимизации ξ . В данном исследовании использовался пошаговый алгоритм поиска номиналов, состоящий в поиске оптимального решения сначала в большом диапазоне номиналов с большим шагом поиска. При последующих итерациях следовало уменьшение, как диапазона, так и шага. При написании оптимизационного алгоритма следует учитывать, что функция заданного критерия имеет максимумы и минимумы при аргументах – номиналах. Т.е. использование, например градиентного метода оптимизации, с большой вероятностью приведет к нахождению неглобального минимума. Поэтому, при оптимизации целесообразно использовать сетку значений для одновременного сравнения многочисленных альтернатив, что и было реализовано в проведенном исследовании.

В ходе исследования данный алгоритм реализовывался в математическом пакете Matlab.

Ниже на рис. 7 приведен трехмерный график зависимости минимально возможной величины α_{lg} от задаваемых для проектирования Q_F и K_H при $\xi < 0.07$.

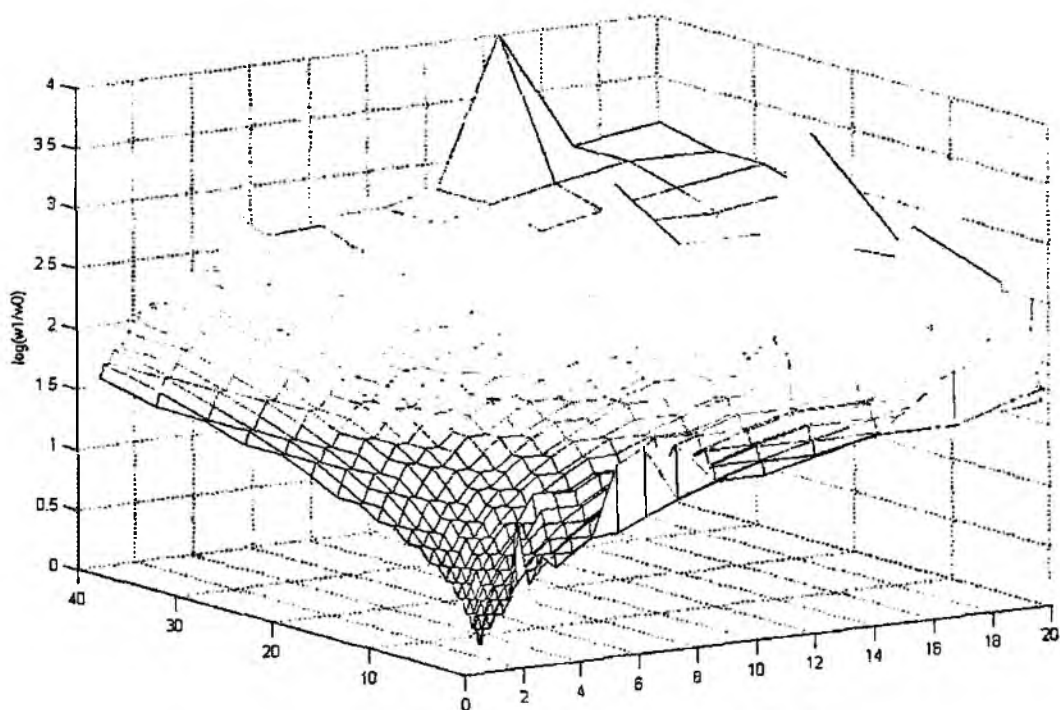


Рис. 7

В зависимости рис. 7 интересны единичные скачки, возникающие незакономерно. Причем, их количество и расположение меняется при изменении параметров оптимизации. Их причина, скорее всего, в неравномерности функции оптимизационного критерия. Для их устранения (или уменьшения) следует менять или оптимизационный критерий, или изменять параметры оптимизации. Детальное исследование наибольшего скачка на графике (до $\alpha_{lg}=4$) показало, что данный скачок исчезает при изменении параметров, ведущих к увеличению качества оптимизационного процесса. Судя по графику, оптимизация несколько уступает вышеуказанному аналитическому расчету (график находится немного выше). Но следует учесть, что для построения этого графика оптимизация была упрощена (в том числе уменьшен диапазон рассматриваемых элементов), следовательно, уменьшена ее эффективность, иначе процесс

расчета машиной был бы слишком длительным. И, как видим, не существует скачков и неравномерностей при $K_H < 5$, присутствовавших при аналитическом методе расчета.

Параметрическая оптимизация имеет возможности, недоступные расчетам на основе формульных аналитических вычислений. Они заключаются в расширении условий поиска нужного решения. Например, можно ограничить разброс номиналов элементов, использовать разнообразные критерии оценки ЧХ. Кроме того, оптимизация не требует развернутого анализа КЧФ и громоздких математических вычислений. Для проведения оптимизации необходимы лишь КЧФ, на которой основаны требуемые АЧХ и ФЧХ, выбор эффективного критерия сравнения и минимальные настройки цикла, перебирающего номиналы элементов. Еще одним преимуществом эвристического перед аналитическим методом расчета является то, что результат (удовлетворительный или нет) будет получен при любых значениях Q_F , K_H и α , а при аналитическом расчете при несоблюдении ограничений может быть получено комплексное или отрицательное значение номиналов.

Заключение

Оба предложенных метода расчета номиналов элементов фильтров имеют свои преимущества и недостатки. От этих недостатков можно избавиться, если совместить два метода, а именно: сначала использовать аналитический расчет, а потом проводить оптимизацию в диапазоне, включающем найденные номиналы. Тогда результат будет наилучший, т.е. при заданном ОУ можно получить ЧХ, наименее отличающуюся от заданной, либо, при заданном допустимом отклонении ЧХ, определить минимальное значение α , необходимое для выбора типа ОУ.

Необходимо отметить, что α имеет сложный характер зависимости как функция параметров Q_F и K_H . В результате исследований авторами получена зависимость

$$m(K_H, Q_F) = \alpha / K_H Q_F, \quad (14)$$

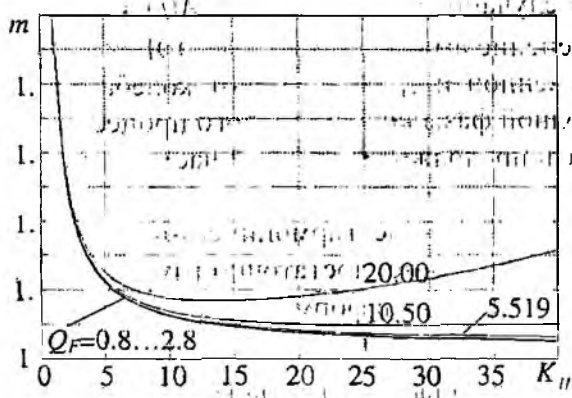


Рис. 8

удобная для практического применения при выборе ОУ для схемы рис. 2, а (по параметру f_1) при заданных Q_F и K_H . Из (14) следует, что для получения требуемых ЧХ необходимо выбирать ОУ из условия $f_1 \geq m K_H Q_F f_0$. Из рис. 8 следует, что в широком диапазоне значений Q_F и K_H параметр m слабо зависит от Q_F и его значение не более 2, что значительно меньше оценки равной 50, данной в работе [4] (при расчете номиналов по формулам, полученным для фильтра на идеальном ОУ).

Таким образом, проведенное исследование показывает наибольший приоритет комбинированного метода расчета. Это наиболее эффективный и гибкий способ минимизировать частотные требования к ОУ и получить требуемую ЧХ фильтра, поскольку позволяет расширить условия поиска необходимых значений номиналов и может быть использован в совокупности с другими методиками расчета. Данная методика позволяет находить оптимальные решения для разных типов фильтров и может быть эффективно использована в решении задач, выходящих за пределы рассматриваемого материала.

Список литературы: 1. Костромицкий А.И. Учет частотных характеристик реальных ОУ при топологическом анализе линейных схем на ОУ // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. №6/2 (30), 2007. С.18-20. 2. Афанасьев В.И. Топологический расчет электронных схем. Л.: Энергия, 1977. 240 с. 3. Зеленін А.Н., Костромицкий А.И., Бондарь Д.В. Активные фильтры на операционных усилителях. Харьков: Телетех, 2003. 150 с. 4. Пейтон Дж., Волли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М.: БИНОМ, 1994. 352 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 08.05.2009