

# Проектирование симметричных полосовых фильтров из развязанных резонансных звеньев

Павел МИХАЛЕВ

**В статье приводится методика расчета полосовых фильтров с симметричной АЧХ полиномиального типа Баттерворта и Чебышева в виде каскадного соединения развязанных резонансных звеньев. Методика рассчитана на произвольные параметры задаваемой АЧХ. При реализации могут быть использованы звенья любой схемотехники. Приведены примеры наиболее популярных схем звеньев и даны методы их расчета.**

## Постановка задачи проектирования полосового фильтра

Задача проектирования полосового фильтра (ПФ) задается, как правило, параметрами амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), представленной в обобщенном виде на рис. 1.

Данная АЧХ характеризуется следующими параметрами:

- $\omega_{НП}$ ,  $\omega_{ВП}$  — соответственно нижняя и верхняя границы полосы пропускания;
- $\lambda$  — величина допустимой неравномерности АЧХ ПФ в пределах полосы пропускания;
- $\omega_{НЗ}$ ,  $\omega_{ВЗ}$  — соответственно нижняя и верхняя границы зон задерживания;
- $\omega_0$  — средняя частота полосы пропускания;
- $K_{НЗ}$ ,  $K_{ВЗ}$  — соответственно нижнее и верхнее значение коэффициента передачи в зонах задерживания.

Если величина отношения  $f_{ВП}/f_{НП} < 5$ , то такой ПФ относится к классу узкополосных. Его оптимальная реализация с точки зрения минимально необходимого числа элементов строится в виде каскадного соединения развязанных резонансных звеньев (контуров). Очевидно, что это предопределяет полиномиальный характер реализуемой АЧХ. Такие ПФ называют симметричными полосовыми фильтрами (СПФ). Симметричность АЧХ в данном случае подразумевается в геометрическом смысле и определяется выполнением следующих условий:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{НП} \times \omega_{ВП}} = \sqrt{\omega_{НЗ} \times \omega_{ВЗ}}, \quad (1)$$

$$K_{НЗ} = K_{ВЗ}. \quad (2)$$

Простейшим СПФ является резонансное звено 2-го порядка, передаточная функция которого имеет вид:

$$T(j\omega) = M \frac{j \frac{\omega}{\omega_0} \times d}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0} \times d - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}, \quad (3)$$

где  $M$  — масштабный множитель (коэффициент плоского усиления);  $d$  — затухание, величина, обратная добротности резонансного контура:

$$1/d = Q = \omega_0 / (\omega_{ВП} - \omega_{НП}) = \omega_0 / \Delta\omega. \quad (4)$$

Здесь ширина полосы пропускания ( $f_{ВП} - f_{НП}$ ) определяется по уровню 0,707 (−3 дБ).

Решение задачи аппроксимации — определение параметров передаточной функции — производят через ФНЧ-прототип. Для этого передаточную функцию ПФ преобразуют с помощью реактансного (частотного) преобразования в передаточную функцию ФНЧ-прототипа. Покажем этот переход на примере передаточной функции одиночного резонансного контура. Для этого разделим числитель и знаменатель выражения (3) на числитель, в результате чего получим:

$$T(j\omega) = M \frac{1}{1 + jQ \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}. \quad (5)$$

Введем в рассмотрение новую переменную, называемую относительной расстройкой:

$$Y = (\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega). \quad (6)$$

Данное выражение и описывает реактансное, или частотное преобразование.

В результате такого перехода к новой переменной передаточная функция резонансного контура второго порядка (5) преобразуется в передаточную функцию ФНЧ-прототипа первого порядка:

$$T(jY) = M / (1 + jQY). \quad (7)$$

Таким образом, формально решение задачи проектирования СПФ в виде каскадного соединения развязанных резонансных контуров сводится на первом этапе к определению порядка передаточной функции ФНЧ-прототипа, что с учетом билинейного характера частотного преобразования (6) определяет требуемое число резонансных контуров, а также добротностей и частот настроек контуров. На втором этапе реализации осуществляется выбор схемы резонансного звена и рассчитываются по соответствующим методикам величины его элементов.

Рассмотрим методику решения первой задачи, ограничиваясь полиномиальными АЧХ чебышевского и баттервортовского типов. Полиномиальные АЧХ характеризуются монотонным характером спада за пределами полосы пропускания. В пределах полосы пропускания чебышевская АЧХ имеет равномерный колебательный характер, а баттервортовская — монотонный.

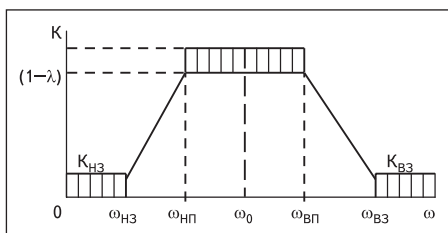


Рис. 1. АЧХ полосового фильтра в терминах обобщенных параметров

## Порядок расчета чебышевского СПФ

Порядок расчета СПФ, заданного параметрами АЧХ (рис. 1), может быть представлен в виде следующего вычислительного алгоритма.

1. Производится симметризация (в геометрическом смысле) заданных граничных частот АЧХ из условия выполнения соотношения (1).

**Примечание.** Если строго задана центральная частота и ширина полосы пропускания, то одна из границ полосы уточняется в соответствии с равенством (1). Если же строго задана только ширина полосы пропускания, то точно вычисляется значение центральной частоты, и при выбранном значении  $\omega_{H3}$  или  $\omega_{B3}$  вычисляется другая частота границ зон задерживания. Как правило, за исходное значение принимается  $\omega_{B3}$ . Тогда:

$$\omega_{H3} = \omega_0^2 / \omega_{B3}. \quad (8)$$

2. Осуществляется переход к параметрам АЧХ ФНЧ-прототипа на основе частотного преобразования (6):

$$Y_{BП} = (\omega_{BП} / \omega_0) - (\omega_0 / \omega_{BП}). \quad (9)$$

$$Y_{B3} = (\omega_{B3} / \omega_0) - (\omega_0 / \omega_{B3}). \quad (10)$$

Очевидно, что при этом преобразовании будет выполняться следующее условие:

$$Y_{B3} = (\omega_{B3} / \omega_0) - (\omega_0 / \omega_{B3}) = -Y_{H3} = (\omega_{H3} / \omega_0) - (\omega_0 / \omega_{H3}). \quad (11)$$

3. Осуществляется переход к нормированной частоте АЧХ ФНЧ-прототипа:

$$\Omega = Y / Y_{BП}. \quad (12)$$

При этом получим:

$$\Omega_{BП} = Y_{BП} / Y_{BП} = 1, \quad \Omega_{B3} = Y_{B3} / Y_{BП}. \quad (13)$$

4. Определяется порядок ФНЧ-прототипа — количество необходимых резонансных контуров. Фактически здесь определяется порядок полинома Чебышева, используемого для аппроксимации АЧХ ФНЧ-прототипа.

$$n \geq \frac{\ln \left( \sqrt{\frac{1-K_{B3}^2}{2\lambda K_{B3}^2}} + \sqrt{\frac{1-K_{B3}^2}{2\lambda K_{B3}^2} - 1} \right)}{\ln(\Omega_{B3} + \sqrt{\Omega_{B3}^2 - 1})}. \quad (14)$$

Знак неравенства в данном выражении предполагает округление получаемой величины до ближайшего большего целого числа. Очевидно, что такое округление предопределяет образование некоторого «запаса» по величине  $K_{B3}$  или  $\Omega_{B3}$  по сравнению с исходно заданными значениями.

**Примечание.** Если выполняются условия:  $K_{B3}^2 \ll 1$ ;  $\lambda \ll 1$ , то можно вместо (14) воспользоваться упрощенной формулой:

$$n \geq \frac{0,3 + \lg \frac{1-K_{B3}^2}{2\lambda K_{B3}^2}}{\lg(\Omega_{B3} + \sqrt{\Omega_{B3}^2 - 1})}. \quad (15)$$

Возникающая при этом ошибка не превышает 0,6% даже при  $K_{B3} = 0,3$  и  $\lambda = 0,3$ .

5. Уточняется величина  $K_{B3}$  вследствие округления  $n$ :

$$K_{B3} = \frac{1}{\sqrt{0,5\lambda(\Omega_{B3} + \sqrt{\Omega_{B3}^2 - 1})^{2n} + 1}}. \quad (16)$$

**Примечание.** Уточнение величины  $K_{B3}$  предполагает сохранение неизменными величин  $\lambda$  и  $\Omega_{B3}$ . Но если неизменными величинами считать  $\lambda$  и  $K_{B3}$ , то уточнить следует величину  $\Omega_{B3}$ . Для этого необходимо решить уравнение:

$$\Omega_{B3} = (\alpha^2 + 1) / 2\alpha; \quad \text{где } \alpha = \left( \left( \frac{1}{K_{B3}^2} - 1 \right) / (0,5 \times \lambda) \right)^{1/n}. \quad (17)$$

6. Определяется число звеньев ФНЧ-прототипа:

**Примечание.** Звено первого порядка ФНЧ-прототипа соответствует одиночному резонансному контуру СПФ, настроенному на частоту  $\omega_0$ . Звено второго порядка ФНЧ-прототипа соответствует двум резонансным контурам СПФ с одинаковой добротностью, симметрично расстроенным влево и вправо относительно  $\omega_0$ .

7. Определяются параметры звеньев второго порядка ФНЧ-прототипа:

$$d_q = 2D \sin(\psi_q), \quad (18)$$

$$A_q = B^2 \cos^2(\psi_q) + D^2 \sin^2(\psi_q), \quad (19)$$

$$B = 0,5(E+1/E), \quad D = 0,5(E-1/E), \quad (20)$$

$$E = 2^n \sqrt{\frac{1+\lambda}{\lambda} + \sqrt{\left(\frac{1+\lambda}{\lambda}\right)^2 - 1}}, \quad (21)$$

$$\psi_q = (\pi/2n) \times [1 + 2(k-1)], \quad k = 1, 2, \dots, 2n. \quad (22)$$

Фактически значения углов  $\psi_q$  определяются только для первого квадранта.

**Примечание.** Если выполняется условие  $\lambda \ll 1$ , тогда вместо (21) можно воспользоваться упрощенной формулой:

$$E = 2^n \sqrt{\frac{2(1+\lambda)}{\lambda}}. \quad (23)$$

Возникающая при таком упрощении ошибка может быть оценена следующими примерами:

- при  $\lambda = 0,1 - \delta E = 0,1\%$ ;
- при  $\lambda = 0,3 - \delta E = 0,5\%$ .

8. Определяются параметры (частоты настроек и добротности) двух симметрично расстроенных резонансных контуров СПФ, соответствующих звену второго порядка ФНЧ-прототипа.

Значение добротности определяется следующим выражением:

$$Q_q = \sqrt{\frac{A_q + \frac{4}{Y_{BП}^2}}{2d_q^2} + \sqrt{\left(\frac{A_q + \frac{4}{Y_{BП}^2}}{2d_q^2}\right)^2 - \frac{1}{d_q^2 \times Y_{BП}^2}}}. \quad (24)$$

Частоты настроек определяются согласно

$$\omega'_{pq} = X_q \omega_0, \quad \omega''_{pq} = \omega_0 / X_q, \quad (25)$$

$$X_q = 0,5 \times d_q Q_q Y_{BП} + \sqrt{(0,5 \times d_q Q_q Y_{BП})^2 - 1}. \quad (26)$$

9. Определяются параметры резонансного контура, соответствующего звену первого порядка ФНЧ-прототипа. Частота настройки этого контура равна центральной частоте СПФ —  $\omega_0$ , а его добротность определяется соотношением:

$$Q_S = 1 / (D \times Y_{BП}). \quad (27)$$

**Примечание.** Если проектируемый СПФ является узкополосным, то есть если выполняется условие

$$\omega_{BП} / \omega_{HП} \leq 1,2 \dots 1,25,$$

тогда при расчете добротности и частот настроек пары расстроенных контуров вместо формул (24) и (26) можно использовать упрощенные выражения:

$$Q_q = (X_q / Y_{BП}) \times (1 / (D \sin(\psi_q))); \quad (28)$$

$$X_q = 1 + 0,5 Y_{BП} B \cos(\psi_q). \quad (29)$$

## Порядок расчета баттервортовского СПФ

Расчет баттервортовского СПФ, АЧХ которого имеет монотонный характер в пределах полосы пропускания, в целом аналогичен рассмотренному выше. Отличие обусловлено лишь двумя обстоятельствами. Во-первых, решение задачи аппроксимации основано на применении полиномов Баттерворта. Поэтому порядок фильтра определяется иным выражением. Во-вторых, АЧХ баттервортовского ФНЧ-прототипа формально имеет неизменную величину неравномерности в полосе пропускания — 3 дБ. Тем не менее, СПФ с баттервортовской АЧХ можно рассчитать для произвольного значения неравномерности. Все это отражено в приводимом далее порядке расчета, который основан на задании параметров АЧХ СПФ в виде рис. 1.

1. В соответствии с (1) производится симметризация частотных параметров:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{ВП} \times \omega_{НП}} = \sqrt{\omega_{ВЗ} \times \omega_{НЗ}} = \sqrt{\omega_{ВП}^* \times \omega_{НП}^*}. \quad (30)$$

Здесь введены две частоты, определяющие границы полосы пропускания для произвольного значения неравномерности  $\lambda$  (помечены значком \*). Частоты  $\omega_{НП}$  и  $\omega_{ВП}$  определены для неравномерности  $-3$  дБ ( $\lambda = 0,293$ ).

2. Переход к параметрам АЧХ ФНЧ-прототипа осуществляется аналогично предыдущему, за тем исключением, что в данном случае вычисляем

$$Y_{ВП}^* = (\omega_{ВП}^*/\omega_0) - (\omega_0/\omega_{ВП}^*). \quad (31)$$

Далее — по формулам (10), (13).

3. Определение порядка ФНЧ-прототипа (числа резонансных контуров) производится в данном случае по следующей формуле:

$$n \geq 0,5 \times \frac{\lg \left( \frac{1 - K_{ВЗ}^2}{2\lambda K_{ВЗ}^2} \right)}{\lg \left( \frac{Y_{ВЗ}}{Y_{ВП}^*} \right)}. \quad (32)$$

Здесь также знак неравенства предполагает округление до ближайшего большего целого числа.

4. Уточнение величины  $K_{ВЗ}$  вследствие округления  $n$ :

$$K_{ВЗ} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega_{ВЗ}^{2n}}}. \quad (33)$$

Дальнейший порядок расчета полностью соответствует приведенному выше чебышевскому варианту СПФ: пункты 6, 7, 8, 9 сохраняются полностью с одним уточнением, связанным с необходимостью для данных пунктов вычисления значения  $Y_{ВП}$  для  $\lambda = 0,293$  ( $-3$  дБ) в соответствии с выражением:

$$Y_{ВП} = \frac{Y_{ВП}^*}{2n\sqrt{2}\lambda}. \quad (34)$$

### Резонансные ARC-звенья и их расчет

В результате расчета по приведенной выше методике определено требуемое число резонансных контуров и их параметры: добротности и частоты настроек. Иными словами, полностью определена структура СПФ в виде рис. 2.

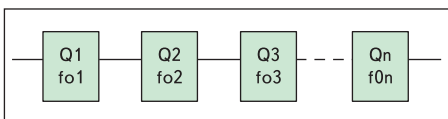


Рис. 2. Структура СПФ

При каскадировании следует располагать звенья в порядке нарастания величины их добротности.

Вторым этапом проектирования СПФ является выбор схемы резонансного звена и расчет величин его элементов по заданным значениям добротности и частоты настройки.

Резонансные ARC-звенья подразделяются на низкодобротные ( $Q < 5$ ), среднедобротные ( $Q < 20$ ) и высокодобротные ( $Q > 20$ ). Количество схемотехнических решений резонансных звеньев достаточно велико и насчитывает много десятков известных вариантов, построенных по различной идеологии [1–3]. В рамках данной работы ограничимся лишь несколькими примерами практических схем звеньев.

#### Низкодобротное резонансное звено на ОУ с отрицательной обратной связью [3]

Схема звена приведена на рис. 3.

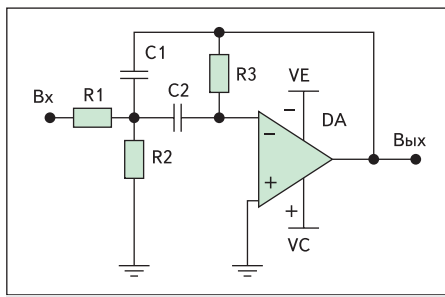


Рис. 3. Схема низкодобротного резонансного звена

Коэффициент передачи звена имеет вид, аналогичный выражению (3):

$$T(j\omega) = -M \times \frac{j\frac{\omega}{\omega_0} \times d}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0} \times d - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}. \quad (35)$$

Для случая равноемкостного варианта схемы  $C_1 = C_2 = C$  основные параметры звена определяются следующими соотношениями:

- частота настройки: 
$$\omega_0 = 1/\sqrt{r \times R_3 \times C^2}; \quad (36)$$

- добротность: 
$$Q = 1/d = 0,5\sqrt{R_3/r}; \quad (37)$$

- масштабный множитель (коэффициент плоского усиления): 
$$M = R_2/(R_1 + R_2) \times 2Q^2 = (r/R_1) \times 2Q^2. \quad (38)$$

В этих выражениях 
$$r = (R_1 \times R_2)/(R_1 + R_2). \quad (39)$$

Отметим, что величина плоского усиления в данной схеме прямо пропорциональна квадрату добротности.

Расчет схемы сводится к определению величин элементов по заданным значениям  $Q$ ,  $M$  и  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

Методика расчета в предположении идеальности ОУ состоит в следующем.

1. Из конструктивных и технологических соображений выбираем величину емкости  $C$ .
2. На основе выражения (36) вычисляем вспомогательную величину  $\alpha$ :

$$\alpha = \sqrt{r \times R_3} = 1/(\omega_0 \times C). \quad (40)$$

Затем вычисляем:

$$R_3 = 2Q\alpha, \quad (41)$$

$$r = \alpha/Q. \quad (42)$$

3. Вычисляем:

$$R_1 = (r/M) \times 2Q, \quad (43)$$

$$R_2 = (R_1 \times r)/(R_1 - r). \quad (44)$$

**Замечание:** при неудачном выборе величины  $C$  последнее выражение может дать отрицательную величину сопротивления  $R_2$ . В этом случае следует вернуться на шаг № 1 и выбрать другое значение  $C$ .

#### Резонансное звено на основе обобщенного конвертора импеданса

Схема звена, приведенная на рис. 4, позволяет реализовать резонансную характеристику с добротностью от единиц до двух сотен в диапазоне частот до 1 МГц в зависимости от типа используемых ОУ [4].

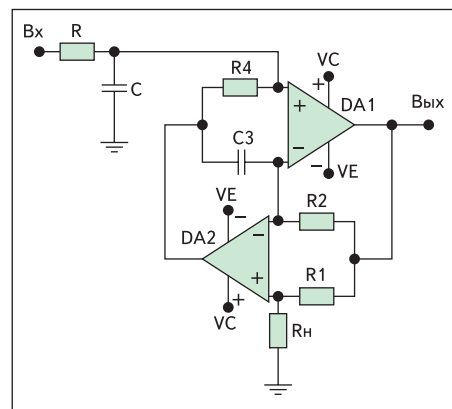


Рис. 4. Резонансное звено на обобщенном конверторе импеданса

Передачная функция звена имеет вид (3), где:

- масштабный множитель (коэффициент плоского усиления): 
$$M = 1 + (R_1/R_H); \quad (45)$$

- частота настройки (резонанса): 
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C \times C_3 \times R_2 \times R_4 \times \frac{R}{R_1}}}; \quad (46)$$

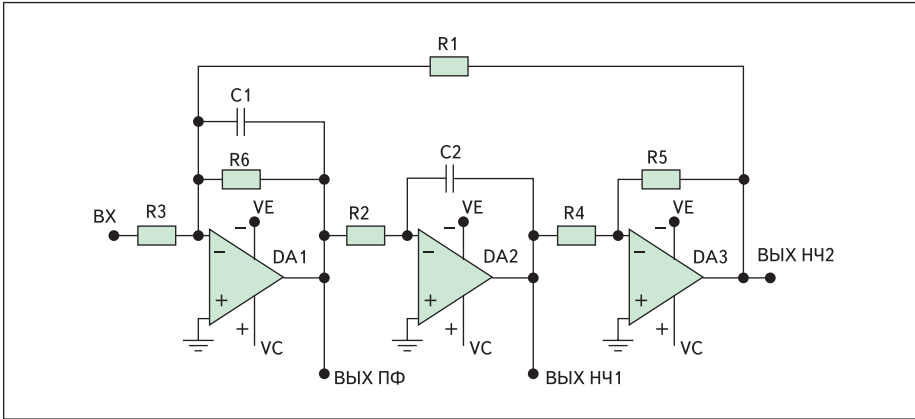


Рис. 5. Схема универсального звена второго порядка

- добротность:

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{C_3} \times \frac{R_1}{R_2 \times R_4 \times R_H}} \quad (47)$$

Поскольку частота настройки не зависит от  $R$ , изменяя его, можно изменять добротность при сохранении неизменными значений частоты.

Порядок расчета звена в предположении идеальности ОУ состоит в следующем.

Задано:  $M, Q, \omega_0$ . Полагаем  $C_3 = C$  — равноемкостный вариант.

1. Вычисляем вспомогательный параметр  $\beta$ :

$$\beta = M - 1. \quad (48)$$

2. Вычисляем оценочную величину резистора  $R_2$ :

$$R_2 = 1/(\omega_0 \times C). \quad (49)$$

Полученное значение округляем до ближайшего удобного номинала из ряда.

3. Рассчитываем вспомогательную величину  $r$ :

$$r = \sqrt{\beta/(\omega_0 \times C)}. \quad (50)$$

4. Вычисляем:

$$R_4 = r^2/R_2, \quad (51)$$

$$R = Q/(r/\sqrt{\beta}). \quad (52)$$

5. Резисторы  $R_1$  и  $R_H$  входят в выражения (45–47) своим отношением. Поэтому далее выбираем  $R_1$  из ряда номиналов величиной, близкой к величине  $R_2$ , и затем определяем  $R_H$ :

$$R_H = R_1/\beta. \quad (53)$$

**Универсальное звено второго порядка**

Другой схемой высокодобротного резонансного звена является универсальное звено второго порядка, реализованного на основании метода аналогового моделирования (рис. 5) [1].

Данная схема в зависимости от точки съема выходного сигнала реализует передаточную функцию резонансного контура (Вых ПФ) или два варианта передаточной функции ФНЧ второго порядка (соответственно Вых НЧ1 и Вых НЧ2), которые различаются видом коэффициента числителя передаточной функции. Реализуемые звеном передаточные функции имеют соответственно следующий вид:

$$T_{ПФ}(j\omega) = M_1((j(\omega/\omega_0) \times d)/(P(j\omega))); \quad (54)$$

$$T_{НЧ1}(j\omega) = M_2(1/(P(j\omega))); \quad (55)$$

$$T_{НЧ2}(j\omega) = M_3(1/(P(j\omega))); \quad (56)$$

где:

- $P(j\omega) = 1 + j(\omega/\omega_0) \times d - (\omega^2/\omega_0^2)$  (57) — полином знаменателя второго порядка;
- $\omega_0 = 1/RC$  (58) — частота настройки звена (для ПФ — это частота резонанса);
- $d = R/R_6 = 1/Q$  (59) — затухание звена, величина, обратная добротности.

Частота настройки и затухание определены при условии равнономальности:

- $C_1 = C_2 = C$ ;
- $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R$ ;
- масштабный множитель ПФ —  $M_1 = R_6/R_3$ ; (60)
- масштабный множитель ФНЧ-1 —  $M_2 = (R_1 \times R_4)/(R_3 \times R_5)$ ; (61)
- масштабный множитель ФНЧ-2 —  $M_3 = R_1/R_3$ . (62)

Порядок расчета звена ПФ для данной схемы сводится к следующей процедуре:

- задано  $M, Q, \omega_0 = 2\pi f_0$ ;
- выбираем из конструктивных и/или технологических соображений величину емкости конденсатора  $C$  (желательно из ряда номиналов);
- вычисляем на основе (58) величину  $R$ :

$$R = 1/2\pi f_0 C; \quad (63)$$

- на основе (59) вычисляем величину сопротивления  $R_6$ :

$$R_6 = R \times Q; \quad (64)$$

- на основе (60) вычисляем  $R_3$ :

$$R_3 = R_6/M = R(Q/M). \quad (65)$$

**Примечание.** Универсальные звенья рассмотренного типа в настоящее время выпускаются в виде микросхем рядом фирм, производящих микросхемы. Примером могут служить микросхемы фирмы MAXIM MAX274, MAX275. Микросхема MAX274 содержит в одном корпусе два звена второго порядка, каждое из которых позволяет реализовать звено ФНЧ-2 или резонансное звено ПФ-2. Микросхема MAX275 содержит в одном корпусе четыре таких универсальных звена.

Подробную информацию об этих и других микросхемах активных фильтров можно найти на сайте данной фирмы [5].

**Активное LCR-звено резонансного контура второго порядка**

При реализации СПФ, предназначенного для работы в области достаточно высоких частот — сотни килогерц, единицы мегагерц, требующих к тому же больших значений добротности составляющих резонансных контуров, вполне допустимо применение катушек индуктивности. Для таких частот современная промышленность выпускает широкий ассортимент готовых индуктивных компонентов с весьма высокими показателями, малыми габаритами (выпускаются даже катушки для поверхностного монтажа) и относительно низкой стоимостью.

Простейшим примером реализации резонансного контура в этом случае может служить схема, приведенная на рис. 6.

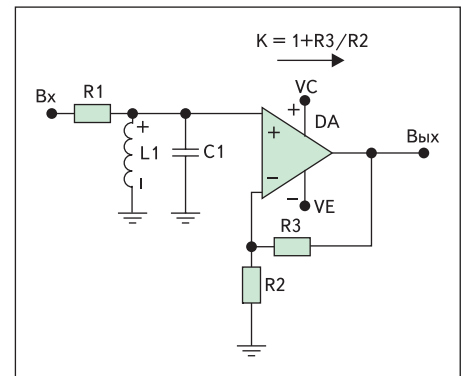


Рис. 6. Резонансное LCR-звено с усилением

Передаточная функция данного звена имеет вид (3).

Частота настройки определяется параметрами LC-резонансного контура:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (66)$$

Добротность резонансного контура есть отношение сопротивления  $R_1$  и характеристического сопротивления  $\rho$ :

$$Q = R/\rho = R/\sqrt{L/C}. \quad (67)$$

Усилитель на ОУ выполняет роль буферного усилителя для обеспечения развязки при каскадном включении таких звеньев. Кроме того, он может использоваться как масштабный усилитель, причем результирующий коэффициент усиления фильтра в целом можно распределить между всеми входящими в фильтр усилительными фрагментами.

Коэффициент усиления отдельного усилителя в звене и, следовательно, масштабный множитель данного звена не влияет ни на частоту настройки, ни на добротность и определяется простым соотношением:

$$K = 1 + R_3/R_2. \quad (68)$$

### Заключение

Предложенная в статье методика, основанная на развитии идей, заложенных в работе [6], представляет собой хорошо алгоритмизированную последовательность простых вычислений. Вычислительная процедура легко реализуется в пакете "MathCAD" и позволяет определять с высокой точностью основные параметры резонансных контуров (частоты настроек и добротности) практически для любого порядка СПФ с полиномиальными АЧХ. Ограничения налагаются только на величину максимальной добротности требуемого резонансного контура, поскольку это определяется реализационными возможностями выбираемой схемотехники.

В приложении 1 приведен пример расчета чебышевского СПФ 6-го порядка, реализованный в пакете "MathCAD 2001", который можно найти на сайте журнала <http://www.kit-e.ru/assets/rasschetChebyshevsky.mcd>.

Приведенные примеры реализации резонансных контуров сопровождаются методиками расчета элементов схем по вычисленным добротностям и частотам настроек контуров. При этом выбор схемы и изначально задаваемых величин элементов схем может быть произвольным, что позволяет при многовариантном расчете получить наиболее оптимальную реализацию в смысле соотношения величин элементов и их абсолютных значений. ■

### Литература

1. Хейнлейн В. Е., Холмс В. Х. Активные фильтры для интегральных схем. М.: Связь, 1980.
2. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем / Под ред. проф. А. А. Ланнэ. М.: Радио и связь, 1984.
3. Мошитц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров. М.: Мир, 1984.
4. Коротков А. С., Михалев П. Г. А. с. 1385260 (СССР). Полосовой активный RC-фильтр // БИ. 1988. № 12.
5. [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)
6. Славский Г. Н. Активные RC- и RCL-фильтры и избирательные усилители. М.: Связь, 1966.