

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

ИРКУТСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ

# **Активные фильтры**

Методические указания к расчетно-графической работе  
по дисциплине «Электроника»

ИРКУТСК 2009

УДК 621.38  
ББК 32.85  
А43

*Составитель:* кандидат технических наук, доцент кафедры  
теоретических основ электротехники  
***Г.Е. Лустенберг.***

*Рецензенты:* кандидат технических наук, доцент кафедры  
электропитания и электротехники ИрГТУ  
***А.С. Смирнов;***  
доктор технических наук, профессор кафедры  
электроподвижного состава ИрГУПС  
***Л. А. Астраханцев.***

Рассмотрены основные типы активных RC-фильтров и методика их проектирования, основанные на способе каскадной реализации. Приведены данные о наиболее часто используемых схемах звеньев второго порядка и даны рекомендации по выбору электронных компонентов.

Методические указания предназначены для курсового проектирования по дисциплине «Электроника» для студентов дневного и заочного обучения специальности 190402.65 – «Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте».

Ил. 43. Табл. 3. Библиогр.: 22 назв. Прилож. 3.

© Иркутский государственный  
университет путей сообщения, 2009  
СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	4
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ .....	5
1.1. Краткие теоретические сведения о фильтрах .....	5
1.2. Аппроксимация фильтра .....	9
1.2.1. Аппроксимация Баттерворта .....	10
1.2.2. Аппроксимация Чебышева .....	12
1.2.3. Инверсная аппроксимация Чебышева .....	14
1.2.4. Аппроксимация Кауэра (эллиптическая) .....	16
1.2.5. Аппроксимация Бесселя .....	18
1.2.6. Частотные преобразования фильтров .....	20
2. СПОСОБЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ .....	20
3. КАСКАДНЫЙ СПОСОБ ПРОЕКТИРОВАНИЯ .....	23
3.1. Расчет структурной схемы устройства .....	23
3.2. Выбор аппроксимации .....	26
3.3. Определение порядка фильтра и частоты среза .....	26
3.4. Выбор структуры фильтра и определение передаточной функции .....	27
3.5. Схемная реализация .....	30
3.5.1. Звенья фильтров нижних частот .....	30
3.5.2. Звенья фильтров верхних частот .....	34
3.6. Расчет схем активных фильтров .....	35
3.6.1. Расчет звеньев фильтров нижних частот .....	36
3.6.2. Расчет звеньев фильтров верхних частот .....	38
3.6.3. Рекомендации по выбору пассивных элементов .....	39
3.6.4. Рекомендации по выбору ОУ .....	40
3.7. Связь фильтра с источником сигнала и нагрузкой .....	44
3.7.1. Входные каскады .....	44
3.7.2. Выходные каскады .....	47
4. ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ .....	52
4.1. Общие сведения о программах схемотехнического моделирования .....	52
4.2. Краткое описание входного языка PSpice .....	54
4.2.1. Общие положения .....	54
4.2.2. Описания компонентов .....	55
4.2.3. Директивы .....	57
4.3. Пример составления текстового описания схемы и задания на моделирование .....	58
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	63
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>
ПРИЛОЖЕНИЕ 1 .....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>
ПРИЛОЖЕНИЕ 2 .....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>
ПРИЛОЖЕНИЕ 3 .....	<b>Ошибка! Закладка не определена.</b>

## ВВЕДЕНИЕ

При передаче информационных сигналов в системах автоматики, телемеханики и связи, как правило, возникает необходимость их обработки. Одной из наиболее распространенных процедур обработки является фильтрация – целенаправленное изменение спектра сигнала, имеющее своей целью подавление его нежелательных составляющих (шумов, помех) и сохранение (или усиление) информативных.

Например, в дальней связи при частотном разделении каналов на приемном конце возникает необходимость выделения сигналов, соответствующих каждому каналу, из суммарного сигнала.

В системах автоматики и телемеханики, работающих обычно в условиях сильных помех, фильтрации подвергаются выходные сигналы измерительных преобразователей и датчиков.

В некоторых случаях информативная часть спектра может состоять из нескольких компонентов. Например, постоянная составляющая сигнала датчика момента электродвигателя несет информацию о средней мощности двигателя, а высокочастотные составляющие свидетельствуют о вибрациях и качестве работы системы регулирования.

Фильтрация сигналов реализуется с помощью специальных частотно-зависимых устройств – электрических фильтров. Их классификация обычно проводится по следующим признакам:

- вид входного и выходного сигналов (аналоговые, цифровые, комбинированные фильтры);
- вид частотной характеристики (фильтры нижних частот (ФНЧ), фильтры верхних частот (ФВЧ), фильтры полосно-пропускающие или полосовые (ФПП), фильтры полосно-задерживающие или заграждающие (ФПЗ));
- вид импульсной характеристики (ИХ) (фильтры с непрерывной ИХ, фильтры с дискретной ИХ);
- протяженность импульсной характеристики (фильтры с ИХ конечной во времени – КИХ-фильтры, фильтры с ИХ бесконечной протяженности во времени – БИХ-фильтры).

В свою очередь, аналоговые фильтры классифицируются на пассивные и активные. Пассивные фильтры состоят только из пассивных элементов электрических цепей: резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, трансформаторов. Фильтры этого типа хорошо работают на высоких частотах, однако в низкочастотном диапазоне (до 500 кГц) им свойственны существенные недостатки:

- уменьшается добротность катушек индуктивности;
- возрастают их габариты и стоимость;
- низкое входное и высокое выходное сопротивления затрудняют согласование фильтра по входу и выходу.

Отсюда следует, что основные недостатки пассивных фильтров обусловлены катушками индуктивности.

Применение в схемах фильтров активных элементов (сначала транзисторов, а затем операционных усилителей (ОУ)) позволило фактически устранить указанные недостатки. Активные фильтры содержат только активные элементы, резисторы и конденсаторы. Кроме устранения низкотехнологичных катушек индуктивности, применение активных элементов позволило практически исключить проблему согласования, поскольку необходимые значения входного и выходного сопротивлений достигаются достаточно просто.

Аналоговые фильтры можно также классифицировать на линейные и нелинейные, с постоянными во времени параметрами и параметрические, сосредоточенные и распределенные, что соответствует известной классификации электрических цепей.

В настоящих методических указаниях рассматриваются основные подходы к проектированию активных фильтров, которые по вышеуказанной классификации относятся к аналоговым линейным непрерывным сосредоточенным БИХ-фильтрам с постоянными во времени параметрами.

## 1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

### 1.1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЛЬТРАХ

В общем случае линейный аналоговый фильтр (рис.1) во временной области можно описать интегралом свертки [1]:

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t - \tau)x(\tau)d\tau,$$

где  $y(t)$  – выходной сигнал;  $t$  – время;  $h(t)$  – *импульсная характеристика фильтра*;  $\tau$  – постоянная интегрирования;  $x(t)$  – входной сигнал.

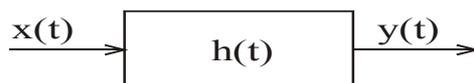


Рис. 1

При проектировании фильтров обычно используют их частотное описание, получаемое путем преобразования по Лапласу обеих частей предыдущего выражения:

$$Y(p) = F(p)X(p), \quad (1)$$

где  $Y(p)$ ,  $X(p)$  – изображения выходного и входного сигналов;  $F(p)$  – *передаточная функция фильтра* (ПФ), являющаяся изображением импульсной характеристики;  $p$  – оператор Лапласа (комплексная частота).

ПФ представляет собой дробно-рациональную функцию, то есть отношение двух полиномов

$$F(p) = \frac{v_0 + v_1p + v_2p^2 + \dots + v_m p^m}{a_0 + a_1p + a_2p^2 + \dots + a_n p^n} = \frac{N(p)}{D(p)}, \quad (2)$$

где  $v_0, v_1, v_2, \dots, v_m; a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  – вещественные числа.

**Порядком фильтра  $n$**  называют наибольшую степень  $p$  в знаменателе.

Если известны корни  $z_1, z_2, \dots, z_m$  числителя, называемые нулями, и корни  $p_1, p_2, \dots, p_n$  знаменателя, называемые полюсами, то (2) можно представить в виде:

$$F(p) = \frac{v_m (p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{a_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)}. \quad (3)$$

Из последнего соотношения следует, что ПФ полностью определяется значениями нулей и полюсов и постоянным сомножителем  $v_m/a_n$ . Фильтр физически реализуем, если выполнены следующие условия:

- полюсы должны иметь отрицательные действительные части;
- степень полинома в числителе должна быть равна или меньше степени полинома в знаменателе.

Как известно, при анализе установившихся синусоидальных режимов  $p = j\omega$ , где  $\omega$  – угловая частота изменения сигнала;  $j = \sqrt{-1}$  – мнимая единица. В этом случае (3) с учетом (1) имеет вид:

$$F(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = F(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (4)$$

где  $F(\omega)$  – *амплитудно-частотная характеристика* (АЧХ);

$\varphi(\omega)$  – *фазочастотная характеристика* (ФЧХ).

АЧХ определяет фильтрующие свойства по амплитуде: составляющие сигнала, имеющие различные частоты, будут ослабляться фильтром в разной степени.

ФЧХ характеризует фильтрующие свойства по фазе: составляющие сигнала, имеющие различные частоты, будут сдвигаться фильтром по фазе в разной степени.

Область частот пропускаемых колебаний, для которых АЧХ изменяется незначительно, называется *полосой пропускания*. Область частот задерживаемых колебаний, для которых АЧХ не превосходит некоторого малого заданного значения, называется *полосой задерживания*.

На рисунке 2 приведены АЧХ для ФНЧ, ФВЧ, ФПП, ФПЗ. Пунктиром показаны идеальные АЧХ. Полоса пропускания заштрихована на соответствующем участке оси частот.

Из рисунков следует, что реальная АЧХ лишь приближенно представляет (аппроксимирует) идеальную АЧХ.

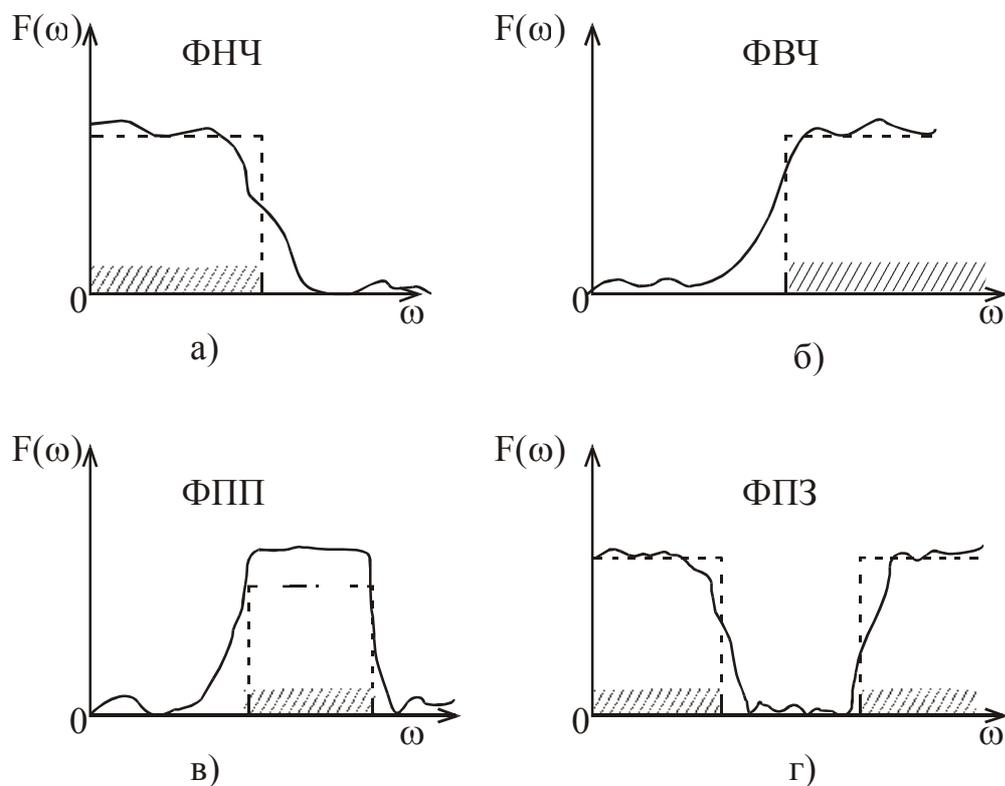


Рис. 2

Фильтрующие свойства часто оцениваются величиной относительного затухания, определяемой в децибелах:

$$A(\omega) = 20 \lg \left( \frac{1}{F(\omega)} \right) = 10 \lg \frac{1}{F^2(\omega)}. \quad (5)$$

Примерный вид реальных характеристик затухания, для рассмотренных типов фильтров, приведен на рисунке 3. Здесь  $\omega_p$  – граничная частота полосы пропускания;  $\omega_a$  – граничная частота полосы задерживания;  $A_p$  – максимальное затухание в полосе пропускания;  $A_a$  – минимальное затухание в полосе задерживания.

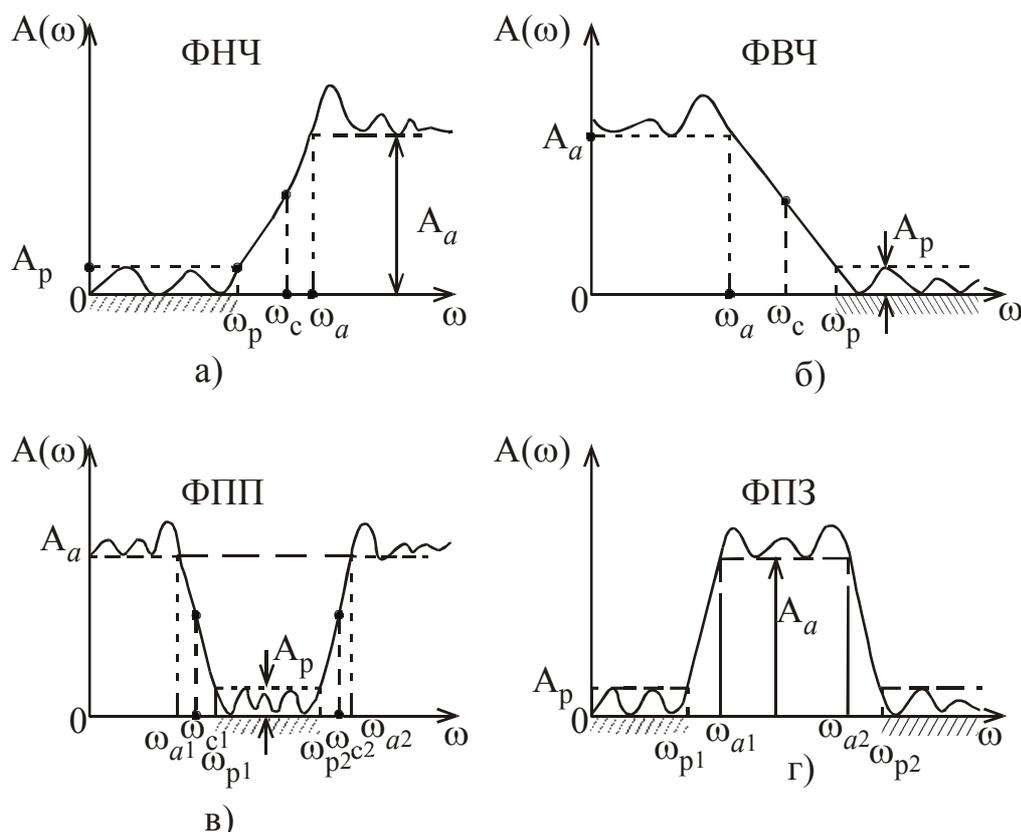


Рис. 3

Для ФНЧ (рис. 3,а) полоса пропускания находится в диапазоне частот от 0 до  $\omega_p$ , а полоса задерживания от  $\omega_a$  до  $\infty$ . Условная граница между этими полосами называется **частотой среза** ( $\omega_c$ ) и находится в пределах переходной полосы (то есть между  $\omega_p$  и  $\omega_a$ ). В фильтрах с монотонной АЧХ для определения частоты среза используют критерий «половинной мощности», согласно которому на частоте среза квадрат АЧХ должен быть равен половине своего максимального значения в полосе пропускания. Иными словами,  $\omega_c$  определяется как частота, на которой АЧХ уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (или на 3 дБ) по отношению к ее максимальному значению в полосе пропускания. Для фильтров с пульсациями АЧХ в полосе пропускания  $\omega_c$  принимается равной  $\omega_p$

Для ФПП полоса пропускания находится в диапазоне  $\omega_{p1}$  до  $\omega_{p2}$ , а полоса задерживания состоит из двух частей: низкочастотной (от 0 до  $\omega_{a1}$ ) и высокочастотной (от  $\omega_{a2}$  до  $\infty$ ).

Для ФПЗ, наоборот, полоса пропускания состоит из двух частей: низкочастотной (от 0 до  $\omega_{p1}$ ) и высокочастотной (от  $\omega_{p2}$  до  $\infty$ ), а полоса задерживания находится в диапазоне от  $\omega_{a1}$  до  $\omega_{a2}$ .

Из рисунков видно, что в общем случае затухание может пульсировать как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания.

Рассмотренные выше фильтры обладают, как правило, нелинейной ФЧХ, что допустимо во многих областях применения. Однако существуют задачи, где требуется линейная ФЧХ (радиолокация, телевидение, импульсная техника, обработка речевых сообщений), обеспечивающая постоянство группового времени запаздывания  $\tau_z = d\varphi(\omega)/d\omega$ . В этом случае применяются специальные виды фильтров (например, фильтры Бесселя, Гаусса и др.).

В высококачественных устройствах используют фазовые корректоры, то есть фильтры с АЧХ, не зависящими от частоты, но имеющие специфические ФЧХ, позволяющие уменьшить нелинейность ФЧХ фильтра. Данные фильтры в настоящих методических указаниях не рассматриваются.

## 1.2. АППРОКСИМАЦИЯ ФИЛЬТРА

При проектировании фильтров следует иметь в виду, что идеальные АЧХ (см. пунктир на рис. 2) физически не реализуемы. Можно лишь стремиться к наилучшему приближению (или аппроксимации), совместимому с требованиями, предъявляемыми к фильтру.

Практически аппроксимация АЧХ сводится к выбору таких коэффициентов полиномов в (2), которые обеспечивают не только аппроксимацию АЧХ, но и физическую реализуемость фильтра (см. п.1.1). Применительно к *квадрату* АЧХ это означает выполнение следующих условий [1]:

1. Полиномы числителя и знаменателя должны быть полиномами от  $\omega^2$ ;
2. Коэффициенты полиномов должны быть вещественными числами;
3. Значения полиномов положительны для всех  $\omega > 0$ .

Первое условие следует из (3), если  $p = j\omega$ :

$$F^2(\omega) = \left(\frac{b_m}{a_n}\right)^2 \frac{(\omega^2 + z_1^2)(\omega^2 + z_2^2) \dots (\omega^2 + z_m^2)}{(\omega^2 + p_1^2)(\omega^2 + p_2^2) \dots (\omega^2 + p_n^2)}. \quad (6)$$

Второе и третье условия доказаны в [1, с. 214]. Затухание может быть получено подстановкой (6) в (5).

Известно довольно много аппроксимаций, отвечающих вышеуказанному условию, однако наибольшее распространение получили четыре из них, рассмотренные ниже. Все они предназначены для ФНЧ, но довольно просто могут быть преобразованы в аппроксимации других типов фильтров (см. п. 1.2.6). При анализе свойств аппроксимаций для общности используется нормирование по частоте и коэффициенту передачи, который полагают единичным.

Следует отметить, что рассматриваемые аппроксимации используются также при проектировании цифровых фильтров [1,2].

### 1.2.1. АППРОКСИМАЦИЯ БАТТЕРВОРТА

Наиболее простой является аппроксимация Баттерворта:

$$F^2(\bar{\omega}) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \bar{\omega}^{2n}}, \quad (7)$$

где  $\bar{\omega} = \omega/\omega_p$  – нормированная (относительная) частота;  $n$  – порядок фильтра;  $\varepsilon$  – параметр, определяющий неравномерность АЧХ в полосе пропускания<sup>1</sup>.

Данная аппроксимация дает максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания при заданном  $n$ . АЧХ имеет максимум при  $\omega = 0$  и монотонно убывает с ростом частоты. На частоте среза  $A(\omega_c) = 3$  дБ. Частоту среза можно определить по (7) из условия «половинной мощности» ( $F^2(\bar{\omega}_c) = 0,5$ ):

$$\omega_c = \omega_p \sqrt[n]{\varepsilon^{-1}}.$$

Крутизна спада АЧХ на верхних частотах составляет  $20 \cdot n$  дБ/декада. АЧХ для фильтра 4-го порядка приведена в приложении I на рисунке П1, а.

Нелинейность ФЧХ проявляется с ростом частоты и порядка фильтра. Данную аппроксимацию следует применять, если накладывается требование монотонности АЧХ во всем диапазоне частот. Необходимо иметь в виду, что фильтрам Баттерворта свойственны выбросы и колебания при переходных процессах, возникающих при подаче на вход ступенчатого сигнала.

В соответствии с (5) и (7) затухание имеет вид:

---

<sup>1</sup> Иногда  $\varepsilon$  называют коэффициентом неравномерности ослабления в полосе пропускания

$$A(\omega) = 10 \lg \left( 1 + \varepsilon^2 \bar{\omega}^{2n} \right).$$

Установим связь между  $A_p$ , которая обычно известна, и параметром неравномерности  $\varepsilon$ . Из последнего выражения имеем при  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_p = 1$ :

$$A_p = 10 \lg(1 + \varepsilon^2).$$

Отсюда определяем неравномерность АЧХ в полосе пропускания:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1 A_p} - 1} \quad (8)$$

Порядок фильтра при заданных  $A_p, \omega_p, A_a, \omega_a$  (рис. 3,а) можно определить из неравенства:

$$n \geq \frac{1}{2} \frac{\lg \frac{10^{0,1 A_a} - 1}{\varepsilon^2}}{\lg \bar{\omega}_a}, \quad (9)$$

где затухания  $A_a$  и  $A_p$  подставляются в децибелах, а  $n$  округляется до целого числа в сторону увеличения.

**Пример 1.** Необходимо определить минимальный порядок и частоту среза ФНЧ Баттерворта, соответствующего следующим требованиям:

- 1) на частоте 10 Гц максимальное затухание составляет 0,1 дБ;
- 2) на частоте 20 Гц минимальное затухание составляет 30 дБ.

**Решение.** В ранее принятых обозначениях:

$$\omega_p = 2\pi \cdot 10 \text{ с}^{-1}, \quad \omega_a = 2\pi \cdot 20 \text{ с}^{-1}, \quad A_p = 0,1 \text{ дБ}, \quad A_a = 30 \text{ дБ}.$$

В относительных единицах  $\bar{\omega}_p = 1$ ;  $\bar{\omega}_a = 2$ . Исходные данные можно отобразить графически (см. рис. 4):

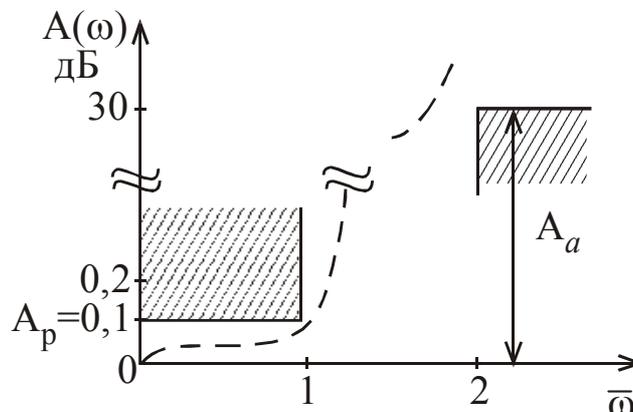


Рис. 4

Неравномерность АЧХ определяется по формуле (8):

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0,1A_p} - 1} = 0,1526.$$

Порядок фильтра рассчитывается в соответствии с (9):

$$n \geq \frac{1}{2} \frac{\lg \frac{10^{0,1 \cdot 30} - 1}{(0,1526)^2}}{\lg \bar{\omega}_a} = \frac{4,6324}{2 \cdot 0,3010} = 7,69.$$

Округляем до ближайшего целого:  $n = 8$ .

Частота среза

$$\omega_c = \omega_p \sqrt[8]{\frac{1}{\varepsilon}} \quad \text{или} \quad f_c = f_p \sqrt[8]{\frac{1}{\varepsilon}} = 1,265 \cdot 10 = 12,65 \text{ Гц.}$$

### 1.2.2. АППРОКСИМАЦИЯ ЧЕБЫШЕВА

В данном случае, в отличие от предыдущего, допускается некоторая немонотонность АЧХ типа пульсаций в полосе пропускания, то есть затухание колеблется между нулем и заданным максимальным уровнем  $A_p$  (см. рис. 3,а). В полосе задерживания пульсации отсутствуют. Иногда данную аппроксимацию называют равноволновой. Число пульсаций увеличивается с ростом порядка фильтра. За счет появления пульсаций крутизна спада АЧХ возрастает по сравнению с фильтром Баттерворта того же порядка. Аппроксимация Чебышева для ФНЧ  $n$ -го порядка имеет вид:

$$F^2(\bar{\omega}) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\bar{\omega})}, \quad (10)$$

где  $\varepsilon$  – постоянный коэффициент, определяющий неравномерность АЧХ (то есть амплитуду пульсаций) в полосе пропускания;  $T_n(\bar{\omega})$  – полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка, причем  $T_n(\bar{\omega}) = \cos(n \arccos \bar{\omega})$ .

Можно показать, что

$$T_0(\bar{\omega}) = 1;$$

$$T_1(\bar{\omega}) = \bar{\omega};$$

$$T_2(\bar{\omega}) = 2\bar{\omega}^2 - 1;$$

$$T_3(\bar{\omega}) = -3\bar{\omega} + 4\bar{\omega}^3;$$

$$T_4(\bar{\omega}) = 1 - 8\bar{\omega}^2 + 8\bar{\omega}^4;$$

...

$$T_n(\bar{\omega}) = 2\bar{\omega}T_{n-1}(\bar{\omega}) - T_{n-2}(\bar{\omega}).$$

Таким образом, (10) соответствует (6) и фильтр Чебышева физически реализуем. АЧХ для фильтра 4-го порядка приведена в приложении I на рисунке П1,а.

При  $0 \leq \bar{\omega} \leq 1$  АЧХ волнообразно пульсирует между  $\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}$  и 1, так как в этом диапазоне  $0 \leq |T_n(\bar{\omega})| \leq 1$ .

При  $\bar{\omega} > 1$   $|T_n(\bar{\omega})| > 1$  и АЧХ убывает монотонно.

В соответствии с (5) и (10) затухание имеет вид:

$$A(\omega) = 10 \lg \left[ 1 + \varepsilon^2 T_n^2(\bar{\omega}) \right]. \quad (11)$$

Коэффициент неравномерности АЧХ определяется выражением (8). Угловую частоту среза  $\omega_c$  фильтра Чебышева обычно принимают равной  $\omega_p$ .

Для  $n = 4$  примерный вид  $A(\omega)$  приведен на рисунке 5.

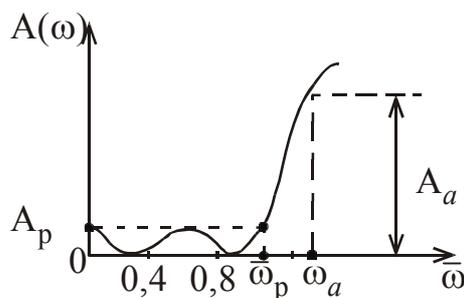


Рис. 5

Динамические характеристики фильтра Чебышева хуже, чем у фильтра Баттерворта, что объясняется более нелинейной ФЧХ.

Порядок фильтра при заданных  $A_p$ ,  $\omega_p$ ,  $A_a$ ,  $\omega_a$  можно определить из неравенства

$$n \geq \frac{\text{Arch} \frac{\sqrt{10^{0,1A_a}} - 1}{\varepsilon}}{\text{Arch} \bar{\omega}_a}, \quad (12)$$

где  $n$  округляется до целого числа в сторону увеличения. Величина обратного гиперболического косинуса может быть найдена по формуле:

$$\text{Arch } x = \ln \left( x + \sqrt{x^2 - 1} \right).$$

**Пример 2.** Для параметров АЧХ из примера 1 определить минимальный порядок ФНЧ Чебышева.

**Решение.** Величину  $\varepsilon$  берем из предыдущего примера, но теперь она характеризует пульсации в полосе пропускания:

$$\varepsilon = 0,1526; \quad 10^{0,1A} a - 1 = 999.$$

Частота среза  $\omega_c = \omega_p = 2\pi \cdot 10 \text{ с}^{-1}$ .

Порядок фильтра определяется по формуле (12):

$$n \geq \frac{\text{Arch}\left(\frac{\sqrt{999}}{0,1526}\right)}{\text{Arch}(2)} = \frac{6,026}{1,317} = 4,57.$$

Округляем  $n$  до ближайшего большего целого ( $n = 5$ ).

### 1.2.3. ИНВЕРСНАЯ АППРОКСИМАЦИЯ ЧЕБЫШЕВА

При данной аппроксимации АЧХ монотонно изменяется в пределах полосы пропускания и пульсирует в полосе задерживания.

Аппроксимация ФНЧ  $n$ -го порядка имеет вид:

$$F^2(\bar{\omega}) = \frac{\varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right)}{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right)}, \quad (13)$$

где  $\bar{\omega} = \omega/\omega_a$ ;  $\varepsilon$  – неравномерность пульсаций в полосе задерживания, определяемая ниже.

Из (13) следует, что в полосе задерживания АЧХ пульсирует от 0 (при  $T_n\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right) = 0$ ) до  $\frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}$  (при  $T_n\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right) = 1$ ). АЧХ для фильтра 4-го

порядка приведена в приложении I на рисунке П1,а.

В соответствии с (5) затухание имеет вид:

$$A(\omega) = 10 \lg \left[ \frac{1 + \varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right)}{\varepsilon^2 T_n^2\left(\frac{1}{\bar{\omega}}\right)} \right]. \quad (14)$$

Примерный вид  $A(\omega)$  приведен на рисунке 6.

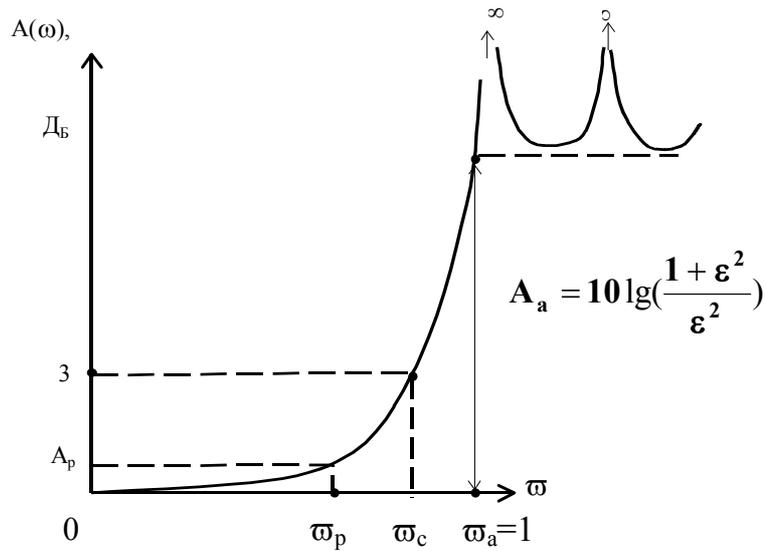


Рис. 6

Из рисунка 6 следует, что  $\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{0,1A_a} - 1}}$ . (15)

Таким образом, неравномерность определяется параметрами полосы задержания. Порядок фильтра при заданных  $A_p$ ,  $\omega_p$ ,  $A_a$ ,  $\omega_a$ , можно определить из неравенства:

$$n \geq \frac{\text{Arch} \sqrt{\frac{10^{0,1A_a} - 1}{10^{0,1A_p} - 1}}}{\text{Arch} \left( \frac{1}{\omega_p} \right)}. \quad (16)$$

Частота среза по уровню 3дБ определяется соотношением:

$$\omega_c = \frac{\omega_a}{\text{ch} \left[ \frac{1}{n} \text{Arch} \left( \frac{1}{\epsilon} \right) \right]}. \quad (17)$$

Данный тип аппроксимации дает более крутой спад АЧХ по сравнению с фильтром Баттерворта, но несколько меньший по сравнению с фильтром Чебышева.

**Пример 3.** Для параметров АЧХ из примера 1 определить минимальный порядок и частоту среза инверсного ФНЧ Чебышева .

**Решение.** Определим порядок фильтра по (16).

$$n \geq -\frac{\text{Arch}\left(\sqrt{\frac{999}{0,02329}}\right)}{\text{Arch}(2)} = 4,57$$

Округляем  $n$  до ближайшего большего целого  $n = 5$

Определим неравномерность АЧХ в полосе задерживания (15):

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^3 - 1}} = 0,03164$$

Частота среза (17):

$$f_c = \frac{20}{\text{ch}\left[\frac{1}{5} \text{Arch}\left(\frac{1}{0,03164}\right)\right]} = \frac{20}{\text{ch}(0,8293)} = 14,7 \text{ Гц.}$$

#### 1.2.4. АППРОКСИМАЦИЯ КАУЭРА (ЭЛЛИПТИЧЕСКАЯ)

Данная аппроксимация является логическим развитием идеи равноволнового фильтра и допускает пульсации как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания. За счет этого реализуется еще большая крутизна спада АЧХ, чем у фильтра Чебышева. Для ФНЧ  $n$ -го порядка аппроксимация имеет вид:

$$F^2(\bar{\omega}) = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\bar{\omega})}, \quad (18)$$

где  $R_n(\bar{\omega})$  – рациональная функция;  $\bar{\omega} = \omega/\omega_c$ ,  $\omega_c = \sqrt{\omega_a \omega_p}$  – частота среза. При четном  $n$ :

$$R_n(\bar{\omega}) = \frac{(\bar{\omega}_1^2 - \bar{\omega}^2)(\bar{\omega}_2^2 - \bar{\omega}^2) \dots (\bar{\omega}_k^2 - \bar{\omega}^2)}{(1 - \bar{\omega}_1^2 \bar{\omega}^2)(1 - \bar{\omega}_2^2 \bar{\omega}^2) \dots (1 - \bar{\omega}_k^2 \bar{\omega}^2)}, \quad (19)$$

где  $k = n/2$ .

Если  $n$  нечетно и  $k = (n - 1)/2$ , то в (19) добавляется сомножитель  $\bar{\omega}$  в правую часть. Из выражения (19) следует, что при  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_i$   $F(\bar{\omega})=1$ , а при  $\bar{\omega} = \bar{\omega}_i^{-1}$   $F(\bar{\omega})=0$ .

Параметры аппроксимации  $\bar{\omega}_i$  подчинены неравенству

$$0 < \bar{\omega}_i < 1 \text{ для } i=1, 2, \dots, k$$

и выбираются с учетом выполнения требований по ослаблению

$$0 \leq A \leq A_p \text{ для } 0 < \bar{\omega} \leq \bar{\omega}_p,$$

$$A \geq A_a \text{ для } \bar{\omega} \geq \bar{\omega}_a.$$

Заметим, что  $\bar{\omega}_p \bar{\omega}_a = 1$  и  $\bar{\omega}_p < 1 < \bar{\omega}_a$ .

Определение  $\bar{\omega}_i$  довольно сложная процедура (см. например [2]), в которой используются эллиптические функции (отсюда и название этого типа аппроксимации). АЧХ для фильтра 4-го порядка приведена в приложении I на рисунке П1,а.

Зависимость затухания для ФНЧ 5 порядка показана на рис.7.

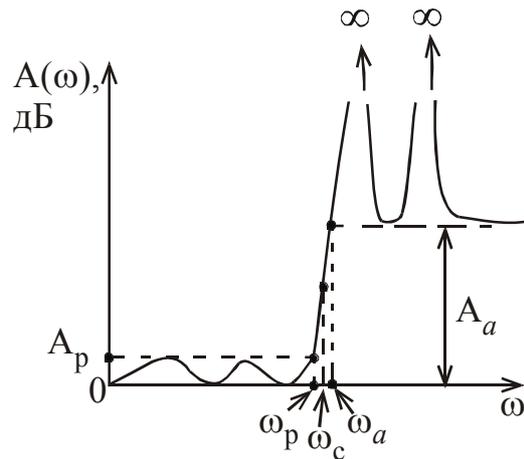


Рис. 7

Порядок фильтра определяется по следующим формулам [2]:

$$k = \frac{1}{\omega_a}; \quad k' = \sqrt{1 - k^2};$$

$$q_0 = \frac{1 - \sqrt{k'}}{2(1 + \sqrt{k'})}; \quad q \approx q_0 + 2q_0^5 + 15q_0^9 + 150q_0^{13};$$

$$D = \frac{10^{0,1A_a} - 1}{10^{0,1A_p} - 1}; \quad n \geq \frac{\lg(16D)}{\lg(1/q)}. \quad (20)$$

Как и ранее,  $n$  округляется до большего целого. Аппроксимация Кауэра дает наименьший порядок фильтра при прочих равных условиях и поэтому, как правило, является предпочтительной. Чем ближе частоты  $\omega_p$  и  $\omega_a$ , тем большее преимущество имеет рассматриваемая аппроксимация в сравнении с другими. Временные характеристики фильтра Кауэра хуже, чем у фильтра Чебышева ввиду существенной нелинейности ФЧХ.

**Пример 4.** Для параметров АЧХ из примера 1 необходимо определить минимальный порядок и частоту среза ФНЧ Кауэра, отвечающего заданным требованиям.

**Решение.** По формулам (20) имеем:

$$k = 0,5; \quad k' = \sqrt{0,75} = 0,866;$$

$$q_0 = 0,017972; \quad q \approx 0,017972;$$

$$D = \frac{10^3 - 1}{10^{0,01} - 1} = 42888,6;$$

$$\lg(16D) = 5,836;$$

$$\lg\left(\frac{1}{q}\right) = 1,74; \quad n \geq \frac{5,836}{1,74} = 3,35.$$

Округляем до ближайшего целого:  $n = 4$ . Частоту среза положим равной границе полосы пропускания:

$$\omega_c = \omega_p = 2\pi \times 10 \text{ с}^{-1}$$

### 1.2.5. АППРОКСИМАЦИЯ БЕССЕЛЯ

Рассмотренные ранее фильтры аппроксимируют идеальную АЧХ ФНЧ. Однако их ФЧХ существенно нелинейные, что вызывает фазовые искажения формы сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания фильтра. Если это недопустимо, то аппроксимируют ФЧХ так, чтобы она максимально приближалась к линейной зависимости. Именно эти соображения лежат в основе аппроксимации Бесселя. Практически аппроксимация ищется для группового времени запаздывания, которое является производной ФЧХ по частоте и должно быть константой. При этом АЧХ также аппроксимируется монотонной функцией частоты. Однако крутизна спада АЧХ в переходной полосе значительно меньше, чем у фильтра Баттерворта. Итак, для фильтра Бесселя важна не только АЧХ, но и ФЧХ. Передаточная функция ФНЧ-фильтра Бесселя  $n$ -го порядка имеет вид:

$$F(p) = \frac{B_n(0)}{B_n(\tau_0 p)},$$

где  $B_n(x)$  – полином Бесселя  $n$ -й степени;  $\tau_0$  – групповое время запаздывания.

Полиномы Бесселя для  $n = 1$  и  $n = 2$  имеют вид:

$$B_1(x) = x + 1; \quad B_2(x) = x^2 + 3x + 3.$$

Полином  $n$ -го порядка может быть найден по рекуррентной формуле

$$B_n(x) = (2n - 1)B_{n-1}(x) + x^2 B_{n-2}(x).$$

АЧХ для фильтра 4-го порядка приведена в приложении I на рисунке П1,а.

Нормированные ФЧХ и **квадрат** АЧХ для порядков с первого по десятый приведены в приложении 1 на рисунках П1,б; П1,в, соответственно. На рисунке П1,г изображены зависимости  $\tau(\omega)$ . С помощью данных кривых можно определить требуемый порядок фильтра по заданным техническим требованиям.

**Пример 5.** Определить минимальный порядок фильтра Бесселя, отвечающий следующим требованиям:

1.  $\tau_0 = 100$  мкс;
2.  $\tau(\omega)$  характеризуется менее чем 20 % отклонением от  $\tau_0$  для  $f < f_\tau$ , где  $f_\tau = 3183$  Гц;
3. Минимальное затухание на частоте 4000 Гц составляет 3 дБ, то есть  $A_a = 3$  дБ при  $f_a = 4000$  Гц.

**Решение.** Вычислим величину  $\tau_0 \omega_\tau$ , которую затем отложим по оси абсцисс (рис. П1,г):

$$\tau_0 \omega_\tau = \tau_0 \cdot 2\pi \cdot f_\tau = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 6,28 \cdot 3183 = 2 \text{ 1/с.}$$

Из рисунка П1,г следует, что условию 2 отвечают фильтры с  $n \geq 3$ .

Определим величину  $\tau_0 \omega_a = \tau_0 \cdot 2\pi f_a$ , которую затем отложим по оси абсцисс (рис. П1,в):

$$\tau_0 \omega_a = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 6,28 \cdot 4000 = 2,5 \text{ 1/с.}$$

Поскольку по оси ординат отложена величина квадрата АЧХ, определим ее для заданного ослабления  $A_a$ :

$$A_a = 10 \lg \frac{1}{F_a^2} \quad \Rightarrow \quad F_a^2 = 10^{-0,1 A_a};$$

$$F_a^2 = 10^{-0,3} = 0,5.$$

Из рисунка П1,в при  $\tau_0\omega_a = 2,5$  1/с следует, что  $F_a^2 < 0,5$  при  $n \geq 7$ . Следовательно, заданным техническим требованиям отвечает фильтр Бесселя седьмого порядка.

### 1.2.6. ЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФИЛЬТРОВ

Рассмотренные аппроксимации ФНЧ-фильтров могут быть преобразованы в другие типы фильтров заменой  $p \rightarrow f_1(p)$  в выражениях для ПФ или  $\omega \rightarrow f_2(\omega)$  в выражениях для АЧХ нормированных фильтров ФНЧ<sup>2</sup>. Символ  $\rightarrow$  означает замену.

Преобразование ФНЧ  $\rightarrow$  ФВЧ:

$$p \rightarrow \frac{\omega_c}{p}; \quad \omega \rightarrow \frac{\omega_c}{\omega}.$$

Преобразование ФНЧ  $\rightarrow$  ФПП:

$$p \rightarrow \frac{p^2 + \omega_0^2}{pB}; \quad \omega \rightarrow \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega B}.$$

Преобразование ФНЧ  $\rightarrow$  ФПЗ:

$$p \rightarrow \frac{pB}{p^2 + \omega_0^2}; \quad \omega \rightarrow \frac{\omega B}{\omega_0^2 - \omega^2}.$$

В данных выражениях  $\omega_0$  – средняя частота ФПП и ФПЗ;  $\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1}\omega_{p2}}$ ;  $B$  – ширина полосы пропускания;  $B = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ .

По исходным данным ФПП, ФПЗ, ФВЧ можно построить ФНЧ – прототип. После его расчета элементы прототипа изменяются по определенным правилам [1], реализующим указанные преобразования. Данный подход используется преимущественно для проектирования пассивных фильтров.

## 2. СПОСОБЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Существуют два основных способа проектирования: способ прямой реализации и способ каскадной реализации [1].

В первом случае различают два направления:

- реализация через пассивные схемы;
- реализация с помощью универсальных структур.

<sup>2</sup> Нормированный фильтр имеет  $\omega_c = 1$

Обсудим кратко указанные направления.

При реализации через пассивные схемы сначала проектируют соответствующий пассивный прототип, а затем все индуктивности заменяются имитирующими схемами. В качестве последних используются гираторы, нагруженные на емкости или конверторы отрицательного импеданса [1,3]. Полученные данным способом фильтры обладают низкой чувствительностью к изменению параметров элементов схемы, что является их несомненным достоинством. Однако число ОУ может быть весьма велико, так как каждая индуктивность заменяется не менее чем двумя ОУ.

Несколько иной подход к проектированию на базе пассивных фильтров используется в методике нормирования элементов по сопротивлению. Практически следует разделить операторное сопротивление каждого элемента пассивной схемы на  $p$ . Тогда при  $p = j\omega$ :

- резистор  $R$  заменяется конденсатором  $1/R$ ;
- индуктивность  $pL$  превращается в резистор  $L$ ;
- конденсатор  $1/(pC)$  заменяется частотно-зависимым отрицательным резистивным сопротивлением (ЧЗОС), равным  $-1/(\omega^2 C)$ .

ЧЗОС реализуется на базе гиратора с двумя конденсаторами. Таким образом, полученная активная схема будет содержать число гираторов, равное числу емкостей в исходной пассивной схеме.

При реализации с помощью универсальных структур используются схемы, которые могут быть настроены на широкий класс передаточных функций. В качестве универсальной структуры можно использовать каскадное соединение интеграторов на ОУ с обратными связями. Этот подход получил название метода переменных состояния. Данные фильтры отличаются высокой стабильностью, однако их разработка, особенно при высоком порядке, представляет собой довольно трудоемкий процесс.

В настоящих методических указаниях рассматривается каскадный способ реализации, являющийся наиболее распространенным. ПФ-фильтра представляется произведением ПФ 2-го и 1-го порядков. Это соответствует каскадному соединению звеньев, показанному на рисунке 8.

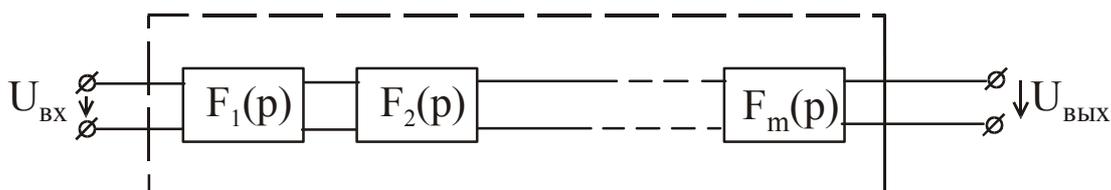


Рис. 8

Как известно, при каскадном соединении ПФ всей системы равна произведению ПФ отдельных звеньев, то есть для  $k$ -звенного фильтра:

$$F(p) = F_1(p)F_2(p) \dots F_m(p) = \prod_{i=1}^k F_i(p).$$

При четном  $n$   $k = n/2$  для фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя ПФ имеет вид:

$$F(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{F_{i0} c_i \omega_c^2}{p^2 + pb_i \omega_c + c_i \omega_c^2}, \quad (21)$$

где  $F_{i0}$  – наибольшее значение коэффициента усиления  $i$ -го звена в полосе пропускания;  $b_i, c_i$  – безразмерные коэффициенты, зависящие от вида аппроксимации АЧХ, порядка фильтра и параметров ослабления.

Для инверсного фильтра Чебышева и фильтра Кауэра имеем:

$$F(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{F_{i0} (p^2 + a_i \omega_c^2) c_i / a_i}{p^2 + pb_i \omega_c + c_i \omega_c^2}, \quad (22)$$

где  $a_i$  – безразмерный коэффициент.

ПФ ФВЧ можно получить из ПФ ФНЧ (при  $\omega_c = 1$ ), подставив  $\omega_c/p$  вместо  $p$ . Таким образом, ПФФВЧ для фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя из (21) имеем

$$F(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{F_{i0} p^2}{p^2 + pb_i \omega_c / c_i + \omega_c^2 / c_i}. \quad (23)$$

Для инверсного ФВЧ Чебышева и ФВЧ Кауэра из (22) имеем

$$F(p) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{F_{i0} (p^2 + \omega_c^2 / a_i)}{p^2 + pb_i \omega_c / c_i + \omega_c^2 / c_i}. \quad (24)$$

Коэффициенты  $a_i, b_i, c_i$  табулированы в [4] с высокой точностью. Упрощенная таблица находится в приложении 2 настоящего пособия, а также в [5]. Важными параметрами звена являются добротность и собственная частота, определяемые как

$$Q_i = \frac{\sqrt{c_i}}{b_i}; \quad \omega_{0i} = \sqrt{c_i}. \quad (25)$$

Звенья с  $Q_i < 10$  относят к низкодобротным, а с  $10 < Q_i < 100$  – к средне и высокодобротным. В п. 3.5. даются некоторые рекомендации по выбору схем звеньев, в зависимости от добротности.

При нечетном  $n$  в (21)-(24) добавляется сомножитель, соответствующий звену 1 порядка. Однако фильтры нечетного порядка используются редко (см. п.3.3.).

Преимуществом каскадного способа является простота реализации, возможность индивидуальной настройки отдельных звеньев и хорошее согласование по входу и выходу за счет применения ОУ. Ниже описана поэтапная процедура проектирования фильтра на основе способа каскадной реализации. С другими методиками можно ознакомиться в [6].

### **3. КАСКАДНЫЙ СПОСОБ ПРОЕКТИРОВАНИЯ**

Независимо от типа фильтра проектирование содержит ряд этапов:

1. Расчет структурной схемы устройства;
2. Выбор аппроксимации;
3. Определение порядка фильтра и частоты среза;
4. Выбор структуры фильтра и определение передаточной функции;
5. Схемная реализация;
6. Расчет и выбор элементов схемы;
7. Связь фильтра с источником сигнала (ИС) и нагрузкой;
8. Схемотехническое моделирование устройства в целом и его оптимизация.

По результатам моделирования может быть принято решение о возврате на один из ранних этапов проектирования, то есть. данная процедура носит итерационный характер.

Проектирование полагается завершенным, если устройство удовлетворяет всем требованиям технического задания (ТЗ). Далее подробно рассматриваются указанные этапы проектирования.

#### **3.1. РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ УСТРОЙСТВА**

Структурная схема проектируемого устройства представляет собой каскадное соединение трех блоков (рис. 9). Блоки имеют следующее функциональное назначение:

- блок 1 – входной каскад с передаточной функцией  $K_1(p)$ , связывающий источник сигнала и фильтрующий каскад;
- блок 2 – фильтрующий каскад с передаточной функцией  $K_2(p)$ , реализующий заданную передаточную функцию устройства;

- блок 3 – выходной каскад с передаточной функцией  $K_3(p)$ , связывающий выход фильтрующего каскада и нагрузку.

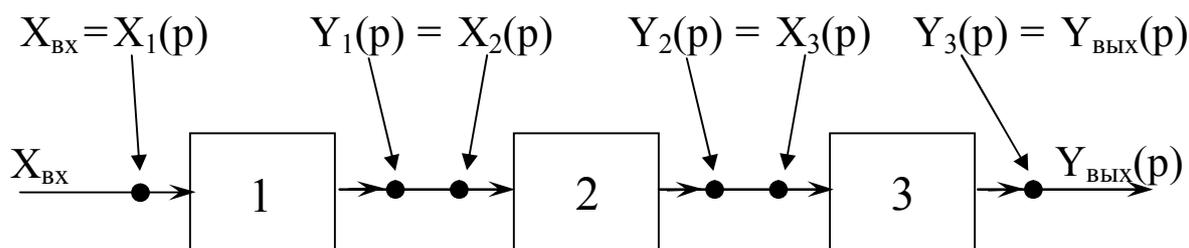


Рис. 9

В зависимости от условий ТЗ, входной и выходной сигналы ( $X_{ВХ}$  и  $Y_{ВЫХ}$ ) могут быть либо токами, либо напряжениями, что определяет физический смысл передаточной функции (см. табл. 1).

Таблица 1

Величины		Физический смысл ПФ
$X_{ВЫХ}$	$Y_{ВЫХ}$	
Напряжение	Напряжение	Коэффициент передачи напряжения
Напряжение	Ток	Передаточная проводимость
Ток	Напряжение	Передаточное сопротивление
Ток	Ток	Коэффициент передачи тока.

Вышеуказанные блоки описываются следующими операторными уравнениями:

$$\begin{aligned}
 Y_1(p) &= K_1(p) \cdot X_1(p); \\
 Y_2(p) &= K_2(p) \cdot X_2(p); \\
 Y_3(p) &= K_3(p) \cdot X_3(p).
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

Из рисунка 9 следует, что между входными и выходными величинами блоков существуют следующие соотношения:

$$\begin{aligned}
 X_1(p) &= X_{ВХ}(p); & Y_2(p) &= X_3(p); \\
 Y_1(p) &= X_2(p); & Y_3(p) &= Y_{ВЫХ}(p).
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

Исключая из (26) входные и выходные величины отдельных блоков с помощью (27), получаем уравнение, описывающее работу устройства в целом:

$$K(p) = \frac{Y_{ВЫХ}(p)}{X_{ВХ}(p)} = K_1(p) \cdot K_2(p) \cdot K_3(p).
 \tag{28}$$

Следует отметить, что  $K_2(p)$  – это ПФ фильтрующего каскада, то есть  $F(p)$ .

Пусть входной и выходной каскады безынерционны, то есть их ПФ являются константами:  $K_1(p) = K_1$  и  $K_3(p) = K_3$ . Предположим также, что спектр входного сигнала  $X_{ВХ}(j\omega)$  лежит в полосе пропускания. В этом случае можно приближенно считать ПФ фильтра постоянной величиной  $F_0$ , не зависящей от частоты (то есть  $K_2(p) = F_0$ ). Тогда из (28) имеем

$$K = K_1 \cdot F_0 \cdot K_3. \quad (29)$$

Величина  $K$  может быть найдена по условиям ТЗ как  $\frac{Y_{ВЫХ}}{X_{ВХ}}$ . Поэтому задача расчета структурной схемы сводится к рациональному распределению коэффициента передачи по трем звеньям структурной схемы. Задача не является однозначной, поскольку имеется три неизвестных и одно уравнение, и поэтому решается с привлечением дополнительных соображений.

Сначала рассмотрим фильтрующий каскад. Входная  $X_2(p)$  и выходная  $Y_2(p)$  величины являются напряжениями, причем входное напряжение, как правило, должно иметь значение порядка 1 В [7, с. 120]. Выходное напряжение ограничено наибольшим значением, которое приводится в паспортных данных ОУ. При больших амплитудах ( $\sim 10$  В) на выходе фильтрующего каскада возникают нелинейные искажения и возрастают требования к ОУ по скорости нарастания выходного напряжения и ширине полосы пропускания (см. п.3.6.4). Следовательно, амплитуда напряжения на выходе фильтрующего каскада не должна превышать нескольких вольт. С учетом ограничения на входное напряжение ( $\sim 1$  В) можно сделать вывод, что величина  $F_0$  должна составлять несколько единиц. Целесообразно выбрать  $F_0 = 1$ , если это не приводит к слишком большим или слишком малым значениям номиналов резисторов и конденсаторов. Таким образом, из выше приведенных соображений, мы получаем конкретные значения напряжений  $X_2$  и  $Y_2$  на входе и на выходе фильтрующего каскада, соответственно.

После этого появляется возможность определения  $K_1$ ,  $K_3$  из (26):

$$K_1 = \frac{Y_1}{X_1} = \frac{X_2}{X_{ВХ}};$$

$$K_3 = \frac{Y_3}{X_3} = \frac{Y_{ВЫХ}}{Y_2}.$$

Схемная реализация и методика расчета фильтрующего каскада приведена в п.п. 3.5, 3.6. Схемная реализация и методика расчета входного и выходного каскадов приведена в п. 3.7.

### **3.2. ВЫБОР АППРОКСИМАЦИИ**

Если в ТЗ есть требования относительно постоянства группового времени запаздывания, то следует выбрать аппроксимацию Бесселя. Такой же выбор следует сделать, если в ТЗ указано требование монотонности переходных процессов при воздействии импульсных сигналов. В ином случае следует проанализировать ТЗ на наличие требований монотонности АЧХ. Здесь можно выделить 3 случая:

1. Если в ТЗ есть требование монотонности АЧХ во всем диапазоне частот (то есть  $0 < \omega < \infty$ ), то используется аппроксимация Баттерворта;
2. Если в ТЗ есть требование монотонности АЧХ в полосе задерживания, то используется аппроксимация Чебышева;
3. Если в ТЗ есть требование монотонности АЧХ в полосе пропускания, то используется инверсная аппроксимация Чебышева;
4. Если требования монотонности АЧХ в ТЗ отсутствуют, то следует применить аппроксимацию Кауэра, так как она будет иметь наименьший порядок (из всех рассмотренных в данном пособии аппроксимаций) и, следовательно, обеспечивает наиболее простую реализацию устройства. Однако при этом желательно провести сравнение с аппроксимацией Чебышева, так как порядки фильтров могут оказаться примерно одинаковыми (при  $\omega_a \omega_p^{-1} > 2$ ). В этом случае целесообразно выбрать аппроксимацию Чебышева, так как фильтр на ее основе будет обладать лучшими динамическими характеристиками.

### **3.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОРЯДКА ФИЛЬТРА И ЧАСТОТЫ СРЕЗА**

Ранее в п.п. 1.2.1–1.2.5 было показано, как определять порядок ФНЧ-фильтра и  $\omega_c$  для различных аппроксимаций. В случае ФВЧ вместо  $\bar{\omega}_a$  в

формулы (9), (12), (20) следует подставить  $\bar{\omega}_p = \frac{\omega_p}{\omega_a}$ . В формулу (16) на-

до вместо  $\bar{\omega}_p$  подставить  $\bar{\omega}_a = \frac{\omega_a}{\omega_p}$ . Для ФВЧ Баттерворта

$$\omega_c = \omega_p \sqrt[n]{\varepsilon}.$$

Чем выше порядок фильтра, тем круче спад АЧХ в переходной полосе, но, вместе с тем, ухудшаются динамические характеристики за счет возникновения фазовых искажений и усложняется схема фильтра. Если  $n$  получилось нечетным, то его целесообразно округлить до **ближайшего большего четного**, так как при каскадной реализации звеньями 2-го порядка фильтр нечетного  $(2k-1)$  – порядка и фильтр четного порядка  $2k$  потребуют  $k$  операционных усилителей.

### 3.4. ВЫБОР СТРУКТУРЫ ФИЛЬТРА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ

Базовым типом фильтра, для которого разрабатываются аппроксимации и методы реализации, является ФНЧ. Другие типы фильтров могут быть построены на основе ФНЧ. Если из входного сигнала вычесть выходной сигнал ФНЧ, то полученный разностный сигнал будет содержать преимущественно верхние частоты. Таким образом, соответствующая структура будет представлять собой ФВЧ (рис.10).

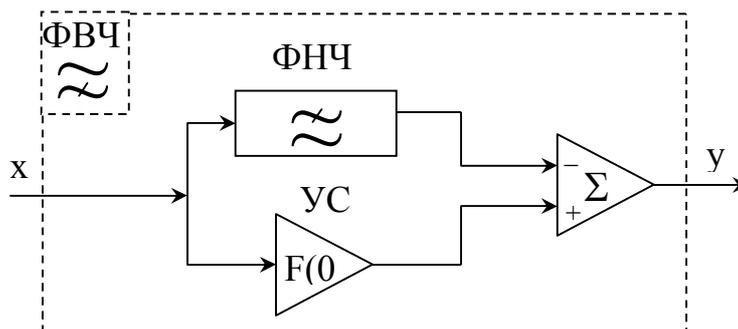


Рис. 10

В данной схеме  $F(0)$  – коэффициент усиления ФНЧ на нулевой частоте. Полоса пропускания ФНЧ превращается в полосу задержания ФВЧ и наоборот. Если  $F(0) = 1$ , то необходимость в усилителе УС отпадает.

ФПП можно получить, соединив каскадно ФВЧ и ФНЧ с перекрывающимися полосами пропускания (рис.11).

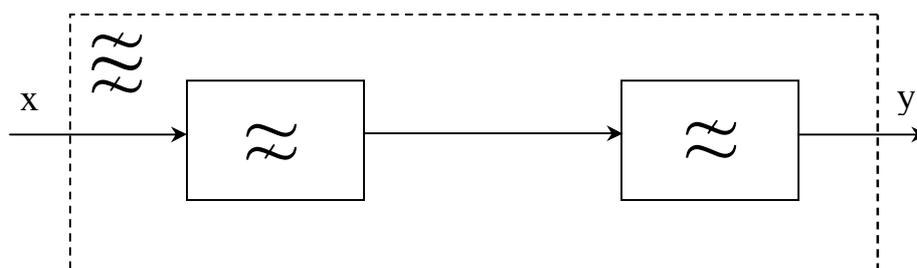


Рис. 11

Для этого  $\omega_{pФВЧ} < \omega_{pФНЧ}$  (рис.12).

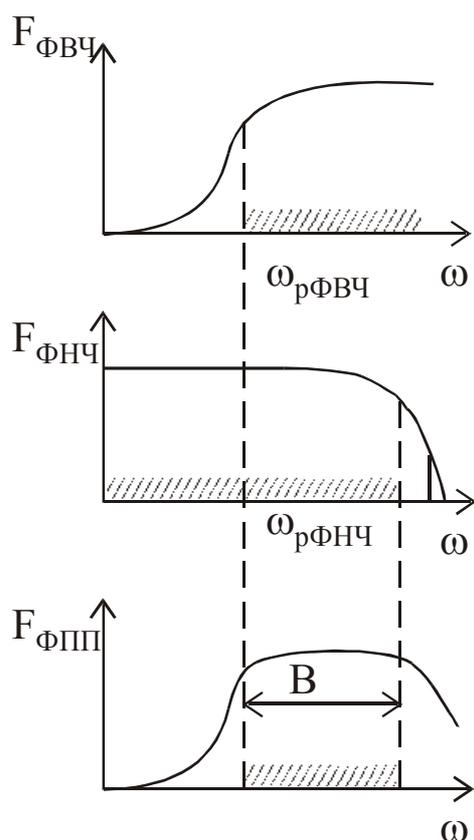


Рис. 12

Полоса пропускания полученного ФПП определяется очевидным соотношением

$$B = \omega_{pФНЧ} - \omega_{pФВЧ}.$$

Передаточная функция рассмотренного ФПП равна произведению передаточных функций ФНЧ и ФВЧ (21-24).

Если соединить параллельно ФНЧ и ФВЧ с перекрывающимися полосами задерживания (рис. 13), то можно получить ФПЗ. Для этого  $\omega_{aФВЧ} > \omega_{aФНЧ}$  (рис. 14). Полоса задерживания определяется как разность соответствующих частот

$$B = \omega_{aФВЧ} - \omega_{aФНЧ}.$$

Передаточная функция рассмотренного ФПЗ равна сумме передаточных функций ФНЧ и ФВЧ (21-24).

Следует отметить, что при необходимости иметь так называемые «зеркальные» фильтры, можно использовать схему (рис. 10), в которой ФНЧ можно заменить, например, на ФПП. Тогда вся структура будет

представлять собой ФПЗ с полосой задерживания равной полосе пропускания исходного ФПП.

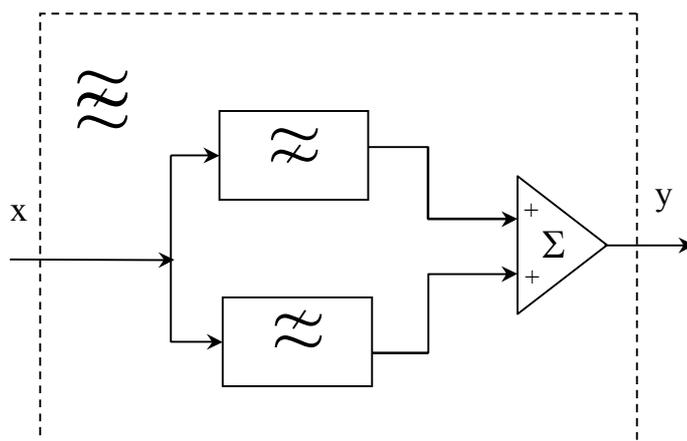


Рис. 13

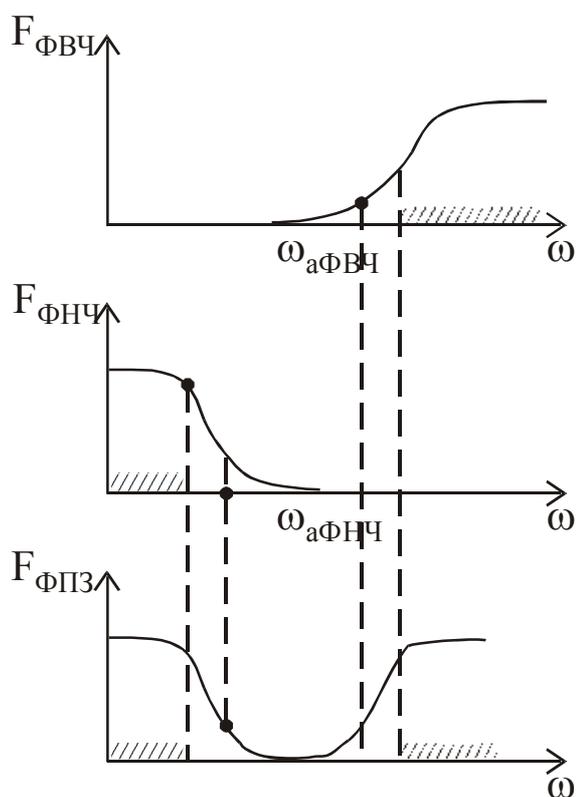


Рис. 14

Итак, рассмотренные структуры построены исключительно на ФНЧ, методика проектирования которых хорошо разработана.

Разумеется, существуют специфические схемы для ФВЧ, ФПП, ФПЗ, однако их расчет отличается от ФНЧ, особенно для ФПП и ФПЗ.

Поэтому в данных методических указаниях из-за ограниченности объема специфика ФПП и ФПЗ не рассматривается и предполагается их реализация, описанными выше последовательной и параллельной структурами.

### 3.5. СХЕМНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ

#### 3.5.1. ЗВЕНЬЯ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Наиболее простыми звеньями 2-го порядка, используемыми для построения ФНЧ, являются схемы, содержащие один ОУ. На рисунке 15 приведена схема звена на основе неинвертирующего усилителя, называемого также звеном с управляемым источником напряжения (УИН-звено) или звеном Саллен-Ки.

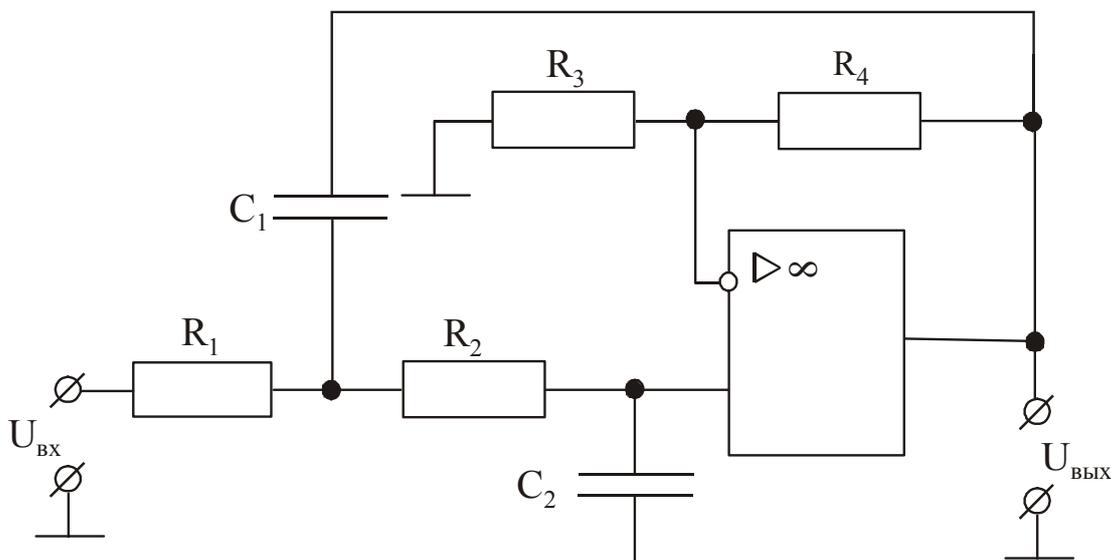


Рис. 15

В этой схеме используется положительная обратная связь через емкость  $C_1$ , действие которой увеличивается с ростом частоты. На частотах, превышающих  $\omega_c$ , увеличивается фазовый сдвиг выходного напряжения, что приводит к изменению характера действия обратной связи и способствует спаду АЧХ. ПФ имеет вид:

$$F(p) = \frac{1 + R_4/R_3}{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p C_2 (R_1 + R_2) - p C_1 R_1 R_4 / R_3 + 1}. \quad (30)$$

Следует отметить, что при  $C_1 R_1 R_4 / R_3 \geq C_2 (R_1 + R_2)$  звено теряет устойчивость (самовозбуждается). Выбором определенных сочетаний параметров можно упростить выражение (30) и улучшить некоторые характеристики фильтров. Например, в схеме Саллен-Ки можно выбрать

$R_3 = R_4 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$ . В результате упрощается выражение для ПФ:

$$F(p) = \frac{2}{p^2 C^2 R_1 R_2 + p C R_2 + 1}. \quad (31)$$

Из анализа (31) следует, что коэффициент усиления звена равен 2 и  $R_1$  влияет только на коэффициент при  $p^2$ , что упрощает настройку. Кроме того, выбор одинаковых емкостей весьма желателен по соображениям стабильности схемы и ее меньшей чувствительности к вариациям параметров фильтра.

Если для звена требуется единичное усиление, то можно модифицировать схему Саллен-Ки путем разбиения ее на два каскада (рис.16).

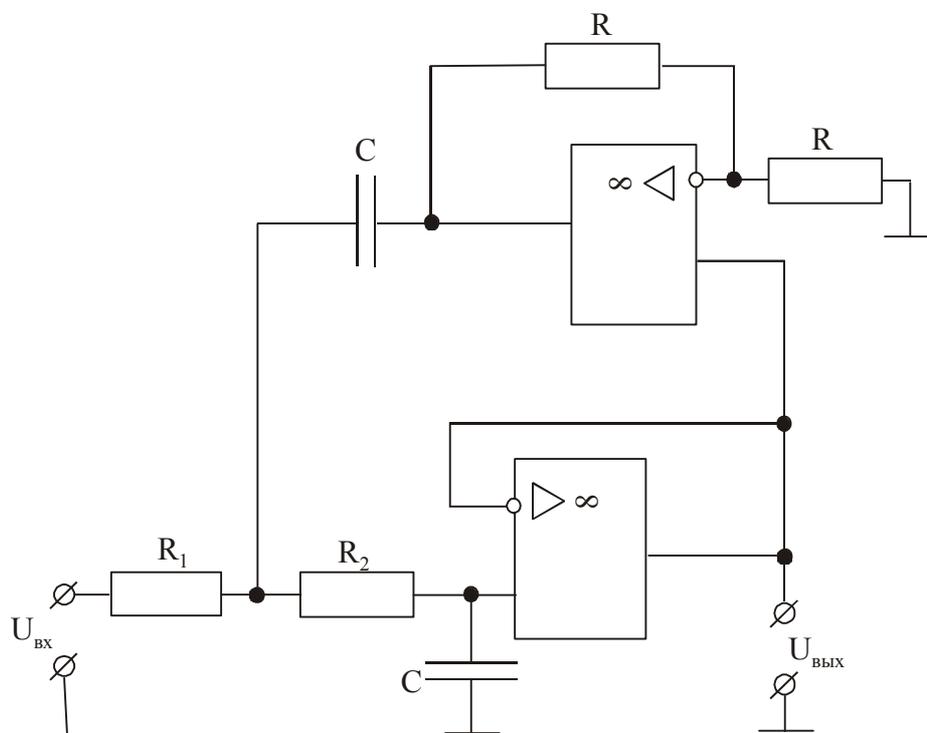


Рис. 16

Это потребует еще одного ОУ, на базе которого реализуется петлевое усиление равное двум, как и в предыдущей схеме. Однако выходное напряжение снимается с выхода повторителя, и поэтому коэффициент усиления равен 1. ПФ звена определяется из выражения (31), в котором 2 в числителе следует заменить на 1.

Данная схема обладает весьма важным для ФНЧ качеством: точность резисторов не влияет на коэффициент передачи постоянной составляющей.

На рисунке 17 показано звено с многоконтурной обратной связью (схема Рауха). ОУ охвачен отрицательной обратной связью через  $R_2$  и  $C_2$ . ПФ звена имеет вид:

$$F(p) = \frac{-R_2/R_1}{p^2 C_1 C_2 R_2 R_3 + p C_2 (R_2 + R_3 + R_2 R_3 / R_1) + 1} \quad (32)$$

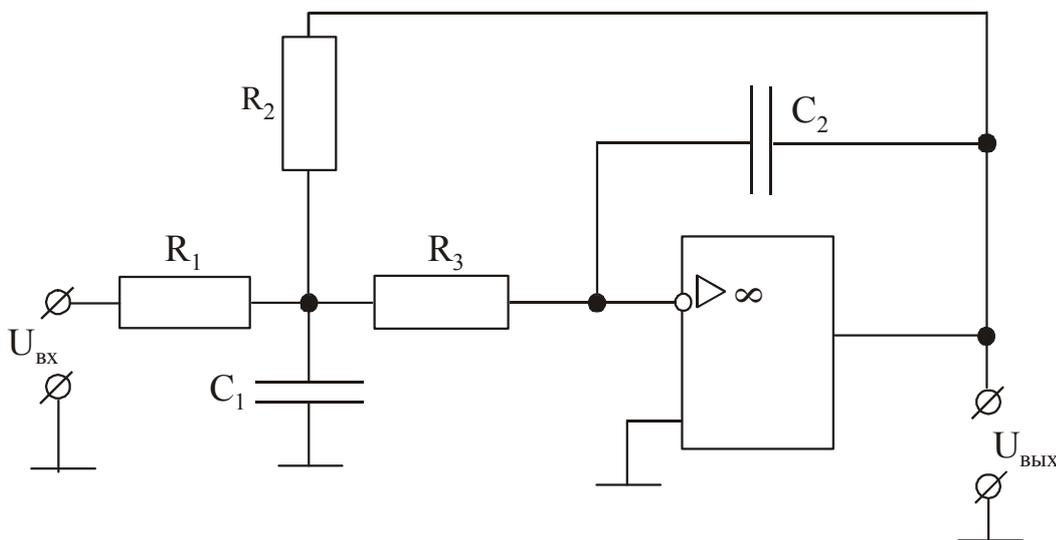


Рис. 17

Знак минус в числителе свидетельствует об инверсии фазы выходного сигнала. Следовательно, для фильтров четного порядка, построенных на базе схемы Рауха и имеющих нечетное значение  $n/2$ , фаза выходного сигнала будет инвертирована. Недостатком данного звена является более низкое входное сопротивление, особенно на высоких частотах. Достоинством является устойчивость звена и высокая стабильность характеристик. Схемы Саллен-Ки и Рауха рекомендуется применять при невысокой добротности звеньев ( $Q < 10$ ).

Из сравнения (30) и (32) с ПФ многозвенных фильтров (21) можно заключить, что они пригодны для построения ФНЧ Баттерворта, Чебышева и Бесселя, так как последние не содержат  $p$  в числителе.

Фильтры Кауэра и инверсные фильтры Чебышева нижних частот можно реализовать на базе биквадратного звена, которое пригодно также и для рассмотренных выше фильтров, то есть является универсальным. Звено содержит два интегратора и инвертирующий сумматор, охваченные общей обратной связью (рис.18).

Схема имеет два выхода и, соответственно, две ПФ. Для  $U_{\text{ВЫХ}1}$  ПФ имеет вид:

$$F_1(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2 \frac{R_3 R_5 R_6}{R_7} + p C_2 \frac{R_5 R_6}{R_2} \left( \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_7} \right) - \frac{R_5}{R_8}}{p^2 C_1 C_2 R_3 R_5 R_6 / R_4 + p C_2 R_3 R_5 R_6 / (R_2 R_4) + 1}. \quad (33)$$

Если выбрать  $R_1, R_2, R_3$  и  $R_7$  так, что  $R_1 R_3 = R_2 R_7$ , то ПФ будет соответствовать аппроксимациям Кауэра и инверсной Чебышева.

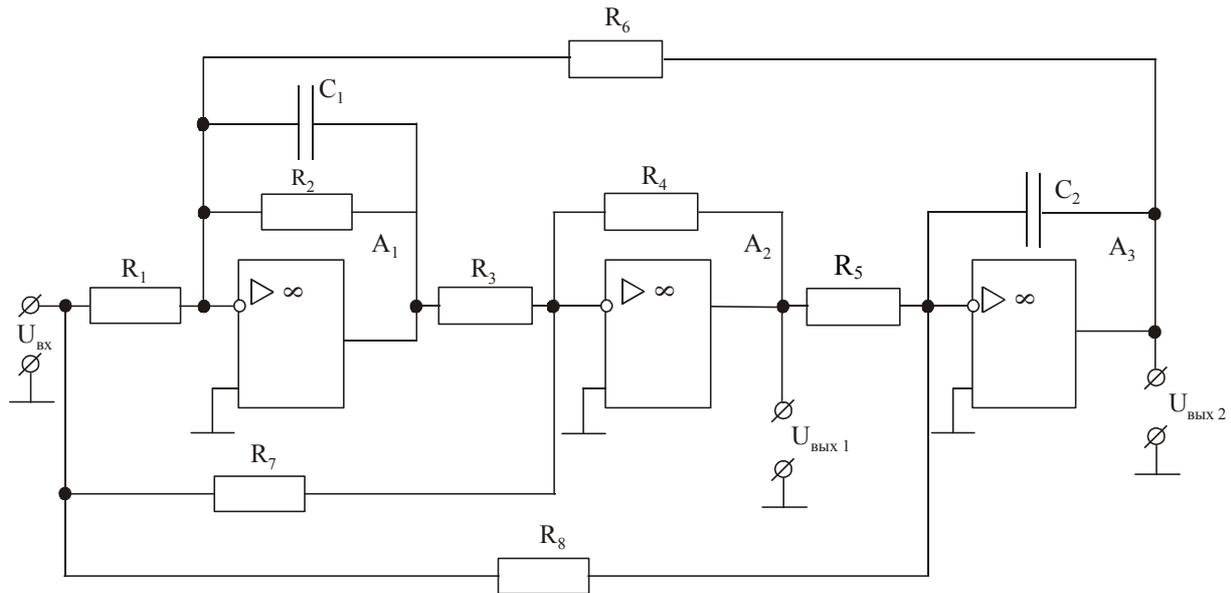


Рис. 18

Для  $U_{\text{ВЫХ}2}$  ПФ имеет вид:

$$F_2(p) = \frac{(p C_1 R_2 + 1) \frac{R_3 R_6}{R_2 R_8} \left( \frac{R_8}{R_7} - \frac{R_5}{R_4} \right) - \frac{R_6}{R_1}}{p^2 C_1 C_2 R_3 R_5 R_6 / R_4 + p C_2 R_3 R_5 R_6 / (R_2 R_4) + 1}. \quad (34)$$

При  $R_7 \rightarrow \infty$  и  $R_8 \rightarrow \infty$  соответствующие ветви размыкаются, а первое слагаемое в числителе (34) стремится к нулю. Таким образом, по второму выходу реализуются ПФ фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя при соответствующем выборе параметров схемы. Биквадратная схема может использоваться для высокочастотных звеньев ( $10 < Q < 100$ ), так как обладает низкой чувствительностью к вариациям параметров элементов.

### 3.5.2 ЗВЕНЬЯ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Схемы Саллен-Ки и Рауха позволяют реализовать ФВЧ Баттерворта, Чебышева и Бесселя. Рассмотрим схему Саллен-Ки с равными емкостями (рис. 19). ПФ звена имеет вид:

$$F(p) = \frac{p^2 F_0 R_1 R_2 C_1^2}{p^2 R_1 R_2 C_1^2 + p C_1 [R_2 (1 - F_0) + 2R_1] + 1}, \quad (35)$$

где  $F_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3}$  – наибольший коэффициент усиления в полосе пропускания.

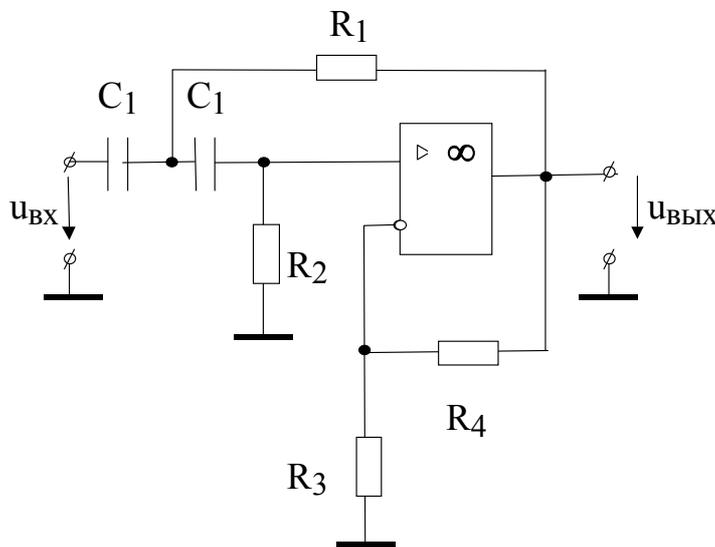


Рис. 19

Если  $F_0$  имеет значение, при котором коэффициент при первой степени  $p$  в (35) становится отрицательным, возникает неустойчивость и звено самовозбуждается.

Схема Рауха для звена ФВЧ представлена на рисунке 20. ПФ звена имеет вид:

$$F(p) = \frac{-p^2 R_1 R_2 C_1^2}{p^2 R_1 R_2 C_1 C_2 + p R_1 (2C_1 + C_2) + 1}. \quad (36)$$

Звено обладает инвертирующим свойством, как и его ФНЧ-аналог. Схема абсолютно устойчива. Наибольший коэффициент усиления в полосе пропускания равен  $-C_1/C_2$ . Рассмотренные схемы ФВЧ обладают теми же достоинствами и недостатками, что и их ФНЧ-аналоги.

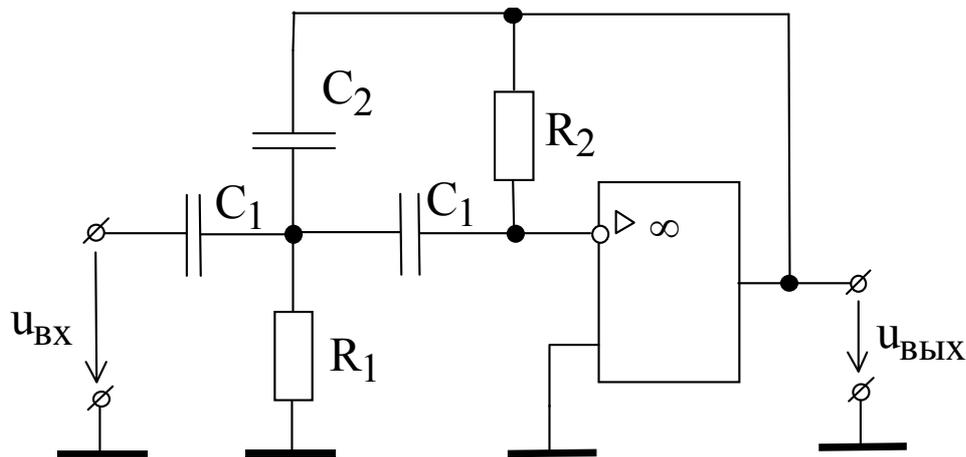


Рис. 20

При реализации ФВЧ-фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя на базе биквадратного звена (рис.18), напряжение следует снимать с выхода 1 ( $U_{\text{ВЫХ1}}$ ) и принять  $R_8 \rightarrow \infty$ ,  $R_1R_3 = R_2R_7$ . При этом в числителе остается слагаемое с  $p^2$ , что свидетельствует о двукратном дифференцировании входного сигнала.

Для реализации ФВЧ Кауэра и инверсного ФВЧ Чебышева необходима полная схема биквадратного звена (рис.18). Выходное напряжение снимается с инвертирующего сумматора ( $U_{\text{ВЫХ1}}$ ). Здесь также должно быть выполнено соотношение

$$R_1R_3 = R_2R_7.$$

### 3.6. РАСЧЕТ СХЕМ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Расчет параметров элементов схемы фильтра проводится на базе таблицы (см. приложение 2), содержащей безразмерные коэффициенты  $b$  и  $c$ , входящие в формулы ПФ (21), (23), и коэффициенты  $a$ ,  $b$  и  $c$ , входящие в формулы ПФ (22), (24).

В зависимости от порядка фильтра (2, 4, 6, 8), коэффициенты приводятся для 1-го, 2-х, 3-х или 4-х звеньев, соответственно. Для каждой схемы звена ФНЧ, описанной в предыдущем пункте, существует своя методика расчета. Исходными данными являются:

- тип аппроксимации фильтра ( п. 3.2);
- порядок фильтра (п. 3.3 );
- коэффициент усиления  $F$  звена в полосе пропускания;
- частота среза фильтра  $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$  (п.п. 1.2.1.-1.2.5);

Независимо от схемы, расчет начинают с выбора емкости конденсатора  $C_1$ .

$$C_1 \approx \frac{10}{f_c}, \quad (37)$$

где  $C_1$  – емкость в нанофарадах;  $f_c$  – частота среза в килогерцах.

Коэффициент усиления каждого звена  $F$  желательно выбирать равным единице. В этом случае общее усиление, требуемое по ТЗ, обеспечивается входным и выходным каскадами (п. 3.7). Однако для некоторых схем выбор  $F=1$  может привести к неприемлемым номиналам резисторов или емкостей. Кроме этого, если в ТЗ есть требование минимальности количества элементов, то от выходного усилителя, возможно, придется отказаться и общее усиление  $F_0 = F_{10} F_{20} \cdots F_{i0} \cdots F_{k0}$  обеспечивается выбором  $F_i > 1$ , где  $i$  – номер звена,  $k$  – количество звеньев. При этом следует иметь в виду, что звенья фильтра следует соединить в порядке возрастания  $F_{0i}$ . Можно выбрать  $F_{0i}$  одинаковым для всех звеньев:

$$F_{i0} = \sqrt[k]{F_0}.$$

После выбора коэффициента усиления  $F_{i0} = F$  и коэффициентов  $a, b, c$  из таблицы П2 для каждого звена можно приступить к расчету величин сопротивлений и емкостей.

### 3.6.1. РАСЧЕТ ЗВЕНЬЕВ ФИЛЬТРОВ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Для схемы Саллен-Ки (рис. 15)

$$C_2 \leq \left( F - 1 + \frac{b^2}{4c} \right) C_1; \quad (38)$$

$$R_1 = \frac{2}{\omega_c C_1 \left( b + \sqrt{b^2 + 4c(F-1) - 4cC_2/C_1} \right)};$$

$$R_2 = \frac{1}{cC_1C_2R_1\omega_c^2}.$$

Величину  $C_2$  желательно выбрать равной наиболее близкому номинальному значению емкости.

Резисторы  $R_3$  и  $R_4$  выбираются, исходя из обеспечения необходимого усиления звена. Как известно, для неинвертирующего усилителя

$$F = 1 + \frac{R_4}{R_3}. \quad (39)$$

Отсюда  $\frac{R_4}{R_3} = F - 1$ , что дает возможность найти  $R_4$ , задавшись значе-

нием  $R_3$ , или наоборот. Можно выбрать  $R_4$  и  $R_3$ , исходя из соображений минимизации влияния режимных токов смещения входов ОУ на выходное напряжение. Для этого необходимо выполнить условие равенства эквивалентных сопротивлений, подключенных к входам, то есть

$$R_1 + R_2 = \frac{R_4 R_3}{R_4 + R_3}.$$

Полученное выражение можно преобразовать к виду:

$$R_3 = \frac{F(R_1 + R_2)}{F - 1};$$

тогда  $R_4 = F(R_1 + R_2)$ .

Если  $F = 1$ , то  $R_3 \rightarrow \infty$ ,  $R_4 = 0$  и неинвертирующий усилитель превращается в повторитель напряжения.

Для схемы, приведенной на рисунке 16:

$$R_1 = \frac{1}{b \omega_c C}; \quad R_2 = \frac{b^2}{c} R_1. \quad (40)$$

Расчет схемы Рауха (рис. 17) проводится по формулам:

$$C_2 \leq \frac{b^2 C_1}{4c(F + 1)};$$

$$R_2 = \frac{2(F + 1)}{\omega_c C_1 \left( b + \sqrt{b^2 - 4c(F + 1)C_2/C_1} \right)}; \quad (41)$$

$$R_1 = R_2/F; \quad R_3 = \frac{1}{c C_1 C_2 \omega_c^2 R_2}.$$

Для биквадратного звена (рис. 18) в случае фильтров Баттерворта, Чебышева и Бесселя принимают  $R_7 \rightarrow \infty$ ,  $R_8 \rightarrow \infty$ . Остальные параметры определяются по формулам:

$$C_2 = C_1; \quad R_4 = \frac{1}{\omega_c C_1}; \quad R_3 = R_5 = R_4;$$

$$R_1 = \frac{R_4}{cF}; \quad R_2 = R_4/b; \quad R_6 = \frac{R_4}{c}. \quad (42)$$

Для фильтра Кауэра и инверсного фильтра Чебышева параметры биквадратного звена определяются следующим образом:

$$R_1 = \frac{a}{F b c \omega_c C_1}; \quad R_2 = \frac{1}{b \omega_c C_1}; \quad R_4 = R_3;$$

$$R_5 = \frac{C_1 R_6}{C_2}; \quad R_6 = \frac{1}{\omega_c C_1 \sqrt{c}}; \quad R_7 = \frac{a R_3}{F c};$$

$$R_8 = \frac{1}{F \omega_c C_2 \sqrt{c}}. \quad (43)$$

Во многих случаях можно принять  $C_2 = C_1$  и  $R_3 \approx \frac{1}{\omega_c C_1}$ .

Как было отмечено ранее, в данном случае выходом биквадратного звена должно быть напряжение  $U_{\text{ВЫХ1}}$ .

### 3.6.2. РАСЧЕТ ЗВЕНЬЕВ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

В схеме Саллен-Ки (рис. 19) параметры рассчитываются по формулам:

$$R_2 = \frac{4c}{\omega_c C_1 (b + \sqrt{b^2 + 8c(F-1)});}$$

$$R_1 = \frac{c}{(\omega_c C_1)^2 R_2}; \quad R_3 = \frac{FR_2}{F-1}; \quad (44)$$

$$R_4 = FR_2.$$

Для минимизации влияния входных токов смещения здесь выбрано  $R_3 \parallel R_4 = R_2$ . При  $F=1$   $R_3 \rightarrow \infty$ ,  $R_4$  можно положить равным нулю и получим схему с повторителем напряжения.

В схеме Рауха (рис. 20) параметры рассчитываются по формулам:

$$C_2 = \frac{C_1}{F}; \quad R_1 = \frac{b}{\omega_c (2C_1 + C_2)};$$

$$R_2 = \frac{c(2C_1 + C_2)}{\omega_c C_1 C_2 b}. \quad (45)$$

В схеме биквадратного звена для реализации ФВЧ Баттерворта, Чебышева и Бесселя (рис. 18) сигнал снимается с выхода 1. При  $R_3 = R_4 = R_5 = R$  и  $C_1 = C_2$  имеем

$$R_1 = \frac{c}{\omega_c F b C_1}; \quad R_2 = FR_1; \quad R_6 = \frac{c}{(\omega_c C_1)^2 R}; \quad R_7 = R/F, \quad (46)$$

где  $R = \frac{1}{\omega_c C_1}$ .

При использовании биквадратного звена для построения эллиптического ФВЧ и инверсного ФВЧ Чебышева (рис. 18) обычно принимают

$$R_3 = R_4 = R.$$

Сигнал снимается с выхода 1. Параметры звена определяют по формулам:

$$R_1 = \frac{c}{\omega_c F b C_1}; \quad R_2 = FR_1; \quad R_6 = \frac{\sqrt{c}}{\omega_c C_1}; \quad R_7 = R/F;$$

$$R_8 = \frac{a}{\omega_c F \sqrt{c} C_2}; \quad R_5 = \frac{C_1 R_6}{C_2}. \quad (47)$$

Здесь  $C_2$  и  $R$  выбираются произвольно и можно положить

$$C_1 = C_2; \quad R = \frac{1}{\omega_c C_1}.$$

### 3.6.3. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Номиналы резисторов и конденсаторов должны быть выбраны наиболее близко к расчетным величинам, найденным по формулам (37)-(47). Для подгонки по номиналам значения сопротивлений можно умножить на общий коэффициент, а значения емкостей разделить на тот же коэффициент. Это не окажет влияния на работу фильтра.

Отклонения реальных значений сопротивлений и емкостей от расчетных могут привести к значительному отличию частотной характеристики фильтра от желаемой. Ориентировочно для фильтров 4-8 порядков полагают, что наибольшее допустимое отклонение от номинала не должно превышать 1 %. Чем выше порядок фильтра, тем меньше допуски для элементов схемы. Точный анализ влияния отклонений параметров элементов на частотную характеристику может быть выполнен с привлечением теории чувствительности.

Из сказанного следует, что резисторы для фильтров шестого и восьмого порядков должны выбираться из прецизионного класса (допуск 0,5 % и менее), например, металлодиэлектрического типа С2-1, С2-13, С2-14, С2-15. Резисторы С2-14 выпускаются с допусками  $\pm 0,1$ ;  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ; 1 % на номиналы, соответствующие ряду Е192. Применение проволочных прецизионных резисторов типов С5-14, С5-53, С5-54 ограничено частотами порядка нескольких кГц. Возможно использование бороуглеродистых пленочных резисторов типа БЛП или микропроволочных типов МВС, С5-5, С5-716.

В схемах на ОУ, как правило, используются высокоомные резисторы 10-100 кОм. Номинальная мощность таких резисторов при уровне напряжений в схеме не более 20 В может быть выбрана из стандартного ряда равной 0,05-0,125 Вт. Необходимо также оценить влияние температуры на величину сопротивления с помощью коэффициента ТКС.

Конденсаторы также должны иметь отклонения от номинала порядка 0,5 %-1 %. Из слюдяных конденсаторов наилучшими характеристиками обладает марка К31-10. Для фильтров высокого порядка желательно применять пленочные конденсаторы с полистироловым (К70-7, К70-8, К71-7) или поликарбонатным (К77-1) диэлектриком. Керамические конденсаторы (К10-34, К10-43) можно использовать только для фильтров низкого порядка ( $n = 2 \dots 4$ ). Конденсаторы с номиналом менее 10 пФ применять не следует, так как они имеют низкую точность.

Хороших результатов можно достичь выбором одинаковых емкостей для схемы, приведенной на рисунке 16, для которой точность отношения емкостей более важна, чем точность номиналов самих емкостей. Отметим, что для схемы требуется два ОУ. Справочные данные по пассивным компонентам приведены в [8-13].

#### 3.6.4. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ОУ

Все выражения ПФ, полученные ранее, соответствуют фильтрам на идеальных ОУ. Однако реальный ОУ отличается от идеального следующими свойствами:

- 1) коэффициент усиления по напряжению конечен;
- 2) коэффициент усиления по напряжению зависит от частоты;
- 3) полоса пропускания ОУ конечна;
- 4) входное сопротивление ОУ конечно;
- 5) выходное сопротивление отлично от нуля;
- 6) передаточная характеристика нелинейная;
- 7) наличие собственных шумов ОУ.

В работе [1] показано, что для активных фильтров существенное влияние на частотную характеристику могут оказывать свойства 1-3. Это влияние проявляется по-разному в зависимости от схемы, поэтому ниже

рассмотрены простейшие из них, лежащие в основе рассмотренных ранее типовых звеньев.

**Инвертирующий ОУ** (рис. 21) лежит в основе ФНЧ-звена Рауха и имеет коэффициент усиления

$$K(p) = - \frac{\beta}{1 + \frac{\beta + 1}{H(p)}}$$

где  $\beta = R_b/R_a$  – модуль коэффициента усиления идеального инвертирующего усилителя;  $H(p)$  – ПФ ОУ без обратной связи.

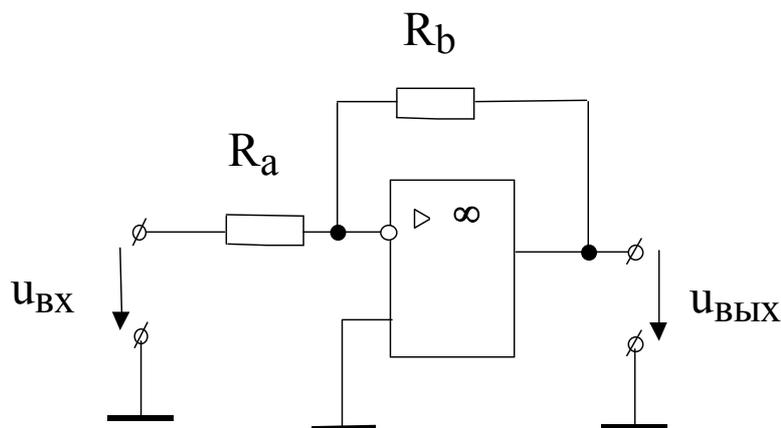


Рис. 21

Рассмотрим  $H(p)$  типичного ОУ с внутренней коррекцией. Она представляет собой ПФ ФНЧ.

$$H(p) = \frac{H_0 \omega_n}{p + \omega_n},$$

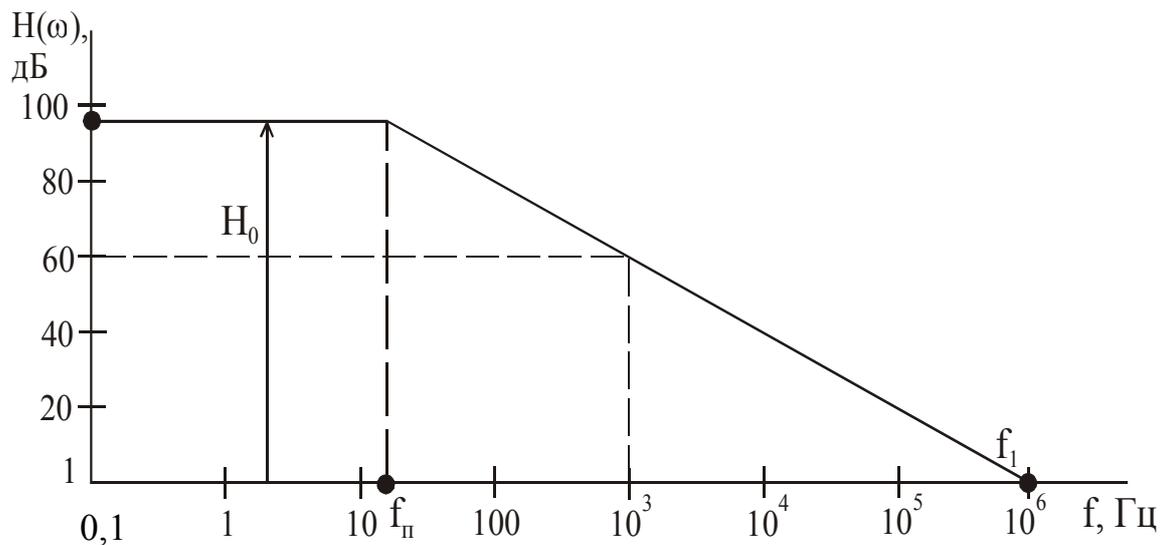
где  $H_0$  – коэффициент усиления на постоянном токе;  $\omega_n = 2\pi \frac{f_1}{H_0}$  – верхняя граница плоского участка АЧХ). Частота  $f_1$  называется частотой единичного усиления и приводится в паспортных данных ОУ. Соответствующая АЧХ приведена на рисунке 22.

Пусть  $\gamma$  – максимально допустимое относительное отклонение в процентах АЧХ ОУ без обратной связи от идеальной АЧХ (то есть  $H(\omega) = H_0$ ). Тогда верхняя граница допустимого частотного диапазона определяется по формуле:

$$\omega_{\gamma} = \frac{H_0 \cdot \omega_n \sqrt{0,02\gamma}}{\beta + 1}. \quad (48)$$

Окончательно, для схемы ФНЧ Рауха должно выполняться неравенство  $\omega_{\gamma} \geq \omega_p$ , то есть допустимый частотный диапазон должен перекрывать полосу пропускания.

**Пример 6.** Требуется определить рабочий диапазон частот инвертирующего ОУ, если  $\beta = 50$  с точностью 1 %. АЧХ представлена на рисунке 22.



**Рис. 22**

**Решение.** Из рисунка 22 следует, что  $H_0 \approx 94 \text{ дБ} \approx 50000$ ,  $f_1 = 10^6 \text{ Гц}$ . Граница плоского участка АЧХ ОУ может быть найдена приближенно, как

$$f_n \approx \frac{f_1}{H_0} = 20 \text{ Гц}.$$

По условию  $\gamma = 1 \%$ . Тогда по формуле (48):

$$\omega_{\gamma} = \frac{50000 \cdot 2\pi \cdot 20 \cdot \sqrt{0,02}}{51} = 17423 \text{ с}^{-1};$$

$$f_{\gamma} = \frac{\omega_{\gamma}}{2\pi} = 2773 \text{ Гц}.$$

Итак, в рабочем диапазоне  $0 \leq f \leq 2773$  Гц отклонение  $\beta$  от значения 50 не превысит 1 %.

Согласно рекомендациям [14] коэффициент усиления ОУ без обратной связи в полосе пропускания фильтра должен быть не менее 1000. Это условие налагает ограничение на верхнюю частоту фильтра

$$f_{\beta} = 0,001 \cdot f_1.$$

Для типичного ОУ с внутренней коррекцией (К140УД7)  $f_1 = 10^6$  Гц. Следовательно,  $f_{\beta} \approx 1000$  Гц. Если, например, при разработке ФНЧ оказалось, что  $f_p > f_{\gamma}$ , то следует выбрать ОУ с большим значением  $f_1$ . При проектировании ФВЧ и ФПЗ необходимо иметь ввиду влияние ОУ на вид АЧХ-фильтра в области верхних частот. В таких случаях может оказаться целесообразным выбор ОУ К140УД10, К140УД11, К154УД2, К154УД3 ( $f_1 = 15$  МГц) или К154УД4 ( $f_1 = 30$  МГц) [5, 15]. Хорошие результаты в данном случае могут быть получены с использованием структурной схемы (рис. 10), которая налагает на ОУ требования по  $f_1$  соответствующие ФНЧ.

**Неинвертирующий ОУ** лежит в основе ФНЧ-звена Саллен-Ки (рис. 23).

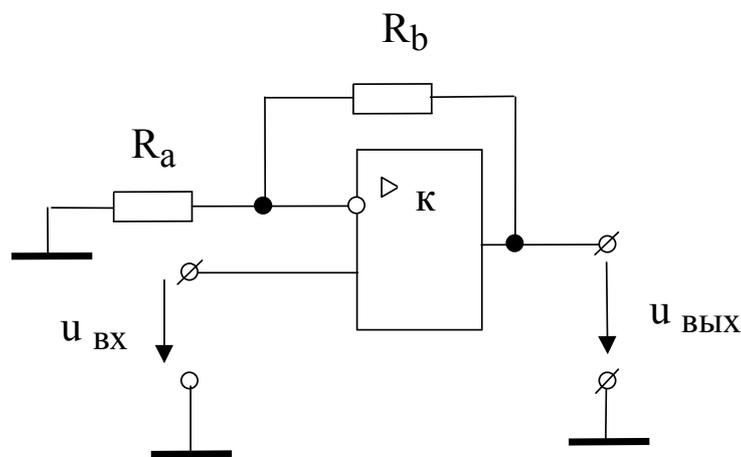


Рис. 23

ПФ неинвертирующего усилителя имеет вид: 
$$K(p) = \frac{\delta}{1 + \frac{\delta}{H(p)}}$$

где  $\delta = \frac{R_a + R_b}{R_a}$  – коэффициент усиления идеального неинвертирующего усилителя.

Верхняя граница допустимого частотного диапазона, в котором  $K(\omega)$  отличается от  $\delta$  не более, чем на  $\gamma$  процентов, определяется выражением

$$\omega_\gamma = \frac{H_0 \omega_n \sqrt{0,02\gamma}}{\delta}.$$

При выборе ОУ необходимо оценить частоту  $f_{\text{макс.а}}$ , при которой достигается максимальная скорость нарастания выходного напряжения  $V_{\text{Умакс}}$ , проводимая в паспорте ОУ. Величина  $f_{\text{макс.а}}$  обратно пропорциональна амплитуде сигнала на выходе усилителя  $U_{\text{ВЫХ м}}$ :

$$f_{\text{макс.а}} = \frac{V_{\text{Умакс}}}{2\pi U_{\text{ВЫХ м}}}.$$

Окончательно, меньшая из частот  $f_\gamma$ ,  $f_{\text{макс.а}}$  должна превосходить наибольшую требуемую частоту полосы пропускания фильтра. Для ФПП последняя совпадает с  $f_{p2}$ , а для ФПЗ принимается равной  $(5 \dots 10) f_{p2}$ .

При выборе ОУ следует обратить внимание на сдвоенные и счетверенные ОУ, применение которых позволяет повысить надежность устройства и уменьшить его габариты [5, 15].

### **3.7. СВЯЗЬ ФИЛЬТРА С ИСТОЧНИКОМ СИГНАЛА И НАГРУЗКОЙ**

Как правило, разработанная схема фильтра имеет несимметричный вход с высоким сопротивлением и несимметричный выход с низким сопротивлением. Это не всегда соответствует требованиям ТЗ относительно источника сигнала (ИС) и нагрузки. Поэтому необходимо разработать связующие входной и выходной каскады. Кроме своего основного назначения, эти каскады могут выполнять функцию усиления.

Ниже кратко рассматриваются некоторые из этих каскадов, даются рекомендации по их применению и расчету. Более подробные сведения содержатся в [5, 7, 14-19].

#### **3.7.1. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ**

Можно выделить три режима работы усилительного устройства по входу: потенциальный, токовый и согласованный.

Если полезная информация заключена в ЭДС источника сигнала, то входное сопротивление каскада должно быть много больше внутреннего сопротивления источника сигнала. Такой режим характеризуется очень малым потреблением тока от источника сигнала и называется **потенциальным**.

Если полезная информация заключена в токе источника сигнала, то входное сопротивление каскада должно быть много меньше сопротивления источника сигнала. Такой режим близок к КЗ источника и называется **токовым**. Если сигнал подается по кабелю, то входной каскад должен иметь чисто активное сопротивление, равное волновому сопротивлению кабеля. Такой режим называется **согласованным** и предназначен для передачи максимальной мощности. Для активных фильтров наиболее характерны потенциальный и токовый режимы.

По признаку соединения одного из зажимов ИС с общим проводом (землей) различают симметричный и несимметричный входы. Симметричный вход не имеет соединения с общим проводом (например, сигнал, снимаемый с диагонали моста). Несимметричный вход имеет непосредственное соединение с общим проводом.

С учетом вышесказанного, потенциальный режим работы при несимметричном входе может быть обеспечен с использованием инвертирующих и неинвертирующих усилителей. Следует иметь в виду, что последний обеспечивает наибольшее входное сопротивление при 100 % отрицательной обратной связи. В этом случае говорят о повторителе напряжения.

При симметричном потенциальном входе можно использовать дифференциальный усилитель или его разновидность – инструментальный (измерительный) усилитель, обеспечивающий высокое входное сопротивление по обоим входам.

Реализация несимметричного токового входа показана на рисунке 24.

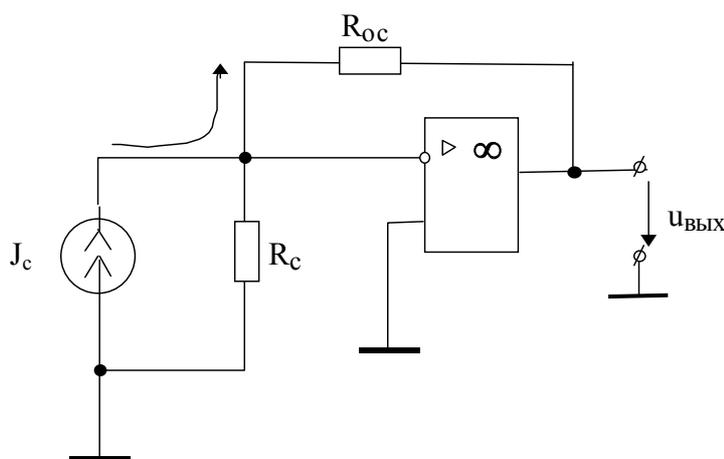


Рис. 24

Здесь ток источника сигнала  $J_c$  поступает в  $R_{OC}$ , на котором создается падение напряжения  $J_c R_{OC}$ . Поэтому  $U_{ВЫХ} = -J_c R_{OC}$  и данную схему можно рассматривать как преобразователь тока в напряжение с коэффициентом преобразования  $K_I = -R_{OC}$ .

Если  $R_{OC}$  получается слишком большим (несколько МОм), то лучше использовать схему с T-образной цепью обратной связи (рис. 25).

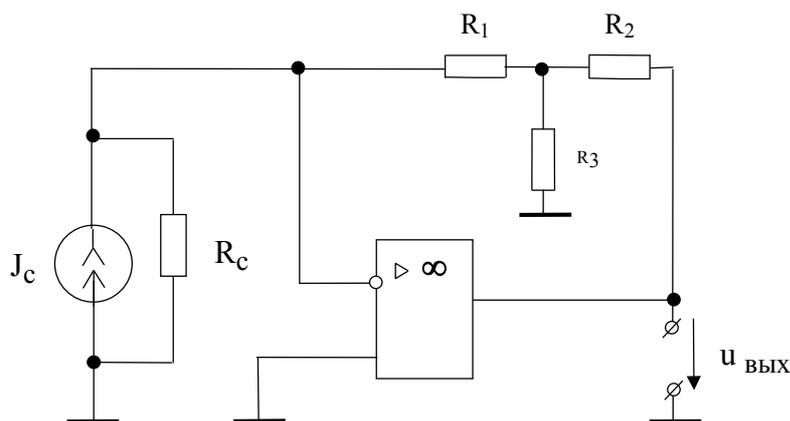


Рис. 25

Коэффициент усиления равен

$$K_I = R_1 + R_2 + \frac{R_1 R_2}{R_3}.$$

Если токовый вход должен быть симметричным, то можно использовать так называемые токоразностные ОУ [7] или использовать две схемы, подключенные к входам дифференциального усилителя (рис. 24).

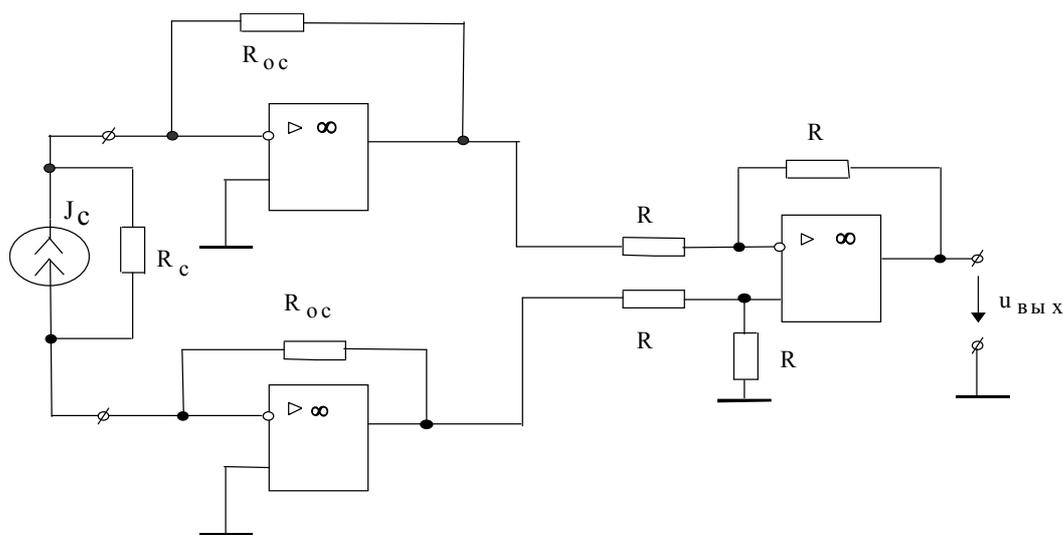


Рис. 26

Коэффициент усиления данной схемы  $K_I = 2R_{OC}$ .

### 3.7.2. ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

В зависимости от соотношения выходного сопротивления  $Z_{ВЫХ}$  и сопротивления нагрузки  $Z_H$ , различают следующие типы выходных каскадов:

1. Потенциальный выходной каскад ( $Z_{ВЫХ} \ll Z_H$ );
2. Токвый выходной каскад ( $Z_{ВЫХ} \gg Z_H$ );
3. Мощный выходной каскад ( $Z_{ВЫХ} \approx Z_H$ ).

Во всех трех типах каскадов нагрузка может быть как незаземленной (симметричный выход), так и заземленной (несимметричный выход). Симметричный выход потенциального типа можно реализовать, включив нагрузку между выходами инвертирующего и неинвертирующего усилителей (рис. 27).

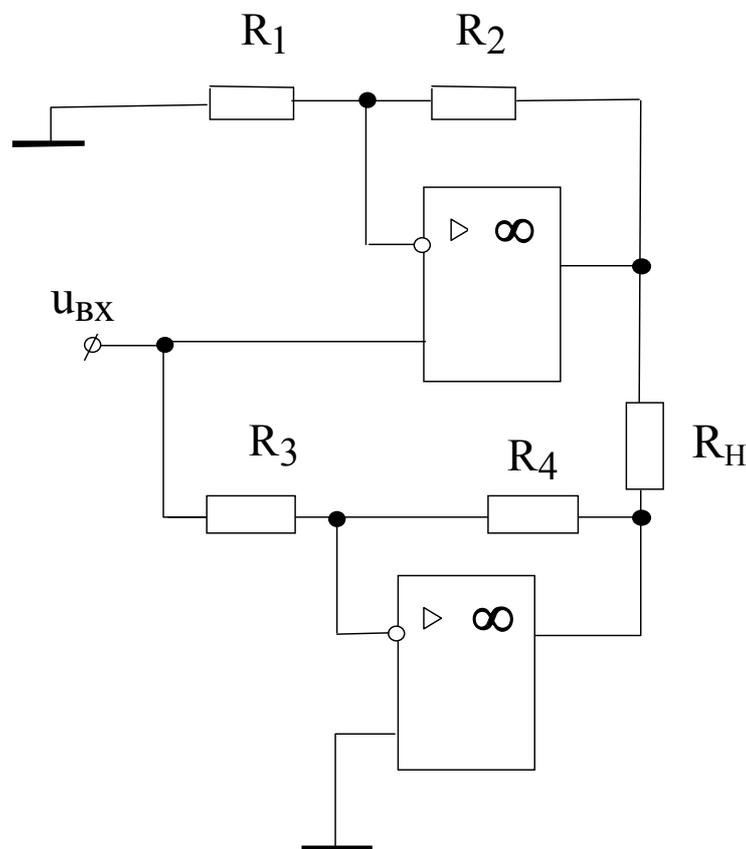


Рис. 27

Потенциальный выход для заземленной нагрузки является характерным для рассмотренных звеньев (п. 3.5), поэтому возможно непосредственное подключение нагрузки к выходу окончного звена фильтра, если это допустимо по ТЗ. Если необходимо увеличить выходной ток ОУ в 2-4

раза, то можно применять микросхемы двоянных или счетверенных ОУ, параллельно работающих в режиме повторителей на общую нагрузку.

На рисунке 28 потенциалы точек А, В, С и D одинаковы.

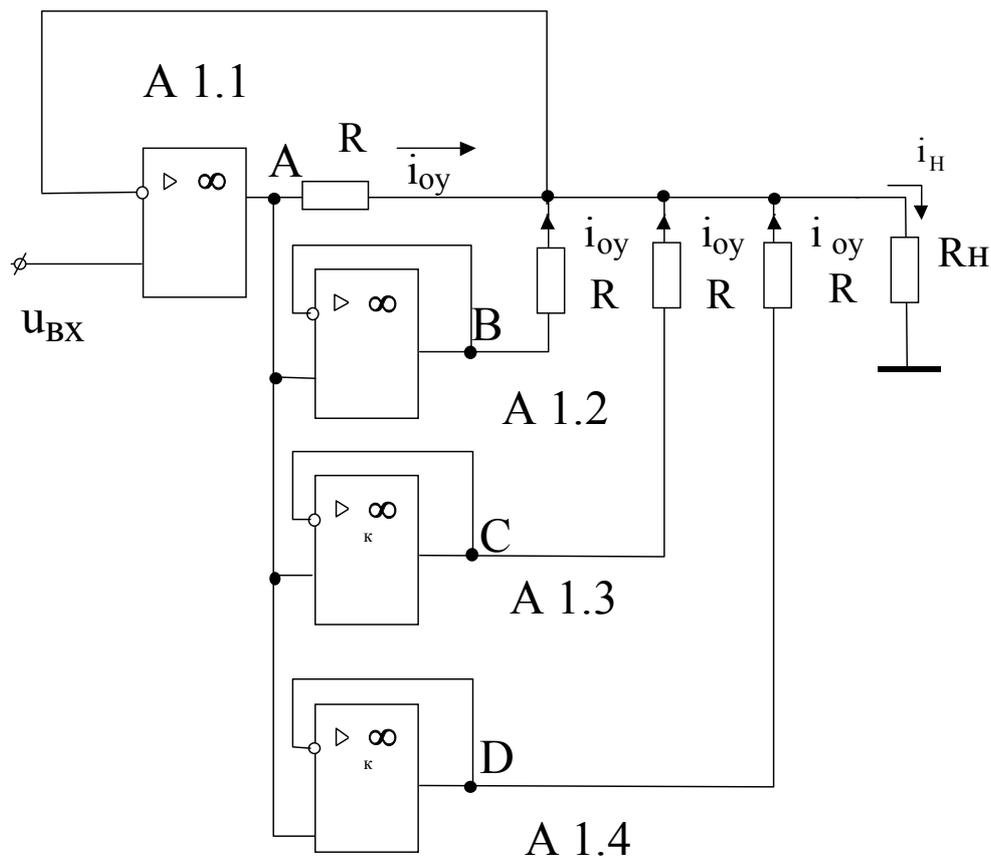


Рис. 28

Величина сопротивления  $R$  составляет несколько десятков Ом. Следовательно,  $i_H = 4 i_{oy} \approx 40$  мА. Наименьшее значение сопротивления нагрузки составляет несколько килоом и приводится в паспортных данных ОУ.

Если по ТЗ сопротивление нагрузки меньше допустимого, то на выходе ОУ необходимо включить усилитель мощности. В качестве последнего, как правило, используют двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах с разным типом проводимости. Простейшая схема такого типа приведена на рисунке 29.

Более сложные схемы с компенсацией переходных искажений рассмотрены в [5, 7, 14-19]. Как правило, данные схемы выполняются на дискретных элементах, хотя существуют варианты в микросхемотехническом исполнении (например, зарубежные интегральные усилители MC1438, LH0063, 3553 с единичным усилением по напряжению способны отдавать в нагрузку ток до 200 мА).

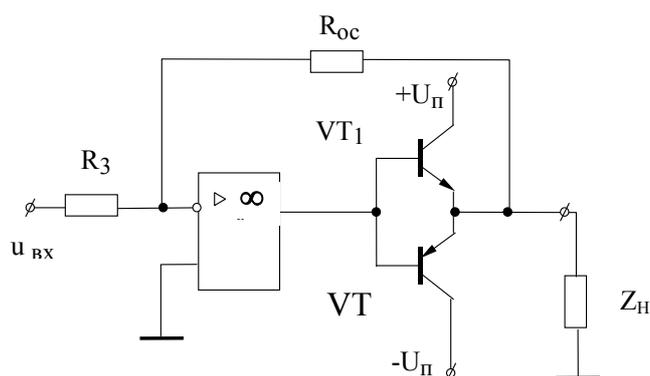


Рис. 29

Если по ТЗ требуется токовый выход, то следует обратиться к схемам стабилизации тока. Общим свойством этих устройств является наличие отрицательной обратной связи по току нагрузки, что обуславливает высокое выходное сопротивление. Поэтому такие устройства называют активными источниками тока, усилителями с токовым выходом, преобразователями напряжения – ток. В простейшем случае незаземленная нагрузка включается вместо резистора обратной связи в схемах инвертирующего или неинвертирующего усилителей (рис. 21, рис. 23 ). Ток нагрузки в этих схемах будет равен  $U_{ВХ}/R_a$  и практически не будет зависеть от сопротивления нагрузки до тех пор, пока усилитель не выйдет из линейного режима. Ток нагрузки в этих схемах не превышает 5-10 мА, так как обеспечивается маломощным выходом ОУ. Мощная схема для незаземленной нагрузки представлена на рисунке 30.

Здесь нагрузка включена между выходом эмиттерного повторителя и резистором  $R_3$ , выполняющим роль датчика тока. Падение напряжения на  $R_3$ , пропорциональное току нагрузки, делится резисторами  $R_1$  и  $R_2$ , причем  $u_{R1}$  вычитается из входного сигнала (отрицательная обратная связь). Ток нагрузки определяется выражением

$$i_H = \frac{u_{ВХ}}{R_1} \left( 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3} \right)$$

и обеспечивается транзисторами VT1, VT2, которые могут быть составными.

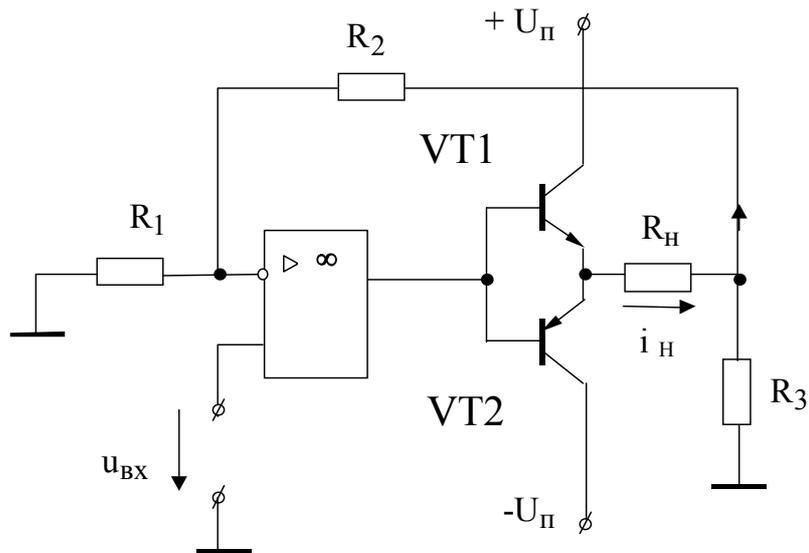


Рис. 30

В случае заземленной нагрузки при токе 5-10 мА наиболее простой является схема Хауланда (рис. 31).

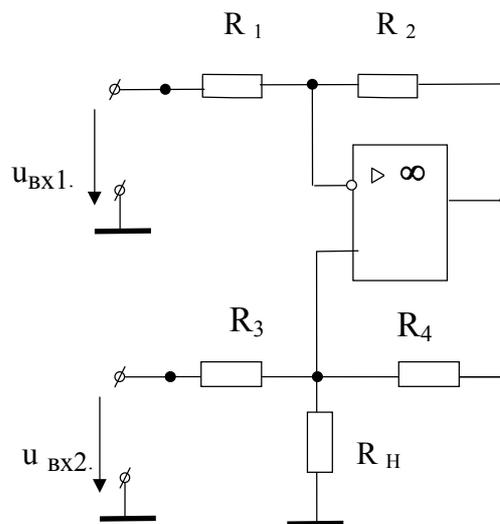


Рис. 31

Можно показать, что при выполнении условия

$$R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad (49)$$

ток нагрузки определяется выражением

$$i_H = \frac{u_{BX2} - u_{BX1}}{R_3}.$$

Если вход 2 заземлить, то схема будет обладать инвертирующими свойствами. Если заземлить вход 1, а сигнал подавать только на вход 2, то схема не будет инвертировать сигнал. Недостатком данной схемы является необходимость точного выполнения условия (49).

Схема с двумя ОУ (рис. 32) обладает возможностью регулировки коэффициента усиления с помощью резистора  $R_5$ .

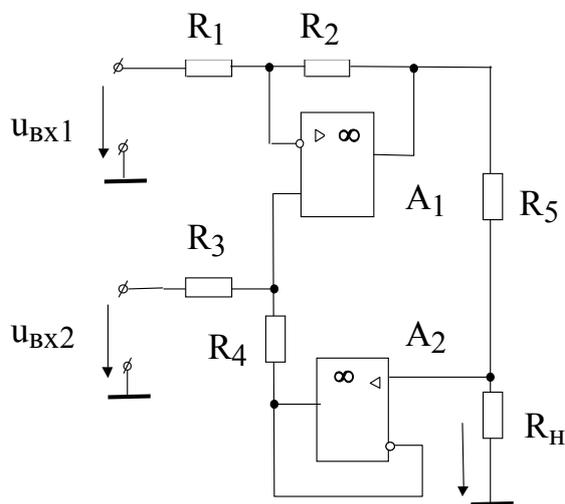


Рис. 32

В данной схеме также необходимо выполнение условия (49). Ток в нагрузке определяется соотношением:

$$i_H = \frac{(u_2 - u_1)R_2}{R_1R_5}.$$

Усилитель с мощным токовым выходом на заземленную нагрузку (рис. 33) может быть построен с использованием токовых «зеркал» (отражателей тока).

Основой усилителя является повторитель напряжения на ОУ. Выходной ток ОУ, очевидно, определяется выражением

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_0}.$$

По первому закону Кирхгофа, пренебрегая входными токами, имеем

$$i_{\text{ВЫХ}} + i_{\text{П2}} - i_{\text{П1}} = 0, \quad (50)$$

где  $i_{\text{П2}}, i_{\text{П1}}$  – токи питания ОУ.

Поскольку ток коллектора VT1 (то есть  $i_{\text{П1}}$ ) «отражается» на коллектор VT2, а ток коллектора VT3 (то есть  $i_{\text{П2}}$ ) отражается на коллектор VT4, для узла А имеем

$$i_H + i_{\text{П2}} - i_{\text{П1}} = 0. \quad (51)$$

Из сравнения (50) и (51) следует, что  $i_H = i_{ВЫХ} = \frac{u_{ВХ}}{R_0}$ .

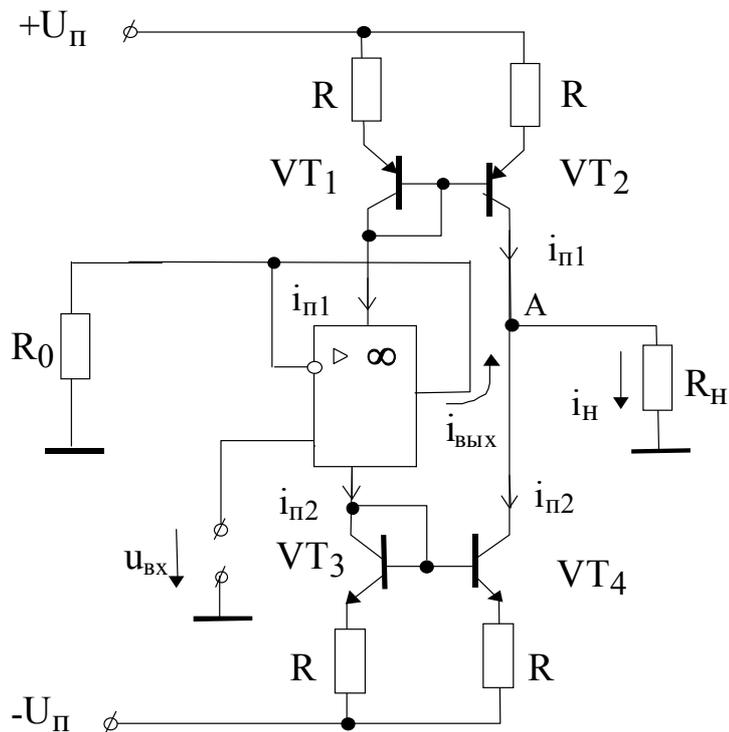


Рис. 33

## 4. ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

### 4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПРОГРАММАХ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Электронные устройства относятся к наиболее сложным в современной технике. Поэтому для их проектирования было разработано специализированное программное обеспечение, которое в своем развитии превратилось в системы автоматизированного проектирования (САПР) электронных устройств. Их принято называть EDA-приложениями (Electronic Design Automation). Наиболее мощные из них созданы для рабочих станций, функционирующих под управлением UNIX-подобных операционных систем. Большая стоимость этих программ и высокие требования к аппаратной части компьютера привели к разработке более компактных и дешевых EDA-приложений для операционной системы Windows на платформе IBM PC. По своим функциональным возможностям эти программы вполне сопоставимы с приложениями для рабочих станций.

В конце 90-х годов наиболее распространенным и универсальным EDA-приложением, предназначенным для проектирования аналоговых и

смешанных устройств, являлась система DesignLab 8.0. фирмы MicroSim. Наиболее полно работа с этим программным продуктом описана в [20]. Данная система позволяет реализовать сквозное проектирование (от разработки схемы до получения файлов управления оборудованием для изготовления печатных плат). В состав интегрированного пакета программ DesignLab 8.0 входит программа моделирования PSpice, входной язык которой стал стандартом де-факто для текстового описания схем, и составления заданий на моделирование. Кроме PSpice, в систему входят средства графического редактирования схем и условных обозначений, визуализации результатов расчетов и др.

На базе DesignLab 8.0 в 1999 г. была выпущена система OrCad v.9.0. В настоящее время она развивается в направлении интеграции с известной математической системой MATLAB и распространяется фирмой Cadence (<http://www.cadence.com/>). Следует отметить, что данные программы сложны для первоначального ознакомления.

Более простой является система схемотехнического моделирования Micro Cap V фирмы Spectrum Software (<http://www.spectrum-soft.com/>) [21].

Программа позволяет:

- создать принципиальную электрическую схему устройства и отредактировать ее;
- произвести расчет статического режима по постоянному току;
- рассчитать частотные характеристики и переходные процессы;
- оценивать внутренние шумы и проводить многовариантный анализ;
- наращивать библиотеку компонентов;
- синтезировать активные и пассивные фильтры (начиная с версии 6.0).

Программа не позволяет проектировать печатные платы. Ее преимуществом является более дружелюбный интерфейс, чем в OrCad.

Широкое распространение в учебных заведениях получила программа Electronics Workbench (EWB) фирмы Interactive Image Technologies [22]. Ее отличительной чертой является изображение измерительных приборов в виде, близком к реальному. EWB содержит следующие виртуальные приборы:

- мультиметр;
- функциональный генератор;
- двухканальный осциллограф;
- измеритель АЧХ и ФЧХ;
- генератор двоичных слов;
- логический анализатор;
- логический преобразователь.

Программа EWB требует минимального времени на первоначальное ознакомление и позволяет имитировать процесс физического моделирования (макетирования) схемы. EWB не позволяет проектировать печатные

платы, но поддерживает возможность экспорта списка соединений в формат наиболее известных систем этого типа. EWB 5.0 может поставляться с дополнительной программой EWB Layout, позволяющей проектировать печатные платы средней сложности. В последние годы программа интенсивно развивается компанией National Instruments под названием NI Multisim (<http://www.ni.com/multisim>).

Более подробные сведения о перечисленных EDA-приложениях, а также новости по САПР электронных устройств, можно найти на сайте <http://www.rodnik.ru>.

Существует проблемно-ориентированное программное обеспечение по расчету активных и пассивных фильтров, например, программа Filter Designer [20].

Разумеется, в рамках данных методических указаний нет возможности рассматривать работу даже с одной из вышеперечисленных программ.

Отметим, что общим их свойством является возможность обработки файлов текстового описания схем и заданий на моделирование, написанных на входном языке программы PSpice. Поэтому ниже рассматриваются основные правила подготовки этих файлов, достаточные для моделирования схем расчетно-графической работы.

## **4.2. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ВХОДНОГО ЯЗЫКА PSPACE**

### **4.2.1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ**

Программа PSpice реализует расчет электронных и электрических цепей методом узловых потенциалов. Узлом считается точка соединения двух и более компонентов (простой узел). Простые узлы используются потому, что это упрощает ввод исходных данных, хотя количество неизвестных возрастает. Отметим, что обычно под узлом понимают точку соединения трех и более компонентов (сложный узел).

Имена узлов могут быть целыми числами или алфавитно-цифровыми символами длиной не более 131 знака. В качестве знаков используются буквы латинского алфавита и цифры от 0 до 9. Прописные и строчные буквы не различаются. При использовании чисел для именования узлов последовательная нумерация не требуется. Так, например, четырехузловая схема может иметь имена узлов 0, 52, 3, 28. Один из узлов должен иметь имя 0 (ноль).

При ссылке на цифровые имена узлов они заключаются в круглые скобки, например,  $V(6)$  – потенциал узла 6. При ссылке на алфавитно-цифровые имена узлов их дополнительно заключают в квадратные скобки, чтобы отличить от имен компонентов. Например,  $V([F15])$  – потенциал узла F15, а  $V(I2)$  – напряжение на источнике тока I2.

Числовые значения параметров компонентов задаются либо числами без суффиксов, либо с суффиксами. В первом случае предполагается, что

значения выражены в единицах системы СИ (Ом, В, А, Ф, Гн). Во втором случае суффиксы используются для обозначения кратных и дольных единиц. Наиболее часто используемые суффиксы указаны в таблице 2.

Таблица 2

Суффикс	Масштабный коэффициент	Наименование
p	$10^{-12}$	пико
n	$10^{-9}$	нано
u	$10^{-6}$	микро
m	$10^{-3}$	милли
k	$10^3$	кило
meg	$10^6$	мега

Текстовое описание схемы состоит из предложений языка PSpice, которые делятся на описания компонентов и директивы. В тексте могут присутствовать комментарии, начинающиеся со знака «\*» в первой позиции строки. Конец любой строки после знака «;» так же воспринимается, как комментарий. При исполнении файла комментарии игнорируются. Длинные предложения могут быть продолжены на следующей строке после знака «+» в первой позиции. Число пробелов между словами предложения произвольное, причем вместо пробелов можно использовать запятые. Последняя строка текста – директива .END. Порядок предложений, за небольшими исключениями, значения не имеет. Рекомендуется сначала записать описания компонентов, а затем директивы. Ниже приведен упрощенный синтаксис описаний компонентов и директив, необходимых для моделирования схемы проектируемого активного фильтра.

#### 4.2.2. ОПИСАНИЯ КОМПОНЕНТОВ

*Резистор* описывается предложением

**Rxxx <+узел> <-узел> <значение>**,

где xxx – произвольная алфавитно-цифровая последовательность общей длиной не более 7 знаков, которая пишется слитно с символом R и вместе с ним образует имя компонента;

<+узел>, <-узел> – имена узлов, к которым подключен резистор Rxxx, причем <+узел> – имя узла с предположительно более высоким потенциалом, чем потенциал узла с именем <-узел>;

<значение> – ненулевое числовое значение сопротивления резистора Rxxx.

**Пример 7.** Предложение

**R10 27 17 10k**

задает резистор с именем R10, с сопротивлением 10 кОм, подключенный между узлами 27 и 17, причем условно-положительное направление тока и напряжения ориентировано от узла 27 к узлу 17.

Предложение

**Res25 0 OUTS 2.58meg**

описывает резистор с именем Res25, с сопротивлением  $2,58 \cdot 10^6$  Ом, подключенный между узлами 0 и OUTS, причем условно-положительное направление ориентировано от узла 0 к узлу OUTS.

*Конденсатор* описывается предложением

**Sxxx <+узел> <-узел> <значение>**

**Пример 8.** Предложение

**C12 7 15 33n**

описывает конденсатор с именем C12, емкостью 33 нФ, подключенный между узлами 7 и 15, причем условно-положительное направление ориентировано от узла 7 к узлу 15.

*Индуктивность* описывается предложением

**Lxxx <+узел> <-узел> <значение>**

**Пример 9.** Предложение

**Lp C D 4.7m**

описывает индуктивный элемент с именем Lp, индуктивностью 4,7 мГн, подключенный между узлами C и D, причем условно-положительное направление ориентировано от узла C к узлу D.

*Независимый источник синусоидального напряжения:*

**Vxxx <+узел> <-узел> AC <модуль> <фаза>**,

где <модуль> – амплитудное или действующее значение источника;

<фаза> – начальная фаза в градусах.

Значение <фаза> может быть опущено. В этом случае оно предполагается равным нулю.

**Пример 10.** Предложение

**Vin VX1 VX16 AC 10.52 -78**

описывает независимый источник синусоидального напряжения с именем Vin и амплитудным (или действующим) значением 10,52 В и начальной фазой  $-78^\circ$ , подключенный между узлами VX1 и VX16. Источник подключен «положительным» полюсом к VX1.

Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН), используется при составлении схемы замещения ОУ, так как PSpice не имеет встроенного описания ОУ.

*Линейный ИНУН* описывается предложением.

**Exxx** <+узел> <-узел> <управляющий узел>  
 <-управляющий узел> <коэффициент передачи>.

**Пример 11:** на рисунке 34 показан ИНУН  $u_{12}$ , напряжение которого управляется напряжением между узлами 10 и 11 с коэффициентом 2,5.

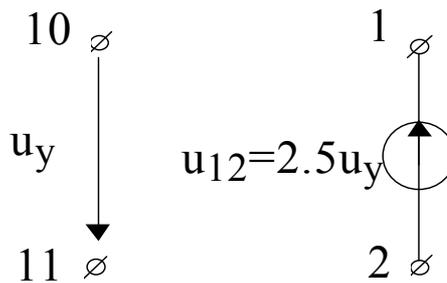


Рис. 34

Описание имеет вид:

**E12** 1 2 10 11 2.5

### 4.2.3. ДИРЕКТИВЫ

Директивы всегда начинаются со знака «.» (точка). Рассмотрим лишь минимально необходимый набор директив.

Расчет частотных характеристик (АЧХ и ФЧХ) задается директивой АС:

**.АС**  $\left\{ \begin{array}{l} \text{LIN} \\ \text{OCT} \\ \text{DEC} \end{array} \right\}$  <n> <начальн. частота> <конеч. частота>.

Из параметров в фигурных скобках может присутствовать только один: LIN – задает линейный шаг по частоте, причем n – общее количество точек, в которых вычисляются частотные характеристики; OCT и DEC – задают логарифмический характер изменения частоты октавами или декадами, причем n – количество точек на октаву или декаду.

В схеме обязательно должен быть независимый источник входного сигнала, причем его параметры несущественны, так как директива АС сама задает входной сигнал.

**Пример 12.** Директива

```
AC DEC 100 0,5k 1meg
```

указывает программе PSpice на необходимость расчета частотных характеристик в диапазоне от 500 Гц до 1 МГц при логарифмическом изменении частоты декадами, причем на каждой декаде рассчитываются 100 точек.

Вывод результатов расчетов в виде таблиц осуществляется директивой PRINT.

```
.PRINT AC <список выходных переменных>
```

Список может содержать не более 8 переменных, которые выводятся в виде таблицы: в первой колонке частота, в остальных колонках соответствующие ей значения величин. Допускается применение нескольких директив PRINT.

**Пример 13.** Директива

```
.PRINT AC VM(10) VP(10)
```

выводит частотные зависимости модуля (VM) и фазы (VP) напряжения в узле 10. Директива

```
.PRINT AC VDB(10) VP(10)
```

выводит на печать ту же информацию, что и в предыдущем примере, но модуль напряжения выводится в децибелах.

Результаты в виде графиков выводятся директивой PLOT.

```
.PLOT AC <список выходных переменных>
```

**Пример 14.** Директивы

```
.PLOT AC VM(10)
```

```
.PLOT AC VP(10)
```

выводят график модуля и фазы напряжения узла 10 в отдельных системах координат.

Директива END:

```
.END
```

обязательно должна присутствовать в конце текстового описания.

### **4.3. ПРИМЕР СОСТАВЛЕНИЯ ТЕКСТОВОГО ОПИСАНИЯ СХЕМЫ И ЗАДАНИЯ НА МОДЕЛИРОВАНИЕ**

Рассмотрим схему ФНЧ (рис. 35) со следующими значениями параметров элементов:  $R_1 = R_2 = 10$  кОм;  $C_1 = 112,54$  пФ;  $C_2 = 225,08$  пФ;

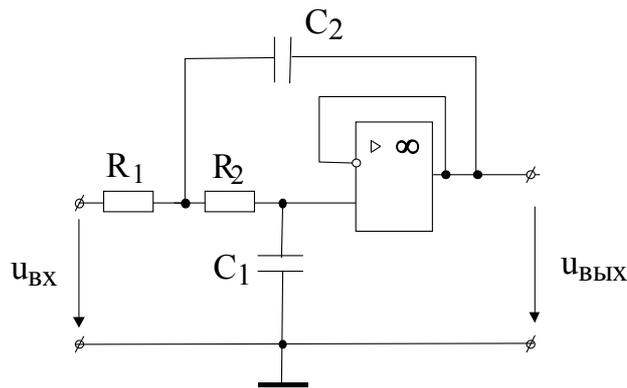


Рис. 35

ОУ полагаем не является идеальным и характеризуемым входным и выходным сопротивлениями ( $R_{ВХ} = 100 \text{ кОм}$ ;  $R_{ВЫХ} = 100 \text{ Ом}$ ) и коэффициентом усиления без обратной связи  $K_u = 10^5$ . Заместим ОУ простейшей схемой, содержащей ИНУН, входной и выходной резисторы. Кроме этого, дадим имена узлам и компонентам, отвечающие требованиям входного языка PSpice. Схема замещения показана на рисунке 36, где пунктиром выделен ОУ.

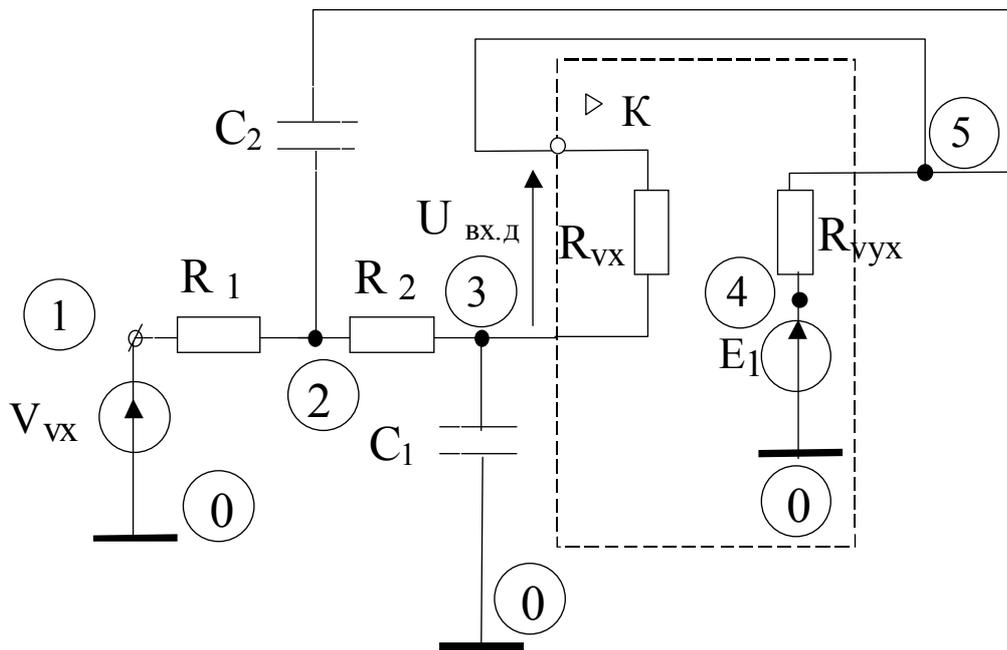


Рис. 36

Его выходная цепь представлена последовательным соединением ИНУН и резистора  $R_{ВЫХ}$ .

Имена узлов указаны в кружках, причем обязательный нулевой номер присвоен общему узлу. Отметим, что источник  $V_{ВХ}$  необходим для указания директиве AC на входную ветвь. Его параметры могут быть заданы

произвольно, например,  $|V_{VX}|=1В$ ,  $\arg(V_{VX})=0$ . Соответствующее текстовое описание имеет вид (рис. 36):

```

* *****
*
*           ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ
*
*           ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ
*
*
*           ГРУППА АТС-06-2
*
*
*           12.05.2007
*
* *****
*
* ОПИСАНИЕ СХЕМЫ
*
Vvx      1      0      AC      1
R1       1      2      10k
R2       2      3      10k
C1       3      0      112.54p
C2       2      5      225.08p
Rvx      3      5      1meg
Rvux     4      5      100
E1       4      0      3      5      1E5
*
* ДИРЕКТИВЫ
*
.AC      DEC      50      1000      1000000
.PRINT  AC  VDB(5) VP(5)
.PLOT   AC  VDB(5)
.PLOT   AC  VP(5)
.END

```

Данное описание следует оформить как текстовый файл (ASCII-файл) с помощью соответствующей программы-редактора. Тип файла должен быть `sig` для последующей загрузки в PSpice или в EWB. Если предполагается использование MicroCAPV, то тип файла должен быть `ckt`.

При открытии файла описания в указанных программах ими выполняются специфические действия. PSpice автоматически запускается на счет

и генерирует выходные данные в файл типа out. MicroCAPV открывает окно с текстом файла и передает параметры директив в соответствующие диалоговые окна. Программа запускается на счет командой Analysis/AC Sweep, в результате чего на экране появляются графики величин указанных в директивах PLOT. Результаты расчетов приведены в приложении на рисунке ПЗ,а Значения переменных из директивы PRINT выводятся в файл типа ano.

Программа EWB содержит команду Import from Spice в меню File. После ее выполнения запускается процедура автоматического построения схемы, результат работы которой требует ручной корректировки.

Так, например, расположение элементов может иметь весьма необычный вид, а приборы на схеме появляются в неподключенном состоянии. После доработки схемы процедура моделирования запускается обычным образом – нажатием на выключатель в правом верхнем углу экрана.

Текстовое описание той же схемы при расчете переходных процессов в основном совпадает с ранее рассмотренным. Отличие состоит в описании источника входного воздействия (прямоугольные импульсы) и директивах. Импульсы имеют ширину 30 мкс и период 60 мкс.

\*\*\*\*\*

\*

\*

\*

\*

**ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ**

\*

\*

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ**

\*

\*

**ПРЯМОУГОЛЬНЫМИ ИМПУЛЬСАМИ**

\*

\*

\*

\*

**ГРУППА АТС-06-2**

\*

\*

\*

\*

\*

**12.05.2007**

\*

\*

\*\*\*\*\*

\*

\*

**ОПИСАНИЕ СХЕМЫ**

```

Vvx  1  0  PULSE(0 1 0  0  0 30u 60u)
R1   1  2  10k
R2   2  3  10k
C1   3  0  112.54p
C2   2  5  225.08p
Rvx  3  5  1meg
Rvux 4  5  100
E1   4  0  3      5      1E5

```

**\* ДИРЕКТИВЫ**

```

.TRAN 0.4u 100u
.PLOT TRAN V(5)
.PRINT TRAN V(5)
.END

```

Директива TRAN задает режим расчета переходных процессов на интервале времени от 0 до 100 мкс с шагом вывода результатов 0,4 мкс. Результаты расчетов приведены на рисунке ПЗ,б.

Расчет переходных процессов при синусоидальном возбуждении напряжением 1 В с частотой 500 кГц описывается следующим образом:

\*\*\*\*\*

\*

\*

**ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ**

\*

**ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ ПРИ СИНУСОИДАЛЬНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ**

\*

\*

\*

\*

**ГРУППА АТС-06-2**

\*

\*

\*

\*

**12.05.2007**

\*

\*

\*

\*\*\*\*\*

**\* ОПИСАНИЕ СХЕМЫ**

```

Vvx  1  0  SIN(0 1 500k)
R1   1  2  10k
R2   2  3  10k
C1   3  0  112.54p

```

C2	2	5	225.08p		
Rvx	3	5	1meg		
Rvx	4	5	100		
E1	4	0	3	5	1E5

**\* ДИРЕКТИВЫ**

```
.TRAN 0.1u 15u  
.PLOT TRAN V(5)  
.PRINT TRAN V(5)  
.END
```

Результаты расчетов приведены на рисунке ПЗ,в

**БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК**

1. *Лэм, Г.* Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / Г. Лэм. – М.: Мир, 1982. – 592 с.
2. *Антонью, А.* Цифровые фильтры: анализ и проектирование / А. Антонью. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
3. *Бессонов, Л.А.* Линейные электрические цепи. Новые разделы курса теоретических основ электротехники / Л.А. Бессонов. – М.: Высш. шк., 1983. – 336 с.
4. *Джонсон, Д.* Справочник по активным фильтрам / Д. Джонсон, Дж. Джонсон, Г. Мур. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 128 с.
5. *Гутников, В.С.* Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
6. Справочник по расчету и проектированию АРС-схем / Под ред. А.А. Ланнэ. – М.: Радио и связь, 1984. – 366 с.
7. *Гальперин, М.В.* Практическая схемотехника в промышленной автоматике / М.В. Гальперин. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
8. *Акимов, Н.Н.* Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства: Справочник / Н.Н. Акимов и др. – Минск: Беларусь, 1994. – 591 с.
9. Резисторы. Справочник / Под ред. И.И. Четверткова и В.М. Терехова. – М.: Радио и связь, 1991. – 527 с.
10. Справочник по электрическим конденсаторам / Под ред. И.И. Четверткова и В.Ф. Смирнова. – М.: Радио и связь, 1983. – 575 с.
11. Конденсаторы. Справочник / Под ред. И.И. Четверткова и М.Н. Дьяконова. – М.: Радио и связь, 1993. – 392 с.
12. Справочник радиолюбителя-конструктора / Под ред. Н.И. Чистякова – М.: Радио и связь, 1983. – 560 с.
13. Электротехнический справочник в 3 т. Т.2 Электротехнические изделия и устройства / Под общ. ред. профессоров МЭИ В.Г. Герасимова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 485 с.
14. *Щербаков, В.И., Грездов Г.И.* Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник / В.И. Щербаков, Г.И. Грездов. – Киев: Техника, 1983. – 213 с.
15. *Булычев, А.Л.* Аналоговые интегральные схемы: Справочник / А.Л. Булычев, В.И. Галкин, В.А. Прохоренко. – Минск: Беларусь, 1994. – 382 с.
16. *Алексенко, А.Г.* Применение прецизионных аналоговых микросхем / А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. – М.: Радио и связь, 1985. – 254 с.
17. Применение аналоговых микросхем / Под ред. А.Г. Алексенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 319 с.

18. *Нестеренко, Б.К.* Интегральные операционные усилители: Справочное пособие по применению / Б.К. Нестеренко. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 127 с.
19. *Титце, У.* Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
20. *Разевиг, В.Д.* Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В.Д. Разевиг. – М.: Солон, 1999. – 698 с.
21. *Разевиг, В.Д.* Система схемотехнического моделирования MICRO CAPV / В.Д. Разевиг. – М.: Солон, 1997.- – 273 с.
22. *Карлащук, В.И.* Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение / В.И. Карлащук. – М.: Солон, 1999. – 512 с.

## П Р И Л О Ж Е Н И Я

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

- АЧХ – амплитудно-частотная характеристика.  
БИХ – бесконечная импульсная характеристика.  
ИС – источник сигнала.  
ИХ – импульсная характеристика.  
КИХ – конечная импульсная характеристика.  
ОУ – операционный усилитель.  
ПФ – передаточная функция.  
САПР – система автоматизированного проектирования.  
ТЗ – техническое задание.  
ФВЧ – фильтр верхних частот.  
ФНЧ – фильтр нижних частот.  
ФПЗ – полосно-задерживающий фильтр.  
ФПП – полосно-пропускающий фильтр.  
ФЧХ – фазочастотная характеристика.  
ЧЗОС – частотно-зависимое отрицательное резистивное сопротивление.  
EWB – Electronics Workbench  
EDA – Electronic Design Automation.

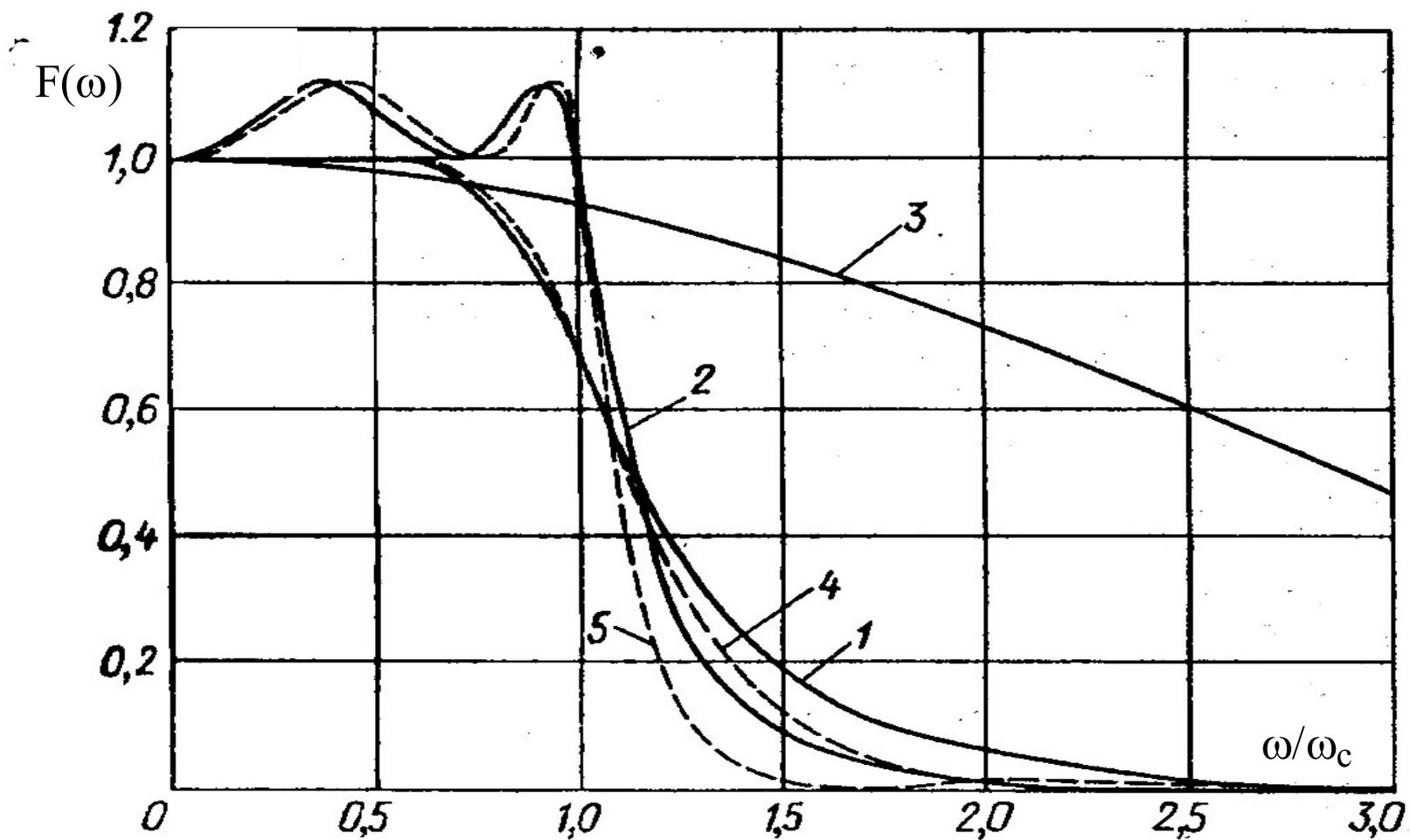


Рис. П1,а. Амплитудно-частотные характеристики фильтров нижних частот 4-го порядка (1 – Баттерворта; 2 – Чебышева; 3 – Бесселя; 4 – инверсный Чебышева; 5 – Кауэра)

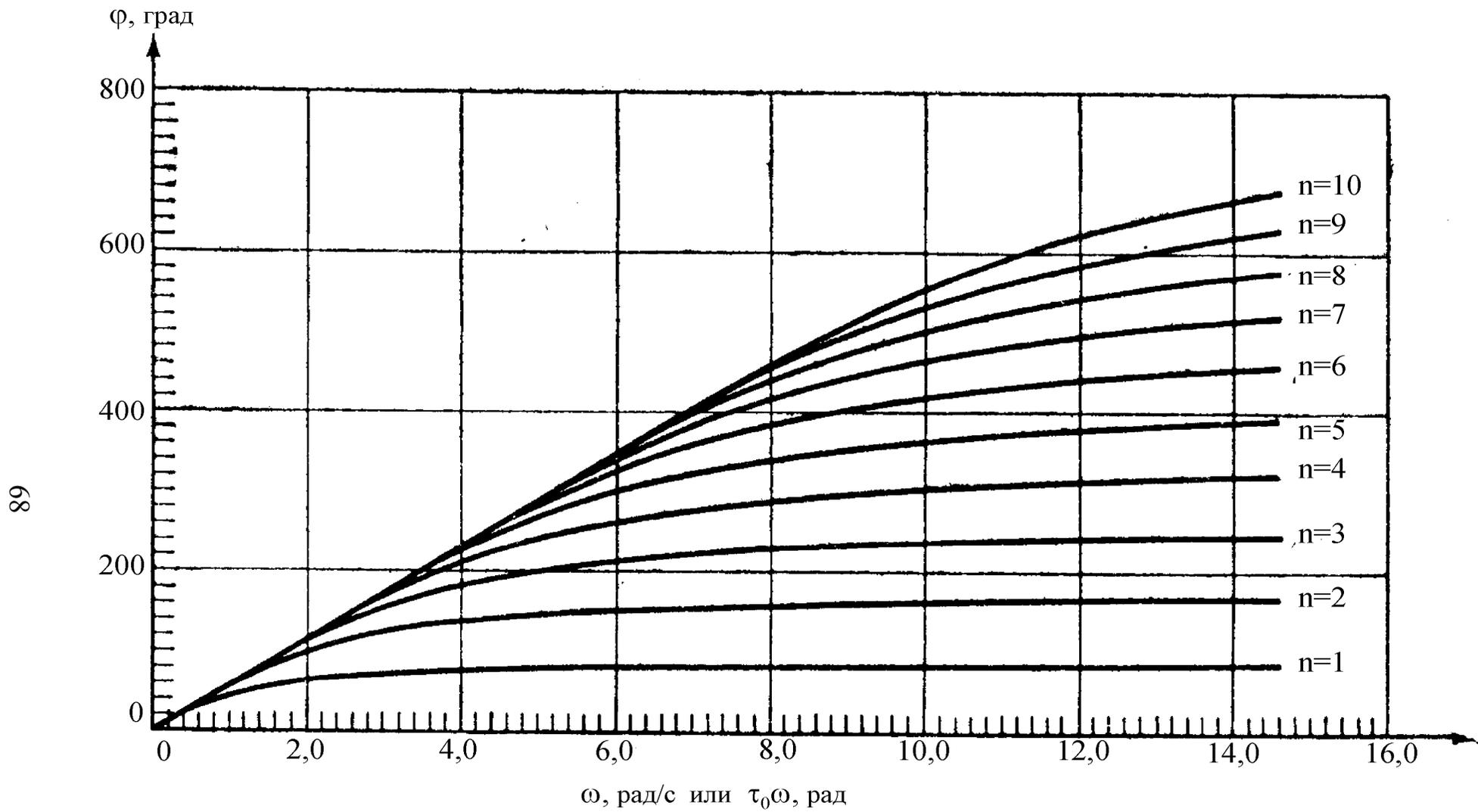


Рис. П1,б. Фазочастотные характеристики фильтров Бесселя порядков  $n = 1 \dots 10$

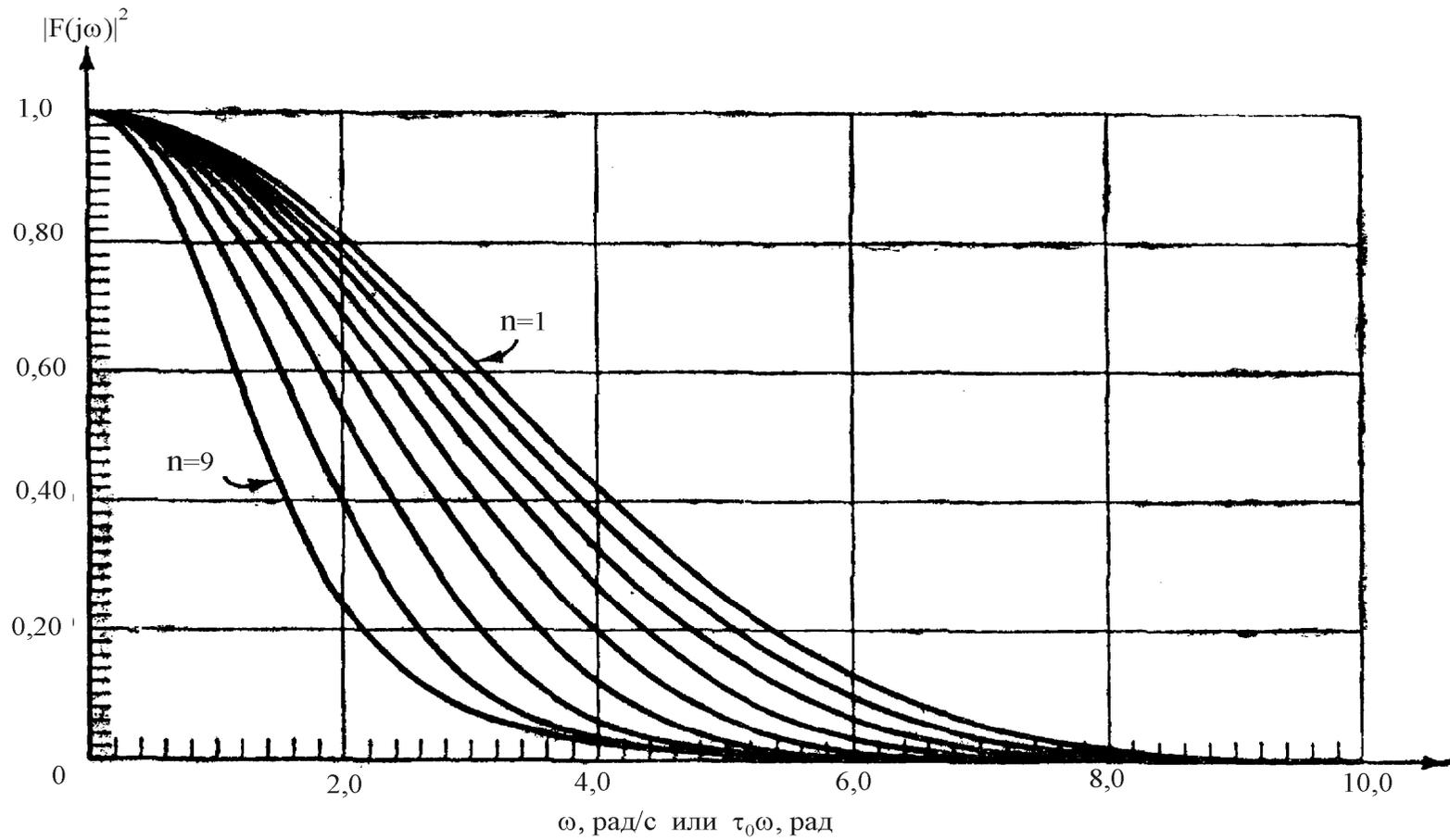


Рис. П1,в. Характеристики затухания фильтров Бесселя порядков  $n = 1 \dots 9$

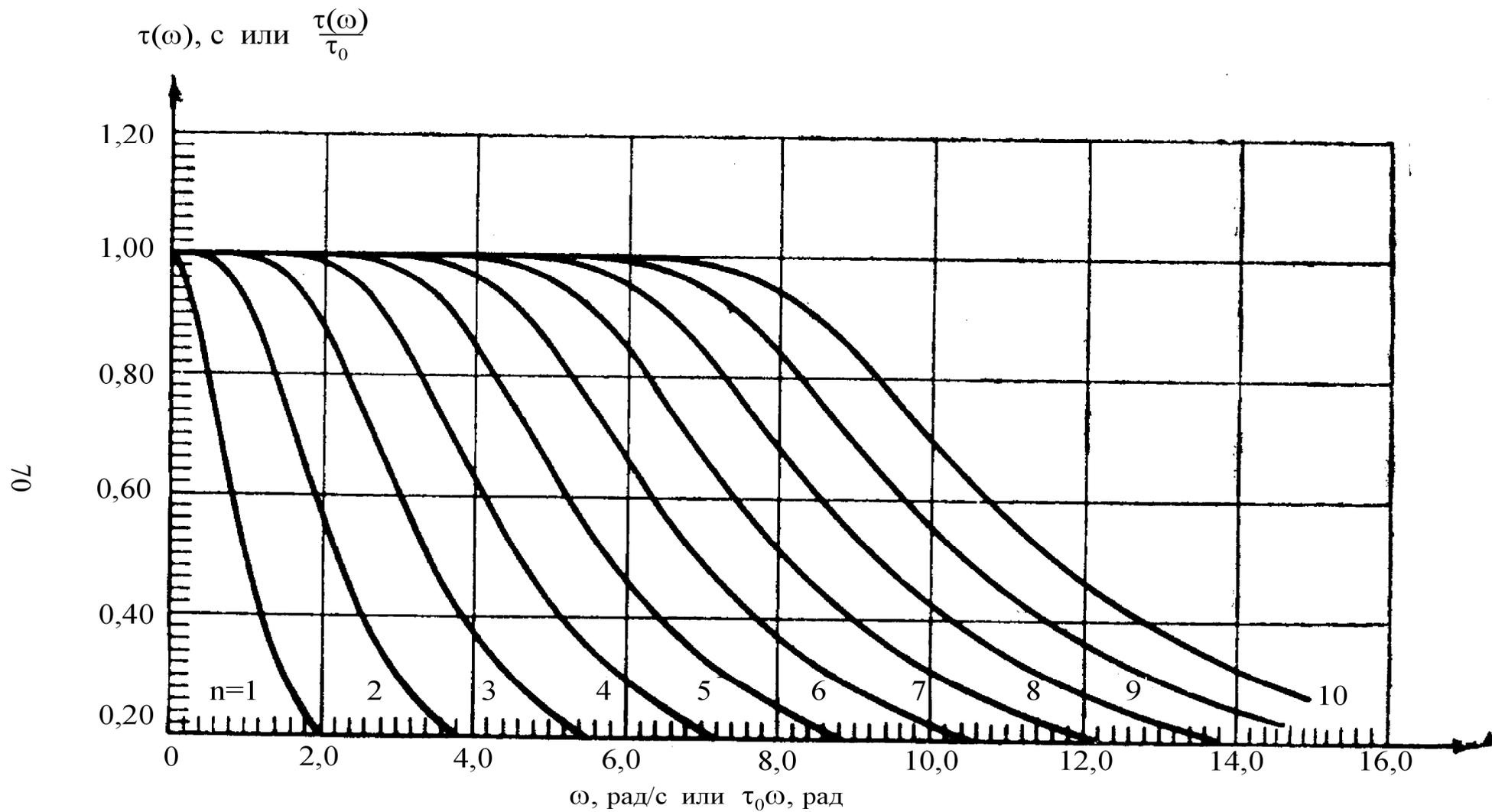


Рис. П1,г. Характеристики группового времени запаздывания фильтров Бесселя порядков  $n = 1 \dots 10$

**ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ**

Порядок фильтра		2	4		6			8			
Номер звена в фильтре		1	1	2	1	2	3	1	2	3	4
<b>Фильтр Баттерворта</b>	<b>b</b>	1,4142	0,76537	1,8478	0,51764	1,41421	1,9319	0,39018	1,1111	1,6629	1,9616
	<b>c</b>	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
<b>Фильтр Бесселя</b>	<b>b</b>	3,0000	5,7924	4,2076	5,0319	8,4967	7,4714				
	<b>c</b>	3,0000	9,1401	11,488	26,514	18,801	20,853	–	–	–	–
<b>Фильтр Чебышева, <math>A_p = 0,1</math> дБ</b>	<b>b</b>	2,3724	0,5283	1,2755	0,22939	0,62670	0,85608	0,12796	0,36440	0,54536	0,64330
	<b>c</b>	3,3140	1,3300	0,62293	1,1294	0,69637	0,26336	1,0695	0,79889	0,41621	0,14561
<b>Фильтр Чебышева, <math>A_p = 0,5</math> дБ</b>	<b>b</b>	1,4256	0,35071	0,84668	0,15530	0,42429	0,57959	0,087240	0,24844	0,37181	0,43859
	<b>c</b>	1,5162	1,0635	0,35641	1,0230	0,59001	0,15700	1,01193	0,74133	0,35365	0,088052
<b>Фильтр Чебышева, <math>A_p = 1</math> дБ</b>	<b>b</b>	1,0977	0,27907	0,67374	0,12436	0,33976	0,46413	0,070016	0,19939	0,29841	0,35200
	<b>c</b>	1,1025	0,98651	0,27940	0,99073	0,55772	0,12471	0,99414	0,72354	0,34086	0,070260

Порядок фильтра		2	4		6			8			
Номер звена в фильтре		1	1	2	1	2	3	1	2	3	4
<i>Инверсный фильтр Чебышева, <math>A_a = 40</math> дБ</i>	a	101,00	4,7485	27,676	2,1487	4,0094	29,927	1,5662	2,1793	4,8812	39,585
	b	1,4141	0,68916	2,0315	0,3791	1,3339	2,5582	0,23212	0,81034	1,7820	3,1463
	c	1,0100	1,0375	1,2667	1,0346	1,3323	1,8705	1,0259	2,1793	1,8480	2,7660
<i>Инверсный фильтр Чебышева, <math>A_a = 60</math> дБ</i>	a	1001,0	13,691	79,796	3,9331	7,3393	54,781	2,2966	3,1956	7,1575	58,046
	b	1,4142	0,74117	1,9062	0,44972	1,3965	2,2095	0,29373	0,9557	1,7907	2,57046
	c	1,0010	1,0127	1,0788	1,0186	7,3393	1,3409	1,0175	3,1956	1,4555	1,7712
<i>Фильтр Кауэра <math>A_p = 0,1</math> дБ <math>A_a = 40</math> дБ</i>	a		4,2692	22,327	1,5069	2,2598	13,137	1,1240	1,9521	11,446	1,2602
	b	–	1,3461	0,4248	1,0920	0,47331	0,11043	1,0239	0,45365	0,14277	0,030725
	c		0,74691	1,2910	0,4806	0,87716	1,0734	0,42180	0,77320	0,96211	1,0204
<i>Фильтр Кауэра <math>A_p = 0,5</math> дБ <math>A_a = 40</math> дБ</i>	a	143,63	3,0091	14,910	1,3095	9,9655	1,8557	1,0686	9,0876	1,6841	1,1638
	b	1,4180	0,9071	0,27191	0,77007	0,30575	0,065032	0,73705	0,29705	0,082014	0,015925
	c	1,5214	0,44776	1,0614	0,31757	0,79649	1,0142	0,29063	0,73143	0,94513	1,0035
<i>Фильтр Кауэра: <math>A_p = 1</math> дБ <math>A_a = 40</math> дБ</i>	a	98,756	2,5907	12,428	1,2406	8,7778	1,7081	1,1291	8,1502	1,5803	1,0503
	b	1,0915	0,72858	0,21056	0,63103	0,23684	0,047572	0,60900	0,23133	0,059160	0,010823
	c	1,1081	0,36177	0,9985	0,26776	0,77991	0,99943	0,24921	0,72792	0,94486	0,99987

Порядок фильтра		2	4		6			8			
Номер звена в фильтре		1	1	2	1	2	3	1	2	3	4
<b>Фильтр Кауэра</b> $A_p = 0,1 \text{ дБ}$ $A_a = 60 \text{ дБ}$	a	–	12,361	69,585	2,5289	4,2298	28,108	1,4195	3,0769	20,927	1,7150
	b	–	1,2989	0,49378	0,96582	0,56119	0,16569	0,85191	0,51971	0,22817	0,060653
	c	–	0,66037	1,3176	0,35142	0,78639	1,1006	0,27199	0,61862	0,90926	1,0365
<b>Фильтр Кауэра</b> $A_p = 0,5 \text{ дБ}$ $A_a = 60 \text{ дБ}$	a	–	8,3455	46,159	2,0613	3,3397	21,390	1,2853	2,5957	16,917	1,5145
	b	–	0,86678	0,32430	0,66901	0,37399	0,10612	0,60393	0,35142	0,14430	0,030505
	c	–	0,3838	1,0632	0,22129	0,69177	1,0189	0,17964	0,56972	0,87907	1,0064
<b>Фильтр Кауэра</b> $A_p = 1 \text{ дБ}$ $A_a = 60 \text{ дБ}$	a	–	7,0041	38,327	1,8901	18,893	3,0106	1,4382	2,4081	15,340	1,2355
	b	–	0,69206	0,2560	0,54291	0,29620	0,082014	0,49516	0,28005	0,11062	0,027202
	c	–	0,30397	0,99089	0,18153	0,66716	0,99607	0,15051	0,56046	0,87423	0,99866

**Примечание к таблице П2.** Данная таблица используется для определения передаточных функций фильтров 2, 4, 6, 8 порядков, состоящих из 1-го, 2-х, 3-х и 4-х звеньев второго порядка, соответственно. В таблице приняты следующие обозначения:

$A_p$  – максимальное затухание в полосе пропускания в децибелах;  $A_a$  – минимальное затухание в полосе задерживания в децибелах; a, b, c – коэффициенты в формулах передаточных функций (21)-(25) и (38)-(47). Коэффициенты a, b, c рассчитаны так, что на частоте среза  $\omega_c$  затухание фильтров Баттерворта и инверсного фильтра Чебышева имеют величину 3 дБ, а затухание фильтров Чебышева и Кауэра (эллиптического фильтра) имеет значение  $A_p$ . Для фильтра Бесселя на частоте  $\omega_c$  групповое время запаздывания сигнала равно примерно  $1/\omega_c$ .

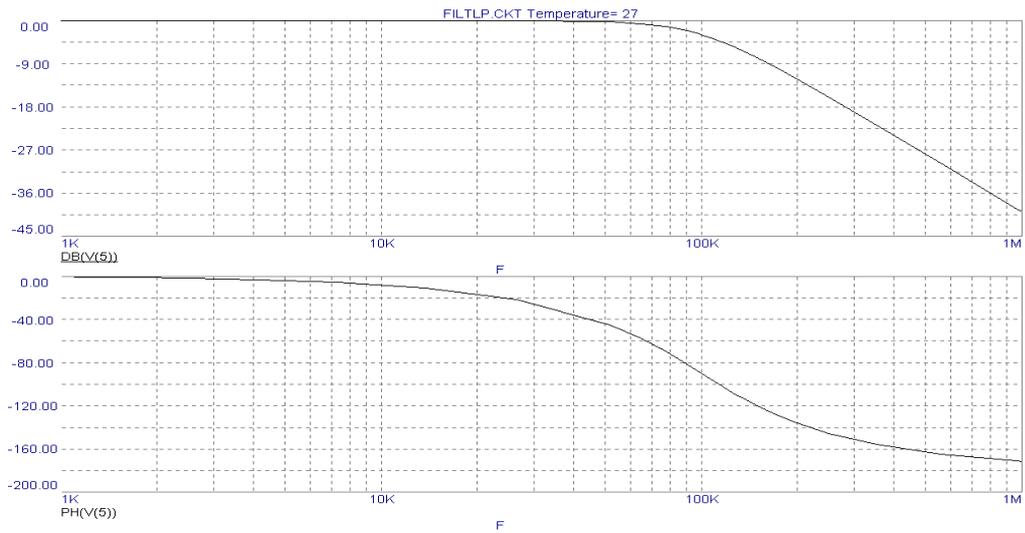


Рис. ПЗ,а. Частотные характеристики ФНЧ 2-го порядка

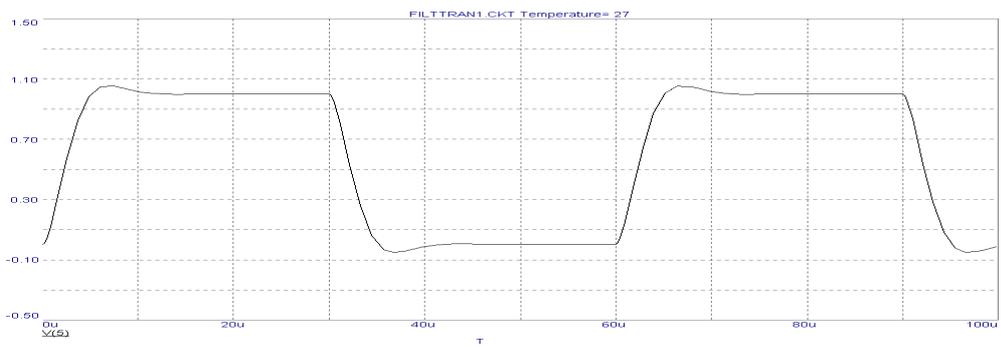


Рис. ПЗ,б. Переходный процесс выходного напряжения ФНЧ 2-го порядка при возбуждении прямоугольными импульсами

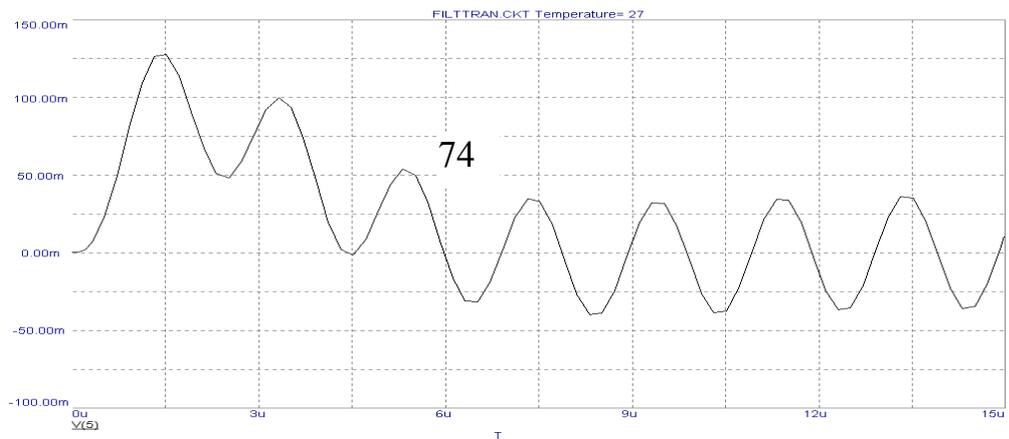


Рис. ПЗ,в. Переходный процесс выходного напряжения ФНЧ 2-го порядка при синусоидальном возбуждении