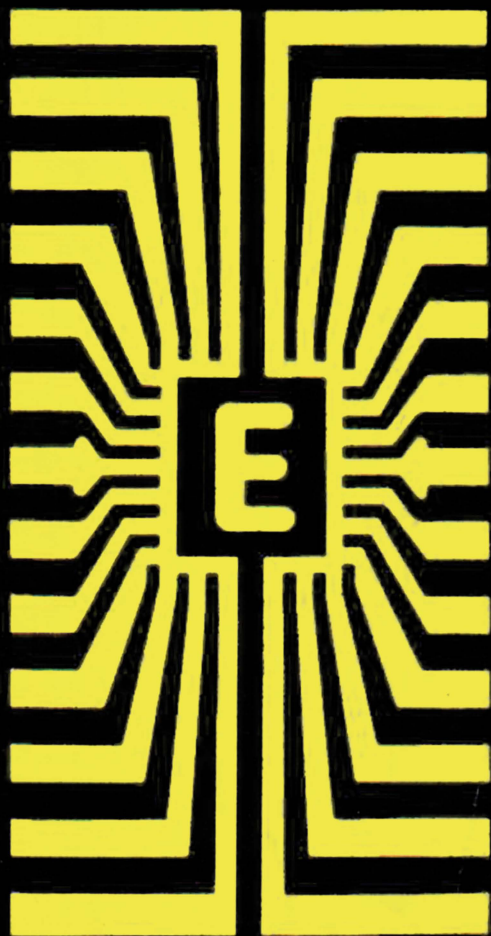


# 55 ПРАКТИЧЕСКИ СХЕМИ НА ЕЛЕКТРОННИ ФИЛТРИ

С.КУЦАРОВ

ПОРЕДИЦА ПРАКТИЧЕСКА ЕЛЕКТРОНИКА

ТЕХНИКА



**55 ПРАКТИЧЕСКИ  
СХЕМИ  
НА ЕЛЕКТРОНИ  
ФИЛТРИ**

## **ПОРЕДИЦА ПРАКТИЧЕСКА ЕЛЕКТРОНИКА**

Други книги от поредицата, предвидени за 1984 г.:

**55 ПРАКТИЧЕСКИ СХЕМИ НА ИЗМЕРВАТЕЛНИ УСИЛВАТЕЛИ**  
от С. Куцаров

**СХЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ТИРИСТОРНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**  
от Н. Николов

Доц. к.т.н. инж. Стефан И. Куцаров

# **55 ПРАКТИЧЕСКИ СХЕМИ НА ЕЛЕКТРОННИ ФИЛТРИ**

ОРО ПРЕРАБОТЕНО И ДОПЪЛНЕНО ИЗДАНИЕ

София, 1984  
Държавно издателство  
„Техника“

В книгата са разгледани практически схеми на електронни нискочестотни, високочестотни, лентови и заграждащи филтри, реализирани с операционни усилватели тип 741 и 709 или транзистори. Дадени са стойностите на елементите, постоянните напрежения във важни точки и схемите и параметрите на филтрите. В зависимост от конкретното приложение определена лента на пропускане може да се постигне чрез просто изчисляване на капацитетите на кондензаторите в схемата. Филтрите могат да се използват за честоти от 0,1 Hz до 100 kHz. Дадени са и схеми на електронни индуктивности със стойности от 200 mH до 50 000 H.

Книгата е предназначена за инженери, студенти, техници и любители на електрониката, които, без да са специалисти по електронни филтри, ги използват в ежедневието си практика.

*На майка ми*

## ПРЕДГОВОР

Създаването на електронни схеми и апаратури с малки размери и сигурно действие отдавна престана да бъде „патент“ на отделни предприятия и фирми. Днес всички инженери-конструктори у нас, както и много любители на електрониката, се стремят да миниатюризират създаваните от тях апаратури и да осигурят продължителната им безотказна работа. Все по-масовото използване на интегралните схеми постави остро въпроса за намаляване размерите на онези електронни елементи, чието реализиране в интегрален вид е трудно или невъзможно. Такива елементи са бобините, чиито размери и тегло, особено при честоти под 100 kHz, са недопустимо големи. Действително едва ли ще се намери конструктор, който на изхода на интегрален усилвател с тегло няколко грама би поставил филтър, съдържащ бобина с десетократно по-големи размери и стократно по-голямо тегло. Поради това днес въпросът за масовото приложение на електронните филтри\* е твърде актуален. Излязлата досега у нас литература [1 — 5, 7, 8, 10 — 12, 14 — 17] е предназначена главно за научни работници и специалисти, желаещи да изучат подробно теорията, проектирането и приложението на електронните филтри. От друга страна, на инженерите-конструктори и на любителите на електрониката, които не са тесни специалисти по филтри, често се налага да създават устройства със съставна част електронни филтри. В такива случаи те желаят да намерят проста, сигурна и опитно проверена схема, която направо или с минимални промени да удовлетвори техните изисквания.

В настоящата книга са дадени 55 практически схеми на електронни филтри, реализирани с намиращи се на нашия пазар операционни усилватели и транзистори. За да може читателят да

---

\* Често се използва и наименованието активни филтри.

разбере действието на схемите и да ги използва успешно без помощта на друга литература, в началото на книгата са изяснени основните параметри и принципите за реализиране на електронните филтри.

Дадените в книгата схеми практически не променят амплитудата на сигнала в лентата на пропускане и осигуряват намаляването му в лентата на непропускане до 35 dB при двойно изменение на честотата. Обяснен е принципът на действие на всяка от разгледаните схеми и са дадени стойностите на съставящите я елементи. За разширяване на областите на приложение кондензаторите на всеки филтър, определящи лентата му на пропускане, се изчисляват по прости формули. Филтрите могат да се използват при честоти от 0,1 Hz до 100 kHz, т. е. покриват практически цялата честотна област на приложение на електронните филтри.

Всички схеми са подбрани, реализирани практически и опитно проверени от автора. Трябва да се отбележи, че филтрите с операционни усилватели имат малка чувствителност към изменение на температурата и захранващите напрежения, което обуславя добрата им стабилност и възможност за използване в серийно произвеждани апаратури, където постоянството и повторямостта на параметрите е от съществено значение. Транзисторните филтри с честотнозависима положителна обратна връзка (ПОВ) имат по-малка стабилност, но поради своята простота и ниска цена могат да се използват в любителски и серийно произвеждани устройства, където постоянството на параметрите на филтъра не е от голямо значение.

*Авторът*



## Глава I

### ОБЩИ СВЕДЕНИЯ ЗА ЕЛЕКТРОННИТЕ ФИЛТРИ

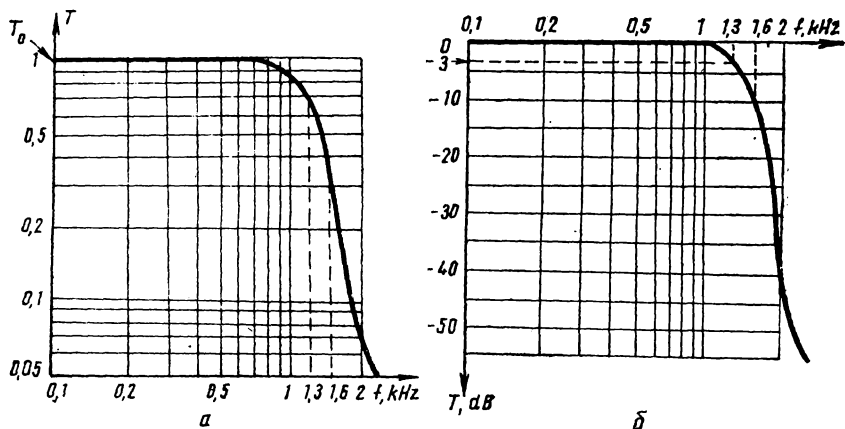
#### 1.1. ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ НА ФИЛТРИТЕ

Електронните филтри са схеми, които пропускат (със или без усилване) сигнали в определена честотна лента и не пропускат всички останали сигнали. Наричат се електронни, тъй като съдържат електронни усилвателни прибори — операционни усилватели или транзистори. Обикновено намират приложение за честоти до 100 kHz, тъй като за по-високи честоти има по-евтини и прости филтри без бобини — например електромеханични или на основата на прибори с акустични вълни (ПАВ филтри).

Най-важните параметри на електронните филтри са следните. Коефициентът на предаване по напрежение  $T$  е отношението на изходното към входното напрежение на филтъра.

Амплитудно-честотната характеристика (АЧХ) представлява зависимостта на коефициента на предаване по напрежение от честотата. Както е показано в следващата точка, основната класификация на електронните филтри е според вида на тяхната АЧХ. Като пример на фиг. 1.1 а е дадена АЧХ на филтър, който се използва при свързването на електронни изчислителни машини по телефонен канал. Неговата задача е да не пропусне на изхода си сигнали с честоти над 1,3 kHz. Честотата се нанася по абсцисната ос винаги в логаритмичен мащаб. Областта от АЧХ, в която коефициентът на предаване  $T$  има практически постоянна стойност, означавана с  $T_0$ , се нарича *лента на пропускане* на филтъра. За АЧХ от фиг. 1.1 а тя обхваща честотите от 0 до 1,3 kHz. Областта от честоти, в която коефициентът на предаване на филтъра има достатъчно малка стойност (обикновено  $T < 0,3 T_0$ ), се нарича *лента на непропускане*. За АЧХ от фиг. 1.1 а тя е над 1,6 kHz. Останалите честоти, лежащи между лентата на пропускане и лентата на непропускане, образуват *преходната област* на АЧХ, която за фиг. 1.1 а е от 1,3 до 1,6 kHz. Честотата, която определя границата между лентата на пропускане и *преходната област*, се нарича *гранична честота* на фил-

търа и се означава с  $f_c$  (за фиг. 1.1 а  $f_c = 1,3$  kHz). Обикновено  $f_c$  е честотата, при която  $T$  намалява приблизително с 30% или 3 dB в сравнение с  $T_0$ . Голямо практическо значение има *стръмността* на АЧХ в преходната област, която показва изменението



Фиг. 1.1. Пример за АЧХ на електронен филтър:  
 а — при линеен мащаб по ординатната ос; б — при логаритмичен мащаб по ординатната ос

на  $T$  с честотата. Стръмността се означава със  $S$  и се изразява чрез намаляването на  $T$  при промяна на честотата 2 пъти, т. е. с 1 октава. Тази стръмност най-често се нарича *стръмност в първата октава*.

Практически значително по-удобно е начертаването на АЧХ, когато по ординатната ос се нанася не абсолютната стойност на  $T$ , а  $T, \text{dB} = 20 \lg T$  (фиг. 1.1 б). При това положение стръмността се измерва в dB/oct и за АЧХ от фиг. 1.1 б е около 55 dB/oct. Връзката между двата начина за изразяване на стръмността се дава с израза

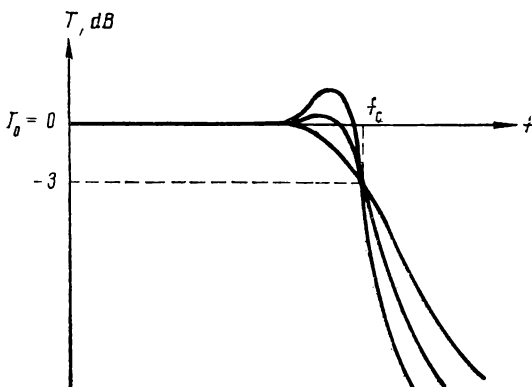
$$S, \text{dB/oct} = 20 \lg S, \text{ пъти/октава}. \quad (1.1)$$

Като пример в таблица 1.1 са дадени някои типични стойности.

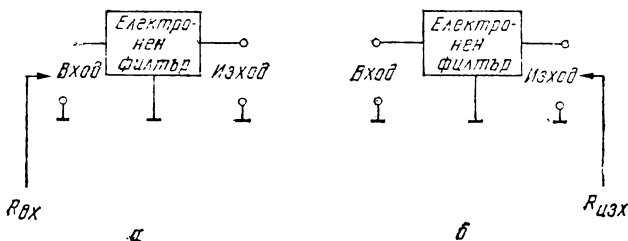
Таблица 1.1

$S, \text{dB/oct}$	6	9	12	15	18	24	30	40	50	60
$S, \frac{\text{пъти}}{\text{октава}}$	2	2,82	3,98	5,62	7,94	15,8	31,6	100	316	1000

По-нататък в книгата  $S$  ще бъде изразявана само в dB/oct. Ясно е, че един филтър е толкова по-добър, колкото  $S$  е по-голяма. Използват се филтри със  $S$  от 5 до 60 dB/oct и повече. Една съществена особеност на електронните филтри е, че АЧХ



Фиг. 1.2. АЧХ с отскок в лентата на пропускане



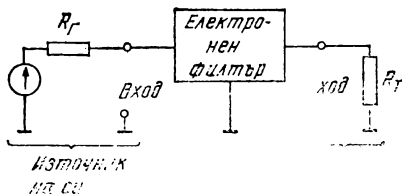
Фиг. 1.3. Определяне на параметрите на електронни филтри: а — на входното съпротивление; б — на изходното съпротивление

в лентата на пропускане близо до граничната честота може да има отскок, т. е. за определени честоти  $T$  е по-голям от  $T_0$  (фиг. 1.2). Този отскок обикновено е между 0,1 и 3 dB. Защо обаче се допуска наличието на отскок, след като едно от основните изисквания към филтрите е да имат постоянна стойност на коефициента на предаване в лентата на пропускане? Отговорът на този въпрос става ясен от фиг. 1.2. Вижда се, че с увеличаване на отскока нараства стръмността на АЧХ в преходната област. Следователно за всеки конкретен филтър се прави компо-

мисен избор между голяма стръмност в преходната област и малък отскок в лентата на пропускане. Полезно е да се има предвид, че често вместо АЧХ като параметри на филтрите се задават стръмността и отскокът.

**Входното съпротивление  $R_{вх}$**  на електронните филтри се определя като съпротивление между двете входни клеми на филтъра при липса на товар, т. е. в режим на празен ход на изхода (фиг. 1.3 а). По аналогичен начин се определя и **изходното съпротивление  $R_{изх}$** ,

но при празен ход на входа (фиг. 1.3 б). Тези два параметъра са от значение при свързването на филтрите помежду им и с други електронни схеми. Важно е да се отбележи, че идеалният режим на работа на всеки електронен филтър е свързване на входа на източник на сигнал с нулево вътрешно съпротивление  $R_r$  и празен ход на изхода, т. е. безкрайно голямо съпротивление  $R_t$  на товара. Очевидно такъв режим на работа не е възможно да се осигури и практически всеки електронен филтър работи по схемата от фиг. 1.4. Опитът показва, че обикновено е достатъчно  $R_r$  да е няколко десетки пъти по-малко от  $R_{вх}$  и  $R_t$  да е също толкова пъти по-голямо от  $R_{изх}$ , за да се получат параметри, практически еднакви с параметрите при идеален режим на работа. Когато тези условия не се спазват, се намалява стръмността в преходната област и се променя граничната честота.

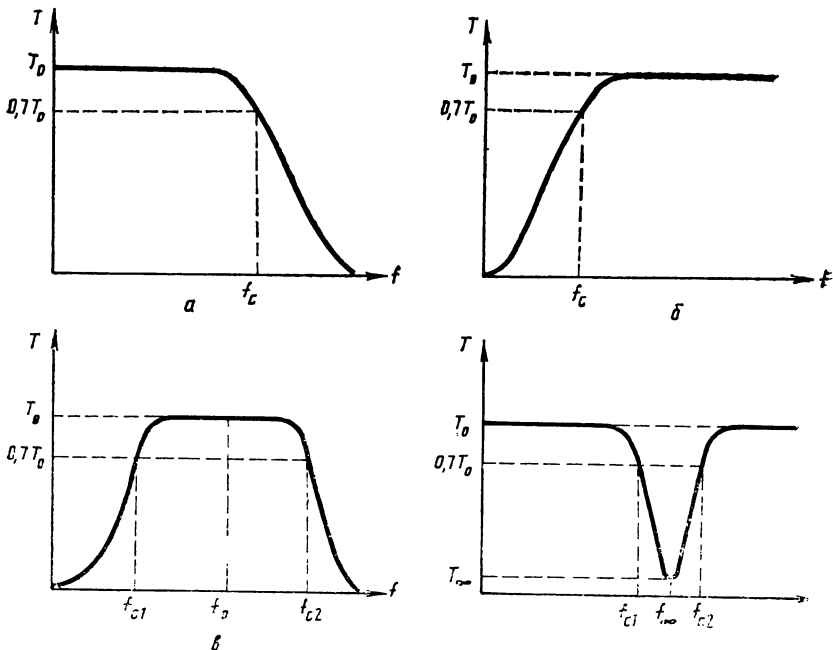


Фиг. 1.4. Реален режим на работа на електронен филтър

## 1.2. ОСНОВНИ ВИДОВЕ ФИЛТРИ

Един от най-често използваните начини за класификация на електронните филтри е според вида на тяхната АЧХ. Различават се: нискочестотни (НЧФ), високочестотни (ВЧФ), лентови (ЛФ) и заграждащи (ЗФ) филтри. Наименованието на първите 3 вида показва честотната област, в която сигналите преминават през филтрите, а четвъртият вид не пропуска на изхода си („загражда“) сигнали в определена честотна лента. Често ЗФ се наричат още **режекторни филтри**. На фиг. 1.5 са дадени типични АЧХ без

отскок на четирите основни вида електронни филтри. АЧХ с отскок са аналогични. От фиг. 1.5 *в* и *г* се вижда, че ЛФ и ЗФ имат две гранични честоти — долна ( $f_{c1}$ ) и горна ( $f_{c2}$ ) гранична честота. Важен параметър на тези два вида филтри е честотата

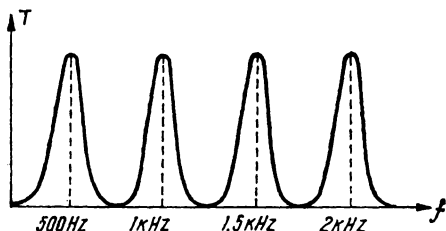
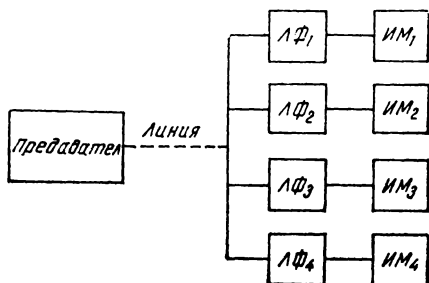


Фиг. 1.5. АЧХ на четирите основни вида електронни филтри:

*а* — НЧФ; *б* — ВЧФ; *в* — ЛФ; *г* — ЗФ

$\sqrt{f_{c1}f_{c2}}$ . При ЛФ тя се нарича *средна честота* и се означава с  $f_0$ , а при ЗФ носи наименованието *честота на максимално затихване* и се означава с  $f_\infty$ . Разликата  $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$  при ЛФ се нарича *лента на пропускане*, а при ЗФ — *лента на задържане*. Отношенията  $f_0/\Delta f$  и  $f_\infty/\Delta f$  са известни като *качествен фактор*  $Q$  и са валидни само за теснолентови и заграждащи филтри (определение за теснолентови филтри е дадено по-нататък). Специфичен параметър на ЗФ е коефициентът на предаване  $T_\infty$  за честотата на максимално затихване  $f_\infty$  (вж. фиг. 1.5 *г*). Колкото този коефициент е по-малък, толкова ЗФ се счита за по-добър. При качествените ЗФ  $T_\infty$  е не по-голям от 0,01. В практиката

$T_{\infty}$  най-често се изразява в децибели според израза  $T_{\infty}, \text{dB} = 20 \lg T_{\infty}$ . Например  $T_{\infty} = 0,01$  е еквивалентно на  $-40 \text{ dB}$ . В редица случаи вместо  $T_{\infty}$  се използва неговата реципрочна стойност  $a_{\infty} = 1/T_{\infty}$ , която се нарича *затихване на филтъра при че-*



Фиг. 1.6. Пример за приложение на теснолентови филтри

стота  $f_{\infty}$ . Стойността на  $a_{\infty}$  в децибели е равна на стойността на  $T_{\infty}$  с обратен знак. Например на  $T_{\infty} = 0,01$  съответства  $a_{\infty} = 100$  или  $40 \text{ dB}$ .

Лентовите филтри намират най-голямо приложение и се разделят на две големи групи. Теснолентовите филтри са с  $\Delta f \leq 2f_0$ , което означава  $Q$ , по-голям от 0,5. Пример за приложение на такива филтри е дистанционното управление на няколко изпълнителни механизма по една линия (фиг. 1.6 а). Предавателят отправя по линията 4 синусоидални сигнала с различни честоти, например 500 Hz, 1 kHz, 1,5 kHz и 2 kHz, всеки от които трябва да достигне до съответния изпълнителен механизъм (ИМ). Това се осъществява с помощта на четирите теснолентови филтъра (ЛФ), чиито АЧХ са дадени на същата фигура. Ако в даден момент от времето трябва да се задействуват  $ИМ_2$  и  $ИМ_4$ , преда-

вателят излъчва по линията сигнали с честоти 1 и 2 kHz. Те достигат до входовете на четирите ЛФ. На изходите  $ЛФ_2$  и  $ЛФ_4$  се получават напрежения с честоти съответно 1 и 2 kHz, които задействуват  $ИМ_2$  и  $ИМ_4$ . Напреженията на изходите на  $ЛФ_1$  и  $ЛФ_3$  са практически равни на 0 и  $ИМ_1$  и  $ИМ_3$  не се задействуват. Очевидно е, че за да се избегне погрешното включване на някои от изпълнителните механизми, ЛФ трябва да бъдат достатъчно теснолентови, т. е. техният  $Q$  да бъде значително по-голям от 1. Другата група ЛФ са широколентовите, при които  $\Delta f > 2f_0$ .

Заграждащите филтри намират приложение най-често за отстраняване на „смушавашо“ напрежение с точно определена честота. Например при наблюдаване или записване на електрокардиограми (ЕКГ) е особено важно да се отстранят смущенията с мрежова честота 50 Hz, които биха променили вида на ЕКГ и биха направили трудно или невъзможно нейното разчитане.

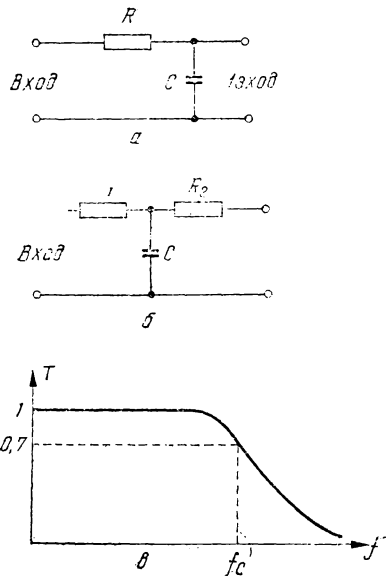
### 1.3. ПРИНЦИП НА РЕАЛИЗАЦИЯ НА ЕЛЕКТРОННИТЕ ФИЛТРИ

Схемата на всеки електронен филтър съдържа активни прибори и пасивни елементи (резистори и кондензатори). Активните прибори заедно с част от пасивните елементи образуват усилвател, във веригата на обратна връзка на който са свързани останалите пасивни елементи. За да се изясни принципът на реализация на електронните филтри, най-напред ще бъде припомнено действието на някои пасивни  $RC$ -филтри. На фиг. 1.7 а е показана схемата на  $\Gamma$ -образен пасивен  $RC$ -филтър, който по своята същност представлява честотнозависим делител на напрежение — изходното напрежение, получавано върху кондензатора  $C$ , представлява част от входното напрежение. Тъй като капацитивното съпротивление на кондензатора намалява с увеличаване на честотата, изходното напрежение също намалява. При достатъчно ниски честоти капацитивното съпротивление е много по-голямо от  $R$ , изходното напрежение е практически равно на входното и не се променя с изменение на честотата. В този случай коефициентът на предаване на филтъра практически е равен на 1. При достатъчно високи честоти капацитивното съпротивление на  $C$  става съизмеримо с  $R$ , изходното напрежение вече е по-малко от входното и коефициентът на предаване  $T$  на филтъра намалява под 1. При много високи честоти капацитетът представлява практически късо съединение и изходното напрежение и  $T$  на филтъра са почти равни на 0. Тези обяснения показват, че АЧХ на филтъра има вида от фиг. 1.7 в, т. е. това е НЧФ. Граничната честота на филтъра е

$f_c = 1/(2\pi RC)$ . Филтърът от фиг. 1.7 б действа по аналогичен начин, като допълнително прибавеният резистор има за задача да намали влиянието на товарното съпротивление в изхода на филтъра върху неговата АЧХ.

За изясняване на принципа на действие на електронните филтри е полезно да се разгледа и действието на пасивния заграждащ филтър от фиг. 1.8 а, който е известен още под името замостено Т-звено. От принципната схема се вижда, че връзката между входа и изхода на филтъра се осъществява от две паралелно свързани вериги. Едната е пасивен Т-образен НЧФ, образуван от  $R_1$ ,  $R_2$  и  $C_1$ , който пропуска сигналите с ниска честота. Другата верига се състои от кондензатора  $C_2$ , чието реактивно съпротивление намалява с увеличаване на честотата, поради което сигналите с висока честота преминават през него (като по „мост“). В резултат на изхода на филтъра се получават напрежения както с ниска, така и с висока честота. Само една лента от честоти не могат да преминат през филтъра и образуват лентата на задържане. Честотата  $f_\infty$ , при която се получава минимална стойност на коефициента на предаване, представлява честотата на максимално затихване на филтъра. Полезно е да се знае, че при  $R_1 = R_2 = R$  и  $C_1 = C_2 = C$  се получава  $f_\infty = 1/(2\pi RC)$  и  $T_\infty = 0,67$ .

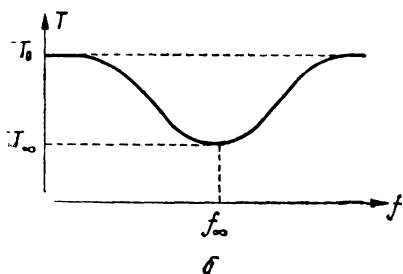
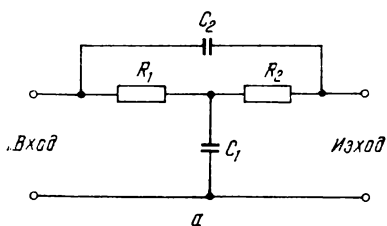
Същият принцип е използван и при широко използвания в практиката двоен Т-образен мост или двоен Т-мост (фиг. 1.9). Тук замостяването е извършено с помощта на Т-образен ВЧФ ( $R_3 - C_2 - C_3$ ), имащ същата гранична честота, както височестотния филтър  $R_1 - R_2 - C_1$ . В резултат на това лентата на непропускане се стеснява, а коефициентът на предаване за честота  $f_\infty$  силно намалява. При  $R_1 = R_2 = R$ ,  $R_3 = 0,5 R$ ,  $C_2 = C_3 = C$  и  $C_1 = 2C$  се получава  $T_\infty = 0$ , т. е. изходното напрежение за точно определена честота  $f_\infty = 1/(2\pi RC)$  става равно на 0. Този факт е изиграл много важна роля за голямото приложение на двойния



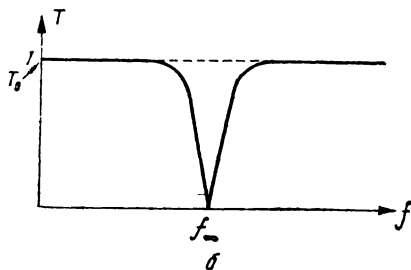
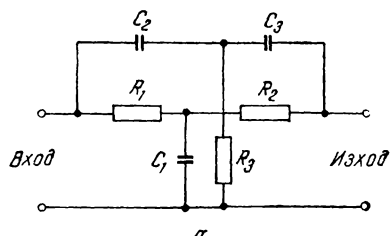
Фиг. 1.7. Пасивни НЧФ:  
а — Г-образен; б — Т-образен; в — АЧХ



T-мост както самостоятелно, така и като съставна част от електронните филтри. Трябва да се има предвид, че при практическото реализиране на двойните T-мостове получаването на  $T_{\infty}=0$  е много трудно, тъй като и най-малките изменения в стойностите



Фиг. 1.8. Замостено T-звено:  
а — схема; б — АЧХ

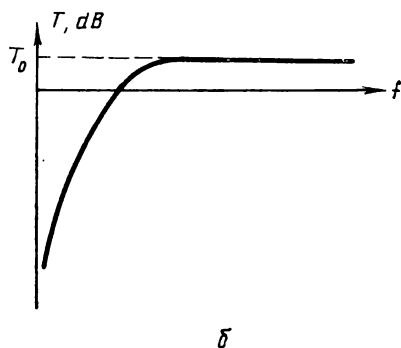
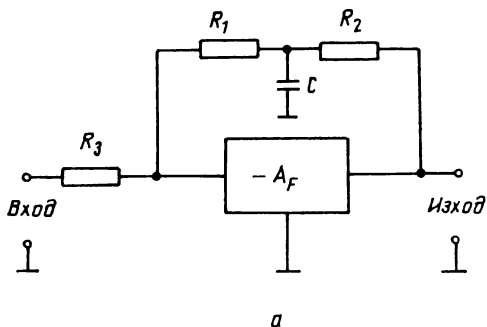


Фиг. 1.9. Двоен T-мост:  
а — схема; б — АЧХ

на елементите водят до увеличението му. Поради това се препоръчва всички елементи да имат производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , при което се получава  $T_{\infty}$ , не по-голям от 0,01.

Най-простата и стара идея за реализиране на електронен филтър е включването на един пасивен RC-филтър във веригата на отрицателна обратна връзка (ООВ) на усилвател (означен на фиг. 1.10 с  $-A_F$ ). В обхвата на ниските честоти, където коефициентът на предаване по напрежение на пасивния RC-филтър е равен на 1, голяма част от изходното напрежение се връща обратно на входа, дълбочината на ООВ е най-голяма и следователно коефициентът на предаване на електронния филтър е най-малък. При високи честоти коефициентът на предаване на пасивния филтър и дълбочината на ООВ намаляват, което води до увеличаване на коефициента на предаване на електронния филтър. Така се получава АЧХ от фиг. 1.10 б, която показва, че описаният електронен филтър е високочестотен. Неговата гранична

честота е същата, както граничната честота на пасивния  $RC$ -филтър във веригата на ООВ. В т. 1.1 бе отбелязано, че за правилната работа на електронните филтри е необходимо на входа им да се свърже източник на сигнал с практически нулево изходно съпротивление (т. нар. генератор на напрежение). Ако резисторът  $R_3$  на електронния филтър липсва, върху нулевото съпротивление на източника на напрежение няма да се получи никакъв пад на напрежение от обратната връзка, т. е. ООВ няма да има и схемата ще работи като обикновен усилвател без ООВ. За правилната работа на схемата като електронен филтър е необходимо съпротивлението на  $R_3$  да бъде 10 или повече пъти по-голямо от вътрешното съпротивление на източника на сигнал на входа на филтъра. Важно е да се подчертае, че в лентата на пропускане на електронните филтри, където ООВ действа сравнително слабо, може да се получи значително усилване. Поради това в първите книги по електронни филтри те са се наричали и збирателни  $RC$ -усилватели.

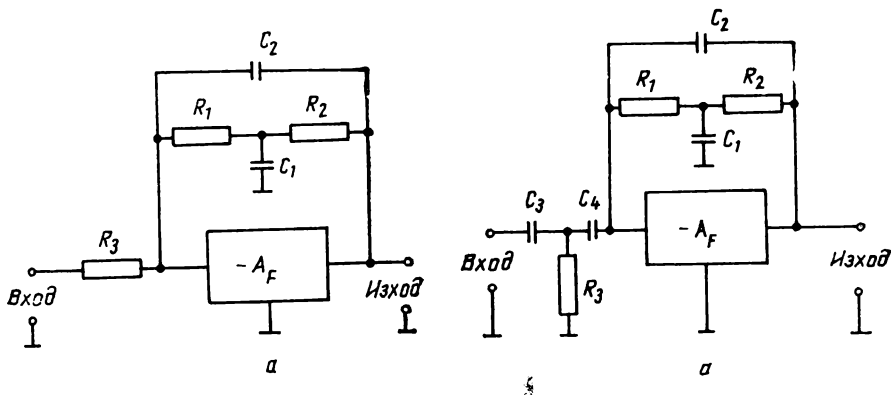


Фиг. 1.10. Основна идея за реализация на електронен ВЧФ:  
а — схема; б — АЧХ

По аналогичен начин чрез промяна на вида на пасивния  $RC$ -филтър във веригата на ООВ могат да се получат и други видове електронни филтри — при пасивен ВЧФ се получава електронен НЧФ, при пасивен ЛФ — електронен ЗФ и при пасивен ЗФ — електронен ЛФ. Един пример за реализация на електронен ЛФ с помощта на заместеното Т-звено от фиг. 1.8 а е показан на фиг. 1.11.

Описаният начин на реализиране изяснява достатъчно добре

принципа на действие на електронните филтри, но не се използва в последните години, тъй като стръмността на АЧХ е практически равна на стръмността на пасивния филтър във веригата на ООВ. За осигуряване на по-голяма стръмност резисторът  $R_3$

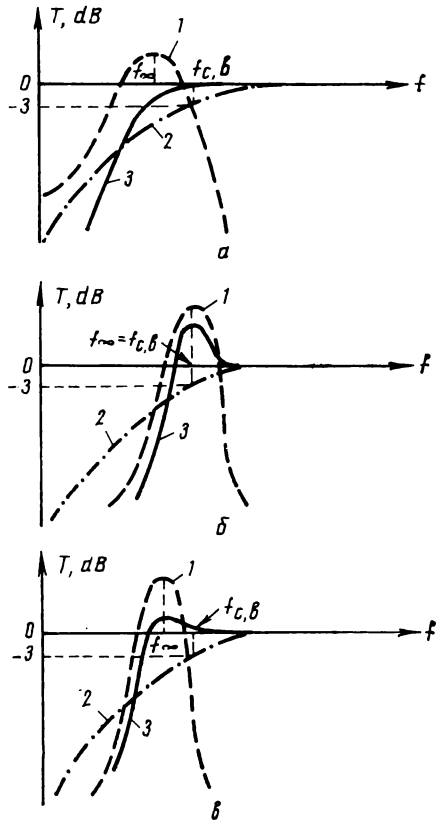


Фиг. 1.11. Основна идея за реализация на електронен ЛФ:  
а — схема; б — АЧХ

Фиг. 1.12. Практическа реализация на електронен ВЧФ:  
а — схема; б — АЧХ

се замества с втори пасивен  $RC$ -филтър от същия вид, какъвто трябва да бъде видът на електронния филтър. Освен това пасивният филтър във веригата на ООВ обикновено е  $3\Phi$ , което дава възможност за осигуряване на отскок в АЧХ на електронния филтър. За изясняване на тази идея може да се разгледа действието на филтъра от фиг. 1.12 а. Ако съществуваше само веригата на ООВ на усилвателя, т. е. вместо пасивния  $RC$ -филтър  $R_3-C_3-C_4$  на входа на усилвателя имаше само един резистор, електронният филтър би имал АЧХ като крива 1 от фиг. 1.12 б.

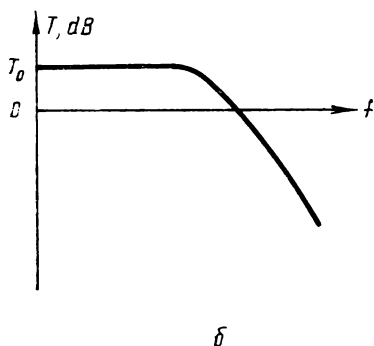
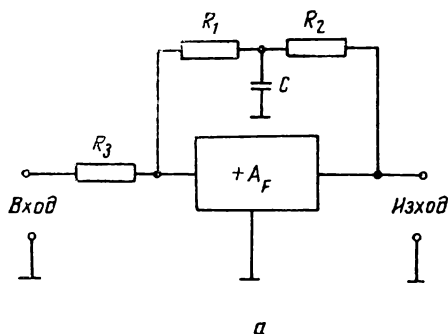
От друга страна, пасивният филтър на входа е високочестотен и има АЧХ като крива 2 от фиг. 1.12 б. АЧХ на електронния филтър се определя от съвместното действие на пасивния филтър на входа и пасивния филтър във веригата за ООВ и може да се получи чрез сумиране на криви 1 и 2. Така се получава крива 3, дадена с плътна линия на фиг. 1.12 б. Трябва да се отбележи, че това е вярно само при положение, че по вертикалната ос е нанесен  $T$  в децибели. За разглеждания пример е прието, че граничната честота  $f_{c,в}$  на пасивния ВЧФ на входа и честотата на максимално затихване  $f_{\infty}$  на ЗФ във веригата за ООВ са равни. Този принцип на реализация позволява да се получат електронни филтри с различен отскок (а следователно и различна стръмност на АЧХ) чрез промяна на хода на АЧХ на двата съставни пасивни филтъра. Освен това се практикува и промяна на взаимното разположение на двете АЧХ, т. е. граничната честота на входния пасивен филтър се прави различна от честотата на максимално затихване на ЗФ във веригата на ООВ. Това е илюстрирано с примерите от фиг. 1.13. Ако честотата на максимално затихване  $f_{\infty}$  се намали достатъчно по отношение на  $f_{c,в}$  на входния пасивен филтър, отскокът в АЧХ на електронния филтър ще липсва (фиг. 1.13 а). При замяна на замостеното Т-звено с двоен Т-мост, чиято честота на максималното затихване съвпада с  $f_{c,в}$  на входния пасивен филтър, се наблюдава увеличение на отскока в АЧХ на електронния филтър (фиг. 1.13 б).



Фиг. 1.13. Получаване на АЧХ на електронен ВЧФ от характеристиките на съставящите го звена:

а — АЧХ без отскок; б — АЧХ със значителен отскок; в — АЧХ със средно голям отскок; 1 — АЧХ на усилвателя с ООВ; 2 — АЧХ на входния пасивен ВЧФ; 3 — АЧХ на целия филтър

Ако при това положение  $f_{\infty}$  на двойния Т-мост се намали по отношение на  $f_{c,в}$ , отскокът в АЧХ на електронния филтър намалява (фиг. 1.13 в) и при достатъчно голяма разлика между двете честоти може да изчезне.



Фиг. 1.14. Електронен филтър с положителна ОБ:  
а — схема; б — АЧХ

голяма и коефициентът на предаване на електронния филтър е максимален (фиг. 1.14 б). С увеличаване на честотата над граничната честота  $f_c$  на пасивния RC-филтър неговият коефициент на предаване започва да намалява, намалява се дълбочината на ПОВ и коефициентът на предаване на електронния филтър също намалява. Следователно полученият електронен филтър е от същия вид и има същата гранична честота, както пасивният филтър във веригата на ПОВ. Предназначението на резистора  $R_3$  е същото, както при филтърта с ООВ от фиг. 1.10 а.

Съществена особеност на разгледаните дотук електронни филтри е, че коефициентът на усилване по напрежение  $A_F$  на усилвателя е желателно да бъде колкото е възможно по-голям, тъй като при това се получава практически независимост на параметрите на филтъра от параметрите на усилвателя, т. е. повишава се стабилността на филтъра. Поради това в съвременните електронни филтри широко се използват ОУ.

Съществува още една категория електронни филтри, при които вместо отрицателна се използва положителна честотозависима обратна връзка. Основната идея за реализацията на този тип филтри е показана на фиг. 1.14 а. При ниски честоти коефициентът на предаване по напрежение на пасивния филтър във веригата на положителната обратна връзка (ПОВ)  $R_1 - R_2 - C$  е равен на 1, дълбочината на ПОВ е най-

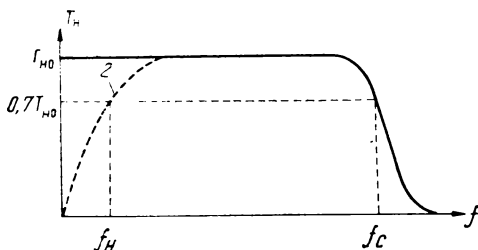
Тук трябва да се обърне внимание на един важен въпрос, който читателят вероятно вече си е задал — щом има ПОВ, няма ли да се получи самовъзбуждане? Самовъзбуждане може да се получи, ако ПОВ е достатъчно дълбока. А за да не стане това, коефициентът на усилване  $A_F$  на усилвателя обикновено се прави не по-голям от 2, тъй като самовъзбуждане настъпва при  $A_F$  над 2,5—3. Най-голямо е приложението на филтри с повторители на напрежение ( $A_F=1$ ). Дали обаче при практическото използване на електронните филтри с ПОВ изменението на  $A_F$  в процеса на работа на филтъра (например поради промяна на температурата или захранващото напрежение) няма да предизвика самовъзбуждане или най-малко съществена промяна на параметрите му? Действително, всяко най-малко изменение на  $A_F$  предизвиква промяна на АЧХ на филтъра. Практически това влияние може да се избегне чрез използване на усилвател с много стабилен коефициент на усилване. Поради това в продължение на много години електронните филтри с ПОВ се използваха рядко, но с появяването на електрични ОУ, с помощта на които (чрез дълбоки честотнонезависими ООВ) може да се получи стабилен коефициент на усилване  $A_F$ , интересът към електронните филтри с ПОВ отново нарасна и днес те имат твърде голямо приложение. Начините за получаване на различни видове филтри с честотнозависима ПОВ и на различен характер на техните АЧХ са аналогични на разгледаните вече начини при електронните филтри с ООВ.

## Глава 2

### НИСКОЧЕСТОТНИ ФИЛТРИ

В глава 1 бе изяснено, че НЧФ имат за задача да пропускат сигнали с честоти от 0 до граничната честота  $f_c$ , т. е. те имат АЧХ като крива  $I$  от фиг. 2.1. Тъй като по принцип електронните филтри, разгледани в тази глава, представляват някакъв усилвател, обхванат от честотнозависима обратна връзка, за да се получи равномерна АЧХ до 0 Hz, т. е. запазване на постоянна стойност на коефициента на предаване до постоянен ток, необходимо е на пътя на сигнала във филтъра да няма никакви прехвърлящи кондензатори. С други думи трябва да се използва постояннотоков усилвател и да се осигури непосредствена връзка на филтъра с предишното и следващото стъпало. На читателя са добре известни предимствата и недостатъците на постояннотоко-

вите усилватели, но трябва да се припомни, че в постоянното им изходно напрежение (то може да бъде и 0 V при използване на ОУ) настъпват промени при изменение на температурата, захранващите напрежения, стареене на елементите и т. н., които се наричат *дрейф* на изходното напрежение. Всяко изменение на постоянното изходно напрежение на филтъра предизвиква промени на постояннотоковия режим на следващото стъпало, което по принцип не е желателно. От друга страна, не винаги е необходимо електронният филтър да пропуска и постоянен ток. Поради това неговата АЧХ може да има вида на крива 2 от фиг. 2.1, т. е. допустимо е в схемата на електронния филтър да се използват прехвърлящи кондензатори. С това се отстранява влиянието на постояннотоковия дрейф на предишното стъпало върху филтъра и на филтъра върху следващото стъпало. Очевидно при такъв НЧФ се появява един нов параметър — *минимална пропускана честота*  $f_n$ . Даденият пример е типов, тъй като в значителна част от приложенията на електронните филтри не е необходимо те да пропускат постоянен ток. Тези практически съображения са наложили за всички филтри от тази глава да се дават по два варианта, имащи АЧХ като криви 1 и 2 от фиг. 2.1. В зависимост от конкретното приложение на филтъра читателят сам може да прецени кой от вариантите е по-подходящ. Не трябва да се забравя обаче, че прехвърлящите кондензатори често се използват, само защото постоянните напрежения на входа и изхода на филтъра не съвпадат с постоянните напрежения на входовете и изходите на схемите, към които той се свързва.



Фиг. 2.1. Реални АЧХ на електронен НЧФ: 1 — без прехвърлящи кондензатори; 2 — с прехвърлящи кондензатори

За да се осигури максимално широка област на приложение на дадените практически схеми на електронни филтри, тяхната гранична честота се установява от читателя в зависимост от конкретните изисквания. Това се постига чрез изчисляване по прости формули на двата честотноопределящи кондензатора на филтъра. За улеснение при практическото използване на формулите дадената в тях честота е изразена в Hz или kHz, а капацитетите на кондензаторите се получават в pF или  $\mu F$ .

В тази глава са дадени 10 практически схеми на електронни НЧФ със стръмност в първата октава между 9,2 и 15 dB/oct и гранична честота между 0,1 Hz и 100 kHz.

## 2.1. ФИЛТРИ С ТРАНЗИСТОРНИ ПОВТОРИТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

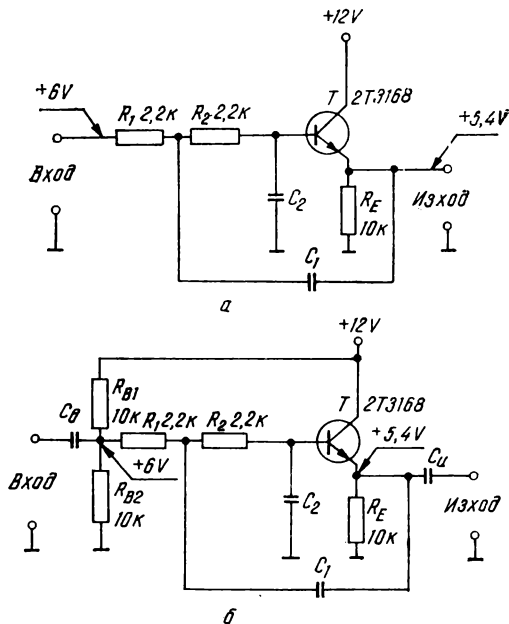
На читателя е известно, че една от най-често използваните схеми на транзисторни повторители на напрежение е емитерният повторител (ЕП). Той е твърде подходящ за реализация на електронни филтри с нестроги изисквания по отношение на точността на получаването на АЧХ и нейната стабилност поради своята простота, сравнително голямо входно съпротивление, малко изходно съпротивление и коефициент на предаване по напрежение, практически равен на 1 (обикновено над 0,97). При реализация на филтри с гранична честота под няколко херца входното съпротивление на ЕП е съизмеримо със съпротивлението на резисторите в схемата и променя параметрите на филтъра. Първата идея за избягване на това затруднение е замяната на ЕП със сорсов повторител, реализиран с полеви транзистори с PN преход или MOS транзистор. Това обаче не е желателно, тъй като малката стръмност на полевите транзистори (обикновено под 2 mS) обуславя коефициент на предаване на повторителя значително под 1 (например 0,6—0,8), което е недопустимо при реализацията на електронни филтри. В такива случаи могат да се използват повторители на напрежение с един полеви и един биполярен транзистор, при което коефициентът на предаване по напрежение е почти 1, а входното съпротивление се определя от полевия транзистор.

В тази точка са дадени 4 практически схеми на електронни НЧФ, позволяващи да се получат гранични честоти между 1 Hz и 100 kHz и стръмност в първата октава 9,2 и 12,6 dB/oct.

Схемата от фиг. 2.2 *a* представлява ЕП (транзисторът  $T$  и резисторът  $R_E$ ), обхванат от честотнозависима верига за ПОВ, състояща се от резисторите  $R_1$ — $R_2$  и кондензаторите  $C_1$ — $C_2$ . Действието на схемата е следното. При честоти, много по-ниски от граничната честота, капацитивното съпротивление на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  е много голямо, поради което практически те представляват отворена верига и все едно, че не са поставени в схемата. В резултат на това изходното напрежение е честотнонезависимо и коефициентът на предаване на филтъра е равен на коефициента на предаване на ЕП. Влиянието на двата кондензатора започва да се проявява при честоти, близки до граничната честота на филтъра. Капацитетът на  $C_2$  шунтира входа на ЕП и се стреми да намали изходното напрежение и коефициента на предаване на филтъра, докато  $C_1$  създава ПОВ, която ги увеличава. Следователно влиянието на  $C_1$  и  $C_2$  върху коефициента на предаване на филтъра е противоположно. При честоти, малко по-мал-



ки от граничната честота на филтъра, преобладава действието на  $C_1$  и коефициентът на предаване остава постоянен, а не намалява въпреки  $C_2$ . Когато честотата стане равна или по-голяма от граничната  $f_c$ , изходното напрежение на филтъра се понижава зна-



Фиг. 2.2. НЧФ с емитерен повторител и гранична честота до 100 kHz:

*a* — основна схема; *б* — схема с постояннотоково разделяне от предишното и следващото стъпало

чително поради действието на  $C_2$ , дълбочината на ПОВ намалява и компенсиращото влияние на  $C_1$  отслабва. Това води до по-бързо намаляване на коефициента на предаване на филтъра при увеличаване на честотата, отколкото ако бе поставен само кондензаторът  $C_2$ . При  $R_1 = R_2$  се получава добра компенсация, когато  $C_1$  е около два пъти по-голямо от  $C_2$ . Ако  $C_1 > 2C_2$ , се наблюдава прекомпенсация, т. е. в определена честотна лента около граничната честота увеличението на коефициента на предаване на филтъра поради  $C_1$  е по-голямо, отколкото намалението поради  $C_2$  и в АЧХ се наблюдава отскок. Както бе подчертано в глава 1, отскокът влошава равномерността на АЧХ в лентата на про-

пускане, но увеличава стръмността ѝ в лентата на непропускане непосредствено след граничната честота. Това позволява при необходимост да се променя експериментално АЧХ на зададения филтър чрез изменение на капацитета на кондензатора  $C_1$ . Не трябва да се забравя обаче, че това е съпроводено с изменение на граничната честота, която зависи от стойностите на  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ .

Постояннотоковият режим на ЕП (+6 V на базата на  $T$  спрямо маса) се осигурява от предишното стъпало. Постоянният базов ток на  $T$  протича през резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , но създаденият пад на напрежение е пренебрежимо малък.

За получаването на филтър с определена гранична честота  $f_c$  е необходимо да се изчислят капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . За реализиране на филтър с равномерна АЧХ (без отскок в лентата на пропускане) и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct се използват формулите

$$C_1 = \frac{102}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF и } C_2 = 0,5 C_1. \quad (2.1)$$

Възможно е да се получи и стръмност 12,6 dB/oct чрез изчисление на  $C_1$  и  $C_2$  по формулите

$$C_1 = \frac{184}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF и } C_2 = 0,25 C_1, \quad (2.2)$$

но това става за сметка на получаването на отскок в лентата на пропускане, приблизително равен на 1,2 dB. Възможните стойности на граничната честота  $f_c$  на филтъра се определят от допустимите капацитети на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ . Капацитетът на  $C_2$  (по-малкият от двата) трябва да бъде най-малко с един порядък по-голям от паразитните капацитети на филтъра, поради което не трябва да бъде по-малък от 400—500 pF. Като максимално възможна стойност на капацитета на  $C_1$  (по-големия от двата) се приема 1  $\mu\text{F}$ , тъй като рядко се произвеждат неелектролитни кондензатори с капацитет над 1  $\mu\text{F}$ . С помощта на (2.1) и (2.2) лесно може да се пресметне, че минималната стойност на граничната честота на филтъра от фиг. 2.2 а при стръмност 9,2 dB/oct е около 100 Hz, а максималната гранична честота — около 100 kHz. При стръмност 12,6 dB/oct граничната честота може да бъде между 200 Hz и 100 kHz.

Коефициентът на предаване по напрежение на филтъра в лентата на пропускане е между 0,94 и 0,985 в зависимост от коефициента на предаване по ток  $h_{21e}$  на транзистора и товарното съпротивление  $R_T$  на филтъра. Входното напрежение може да

бъде в границите между 3 mV и 3 V. При напрежение под 3 mV започва да се проявява влиянието на шумовете, а над 3 V се получават нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Входното съпротивление на следващото стъпало  $R_T$  не трябва да бъде по малко от 5 k $\Omega$ , с което се осигурява възможност за работа с входно напрежение до 1 V. При  $R_T$  под 5 k $\Omega$  параметрите на филтъра почти не се променят, но максимално допустимото входно напрежение намалява пропорционално с намаляването на  $R_T$ . Съществуват изисквания и по отношение на изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра — то не трябва да бъде по-голямо от 200  $\Omega$ , защото в противен случай се получава значително изменение на граничната честота на филтъра.

При непосредственото свързване на филтъра със следващото стъпало трябва да се има предвид, че потенциалът в емитера на транзистора  $T$  е +5,4 V. Постояннотоковата консумация на филтъра е 0,54 mA.

За практиката е особено важно да се знае, че граничната честота на филтъра зависи от съпротивлението на  $R_1$  и  $R_2$ , и от капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . При необходимост от точно получаване на желаната  $f_c$  тези елементи трябва да бъдат с производствени толеранси, не по големи  $\pm 1\%$ . При липса на точни резистори и кондензатори може да се извърши настройка на  $f_c$  по експериментален път чрез променяне едновременно и в еднаква степен на  $R_1$  и  $R_2$ , като се има предвид, че за увеличаване на честотата  $R_1$  и  $R_2$  трябва да се намаляват и обратно. Препоръчва се  $C_1$  и  $C_2$  да бъдат стирофлексни.

Освен показания на фиг. 2.2 български силициев маломощен транзистор могат да се използват и българските транзистори 2Т3107, 2Т3108, 2Т3109, 2Т3167, 2Т3168 и 2Т3169, които имат  $h_{21e}$  над 100.

На практика не винаги е възможно или желателно да се осигури непосредствена връзка на филтъра с предишното и следващото стъпало. За такива случаи се препоръчва използването на схемата на фиг. 2.2б, при която са прибавени прехвърлящите кондензатори  $C_a$  и  $C_n$ . Тези кондензатори не пропускат много ниските честоти, поради което АЧХ на филтъра има вида на крива 2 от фиг. 2.1. Изчислението на капацитетите на двата кондензатора се извършва по зададена честота  $f_n$ , чиято стойност се избира индивидуално за всяко конкретно приложение на филтъра. Използват се формулите:

$$C_a = \frac{50}{f_n [\text{Hz}]} , \mu\text{F} \quad (2.3 a)$$

$$C_{II} = \frac{251}{f_n [\text{Hz}] \cdot R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F}, \quad (2.3 \text{ б})$$

като  $C_B$  и  $C_{II}$  се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. Препоръчва се честотата  $f_n$  да не бъде по-голяма от  $0,1 f_c$ , за да се избегне влиянието на  $C_B$  и  $C_{II}$  върху АЧХ на филтъра. Останалите параметри на филтъра са същите, както при схемата от фиг. 2.2 а, освен постояннотоквата консумация, която нараства на 1,15 mA поради прибавянето на базовия делител  $R_{B1} - R_{B2}$ . Кондензаторът  $C_B$  може да бъде хартиен или електролитен, докато  $C_{II}$  почти винаги е електролитен. Трябва да се има предвид, че поради производствените толеранси на резисторите  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  е възможно отклонение на реално измерените постоянни напрежения от показаните на фиг. 2.2 б до  $\pm 0,5 \text{ V}$ . Това не променя практически параметрите на филтъра освен евентуално слабо намаление на максималната амплитуда на входното напрежение.

В практиката често се налага да се използват НЧФ с гранична честота под 100 Hz. За такива случаи са подходящи схемите от фиг. 2.3, които имат същата структура и същото действие, както филтрите от фиг. 2.2. Разликата се състои само в десетократното увеличение на съпротивленията на резисторите  $R_1$  и  $R_2$ , което осигурява съответно намаление на минималната стойност на граничната честота  $f_c$ . Едновременно с това намалява и максимално възможната гранична честота, която е 10 kHz. Капацитетите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  отново се изчисляват в зависимост от желаната гранична честота на филтъра  $f_c$ . При АЧХ без отскок и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct се използват формулите

$$C_1 = \frac{10,2}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,5 C_1. \quad (2.4)$$

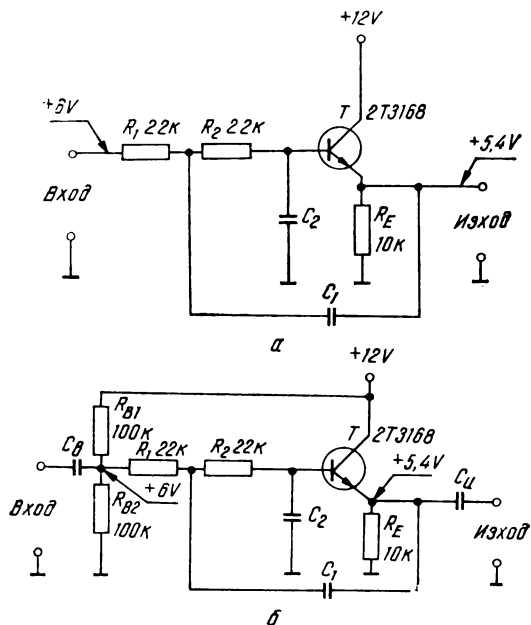
Минималната гранична честота на филтъра е 10 Hz, а максималната — 10 kHz. За реализиране на филтър с отскок 1,2 dB и стръмност в първата октава 12,6 dB/oct се използват формулите

$$C_1 = \frac{18,4}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,25 C_1, \quad (2.5)$$

като минималната гранична честота нараства на 20 Hz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е практически същият, както при схемите от фиг. 2.2 а, т.е. между 0,94 и 0,985 в зависимост от  $h_{21e}$  на транзистора и голе

мината на входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало. Входното напрежение при празен вход на изхода може да бъде в границите между 5 mV и 3 V. При напрежения под 5 mV влиянието на шумовете е значително, а над 3 V настъпват нелинейни



Фиг. 2.3. НЧФ с емитерен повторител и гранична честота до 10 kHz:  
 а — основна схема; б — схема с постояннотоково разделяне от предишното и следващото стъпало

изкривявания в лентата на пропускане. За правилната работа на филтъра с входни напрежения до 1V е необходимо съпротивлението  $R_T$  на товара да бъде не по-малко от 5 k $\Omega$ . Изходното съпротивление на предишното стъпало  $R_T$  трябва да бъде не по-малко от 2 k $\Omega$ , защото в противен случай се наблюдава изменение на някои от параметрите на филтъра.

Типът на елементите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$  и техните производствени толеранси са същите, както при филтъра от фиг. 2.2 а. Постояннотоковата консумация е 0,55 mA.

Когато е невъзможно или нежелателно да се осигури непо-

средствена връзка на филтъра с предишното и следващото стъпало, препоръчва се схемата от фиг. 2.3 б. Действието и параметрите ѝ са същите, както при филтъра от фиг. 2.3 а, с изключение на появяването на минималната честота на пропускане  $f_n$  поради наличието на прехвърлящите кондензатори  $C_b$  и  $C_{ii}$ . Капацитетът на кондензатора  $C_b$  се изчислява по формулата

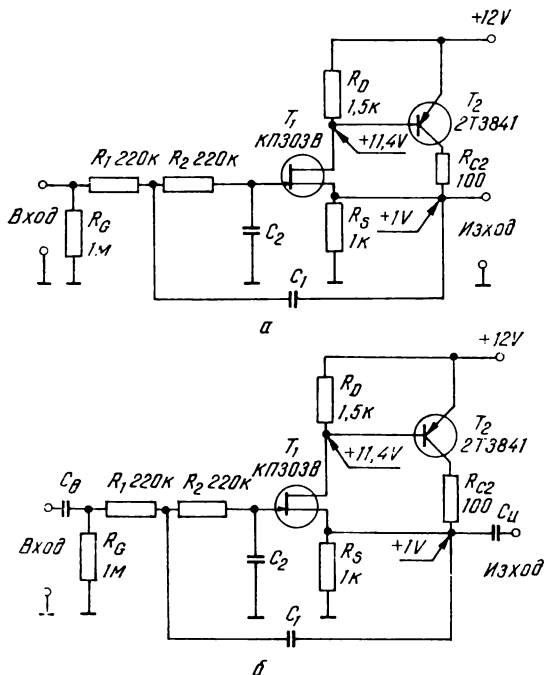
$$C_b = \frac{5}{f_n [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (2.6)$$

а  $C_{ii}$  — по (2.3 б), като резултатите се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. Поради наличието на базовия делител  $R_{B1} - R_{B2}$  постояннотоковата консумация е повишена в сравнение със схемата от фиг. 2.3 а и равна на 0,6 mA.

Наличието на високоомен базов делител в тази схема води до слаба зависимост на постояннотоковия режим от  $h_{21e}$  на транзистора. Поради това, както и поради производствените толеранси на  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$ , е възможно отклонение (с не повече от  $\pm 0,7$  V) на реално измерените постоянни напрежения в схемата от посочените на фиг. 2.3. Това обаче не влияе върху параметрите на филтъра, с изключение на евентуално слабо намаление на максимално възможното входно напрежение. Освен показания на фиг. 2.3 транзистор могат да се използват и българските силициеви транзистори 2Т3107, 2Т3108, 2Т3109, 2Т3167, 2Т3168 и 2Т3169, които имат  $h_{21e}$  над 100. Високоомният базов делител обуславя известно намаление на температурната стабилност в сравнение със схемите от фиг. 2.2, което обикновено е без значение. Ако обаче температурната стабилност на филтъра е от особена важност, двата резистора на базовия делител могат да се намалят на 10 k $\Omega$ . Това повишава постояннотоковата консумация на 1,15 mA и намалява максимално допустимото изходно съпротивление  $R_r$  на предишното стъпало на 200  $\Omega$ . Останалите параметри на филтъра не се променят.

Трябва да се отбележи, че с филтрите от фиг. 2.3 могат да се достигнат гранични честоти под 10 Hz. За целта е необходимо по формули (2.4) и (2.5) да се изчислят  $C_1$  и  $C_2$  за получаване на  $f_c = 10$  Hz и експериментално да се увеличават  $R_1$  и  $R_2$  едновременно и в еднаква степен по получаването на желаната  $f_c$ . При това трябва да се има предвид, че намаляването на  $f_c$  е право пропорционално на увеличаването на  $R_1$  и  $R_2$ . Освен това наличието на високоомни резистори в базовата верига на транзистора води до получаването върху тях на значителен постояннотоков пад на напрежение поради протичането на базовия ток, в резултат на което постояннотоковият режим на транзистора се променя

ня. За намаляване на този ефект трябва да се работи с транзистори с голям коефициент на предаване по ток  $h_{21e}$ , например 2Т3168С ( $h_{21e}$  над 380). По описания начин може да се постигне гранична честота на филтъра до 2—3 Hz.



Фиг. 2.4. НЧФ с двутранзисторен повторител:  
 а — основна схема; б — схема с постояннооточково разделяне от предишното и следващото стъпало

По-нататъшното намаляване на минимално възможната гранична честота на НЧФ може да се постигне чрез споменатата в началото на тази глава замяна на биполярния транзистор с полевия транзистор, например чрез използване на двутранзисторен повторител на напрежение, състоящ се от един полевия и един биполярния транзистор. Тази комбинация е използвана във филтрите от фиг. 2.4, като основното ѝ предимство се състои в близкия до 1 (обикновено над 0,95) коефициент на предаване по напрежение. В действителност повторителят представлява двустъпален усилвател, обхванат от много дълбока честотнонезависима ООВ.

Входното напрежение, подадено на гейта на  $T_1$ , се усилва и създава съответното променливо напрежение в дрейна, което още веднъж се усилва от  $T_2$  и от колектора му се подава в сорса на  $T_1$ . Така получената ООВ осигурява много добра стабилност на коефициента на предаване на повторителя. Резисторът  $R_{C2}$ , който по принцип не е необходим в тази схема, се поставя за предпазване на  $T_2$  от евентуално късо съединение на изхода (например при невнимателна работа в процеса на експериментиране). Не се препоръчва включване на емитерен резистор на  $T_2$ , тъй като това рязко влошава параметрите на филтъра.

Действието на двете схеми като НЧФ е същото, както на схемите от фиг. 2.2 и 2.3. Една от особеностите се състои в наличието на резистора  $R_G$ , чрез който постояннотоковият пад на напрежение върху сорсовия резистор  $R_S$  се подава на гейта на полевия транзистор и по този начин се осигурява нормален постояннотоков режим. Следователно за разлика от филтрите с ЕП, тук не е необходимо осигуряване на постояннотоковия режим с напрежение от предишното стъпало. Необходимо е да се подчертае, че постоянното напрежение на гейта спрямо маса е 0 V. Това означава, че при работа с филтъра от фиг. 2.4 а постоянно изходно напрежение на предишното стъпало трябва да бъде 0 V, докато при фиг. 2.4 б прехвърлящият кондензатор  $C_B$  осигурява правилна работа при произволна стойност на това напрежение. Освен това не трябва да се забравя, че производствените толеранси на параметрите на полевите транзистори са по-големи, отколкото при биполарните транзистори, поради което постоянното напрежение на сорса на  $T_1$  спрямо маса може да се различава до  $\pm 30\%$  от стойността 1 V. Чрез подходящо изчисляване на капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  граничната честота на филтрите от фиг. 2.4 може да достигне до 1 kHz. Минимално възможната стойност на граничната честота зависи (както и при филтрите от фиг. 2.2 и 2.3) от стръмността на филтъра в първата октава. За получаване на равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава на лентата на непропускане 9,2 dB/oct капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{100}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,5 C_1. \quad (2.8)$$

Тези капацитети обуславят минимално възможна гранична честота 1 Hz. Двата филтъра от фиг. 2.4 могат да дадат също АЧХ със стръмност 12,6 dB/oct и отскок в лентата на пропускане 1,2 dB при изчисляване на  $C_1$  и  $C_2$  по формулите



$$C_1 = \frac{1800}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,25 C_1, \quad (2.9)$$

с което минималната гранична честота нараства на 2 Hz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е между 0,95 и 1,05 в зависимост от стърмността  $g_m$  на полевия транзистор  $T_1$  и  $h_{21e}$  на  $T_2$ . Странният на пръв поглед факт, че е възможно от филтър с повторител на напрежение да се получи  $T$  над 1, се обяснява с включването на резистора  $R_{C2}$ , поради който транзисторите  $T_1$  и  $T_2$  не образуват чист повторител на напрежение, а при достатъчно големи  $g_m$  и  $h_{21e}$  могат да дадат известно, макар и не голямо усиление. Ефективната стойност на входното напрежение на филтъра може да се движи в границите от 3 mV до 0,5 V. При напрежения под 3 mV започват да влияят шумовете, а над 0,5 V се получават нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Параметрите на филтъра са гарантирани при изходно съпротивление на стъпалото преди филтъра, не по-голямо от 10 k $\Omega$ , и входно съпротивление на следващото стъпало над 1 k $\Omega$ . Независимо от това се допуска работата на филтъра и с източници на сигнал с вътрешно съпротивление до 50 k $\Omega$ , при което се наблюдава само намаление на коефициента на предаване в лентата на пропускане с около 10%.

При непосредственото свързване на филтъра от фиг. 2.4 а със следващото стъпало не трябва да се забравя, че постоянното напрежение в изхода му е  $1 V \pm 0,3 V$ . Постояннотоковата консумация и на двата филтъра от фиг. 2.4 се влияе значително от използвания екземпляр полеви транзистор и обикновено е в границите 0,5—0,9 mA.

Експерименталното изследване на двата филтъра показва, че транзисторът  $T_2$  (български силициев маломощен тип 2Т3841) е необходимо да има  $h_{21e}$  над 30, т. е. може да бъде с каквато и и да е цветна точка без червена (при която  $h_{21e}$  е между 15 и 30). Не се препоръчва замяната на  $T_2$  с друг тип транзистор, тъй като параметрите на филтъра се променят.

Прехвърлящите кондензатори  $C_b$  и  $C_n$  от фиг. 2.5 б се изчисляват в зависимост от желаната минимална пропускана честота  $f_n$ , която зависи от конкретното приложение на филтъра и не трябва да бъде по-голяма от  $0,1 f_c$ . За  $C_b$  се използва формулата

$$C_b = \frac{250}{f_n [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad (2.10)$$

а за  $C_n$  — (2.3 б). И двата изчислени капацитета се закръгляват на следващата по-голяма стандартна стойност.

С филтрите от фиг. 2.4 могат да се получат гранични честоти и под 1 Hz, като за целта трябва да се увеличават едновременно и в еднаква степен съпротивленията на резисторите  $R_1$  и  $R_2$ . Намалението на  $f_c$  е право пропорционално на увеличението на  $R_1$  и  $R_2$ . По този начин може да се постигне гранична честота до около 0,1 Hz. Тъй като на практика гранични честоти под 10 Hz се измерват трудно, експерименталното постигане на ниска гранична честота чрез увеличаване на  $R_1$  и  $R_2$  е затруднено. Поради това се препоръчва следният начин. По (2.8) или (2.9) се изчисляват необходимите капацитети за получаване на минимално възможната гранична честота (1 или 2 Hz). Променият се съпротивленията на  $R_1$  и  $R_2$  от 0,22 M $\Omega$  на  $0,22/f_c$ , M $\Omega$  за филтър без отскок и на  $0,44/f_c$ , M $\Omega$  за филтър с отскок, където  $f_c$  е желаната гранична честота. Например необходимо е да се реализира филтър с  $f_c=0,4$  Hz и стръмност в първата октава 12,6 dB/oct. По (2.9) се определя, че за да се получи  $f_c=2$  Hz, трябва  $C_1=900$  nF и  $C_2=225$  nF. С тези капацитети ще се получи  $f_c=0,4$  Hz при  $R_1=R_2=0,44/0,4$  M $\Omega=1,1$  M $\Omega$  (това е същевременно и стандартна стойност от 5%-овия ред).

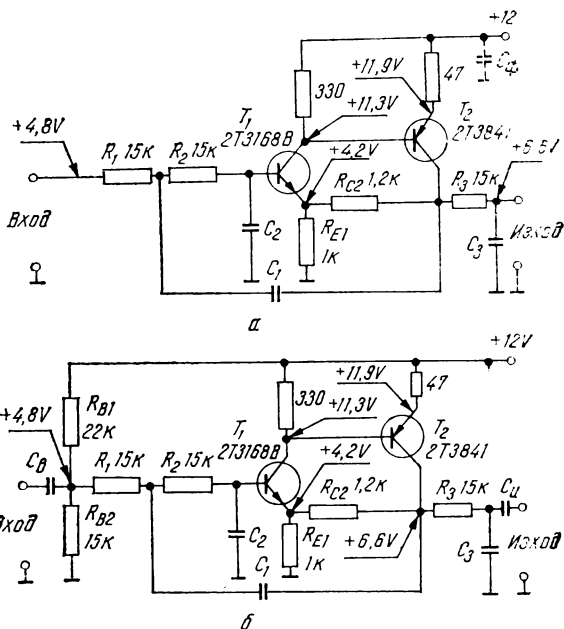
## 2.2. ФИЛТРИ С ТРАНЗИСТОРНИ УСИЛВАТЕЛИ

Разгледаните в предишната точка филтри с транзисторни повторители на напрежение дават стръмност в първата октава до 12,6 dB/oct. По-нататъшно увеличаване на тази стръмност се постига чрез усложняване на схемата. На фиг. 2.5 са дадени два филтъра, при които стръмността в първата октава достига до 15 dB/oct, без да има отскок в лентата на пропускане. Двете схеми са с еднакви параметри, но филтърът от фиг. 2.5 а е предназначен за непосредствена връзка с предишното и следващото стъпало, докато при филтъра от фиг. 2.5 б тази връзка се осъществява с прехвърлящите кондензатори  $C_v$  и  $C_n$ .

В схемите от фиг. 2.5 са използвани двутранзисторни усилватели с много дълбока ООБ, в резултат на която коефициентът им на усилване по напрежение е практически пропорционален само на отношението  $R_{C2}/R_{E1}$  и стабилността им е голяма. Действително сигналът, подаден на базата на транзистора  $T_1$ , се усилва и се подава на базата на  $T_2$  за още едно усилване. Напрежението в колектора на  $T_2$  се връща през  $R_{C2}$  в емитера на  $T_1$ , с което се осъществява ООБ. За подобряване на стабилността на усилвателя е поставен резисторът в емитера на  $T_2$ . Неговото съпротивление не може да бъде по-голямо от означената на схемата стойност

(с цел постигане на по-голяма стабилност), тъй като в противен случай се влошават параметрите на филтрите.

Действието на схемите като НЧФ е подобно на действието на схемите от т. 2.1, но за увеличаване на стръмността на АЧХ е



Фиг. 2.5. НЧФ с транзисторен усилвател:  
 а — основна схема; б — схема с постояннопотоково разделяне от  
 предшното и следващото стъпало

прибавена групата  $R_3 - C_3$  в изхода на филтъра. Тя представлява пасивен НЧФ (вж. т. 1.3). При достатъчно ниски честоти капацитивните съпротивления на  $C_1 - C_3$  са много по-големи от съпротивленията на резисторите  $R_1 - R_3$  т. е. все едно, че кондензаторите не са свързани в схемата. В резултат на това изходното напрежение не зависи от честотата и коефициентът на предаване на филтъра е равен на коефициента на предаване на усилвателя, т. е. е по-голям от 1 (при филтрите от т. 2.1 коефициентът на предаване в лентата на пропускане е по-малък от 1). Влиянието на трите кондензатора започва да се проявява при честоти, близки до граничната честота на филтъра. Капацитетът на  $C_2$  шунтира входа на  $T_1$  и се стреми да намали изходното

напрежение на филтъра, т. е. неговия коефициент на предаване. Същевременно  $C_1$  създава ПОВ, която влияе в обратна посока, т. е. стреми се да увеличи изходното напрежение и коефициента на предаване. При честоти, малко по-малки от граничната честота, преобладава действието на  $C_1$  (поради нееднаквите капацитети на  $C_1$  и  $C_2$ , еднаквите съпротивления на  $R_1$  и  $R_2$  и по-големия от 1 коефициент на усилване на усилвателя), което обуславя пълно компенсиране на шунтиращото влияние на  $C_2$  от веригата на ПОВ. При честоти, равни или по-големи от граничната честота на филтъра, изходното му напрежение намалява поради действието на  $C_2$ , дълбочината на ПОВ също намалява и компенсиращото действие на  $C_1$  отслабва. Това става причина за по-бързо намаляване на коефициента на предаване на филтъра, отколкото ако в схемата бе свързан само кондензаторът  $C_2$ . Описаното действие се засилва от групата  $R_3-C_3$ . При честоти, по-малки от граничната честота на филтъра, капацитивното съпротивление на кондензатора  $C_3$  е значително по-голямо от съпротивлението на  $R_3$  и все едно, че кондензаторът не е свързан в схемата. Това означава, че групата  $R_3-C_3$  не влияе върху коефициента на предаване на филтъра. За честоти около и над граничната капацитивното съпротивление на  $C_3$  намалява и коефициентът на предаване на делителя на напрежение  $R_3-C_3$  става по-малък от 1. С това се увеличава стръмността на АЧХ в лентата на непропускане, която за конкретните схеми е 15 dB/oct, без да има отскок в лентата на пропускане.

Постояннотоковият режим на филтъра от фиг. 2.5 а се определя от предишното стъпало, което трябва да осигурява на входа постоянно напрежение +4,8 V. При схемата от фиг. 2.5 б това напрежение се получава от базовия делител  $R_{B1}-R_{B2}$ .

Двата филтъра могат да имат гранична честота между 10 Hz и 20 kHz, чиято точна стойност се определя чрез изчисление на капацитетите на кондензаторите  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  по формулата

$$C_1=C_2=C_3=\frac{10,6}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (2.11)$$

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 2. При производствени толеранси  $\pm 5\%$  на резисторите  $R_{C2}$  и  $R_{E1}$  неговата стойност може да бъде между 1,9 и 2,1. Допустимите входни напрежения са между 3 mV и 1 V, като ограниченията от двете страни се дължат, както вече е известно, на шумовете и на получаването на нелинейни изкривявания. За избягване на влиянието на входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра върху неговите параметри

трябва да се работи с  $R_T$  над 80 кΩ. По аналогични съображения съпротивлението  $R_T$  на източника на входен сигнал на филтъра не трябва да е по-голямо от 2 кΩ.

Капацитетите на прехвърлящите кондензатори  $C_B$  и  $C_H$  от фиг. 2.5 б се определят в зависимост от желаната минимална пропускана честота  $f_H$ . Капацитетът на  $C_B$  се изчислява по формулата

$$C_B = \frac{28}{f_H [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (2.12)$$

а за  $C_H$  отново се използва (2.3 б). Не трябва да се забравя, че  $f_H$  не може да бъде по-голяма от  $0,1 f_c$ , защото в противен случай  $C_B$  и  $C_H$  ще влияят върху граничната честота на филтъра. За да се избегне самовъзбуждане поради лош монтаж или голямо изходно съпротивление на източника на постоянно напрежение, може да се окаже необходимо поставянето на кондензатора  $C_\phi$  (показан на фиг. 2.5 с прекъснатата линия) с капацитет около 1 μF.

Постояннотоковата консумация на филтъра от фиг. 2.5 а е 4,2 mA, а на филтъра от фиг. 2.5 б — 4,5 mA. При липса на означения на схемите тип на транзистора  $T_1$  той може да се замени с българските транзистори 2Т3167В или 2Т3169В. Замяна на  $T_2$  не се препоръчва и е необходимо той да бъде със синя, виолетова или бяла точка.

### 2.3. ФИЛТРИ С ОУ И ПОЛОЖИТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

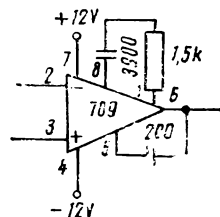
Принципът на реализация на тези филтри е същият, както на филтрите с транзисторни повторители на напрежение от т. 2.1, но повторителят е реализиран с ОУ. Предимството от използването на ОУ произтича от факта, че повторителят на напрежение има коефициент на предаване

$$A_F = \frac{A}{A+1}, \quad (2.13)$$

където  $A$  е коефициентът на усилване на ОУ без обратна връзка. И тъй като обикновено  $A$  е над 10 000,  $A_F$  е много близък до 1. Например ОУ тип 709 има минимална стойност на  $A$ , равна на 15 000, при което от (2.13) се получава  $A_F = 0,99993$ . Освен това  $A_F$  е извънредно стабилен при промени на температурата, захранващото напрежение, при поставяне на различни екземпляри от даден тип ОУ или при смяна на типа на ОУ. В резултат на това параметрите на ОУ практически не влияят върху парамет-

рите на филтъра и неговата стабилност е твърде висока. Всичко това определя широката област на приложение на този тип филтри независимо от странното на пръв поглед противоречие — добра стабилност при наличие на ПОВ.

В тази точка, както и по-нататък в книгата, се използват ОУ тип 709 и 741. Във всички филтри, където това е възможно, е използван ОУ тип 741, който изисква минимален брой външни елементи. При липса на този ОУ той може да се замести със схемата от фиг. 2.6, на която номерацията на изводите е дадена за кръгъл корпус на ОУ. В много случаи обаче ОУ тип 709 осигурява работа на филтъра до по-високи честоти, отколкото при използването на тип 741. Поради това част от филтрите в книгата са реализирани с ОУ тип 709.

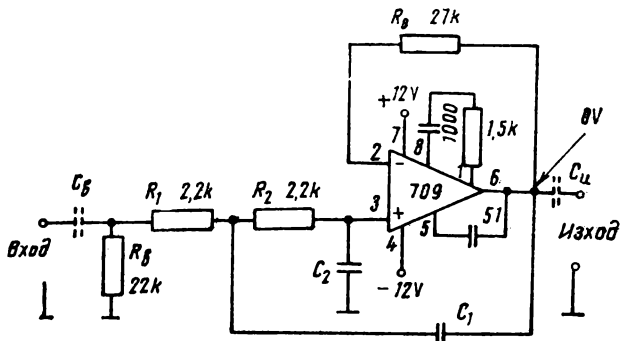


Фиг. 2.6. Схема за замяна на ОУ тип 741 в електронни филтри

Някои от най-важните предимства на филтрите с ОУ пред транзисторните филтри са по-голямата стабилност на параметрите на филтъра, по-голямото максимално входно напрежение и нулевото постоянно входно и изходно напрежение, което позволява лесно свързване на филтрите с други стъпала, също реализирани с ОУ. Към недостатъците на тези филтри могат да се причислят все още по-високата им цена и необходимостта от двойно захранващо напрежение, което затруднява и оскъпява реализацията на токоизправителя. Независимо от това филтрите с ОУ трябва да се използват винаги, когато е необходима добра стабилност на параметрите.

На фиг. 2.7 е показан електронен НЧФ с гранична честота до 100 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Повторителят на напрежение е реализиран със 100%-ова ООВ от изхода към инвертиращия вход 2 през резистора  $R_0$ . По принцип ООВ може да се осъществи и с обикновен проводник, т. е. при  $R_0=0$ , но  $R_0$  е поставен по две съображения. Първо, за да се отстрани влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение, необходимо е съпротивленията, свързани към инвертиращия и неинвертиращия вход на ОУ, да бъдат равни. И тъй като към неинвертиращия вход са свързани задължително  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_b$ , към инвертиращия вход също трябва да се свърже резистор със съпротивление  $R_1+R_2+R_b$ . Второ, както е известно, инвертиращият вход 2 е свързан към базата на един от входните транзистори на интегралната схема и за предпазване на този транзистор (а следова-

телно и на целия ОУ) от повреда в базовата верига трябва да бъде включен ограничителен резистор. Резисторът  $R_B$ , свързан паралелно на входа, осъществява галванична връзка на неинвертиращия вход 3 на ОУ с маса. Тази връзка е необходима за получаване на правилен постоянен ток режим на ОУ.



Фиг. 2.7. НЧФ с повторител с ОУ и гранична честота до 100 kHz

Действието на схемите като филтри е същото, както при схемите от фиг. 2.2. Когато е необходимо да бъде реализиран филтър без отскок в лентата на пропускане и със стръмност в първата октава 9,2 dB/oct, кондензаторите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{102}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,5 C_1. \quad (2.14)$$

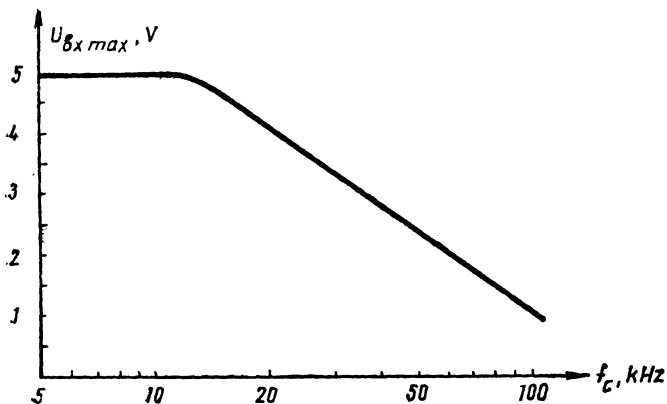
В този случай граничната честота на филтъра  $f_c$  може да бъде между 100 Hz и 100 kHz. Възможно е  $C_1$  и  $C_2$  да се изчислят по формулите

$$C_1 = \frac{184}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,25 C_1, \quad (2.15)$$

при което се получава стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, а граничната честота може да бъде между 200 Hz и 100 kHz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане практически е равен на 1, а минималното входно напрежение е 3 mV. Максималното входно напрежение на филтъра, което е равно на максималното му изходно напрежение, зависи от честотата, защото максималното изходно напрежение на един ОУ е

постоянно само до определена честота, след което започва да намалява с увеличаването ѝ (повече подробности могат да бъдат намерени в [13]). Зависимостта на максималното входно напрежение на филтъра от честотата е показана на фиг. 2.8. Вижда се,



Фиг. 2.8. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 2.7 от граничната честота

че при реализация на филтри с гранична честота до 20 kHz максималното изходно напрежение е 4 V (ефективна стойност), докато при гранична честота 100 kHz то е само 0,8 V. Тази зависимост съществува и при другите НЧФ с ОУ.

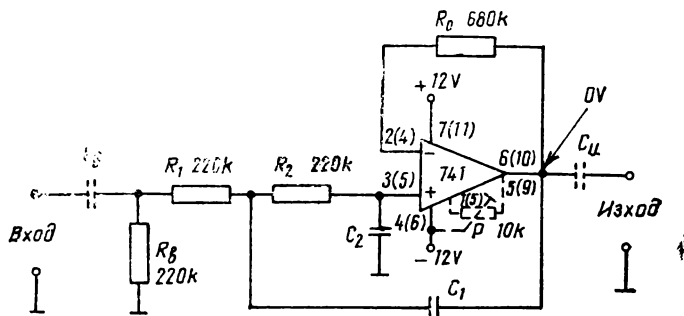
Входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра практически не влияе върху неговите параметри, тъй като изходното съпротивление на филтъра, което практически е равно на изходното съпротивление на ОУ, е много малко.  $R_T$  обаче не трябва да бъде под 200  $\Omega$ , тъй като в противен случай има опасност да се превиши максимално допустимият изходен ток на ОУ и той да се повреди. Съществуват ограничения и за максималното изходно съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра. За да няма влияние на  $R_r$  върху параметрите на филтъра, необходимо е то да бъде не по-голямо от 200  $\Omega$ .

Схемата от фиг. 2.7 може да се използва винаги, когато предишното и следващото стъпало са реализирани с ОУ, тъй като това гарантира нулеви постоянни напрежения на входа и изхода на филтъра. При необходимост от свързване на филтъра към стъпала с входно или изходно постоянно напрежение, различно от 0 V, трябва да се прибавят кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$ , дадени с



прекъсната линия на фиг. 2.7. При зададена минимална пропускана честота  $f_H$  кондензаторът на  $C_B$  се изчислява по формулата

$$C_B = \frac{11}{f_H [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (2.16)$$



Фиг. 2.9. НЧФ с повторител с ОУ и гранична честота до 1 kHz

за  $C_B$  отново се използва (2.3 б). Получените кондензатори се кръгляват на следващата по-голяма стандартна стойност.

При практическата реализация на филтъра от фиг. 2.7 постоянното напрежение на изхода на ОУ може да се различава от 0 и да достигне до около  $\pm 0,1$  V, което обикновено е без значение.

Постояннотокова консумация на филтъра от всеки от захранващите токоизточници има типична стойност 2 mA. В някои приложения се оказва необходимо реализирането на филтъра с гранична честота  $f_c$  под 100 Hz. За тези случаи се използва схемата от фиг. 2.9, в която поради малката  $f_c$  е използван тип 741.

Дадена е номерацията на изводите му за кръглата версия, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Структурният принцип на филтъра са същите, както и при схемата от фиг. 2.7. Наличието на сравнително високоомни резистори  $R_1$  и  $R_2$  в двата входа на ОУ е предпоставка за значително

прекъснат входен ток върху постоянното изходно напрежение, което може да достигне до около  $\pm 0,4$  V. При нуждата от нулиране трябва да се прибави тример-потенциометър  $R$ , даден с прекъсната линия на фиг. 2.9. Той не оказва влияние върху работата на филтъра.

За постигане на стръмност в първата октава 9,2 dB/oct и равномерна АЧХ в лентата на пропускане, кондензаторите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{1020}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,5 C_1. \quad (2.17)$$

В този случай граничната честота  $f_c$  може да бъде в границите между 1 Hz и 1 kHz. Възможно е да се реализира и филтър с отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, като тогава  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{1840}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_2 = 0,25 C_1, \quad (2.18)$$

а граничната честота  $f_c$  може да бъде между 2 Hz и 1 kHz. Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е равен на 1, а ефективната стойност на входното напрежение може да бъде между 3 mV и 3 V. Трябва да се подчертае, че поради твърде високоомните резистори в схемата влиянието на шумовете при входни напрежения под около 20 mV е твърде силно. За да се работи с входни напрежения до 3 mV, необходимо е да се използва монтаж с къси екранирани проводници, евентуално да се екранират елементите във входната верига на филтъра или цялата схема и да се внимава тя да не се разполага близо до източници на електромагнитни полета (например мрежов трансформатор). За разлика от филтъра на фиг. 2.7, тук максималното изходно напрежение остава постоянно при всички възможни гранични честоти. Вътрешното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра трябва да бъде под 20 k $\Omega$ , за да не влияе върху неговите параметри, а входното съпротивление на следващото стъпало трябва да бъде над 200  $\Omega$ .

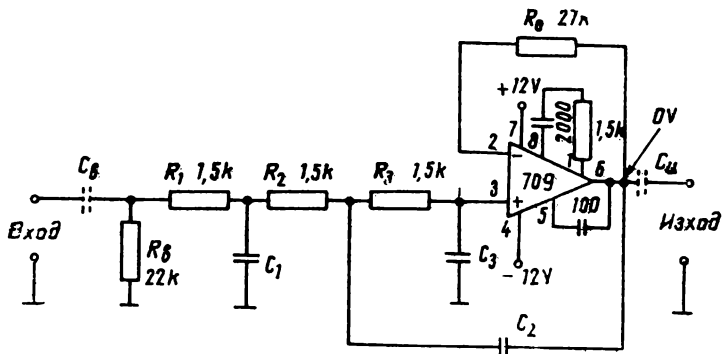
Тук трябва да се подчертае една съществена особеност на варианта на филтъра от фиг. 2.9, който се използва, когато предишното и следващото стъпало имат постоянни напрежения съответно на своя изход и вход, различни от 0 V. Кондензаторът  $C_b$  трябва да има капацитет според формулата

$$C_b = \frac{1100}{f_n [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad (2.19)$$

а за изчисляване на капацитета на  $C_n$  отново се използва (2.3 б) Особеността се състои в това, че при  $f_c$  под 10 Hz (на която отговаря  $f_n$  под 1 Hz) и входно съпротивление  $R_r$  на следващото стъпало под 1 k $\Omega$  капацитетът на  $C_n$  става недопустимо голям. Поради това при честоти  $f_n$  под 1 Hz се налага да се работи с  $R_r$  над 10 k $\Omega$ , което осигурява  $C_n$  под 330  $\mu\text{F}$ .

Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захравващи източника е между 1,5 и 2,7 mA.

За увеличаване на стръмността в първата октава над 12,6 dB/oct към разгледания филтър може да се прибави още един Г-образен пасивен RC-филтър (същата идея вече бе използвана при реализацията на филтрите от фиг. 2.5). Тук обаче пасивният



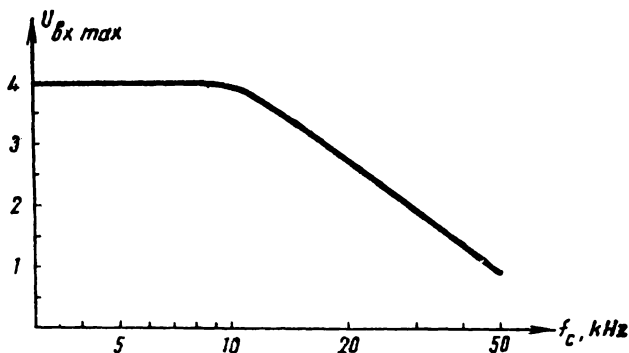
Фиг. 2.10 НЧФ с повторител с ОУ, стръмност в първата октава 15 dB/oct и гранична честота до 40 kHz

филтър се поставя на входа, с което се запазва голямото предимство на филтрите с ОУ — малкото им изходно съпротивление. На фиг. 2.10 е показан НЧФ без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 15 dB/oct. Дадена е номерацията на изводите на ОУ за кръгъл корпус. Граничната честота може да е в границите от 400 Hz до 40 kHz. При зададена  $f_c$  капацитетите на кондензаторите  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{148}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_2 = \frac{376}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_3 = \frac{21,5}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF}. \quad (2.20)$$

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане практически е равен на 1, а минимално допустимото входно напрежение е 3 mV. При по-малко входно напрежение има опасност шумовете да станат съизмерими с полезния сигнал, поради което изходното напрежение на филтъра в лентата на непропускане намалява до определена честота, след което остава почти постоянно и равно на напрежението на шумовете. При практическото използване на такъв филтър резултатът е получаването на значително по-малка стръмност в лентата на непропускане. Максималното входно напрежение на филтъра остава

постоянно и равно на 3 V до честота 10 kHz (фиг. 2.11), след което започва да намалява. Кривата от фиг. 2.11 може да се използва, за да се определи при дадена гранична честота  $f_c$  какво максимално входно напрежение може да се подаде на филтъра



Фиг. 2.11. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 2.10 от граничната честота

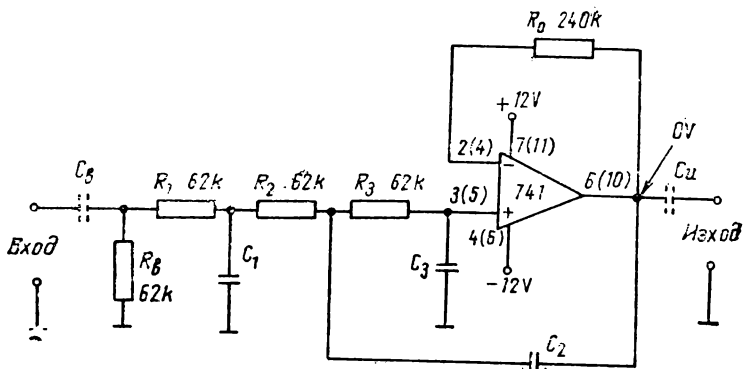
без опасност от поява на нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра трябва да бъде под 150  $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало трябва да бъде не по-малко от 200  $\Omega$ .

В редица практически случаи стъпалата пред и след филтъра имат съответно на своя изход и вход постоянни напрежения. В този случай се прибавят прехвърлящите кондензатори  $C_v$  и  $C_n$ , дадени с прекъснатата линия на фиг. 2.10. Те обуславят минимална пропускана честота  $f_n$  на филтъра, която не трябва да бъде по-голяма от  $0,1 f_c$ . Капацитетът на  $C_v$  се изчислява по (2.16), а на  $C_n$  — по (2.3 б). Двата изчислени капацитета се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности.

За да се осигури възможност за получаване на гранични честоти под 400 Hz, необходимо е да се увеличат съпротивленията на  $R_1$ — $R_3$ . При това малките стойности на  $f_c$  позволяват използването на ОУ тип 741. Така се получава НЧФ от фиг. 2.12, чиято гранична честота може да бъде от 10 Hz до 1 kHz. На схемата е дадена номерацията на изводите на ОУ за кръгъл корпус, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Капацитетите на кондензаторите  $C_1$ — $C_3$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = \frac{3570}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad C_2 = \frac{9100}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_3 = \frac{520}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF}. \quad (2.21)$$

Коефициентът на предаване в лентата на пропускане има типична стойност 1. Входното напрежение може да бъде в границите от 3 mV до 5 V и не зависи от стойността на  $f_c$ . За избягване на влиянието на шумовете при входни напрежения под 20



Фиг. 2.12. НЧФ с повторител с ОУ, стръмност в първата октава 15 dB/окт и гранична честота до 1 kHz

mV трябва да се вземат мерките, описани при филтъра от фиг. 2.9. Изходното съпротивление  $R_i$  на предишното стъпало и входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало не влияят върху параметрите на филтъра, когато  $R_i$  е под 6 k $\Omega$ , а  $R_T$  — над 200  $\Omega$ .

Когато се налага постояннотоково разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало, се прибавят кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ , дадени с прекръсната линия на фиг. 2.12. Капацитетът на  $C_B$  се определя по формулата

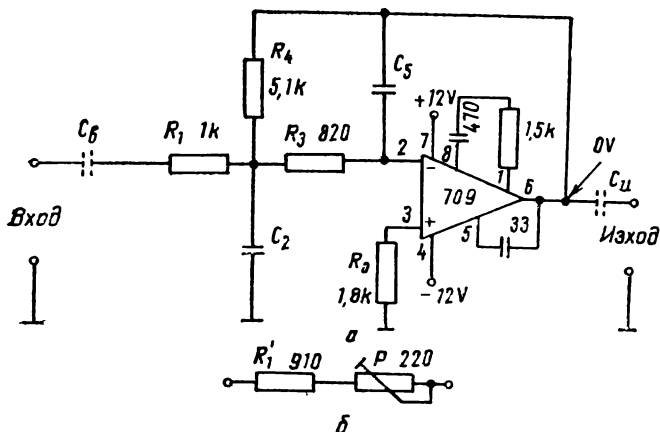
$$C_B = \frac{4}{f_n [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (2.22)$$

а на  $C_H$  — от (2.3 б). Честотата  $f_n$  е минималната пропускана честота от филтъра, която се определя в зависимост от конкретното приложение, но не трябва да бъде по-голяма от 0,1  $f_c$ .

#### 2.4. ФИЛТРИ С ОУ И ОТРИЦАТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

Един от недостатъците на дадените в предишната точка филтри с ПОВ е, че коефициентите им на предаване в лентата на пропускане са равни на 1, т. е. един ОУ, който има много голям

коэффициент на усилване без обратна връзка, се използва само за създаване на филтрови свойства и не дава никакво усилване. В тази точка са дадени две схеми на НЧФ с един ОУ и честотно-независима ООВ, които осигуряват коэффициент на усилване в лен-



Фиг. 2.13. НЧФ с многокръгова отрицателна ОВ и гранична честота до 50 kHz

*a* — основна схема; *b* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на коэффициента на предаване в лентата на пропускане

тата на пропускане, равен на 5. Те са максимално прости и със стабилни параметри.

На фиг. 2.13 е показана принципната схема на НЧФ с ОУ тип 709. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Филтрите и усилвателните свойства на схемата се определят от веригата за ООВ, която подава част от изходното напрежение на ОУ на неговия инвертиращ вход. Неинвертиращият вход не се използва и е свързан с маса. Резисторът  $R_0$  отстранява влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху постоянното изходно напрежение на филтъра. Постояннотоковият режим на ОУ е стабилен, тъй като усилвателят е обхванат от ООВ по постоянен ток чрез резисторите  $R_4$  и  $R_3$ .

Действието на схемата като НЧФ е следното. При честоти, много по-малки от граничната честота на филтъра, капацитивните съпротивления на кондензаторите  $C_2$  и  $C_5$  са много по-големи от съпротивленията на резисторите  $R_1$ ,  $R_3$  и  $R_4$ , поради което кондензаторите не влияят върху работата на филтъра и все едно, че

не са поставени. При това положение нискоомният резистор  $R_3$  е свързан последователно с високоомния инвертиращ вход и практически не оказва влияние върху работата на схемата. Остават резисторите  $R_1$  и  $R_4$ , които заедно с ОУ образуват добре познатата на читателя класическа схема на инвертиращ усилвател. Известно е, че неговият коефициент на усилване по напрежение е равен на  $-R_4/R_1$ , което е и коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане. За дадените на фиг. 2.13 съпротивления на  $R_1$  и  $R_4$  неговата стойност е равна на 5. При честоти, близки, но по-малки от граничната честота, капацитивното съпротивление на  $C_2$  става съизмеримо със съпротивлението на  $R_4$  и дълбочината на ООВ от веригата  $R_4 - C_2$  намалява, поради което изходното напрежение се стреми да нарасне. Същевременно намалява и капацитивното съпротивление на  $C_5$ , с което дълбочината на втората ООВ (от веригата  $C_5 - R_3$ ) се увеличава и обуславя стремеж към намаляване на изходното напрежение. Капацитетът на  $C_5$  винаги е значително по-малък от капацитета на  $C_2$ , т. е. капацитивното съпротивление на  $C_5$  е много по-голямо от съпротивлението на  $C_2$ . В резултат на това при честоти, малко по-малки от граничната, двете влияния взаимно се компенсират и изходното напрежение, а следователно и коефициентът на предаване остават постоянни вместо да намаляват, както би било при липса на  $C_2$ . Когато честотата стане равна или по-голяма от граничната честота, започва да преобладава влиянието на  $C_5$ . Следователно намаляването на коефициента на предаване, обусловено от  $C_5$ , е по-голямо от увеличаването му поради  $C_2$ . В резултат на това след граничната честота коефициентът на предаване започва да намалява. Нещо повече, след като намалее изходното напрежение, дълбочината на ООВ от веригата  $R_4 - C_2$  също намалява и компенсиращото действие на  $C_2$  отслабва. Това предизвиква по-бързо намаляване на коефициента на предаване, т. е. увеличаване на стръмността на филтъра в лентата на пропускане в сравнение със случая на ООВ само през  $C_5$ . Трябва да се подчертае, че когато  $C_2$  е достатъчно по-голямо от  $C_5$ , при честоти, малко под граничната, влиянието на  $C_2$  е по-силно от влиянието на  $C_5$ . В този случай се получава прекомпенсация на намаляването на коефициента на предаване и в АЧХ в лентата на пропускане се наблюдава отскок. Той очевидно нараства с увеличаване на отношението  $C_2/C_5$ . Следователно филтърът от фиг. 2.13 може да има АЧХ със или без отскок в зависимост от капацитетите на  $C_2$  и  $C_5$ . За получаване на АЧХ без отскок и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct капацитетите на  $C_2$  и  $C_5$  се изчисляват по формулите

$$C_2 = \frac{275}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_5 = \frac{22,9}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (2.23)$$

В този случай граничната честота  $f_c$  на филтъра може да бъде между 300 Hz и 50 kHz. За реализиране на стръмност в първата октава 12,6 dB/oct при отскок в лентата на пропускане 1,2 dB се използват формулите

$$C_2 = \frac{494}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_5 = \frac{20,6}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF,} \quad (2.24)$$

като граничната честота  $f_c$  може да бъде между 500 Hz и 40 kHz.

Както бе казано по-рано, коефициентът на предаване в лентата на пропускане има типична стойност, равна на 5, но при производствени толеранси на резисторите  $R_1$  и  $R_4$  до  $\pm 5\%$  са възможни отклонения от тази стойност до  $\pm 10\%$ . Минимално допустимото входно напрежение е равно на 3 mV. При по-малки напрежения се появява забележимо влияние на шумовете. Максималното входно напрежение има типична стойност 1 V и практически не зависи от  $f_c$ . При входни напрежения над 1 V се наблюдава ограничаване на изходното напрежение. За да се избегне влиянието на предишното стъпало върху параметрите на филтъра, необходимо е изходното съпротивление  $R_T$  на това стъпало да бъде не по-голямо от 100  $\Omega$ . Към входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало се поставя познатото вече изискване — да бъде не по-малко от 200  $\Omega$ . Капацитетите на прехвърлящите кондензатори се изчисляват така, че да се осигури определена минимална пропускана честота  $f_H$ .

За  $C_5$  се използва формулата

$$C_5 = \frac{250}{f_H [\text{Hz}]}, \mu\text{F,} \quad (2.25)$$

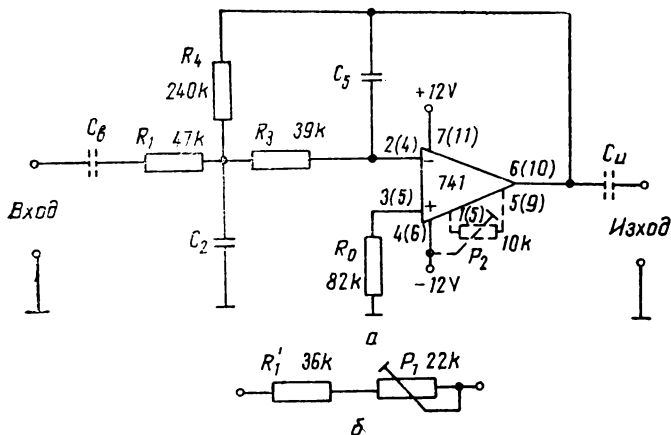
а  $C_{11}$  се изчислява по (2.3 б).

Понякога на практика се оказва необходимо коефициентът на предаване в лентата на пропускане да бъде точно равен на 5. За целта се препоръчва резисторът  $R_1$  във филтъра от фиг. 2.13 а да се замени със схемата от фиг. 2.13 б. Настройката се извършва, като на входа на филтъра от тонгенератор се подаде сигнал с напрежение 0,1 V и честота около 5 пъти по-малка от граничната честота. На изхода се включва променливотоков електронен волтметър на обхват 1 V и чрез движение на плъзгача на тример-потенциометъра  $P$  се установява изходно напрежение 0,5 V. При тази настройка граничната честота на филтъра се променя не повече от 2—3%.

За реализиране на филтри с гранични честоти под 300 Hz може да се използва схемата от фиг. 2.14 а. На нея е дадена



номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Структурата на схемата и начинът ѝ на действие са същите, както при филтъра от фиг. 2.13 а. За реализиране на НЧФ без отскок в лентата на пропускане и



Фиг. 2.14. НЧФ с многокръгова отрицателна ОВ и гранична честота до 1 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на коефициента на предаване в лентата на пропускане

стръмност в първата октава 9,2 dB/oct капацитетите на  $C_2$  и  $C_5$  трябва да се изчислят по формулите

$$C_2 = \frac{5770}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_5 = \frac{481}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF}. \quad (2.26)$$

В този случай възможните стойности на граничната честота са между 6 Hz и 1 kHz. За получаване на стръмност в първата октава 12,6 dB/oct при отскок в лентата на пропускане 1,2 dB капацитетите на  $C_2$  и  $C_5$  се изчисляват по формулите

$$C_2 = \frac{10380}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_5 = \frac{433}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad (2.27)$$

при което граничната честота може да бъде между 11 и 850 Hz.

Коефициентът на предаване по напрежение на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 5, но при производствени толеранси на  $R_1$  и  $R_4$  до  $\pm 5\%$  може да бъде в границите между 4,5 и 5,5. При точни резистори коефициентът на предава-

не е равен на 5,1. При необходимост от експериментална доннастройка на този коефициент за получаване на стойност, точно равна на 5, резисторът  $R_1$  се замества със схемата от фиг. 2.14 б. Самата настройка се извършва по същия начин както при филтъра от фиг. 2.13. Трябва обаче да се внимава честотата за настройка да не бъде близка или равна на 50 или 100 Hz, за да се избягнат смущения с мрежова честота. Минималното и максималното допустимо входно напрежение са съответно 3 mV и 1 V. Параметрите на филтъра не се променят при изходно съпротивление  $R_r$  на предишното стъпало, не по-голямо от 5 k $\Omega$ , и при входно съпротивление  $R_r$  на следващото стъпало, по-голямо от 200  $\Omega$ .

Наличието на високоомни резистори и постояннотоков коефициент на усилване, равен на 5, обуславя значително влияние на поляризиращия входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение, което в случая може да достигне до около  $\pm 0,6$  V. Ако е желателно това напрежение да се направи равно на 0 V, се прибавя веригата за нулиране, показана с прекъснатата линия на фиг. 2.14 а. Тя не влияе върху работата на схемата като филтър. При необходимост от постояннотоково разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало се препоръчва прибавянето на кондензаторите  $C_b$  и  $C_n$ , също дадени с прекъснатата линия на фиг. 2.14 а. Капацитетът на  $C_b$  се определя по формулата

$$C_b = \frac{5,3}{f_n [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (2.28)$$

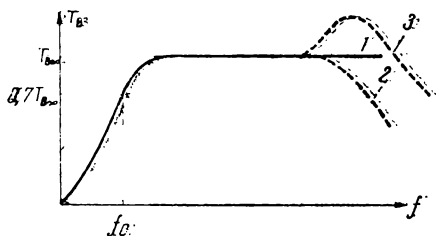
а на  $C_n$  — по (2.3 б). С  $f_n$  е означена минималната пропускана честота от филтъра, която не трябва да бъде по-голяма от 0,1  $f_c$ , за да не влияе върху граничната честота.

### Глава 3

## ВИСОКОЧЕСТОТНИ ФИЛТРИ

Електронните ВЧФ пропускат сигнали с честоти над граничната им честота  $f_c$  и спират сигналите от 0 до  $f_c$ . Следователно ако във входното напрежение на филтъра има постоянна съставка, тя няма да премине на изхода. Читателите, запознати с принципите на реализация на електронни усилватели, веднага се досещат, че това изискване налага някъде по пътя на сигнала през филтъра да бъде поставен кондензатор. При всички филтри, дадени в тази

глава, кондензаторът е на входа, с което се осигурява постоянноково разделяне на филтъра от предишното стъпало. Така се спестява прехвърлящият кондензатор  $C_{\text{в}}$ , който се поставя при електронните НЧФ от глава 2.



Фиг. 3.1 АЧХ на електронен ВЧФ:

1 — идеален филтър; 2 — реален филтър без отскок; 3 — реален филтър с отскок

На фиг. 1.5 б е показана идеалната АЧХ на един ВЧФ, която за улеснение е начертана още веднъж на фиг. 3.1 (крива 1). Както вече е известно на читателя, във всеки електронен филтър има някакъв усилвател с определена горна гранична честота, след която коефициентът на усилване започва да намалява. Следователно ще намалява и коефициентът на предаване на електронния ВЧФ, в резултат на което реалната му АЧХ добива вида на

крива 2 от фиг. 3.1. Освен това при достатъчно високи честоти започва да се променя фазовата разлика между изходното и входното напрежение на усилвателя, което в някои случаи създава паразитна ПОВ. Ако тя се окаже достатъчно дълбока и прекомпенсира намалението на коефициента на предаване или пък започне да действа, преди да е настъпило това намаление, в АЧХ се получава отскок (крива 3 от фиг. 3.1). Този отскок може да достигне до 10 dB и повече и не е желателен. При електронните филтри с ОУ се наблюдава още едно характерно явление, което също ограничава предаването на високите честоти. Това е влиянието на крайната стойност на скоростта на нарастване на изходното напрежение на ОУ, поради която при дадена амплитуда на входното напрежение след определена честота изходното напрежение на филтъра загубва синусоидалната си форма и става триъгълно. Всичко казано дотук показва, че при електронните ВЧФ съществува максимална пропускана честота  $f_{\text{в}}$ , след която параметрите на филтъра се влошават. Полезно е да се припомни, че и пасивните високочестотни LC-филтри не могат да работят до много високи честоти поради паразитните капацитети на бобините, монтажните капацитети и собствените индуктивности на кондензаторите. В резултат на това в техните АЧХ се наблюдават подобни промени както при електронните ВЧФ. В действителност разлика съществува, но тя е по-скоро количествена, тъй като промените в АЧХ на пасивните филтри настъпват при значително по-високи честоти, отколкото при електронните филтри.

От направените разсъждения става ясно, че максималната пропускана честота на електронните ВЧФ зависи от конкретното им приложение. Все пак тя трябва да бъде поне 10 пъти по-голяма от граничната честота на филтъра, за да не оказва влияние върху неговите параметри.

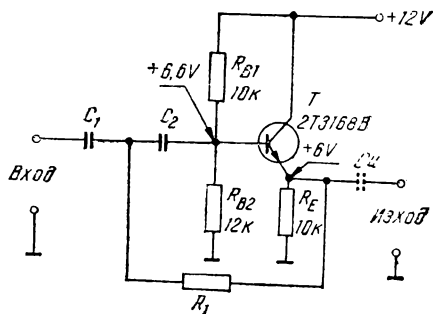
В тази глава са дадени 10 практически схеми на електронни ВЧФ със стръмност в първата октава между 9,2 и 15 dB/oct и гранична честота между 0,1 Hz и 100 kHz.

### 3.1. ФИЛТРИ С ТРАНЗИСТОРНИ ПОВТОРИТЕЛИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

Това са филтри с честотно зависима ПОВ, използващи повторители на напрежение с коефициент на предаване, близък до 1. Една от подходящите такива схеми е ЕП, чиито предимства за използване в електронни филтри вече бяха изяснени в т. 7.1.

Освен ЕП се използват и двутранзисторни схеми с един полеви и един биполярен транзистор, които също имат коефициент на предаване около 1, но са с много по-голямо входно съпротивление от ЕП. В тази точка са дадени 3 схеми — 2 с ЕП и 1 с двутранзисторен повторител.

На фиг. 3.2 е показана една от най-простите схеми на електронен ВЧФ, която съдържа минималния възможен брой елементи. Резисторите  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  и  $R_E$  определят постояннотоковия режим и са подбрани така, че постоянното напрежение в емитера на транзистора да бъде +6 V. Това осигурява получаването на достатъчно голяма амплитуда на изходното напрежение на филтъра. За да се изясни действието на схемата като филтър, най-напред трябва да се припомни, че променливотоковото съпротивление на източника на постоянно напрежение +12 V практически е равно на 0, поради което за променлив ток резисторите  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  се оказват паралелно свързани. Еквивалентното съпротивление на тази комбинация  $R_2 = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$  е свързано между базата на транзистора и маса и е едно от съпротивленията, определящи граничната честота на филтъра. При честоти, много по-



Фиг. 3.2. ВЧФ с емитерен повторител и гранична честота до 100 kHz

определят постояннотоковия режим и са подбрани така, че постоянното напрежение в емитера на транзистора да бъде +6 V. Това осигурява получаването на достатъчно голяма амплитуда на изходното напрежение на филтъра. За да се изясни действието на схемата като филтър, най-напред трябва да се припомни, че променливотоковото съпротивление на източника на постоянно напрежение +12 V практически е равно на 0, поради което за променлив ток резисторите  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  се оказват паралелно свързани. Еквивалентното съпротивление на тази комбинация  $R_2 = R_{B1} R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$  е свързано между базата на транзистора и маса и е едно от съпротивленията, определящи граничната честота на филтъра. При честоти, много по-

големи от граничната честота, капацитивните съпротивления на  $C_1$  и  $C_2$  са много по-малки от съпротивленията на  $R_1$  и  $R_2$  и кондензаторите практически представляват късо съединение. В резултат на това входното напрежение се подава непосредствено на базата на транзистора, обратната връзка през  $R_1$  не действа и коефициентът на предаване на филтъра е равен на коефициента на предаване на ЕП. За честоти, близки до граничната честота, капацитивните съпротивления на  $C_1$  и  $C_2$  стават съизмерими с  $R_1$  и  $R_2$  и започват да оказват влияние върху коефициента на предаване на филтъра. Резисторът  $R_1$  и кондензаторът  $C_1$  образуват веригата на ПОВ, която се стреми да увеличи коефициента на предаване, докато  $C_2$  и  $R_2$  създават обикновен Г-образен пасивен ВЧФ, стремящ се да намали този коефициент. Следователно действието на двете вериги е противоположно. При честота, малко по-голяма от граничната, преобладава действието на веригата  $C_1-R_1$ , тъй като винаги  $R_1$  е по-малко от  $R_2$ , а двата кондензатора са с еднакъв капацитет. В резултат на това коефициентът на предаване на филтъра се запазва, вместо да намалее под действието на веригата  $C_2-R_2$ , т. е. ПОВ компенсира влиянието на  $C_2-R_2$ . Когато честотата стане равна или по-малка от  $f_c$ , пасивният филтър  $C_2-R_2$  намалява коефициента на предаване, дълбочината на ПОВ се намалява и коефициентът на предаване намалява по-бързо, отколкото ако действуваше само веригата  $C_2-R_2$ . В случаите, когато  $R_1$  е по-малко от  $0,5 R_2$ , се наблюдава прекомпенсация, т. е. в определена честотна лента около граничната честота увеличението на коефициента на предаване на филтъра поради действието на  $C_1-R_1$  е по-голямо, отколкото намалението поради действието на  $C_2-R_2$ . Това обуславя наличието на отскок в лентата на пропускане, който влошава равномерността на АЧХ в лентата на пропускане, но повишава стръмността в първата октава. По експериментален път е възможно да се изменя стръмността в първата октава чрез промяна на  $R_1$ . Не трябва да се забравя обаче, че това е свързано с изменение на граничната честота на филтъра, която зависи от  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ .

За да се реализира филтър без отскок в лентата на пропускане със стръмност в първата октава  $9,2 \text{ dB/oct}$ , необходимо е резисторът  $R_1$  да има съпротивление  $2,7 \text{ k}\Omega$ , а капацитетите на двата кондензатора да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{41,7}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (3.1)$$

Граничната честота на филтъра може да бъде в границите от  $45 \text{ Hz}$  до  $100 \text{ kHz}$ , докато максималната пропускана честота е над  $10 \text{ MHz}$ .

Ако е необходимо да се получи стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, което става за сметка на отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, съпротивлението на  $R_1$  трябва да бъде 1,3 k $\Omega$ , а кондензаторите на двата кондензатора се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{47}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (3.2)$$

Възможните стойности на граничната честота при този вариант са между 50 Hz и 100 kHz.

Коефициентът на предаване в лентата на пропускане практически е между 0,94 и 0,985 в зависимост от  $h_{21e}$  на транзистора и входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра. За да не се променят практически параметрите на филтъра, необходимо е  $R_T$  да бъде над 2 k $\Omega$ , а изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра да не бъде по-голямо от 200  $\Omega$  при филтъра без отскок и 150  $\Omega$  при филтър с отскок. Входното напрежение на филтъра се допуска да бъде в границите между 3 mV и 1 V.

За да се получи точно желаната стойност на граничната честота, необходимо е резисторите  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  и  $R_1$  да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Обикновено обаче трите резистора могат да бъдат тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ , а кондензаторите трябва да бъдат стирофлексни.

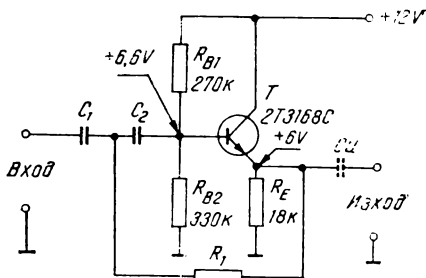
В случаите, когато е необходимо постоянноотково разделяне на филтъра от следващото стъпало, се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{11}$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 3.2. Неговият капацитет се изчислява по формулата

$$C_{11} = \frac{1600}{f_c [\text{Hz}] \cdot R_T [\text{k}\Omega]}, \text{ }\mu\text{F}, \quad (3.3)$$

и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Освен показания на фиг. 3.2 транзистор могат да се използват и българските силициеви транзистори 2Т3107, 2Т3108, 2Т3109, 2Т3167 и 2Т3169 независимо от буквата след означението. За приложението на филтъра трябва да се има пред вид, че постоянноотковата му консумация е 1,15 mA.

В редица практически случаи се оказва необходимо реализирането на електронни ВЧФ с гранична честота под 50 Hz, за кои-



Фиг. 3.3. ВЧФ с емитерен повторител и гранична честота до 3 kHz

то може да се използва схемата от фиг. 3.3. Конфигурацията и принципът на действие са същите както при филтъра от фиг. 3.2. По-високоомните резистори  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  изискват увеличаване на входното съпротивление на ЕП в сравнение с фиг. 3.2. Това е постигнато чрез използването на по-високоомен резистор  $R_E$  и транзистор с по-голям коефициент на предаване по ток  $h_{21e}$  (над 380).

За реализация на филтър без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct съпротивлението на резистора  $R_1$  трябва да бъде 75 k $\Omega$ , а кондензаторите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{1510}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.4)$$

Граничната честота на този вариант на филтъра може да бъде между 1,5 Hz и 3 kHz. За получаване на филтър със стръмност в първата октава 12,6 dB/oct при отскок 1,2 dB съпротивлението на  $R_1$  трябва да се намали на 36 k $\Omega$ , а  $C_1$  и  $C_2$  — да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{1630}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.5)$$

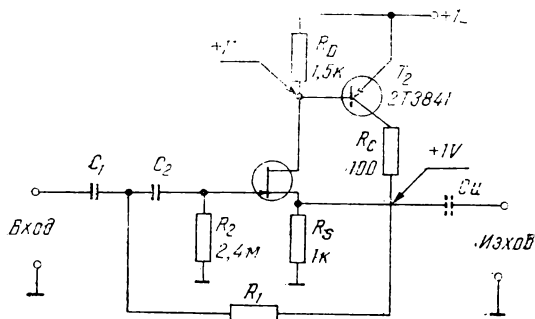
Граничната честота в този случай е между 1,7 Hz и 3 kHz.

Коефициентът на предаване в лентата на пропускане е между 0,94 и 0,985 в зависимост от  $h_{21e}$  на транзистора и входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало, което трябва да бъде не по-малко от 10 k $\Omega$ . Освен това изходното съпротивление  $R_T$  на предишното стъпало трябва да бъде не по-голямо от 8 k $\Omega$  при филтър без отскок и под 4 k $\Omega$  при филтър с отскок. Входното напрежение на филтъра може да бъде между 10 mV и 1,2 V. Тук минимално възможната стойност е по-голяма, отколкото при филтъра от фиг. 3.2, тъй като са използвани по-високоомни резистори и влиянието на шумовете е по-силно. Освен това при входни напрежения под 50 mV се препоръчва екраниране на  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$  и разполагане на филтъра далеч от източници на електромагнитни полета (например мрежов трансформатор). Максималната пропускана честота на филтъра  $f_a$  е 200 kHz.

При необходимост от поставяне на прехвърлящ кондензатор на изхода  $C_n$  (показан с прекъснатата линия на фиг. 3.3) неговият капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Елементите, които определят граничната честота, са резисторите  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  и  $R_1$  и кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ . Когато  $f_c$  трябва да се получи точно, тези елементи трябва да бъдат с производстве-

ни толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Често обаче се допуска три-те резистора да бъдат тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ , докато кондензаторите е желателно винаги да бъдат с толеранси под  $\pm 2\%$  и да бъдат стирофлексни. Освен означения на фиг. 3.3 транзистор



Фиг. 3.4. ВЧФ с двутранзисторен повторител

могат да се използват и българските транзистори 2Т3108С, 2Т3109С и 2Т3169С. Постояннотоковата консумация на филтъра е 0,35 mA.

Разгледаните дотук филтри с ЕП позволяват получаването на минимална гранична честота 1,5 Hz. В редица случаи се налага постигането и на по-ниски гранични честоти. На фиг. 3.4 е показана една подходяща схема на електронен ВЧФ с минимална възможна гранична честота 0,1 Hz. Постигането на толкова ниска гранична честота се дължи на възможността за използване на високоомни резистори за  $R_1$  и  $R_2$  поради много голямото входно съпротивление на полевия транзистор  $T_1$ . Както вече бе изяснено в глава 2, чрез включването на транзистора  $T_2$  се осигурява коефициент на предаване на повторителя на напрежение  $T_1 - T_2$ , близък до 1 (обикновено над 0,95), и се намалява влиянието на големите производствени толеранси на полевите транзистори върху параметрите на филтъра. Предназначението на резисторите  $R_D$ ,  $R_S$  и  $R_C$  бе изяснено в глава 2 при разглеждането на филтъра от фиг. 2.4, а действието на схемите е същото както на ВЧФ с ЕП. Все пак трябва да се припомни, че постояннотоково напрежение на сorsa на  $T_1$  спрямо маса може да се различава от означената на фиг. 3.4 стойност до  $\pm 30\%$ , т. е. постояннотоковият режим на филтъра може да се счита за нормален, ако напрежението на сorsa е в границите между 0,7 и 1,3 V.

За реализация на ВЧФ без отскок в лентата на пропускане и



стръмност в първата октава 9,2 dB/oct е необходимо резисторът  $R_1$  да има съпротивление 1,2 M $\Omega$ , при което кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  трябва да са с капацитет

$$C_1 = C_2 = \frac{93,8}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.6)$$

Граничната честота може да бъде в границите между 0,1 и 200 Hz. В случаите, когато е необходимо стръмността в първата октава да бъде повишена до 12,6 dB/oct, което става за сметка на получаването на отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, резисторът  $R_1$  трябва да има съпротивление 620 k $\Omega$ , а за изчисление на капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се използва формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{104}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.7)$$

В този случай граничната честота  $f_c$  може да бъде между 0,1 и 200 Hz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 0,99 и може да бъде в границите от 0,95 до 1,05. Обяснението на получаването на коефициент на предаване над 1 бе дадено при филтъра от фиг. 2.4. Максималната пропускана честота  $f_v$  от филтъра е 1 MHz. Минималното входно напрежение е 10 mV, а максималното — 0,5 V. Читателят трябва да има предвид, че поради използването на високоомни резистори при входни напрежения под 50 mV трябва да се вземат описаните към фиг. 2.4 мерки за намаляване на проникващите отвън смущения. За да се избегне влиянието на предишното стъпало върху параметрите на филтъра, необходимо е изходното съпротивление  $R_r$  на това стъпало да бъде не по-голямо от 50 k $\Omega$ . При това трябва да се има предвид, че при  $R_r$ , близо до 50 k $\Omega$ , коефициентът на предаване на филтъра намалява с около 10%, но останалите му параметри практически не се променят. Аналогични изисквания се поставят и по отношение на входното съпротивление  $R_r$  на следващото стъпало — то не трябва да бъде по-малко от 1 k $\Omega$ .

Граничната честота на филтъра зависи от съпротивленията на  $R_1$  и  $R_2$  и от капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . Към тези елементи се поставят същите изисквания както при разгледаните по-рано ВЧФ с ЕП. При практическото използване на филтъра от фиг. 3.4 трябва да се има предвид, че на изхода му има постоянно напрежение +1 V, което може да се използва за постояннотоково-захранване на стъпалото след филтъра. Ако това стъпало не изисква постоянно напрежение, необходимо е да се постави изходен прехвърлящ кондензатор  $C_{II}$ , показан на фиг. 3.4 с прекъсна-

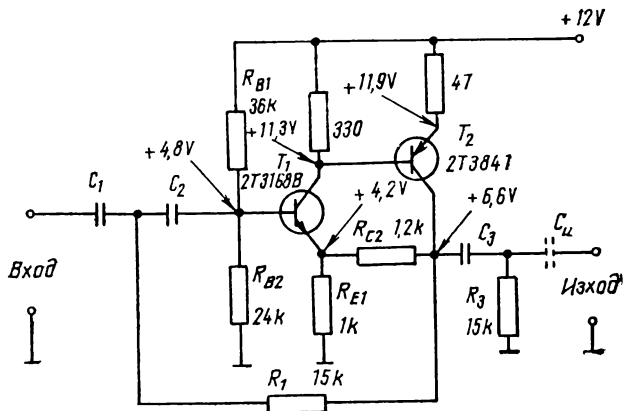
та линия. Неговият капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Транзисторът  $T_2$  трябва да има  $h_{21e}$  над 30, т. е. може да бъде с каквато и да е цветна точка без червена. Не се препоръчва замяната му с друг тип транзистор. Постояннотоковата консумация на филтъра е между 0,5 и 0,9 mA в зависимост от използвания екземпляр полеви транзистор.

### 3.2. ФИЛТРИ С ТРАНЗИСТОРНИ УСИЛВАТЕЛИ

Разгледаните в предишната точка електронни ВЧФ имат недостатъка, че не дават никакво усиление. Освен това не се препоръчва използването им за постигане на стръмност в първата октава над 12,6 dB/oct, тъй като това води до значителна нестабилност в параметрите на филтъра. Тези недостатъци могат да се избегнат чрез използване на филтри с двутранзисторни усилватели.

На фиг. 3.5 е дадена практическата схема на електронен ВЧФ без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата окта-



Фиг. 3.5. ВЧФ с двутранзисторен усилвател

ва 15 dB/oct. Двутранзисторният усилвател ( $T_1$ ,  $T_2$ ,  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  и  $R_{E2}$ ) има същата принципна схема както усилвателят в НЧФ от фиг. 2.5, поради което действието му няма да бъде повтаряно. Делителят  $R_{B1} - R_{B2}$  обуславя правилен постояннотоков режим.

чна усилвателя чрез осигуряване на необходимия постоянен потенциал на базата на  $T_1$ , равен на  $+4,8$  V. Елементите  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  и  $R_1$  образуват честотнозависима ПОВ и влиянието им върху работата на схемата е същото както при ВЧФ от фиг. 3.2. За увеличаване на стръмността в първата октава е прибавена групата  $C_3 - R_3$ , която по същество представлява пасивен Г-образен ВЧФ. Неговата гранична честота е равна на граничната честота на основното звено, образувано от двутранзисторния усилвател и честотно зависимата ПОВ. Коефициентът на усилване на усилвателя е равен на 2, поради което частта от филтъра без  $C_3 - R_3$  има отскок в АЧХ близо до граничната честота. Този отскок се компенсира намаляването на коефициента на предаване на групата  $C_3 - R_3$  близо до граничната честота, в резултат на което АЧХ на филтъра като цяло е без отскок. Същевременно групата  $C_3 - R_3$  осигурява увеличаване на стръмността на филтъра в лентата на непропускане и в първата октава тя е 15 dB/oct. Ролята на прехвърлящ кондензатор на изхода се изпълнява от кондензатора  $C_3$ , но все пак трябва да се има предвид, че ако на входа на следващото стъпало има постоянно напрежение, то може да се измени поради паралелно включвания на него резистор  $R_3$ . От друга страна,  $R_3$  може да участва при определяне на постояннотоковия режим на следващото стъпало, например като част от базовия делител на транзистора в това стъпало.

Граничната честота  $f_c$  на филтъра може да бъде в границите от 10 Hz до 20 kHz, като при зададена  $f_c$  капацитетите на трите кондензатора се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{10,6}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (3.8)$$

Еднаквостта на трите кондензатора улеснява практическото реализиране на филтъра.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане при производствени толеранси на резисторите  $R_{C2}$  и  $R_{E1}$ , не по-големи от  $\pm 1\%$ , е равен на 2. Ако толерансите са  $\pm 5\%$ , което често е напълно допустимо, коефициентът на предаване може да бъде между 1,9 и 2,1. Коефициентът на предаване се запазва постоянен до около 5 MHz, което представлява максималната пропускана честота на филтъра. Входното напрежение се допуска да бъде в границите от 3 mV до 1 V. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 2 k $\Omega$ , а входното съпротивление на следващото стъпало — по-малко от 50 k $\Omega$ .

Граничната честота на филтъра зависи от  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ,  $R_1$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$  и  $R_3$ . За точното ѝ получаване е необходимо производство-

ните толеранси на тези елементи да бъдат не по-големи от  $\pm 1\%$ . Обикновено резисторите са тип МЛТ, а кондензаторите задължително трябва да бъдат стирофлексни. В редица практически случаи е допустимо честотноопределящите елементи да бъдат с производствени толеранси  $\pm 5\%$ , при което разликата между зададената и реално получената гранична честота обикновено не надхвърля  $\pm 5\%$ .

Освен  $T_1$ , показан на фиг. 3.5, могат да се използват и българските силициевы транзистори 2ТЗ167В и 2ТЗ169В. Транзисторът  $T_2$  трябва да е със синя, виолетова или бяла точка и не се препоръчва замяната му с друг транзистор. Постояннотоковата консумация на филтъра има типична стойност 4,6 мА. При нужда от постояннотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало се поставя кондензаторът  $C_{\text{н}}$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 3.5. Неговият капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

### 3.3. ФИЛТРИ С ОУ И ПОЛОЖИТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

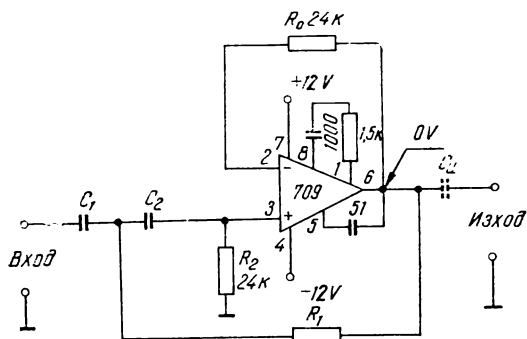
Принципът на реализация на дадените в тази точка електронни ВЧФ е същият както на филтрите от т. 3.1, като ЕП е заменен с повторител на напрежение, реализиран с ОУ тип 709 или 741. В началото на т. 2.3 бе отбелязано, че повторителите на напрежение с ОУ имат много стабилен, близък до 1 коефициент на предаване, което е предпоставка за голяма стабилност на параметрите на филтъра. Освен това, ако цялото устройство, част от което е електронният филтър, е реализирано с интегрални схеми, почти задължително е филтърът да бъде с ОУ. Други забележки по предимствата, недостатъците и практическите особености при реализирането на филтри с ОУ могат да бъдат намерени в началото на т. 2.3.

На фиг. 3.6 е показан електронен ВЧФ, който при подходящо подбрани стойности на  $R_1$ ,  $C_1$  и  $C_2$  може да бъде с различна стръмност в първата октава. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Резисторът  $R_2$  осигурява галванична връзка на неинвертиращия вход на ОУ с маса и същевременно е едно от съпротивленията, определящи граничната честота. Резисторът  $R_0$  във веригата на ООВ на ОУ осигурява работа като повторител на напрежение и заедно с  $R_2$  отстранява влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху постоянното изходно напрежение.

Действието на схемата като ВЧФ е същото както на филтъра от фиг. 3.3, което бе обяснено в т. 3.1. Когато е необходимо

да се реализира филтър без отскок в лентата на пропускане, при което стръмността в първата октава е 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора  $R_1$  трябва да бъде 12 k $\Omega$ . В този случай капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{9,38}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad (3.9)$$



Фиг. 3.6. ВЧФ с повторител с ОУ и гранична честота до 20 kHz

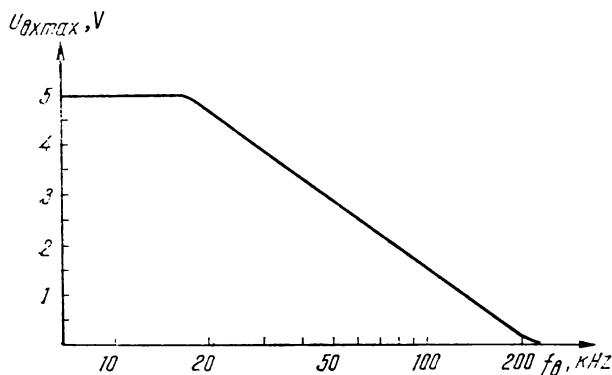
а граничната честота  $f_c$  може да бъде между 10 Hz и 20 kHz. За да се реализира филтър със стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, което е съпроводено с отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, необходимо е съпротивлението на  $R_1$  да бъде 6,2 k $\Omega$ , а  $C_1$  и  $C_2$  да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{10,3}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF}. \quad (3.10)$$

Граничната честота и в този случай може да бъде между 10 Hz и 20 kHz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е практически равен на 1 и стойността му се запазва постоянна до около 200 kHz. Минималното входно напрежение на филтъра, при което шумовете все още не оказват забележимо влияние, е 3 mV. Максималното входно напрежение, което е равно на максималното изходно напрежение, не е постоянно и зависи от най-високата честота  $f_b$ , която филтърът трябва да пропусне. Практически това напрежение може да се определи от фиг. 3.7, от която се вижда, че максималното изходно напрежение е постоянно и равно на 5 V до честота 17 kHz, след което започва

да намалява и при 200 kHz е само 0,15 V. За да се избегне влиянието на предишното стъпало върху параметрите на филтъра, необходимо е изходното съпротивление  $R_T$  на това стъпало да бъде не по-голямо от 2 k $\Omega$  при филтър без отскок и от 1 k $\Omega$



Фиг. 3.7. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 3.6 от максималната пропускателна честота

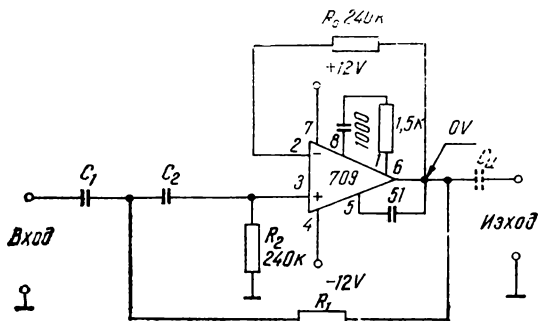
при филтър с отскок. Входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало практически не влияе върху параметрите на филтъра, но за да не се надхвърли максималнодопустимият изходен ток на ОУ, то не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Граничната честота  $f_c$  се определя от съпротивленията на резисторите  $R_1$  и  $R_2$  и капацитетите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ . Когато е необходимо точно получаване на  $f_c$ , тези елементи трябва да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . В много приложения обаче разлика от няколко процента между зададената  $f_c$  и реално получената е без значение. В такива случаи честотно определящите елементи могат да имат толеранси до  $\pm 5\%$ . Кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  трябва да бъдат стирофлексни.

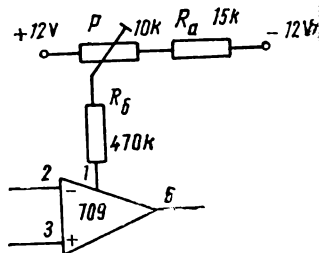
Прехвърлящият кондензатор  $C_n$  (показан на фиг. 3.6 с прекъснатата линия) се поставя, когато е необходимо постояннотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало. Неговият капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захранващи токоизточника има типична стойност 2 mA.

В много практически случаи се налага реализирането на ВЧФ с гранична честота под 10 Hz. Това може да се постигне чрез

използване на схемата от фиг. 3.8, на която е дадена номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Предназначението на отделните елементи е същото както при филтъра от фиг. 3.6, но резисторите  $R_0$  и  $R_2$  са значително по-високоомни. В резултат на



Фиг. 3.8. ВЧФ с повторител с ОУ и гранична честота до 2 kHz



Фиг. 3.9. Схема за нулиране на постоянното изходно напрежение на ОУ тип 709

това остатъчният входен ток на ОУ обуславя по-голямо постоянно изходно напрежение на филтъра, чиято стойност може да достигне до  $\pm 0,15$  V. Когато след филтъра има постояннотоков усилвател, това напрежение може да предизвика недопустими промени в неговия постояннотоков режим. Избягването на това нежелателно явление се постига, като към филтъра се прибави схемата от фиг. 3.9, чрез тример-потенциометъра на която се осъществява нулиране на постоянното изходно напрежение.

Филтърът от фиг. 3.8 може да има АЧХ без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct при съпротивление на резистора  $R_1$ , равно на 120 k $\Omega$ , и при изчисляване на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{938}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.11)$$

Граничната честота  $f_c$  в този случай може да бъде между 1 Hz и 2 kHz. При необходимост от АЧХ със стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, което е свързано с получаването на отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, съпротивлението на  $R_1$  трябва да бъде 62 k $\Omega$ , а изчислението на  $C_1$  и  $C_2$  да се извърши по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{1030}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.12)$$

Граничната честота е в същите граници както при стръмност 9,2 dB/oct.

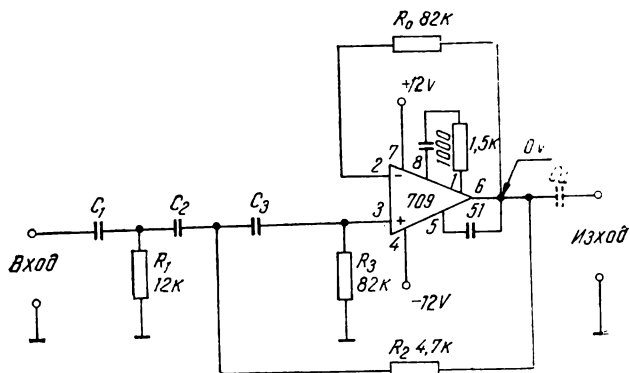
Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е практически равен на 1. Поради по-високоомните резистори обаче влиянието на паразитните капацитети е по-голямо, те създават допълнителна ПОВ и коефициентът на предаване започва да расте след честота 50 kHz, като при 200 kHz вече е равен на 2. При по-нататъшното увеличаване на честотата коефициентът на предаване намалява поради силното намаляване на коефициента на усилване на ОУ. Следователно филтърът от фиг. 3.8 има АЧХ според крива 3 от фиг. 3.1. Описаният характер на АЧХ се наблюдава при амплитуди на изходното напрежение (а съответно и на входното, тъй като те са равни) под 0,15 V, защото само при такива напрежения няма нелинейни изкривявания при честоти до 200 kHz. Максималното входно напрежение на филтъра, при което все още няма нелинейни изкривявания в лентата на пропускане, зависи от максималната честота, която филтърът трябва да пропусне, и се определя от кривата на фиг. 3.7. Минималното входно напрежение на филтъра е 3 mV, но поради сравнително високоомните резистори при входни напрежения под 10 mV може да се окаже необходимо екраниране на елементите във входната верига на ОУ или на целия филтър, както и разполагането му далеч от източници на електромагнитни полета. За да няма влияние на предишното стъпало върху параметрите на филтъра, изходното съпротивление  $R_f$  на това стъпало не трябва да бъде по-голямо от 20 k $\Omega$  при филтър без отскък и от 10 k $\Omega$  при филтър с отскък. Входното съпротивление  $R_i$  на следващото стъпало не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Елементите, които определят граничната честота на филтъра, са  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$  и към тях се поставят същите изисквания както при филтъра от фиг. 3.6. При необходимост от постоянно-кото разделяне на филтъра от следващото стъпало се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{11}$ , чийто капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

В т. 3.2 бе подчертано, че при филтрите с ЕП не се препоръчва увеличаване на стръмността в първата октава над 12,6 dB/oct, тъй като това е свързано със значително намаление на стабилността на филтрите. Това намаление се дължи главно на недостатъчно постоянната стойност на коефициента на предаване на ЕП. Повторителите на напрежение с ОУ имат много голяма стабилност на коефициента на предаване, поради което с тяхна помощ е възможно получаването на филтри със стръмност в пър-



вата октава до 15 dB/oct. За да се съчетае тази стръмност с равномерна АЧХ в лентата на пропускане, най-добре е на входа на филтрите от фиг. 3.6 и 3.8 да се постави един пасивен Г-образен ВЧФ.



Фиг. 3.10. ВЧФ с повторител с ОУ, стръмност в първата октава 15 dB/oct и гранична честота до 5 kHz

Този принцип е приложен при реализирането на ВЧФ от фиг. 3.10, който може да има гранична честота между 10 Hz и 5 kHz. Предназначението на елементите на филтъра е същото както при разгледаните вече ВЧФ с ОУ, но в действието му има някои особености. Коэффициентът на предаване на пасивния ВЧФ  $C_1 - R_1$  започва да намалява при честоти, малко по-големи от граничната честота  $f_c$  на целия филтър. Същевременно стойностите на елементите на частта от филтъра с ПОВ ( $C_2$ ,  $C_3$ ,  $R_2$  и  $R_3$ ) са подбрани така, че тази част да има отскок в своята АЧХ при честоти, малко по-големи от  $f_c$ . Отскокът компенсира намалението на коэффициента на предаване на  $C_1 - R_1$ , поради което АЧХ на целия филтър остава равномерна. При честоти под  $f_c$  намалението на коэффициента на предаване на  $C_1 - R_1$  се сумира с намалението на коэффициента на предаване на частта с ПОВ, в резултат на което се увеличава стръмността на АЧХ и в първата октава тя е 15 dB/oct. Постигането на дадена гранична честота  $f_c$  става чрез изчисляване на капацитетите на трите кондензатора по формулата

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{9,56}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (3.13)$$

Трябва да се подчертае, че филтърът може да се използва и за постигане на гранични честоти до 20 kHz, но това е свързано с намаление на стръмността в първата октава до 14 dB/окт. Освен това граничната честота се оказва до 20% по-висока от очакваната, а коефициентът на предаване нараства с няколко десетки проценти в цялата лента на пропускане. Поради това при реализиране на филтри с гранична честота над 5 kHz е необходимо да се извърши експериментална донастройка на  $f_c$ . Това се постига най-лесно, като едновременно и в еднаква степен се увеличават трите капацитети, например чрез паралелно свързване към тях на по-малки капацитети или чрез избиране на някоя от следващите по-големи стандартни стойности.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има неизменна стойност до честота около 70 kHz, след което започва да расте и при 200 kHz е с около 30% по-голям. При още по-високи честоти коефициентът на предаване отново намалява, т. е. АЧХ на филтъра има вида на кривата 3 от фиг. 3.1. Нека например да се реализира ВЧФ с гранична честота 2 kHz. Коефициентът на предаване на този филтър е постоянен и равен на 1 до честота около 70 kHz, след което започва да расте и при 200 kHz вече е равен на 1,3. Ако се реализира филтър с гранична честота 10 kHz, неговият коефициент на предаване в лентата на пропускане ще бъде не 1, а по-голям, например 1,1 и също ще се запазва постоянен до около 70 kHz. При честота 200 kHz коефициентът на предаване ще бъде с около 30% по-голям, т. е. ще има стойност 1,43.

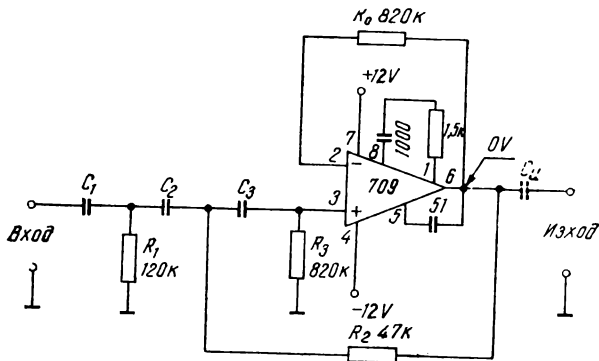
Минималното и максималното възможно входно напрежение на филтъра са същите, както при ВЧФ от фиг. 3.6. И тук е в сила зависимостта от фиг. 3.7. Максимално допустимото изходно съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра е 1 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_t$  на следващото стъпало не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Граничната честота  $f_c$  на филтъра зависи от стойностите на елементите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ , които трябва да имат производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , ако  $f_c$  е необходимо да се получи много точно. В много практически случаи е напълно приемливо толерансите на резисторите да бъдат  $\pm 5\%$  и те да бъдат тип МЛТ. Препоръчва се кондензаторите  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$  да бъдат стирофлексни. Ако и техните толеранси са  $\pm 5\%$ , реално получената гранична честота се различава от желаната обикновено с не повече от 5%.

При необходимост от постояннотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало се поставя кондензаторът  $C_n$  (показан на фиг. 3.10 с прекъснатата линия), чийто капацитет се изчислява по

(3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

В случаите, когато е необходимо да се реализира ВЧФ с гранична честота под 10 Hz, може да се използва схемата от фиг. 3.11.



Фиг. 3.11. ВЧФ с повторител с ОУ, стръмност в първата октава 15 dB/окт и гранична честота до 500 Hz

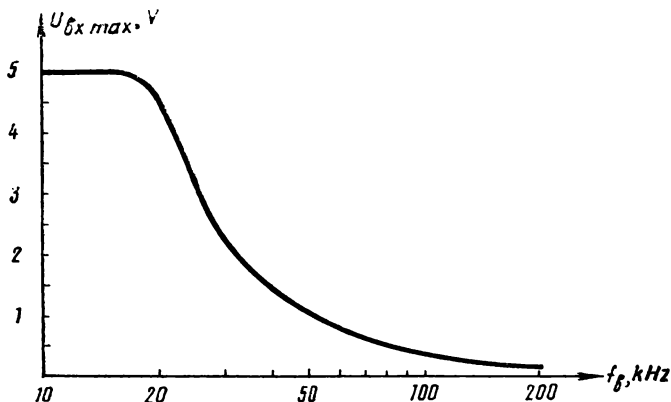
Предназначението на елементите на схемата и действието ѝ са същите, както при филтъра от фиг. 3.10. Кондензаторите  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ , които заедно с  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  определят граничната честота  $f_c$  на филтъра, могат да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{956}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (3.14)$$

Граничната честота може да бъде между 1 и 500 Hz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е равен на 1, но тази стойност се запазва до честота около 5 kHz след което коефициентът започва да расте и при 200 kHz става равен на около 5. При по-нататъшно увеличаване на честотата коефициентът на предаване отново започва да намалява, т. е. АЧХ на филтъра има вида на крива 3 от фиг. 3.1. Може да се смята, че максималната пропускана честота на филтъра е 20 kHz, тъй като при нея коефициентът на предаване нараства с не повече от 10—15%, което е напълно приемливо за повечето приложения. Минималното входно напрежение е 3 mV, но при необходимост от работа с входни напрежения под 10 mV трябва да се взимат мерките, описани при разглеждането на схемата от фиг. 3.8. Максималното входно напрежение на филтъра може да се определи в зависимост от желаната максимална пропускана

честота  $f_v$  с помощта на кривата от фиг. 3.12. Изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 10 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало — по-малко от 200  $\Omega$ . Кондензаторът  $C_{II}$  се изчислява по (3.3)



Фиг. 3.12. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 3.11 от максималната пропускателна честота

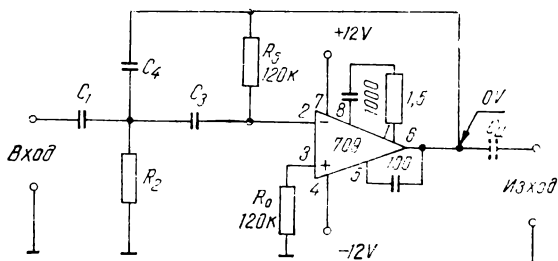
и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Честотноопределящите елементи ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ ) трябва да имат производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , при което граничната честота се получава с достатъчна точност. В много практически случаи обаче е напълно приемливо толерансите на резисторите да бъдат  $\pm 5\%$  и те да са тип МЛТ. Препоръчва се кондензаторите да бъдат стирофлексни и ако и техните производствени толеранси са  $\pm 5\%$ , реално получената гранична честота се различава от зададената обикновено с не повече от  $\pm 5\%$ .

#### 3.4. ФИЛТРИ С ОУ И ОТРИЦАТЕЛНА ОБРАТНА ВРЪЗКА

Всички разгледани досега електронни ВЧФ с ОУ използват ОУ като повторител на напрежение, поради което коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е равен на 1. За да се съчетаят добрите възможности на ОУ за усилване на сигнала със свойствата на ВЧФ, могат да се използват схеми с многокръгова честотнозависима ООВ, при които част от изходното напрежение на ОУ се връща обратно на инвертиращия му вход по две вериги, съдържащи резистори и кондензатори.

На фиг. 3.13 е показана схемата на ВЧФ, чийто коефициент на предаване в лентата на пропускане има типична стойност, равна на 5. Дадена е номерацията на изводите на кръгъл корпус на ОУ. Резисторът  $R_0$  се използва за галванична връзка на неинвер-



Фиг. 3.13. ВЧФ с многокръгова отрицателна ОВ и гранична честота до 5 kHz

тиращия вход на ОУ с маса, което е едно от условията за осигуряване на нормален постоянен ток режим на ОУ. Другото условие — наличието на постояннотокова ООВ, е също изпълнено чрез резистора  $R_5$ . Съпротивления на двата резистора са избрани равни с цел избягване на влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение. Резисторите  $R_2$  и  $R_5$  образуват заедно с кондензаторите  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  честотнозависима ООВ и определят свойствата на схемата като ВЧФ. При честоти, много по-големи от граничната честота, кондензаторът  $C_3$  има много малко съпротивление и практически представлява късо съединение, в резултат на което кондензаторът  $C_4$  и резисторът  $R_5$  се оказват свързани паралелно. Капацитивното съпротивление на  $C_4$  е много по-малко от  $R_5$ , поради което все едно, че  $R_5$  не участва в схемата. Аналогично е положението и с  $R_2$ , чието съпротивление е много по-голямо от капацитивното съпротивление на кондензаторите  $C_1$  и  $C_4$ . Тези разсъждения показват, че при достатъчно високи честоти, т. е. далече в лентата на пропускане на филтъра, влияние върху поведението на схемата имат само кондензаторите  $C_1$  и  $C_4$ . Те не могат да се приемат за късо съединение, тъй като капацитивните им съпротивления образуват веригата на ООВ, която определя коефициента на предаване на филтъра. Действително, ако мислено си представим  $C_1$  и  $C_4$  като капацитивни съпротивления,  $C_3$  като късо съединение, и  $R_2$  и  $R_5$  за липсващи от схемата, се оказва, че филтърът се превръща в обикновен инверти-

рац усилвател с коефициент на усилване, равен на отношението на капацитивното съпротивление  $1/(\omega C_4)$  към капацитивното съпротивление  $1/(\omega C_1)$ . Следователно коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане остава постоянен и равен на  $C_1/C_4$ . При честоти, близки, но по-големи от граничната честота, капацитивното съпротивление на  $C_4$  става съизмеримо с  $R_2$ , а капацитивното съпротивление на  $C_3$  — с  $R_5$ . С намаляване на честотата капацитивното съпротивление на  $C_4$  от първата верига на ООВ  $C_4 - R_2$  се увеличава, дълбочината на ООВ намалява и се стреми да увеличи коефициента на предаване на филтъра. Капацитивното съпротивление на  $C_3$  също се увеличава с намаляване на честотата, поради което дълбочината на ООВ от втората верига  $C_3 - R_5$  намалява и се стреми да увеличи коефициента на предаване на филтъра. При честоти, малко по-големи от  $f_c$ , взаимното влияние на двете ООВ се компенсира и коефициентът на предаване се запазва постоянен. Ако за определен честотен обхват влиянието на първата ООВ се окаже по-голямо от влиянието на втората ООВ, ще се получи увеличение на коефициента на предаване на филтъра, т. е. ще се наблюдава отскок в АЧХ. Това може да се постигне чрез намаляване на  $R_2$  или увеличаване на  $R_5$ , т. е. чрез увеличаване на отношението  $R_5/R_2$ . Следователно отскокът в АЧХ на филтъра (ако има такъв) е пропорционален на отношението  $R_5/R_2$ . При честоти, равни или по-малки от  $f_c$ , започва да преобладава влиянието на ООВ от веригата  $C_3 - R_5$ , поради което коефициентът на предаване започва да намалява. Това веднага води до подаване на по-малко напрежение на веригата  $C_4 - R_2$  и нейното влияние отслабва, което предизвиква по-бързо намаляване на коефициента на предаване на филтъра, отколкото ако съществуваше само веригата  $C_3 - R_5$ . При честоти, много по-малки от  $f_c$ , капацитивните съпротивления на  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  са много по-големи от  $R_2$  и  $R_5$ , поради което трите кондензатора действуват като отворена верига. В резултат на това коефициентът на предаване на филтъра става практически 0.

За да се реализират филтри без отскок в лентата на пропускане и със стръмност в първата октава 9,2 dB/oct, е необходимо резисторът  $R_2$  да има съпротивление 10 k $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите да се изчислят по формулите

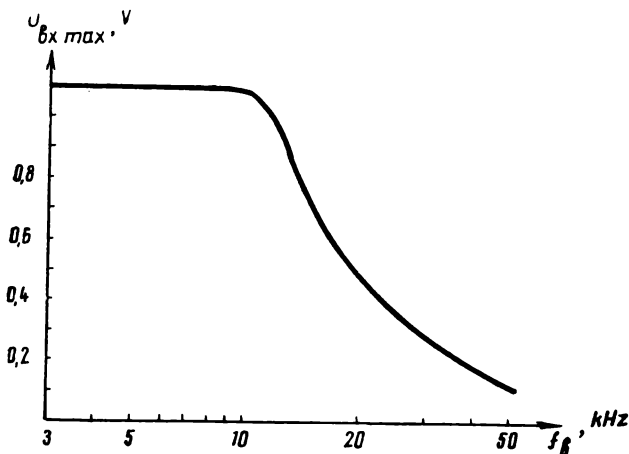
$$C_1 = C_3 = \frac{10,3}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,2 C_1. \quad (3.15)$$

Граничната честота  $f_c$  в този случай може да бъде в границите от 10 Hz до 4 kHz. Когато трябва да се получи стръмност в първата октава 12,6 dB/oct при отскок в лентата на пропускане

1,2 dB, съпротивлението на резистора  $R_2$  се намира равно на 5,1 k $\Omega$ , а за изчисляване на  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  се използват формулите

$$C_1 = C_3 = \frac{11,3}{f_c [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,2 C_1. \quad (3.16)$$

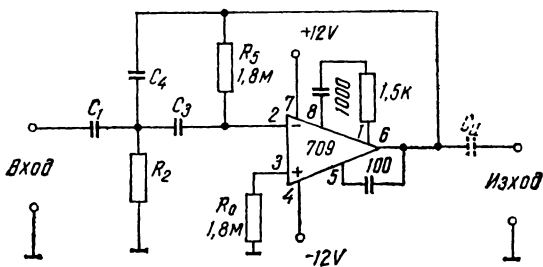
При този тип филтър граничната честота  $f_c$  може да бъде между 12 Hz и 5 kHz.



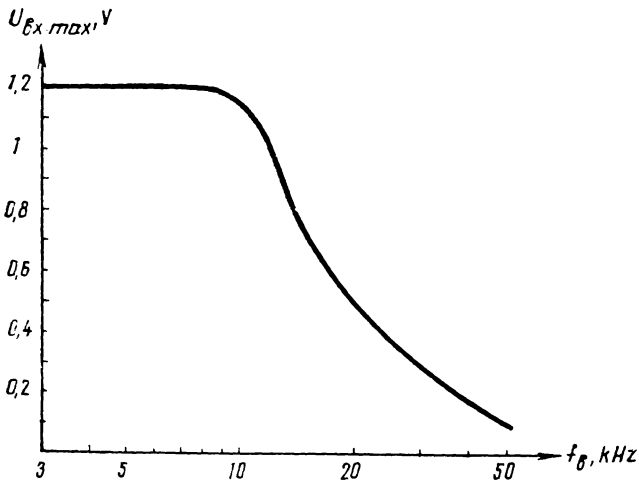
Фиг. 3.14. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 3.13 от максималната пропускана честота

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност, равна на 5. При честоти над 15 kHz коефициентът на предаване започва да расте с увеличаване на честотата и при 100 kHz е равен на около 8, т. е. нараства с около 60%. След 100 kHz той намалява, което означава, че АЧХ има вида на крива 3 от фиг. 3.1. Ако се приеме, че е допустимо увеличение на коефициента на предаване с 10%, максималната пропускана честота от филтъра ще бъде около 25 kHz. Минималното входно напрежение е 3 mV, а максималното е свързано с известната вече зависимост на това напрежение от желаната максимална пропускана честота от филтъра. В случая, ако максималната пропускана честота  $f_v$  на филтъра е достатъчно да бъде до 10 kHz, на входа може да се приложи напрежение най-много 1,1 V (фиг. 3.14). При по-високи честоти максималното входно напрежение намалява, като при 50 kHz е 0,14 V. Графиката от фиг. 3.14 може да се използва за опре-

деляне на максималната пропускана честота от филтъра в зависимост от приложено на входа напрежение. Например, ако при включване на филтъра в дадено устройство на входа му се подава напрежение 0,3 V, максималната честота, която може



Фиг. 3.15. ВЧФ с многокръгова отрицателна ОВ и гранична честота до 300 Hz



Фиг. 3.16. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 3.15 от максималната пропускана честота

да премине през филтъра, без да се получат нелинейни изкривявания, е 30 kHz. При по-голямо входно напрежение синусоидата на изхода се превръща в триъгълно напрежение.

За разлика от всички разгледани досега филтри с ОУ тук максимално допустимото изходно съпротивление  $R_r$  на стъпалото



пред филтъра е много малко — само 5  $\Omega$ . Това се дължи на факта, че коефициентът на предаване по напрежение в лентата на пропускане при  $R_r = 0$  е равен на отношението  $C_1/C_4$  и не е честотнозависим. Ако последователно на  $C_1$  се свърже  $R_r$ , коефициентът на предаване става честотнозависим, като след честота няколко килохерца започва да намалява, т. е. схемата престава да бъде ВЧФ. При  $R_r$  под 5  $\Omega$  това намаляване започва при честота над няколко десетки килохерца, т. е. извън определената вече работна честотна лента на филтъра. По отношение на входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра няма никакви особености — то трябва да бъде не по-малко от 200  $\Omega$ .

Граничната честота  $f_c$  на филтъра зависи от  $C_1, C_3, C_4, R_2$  и  $R_5$ . При необходимост от получаване на  $f_c$  с голяма точност тези елементи трябва да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . В много практически случаи обаче е допустимо реално получената  $f_c$  да се отличава от зададената с  $\pm 5\%$  или дори повече. В такива случаи резисторите могат да бъдат тип МЛТ с производствени толеранси  $\pm 5\%$ . Кондензаторите винаги трябва да бъдат стирофлексни, като се допуска, макар и по-рядко, също да бъдат с толеранси  $\pm 5\%$ .

При необходимост от постоянноотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_n$ , чийто капацитет се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

За намаляване на възможните стойности на граничната честота под 10 Hz се препоръчва схемата от фиг. 3.15. Предназначението на отделните елементи и действието на схемата като ВЧФ са същите, както при схемата от фиг. 3.13. Трябва само да се има предвид, че поради твърде високоомните резистори  $R_6$  и  $R_0$  влиянието на остатъчния входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение е значително. Това напрежение може да достигне до  $\pm 1$  V и за нулирането му трябва да се използва схемата от фиг. 3.9, която не влияе върху работата на филтъра. За реализирането на филтър без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора  $R_9$  трябва да бъде 150 k $\Omega$ , а капацитетите на трите кондензатора да се изчислят по формулите

$$C_1 = C_3 = \frac{685}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,2 \text{ C}_1. \quad (3.17)$$

Граничната честота  $f_c$  в този случай може да бъде между 0,7 и 270 Hz. Когато трябва да се получи ВЧФ със стръмност в първата октава 12,6 dB/oct и отскок в лентата на пропускане

1,2 dB, резисторът  $R_2$  се избира със съпротивление 75 k $\Omega$ , а капацитетите на  $C_1$ ,  $C_3$  и  $C_4$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_3 = \frac{761}{f_c [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,2 C_1. \quad (3.18)$$

Граничната честота  $f_c$  е между 0,8 и 300 Hz.

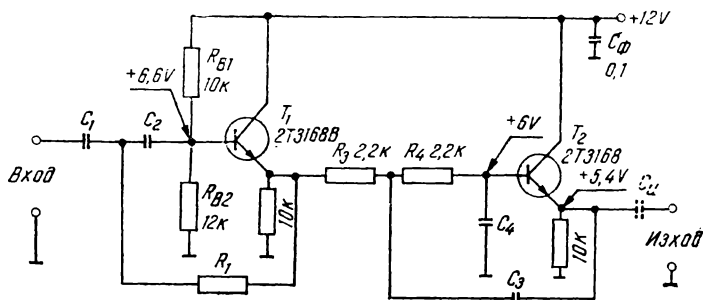
Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност, равна на 5. Той е постоянен до честота около 10 kHz, след което започва да расте и при 60 kHz е равен на около 8. След това коефициентът намалява, т. е. филтърът има АЧХ според крива 3 от фиг. 3.1. Ако отново се допусне, че максимално възможното изменение на коефициента на предаване е 10%, максималната пропускана честота на филтъра  $f_b$  е 20 kHz. Минималното входно напрежение на филтъра е 5 mV, като при напрежения под 10 mV трябва да се взимат известните вече мерки за намаляване на смущенията (дадени например към описанието на фиг. 3.8). При максимална пропускана честота от филтъра до 8 kHz на входа може да се приложи напрежение до 1,2 V (фиг. 3.16). При по-високи честоти максималното входно напрежение намалява, като при 50 kHz е 0,12 V. Графиката от фиг. 3.16 може да се използва и за определяне на максималната пропускана честота от филтъра в зависимост от приложеното на входа напрежение. Изискванията към изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра и входното съпротивление на стъпалото след филтъра са същите, както при схемата от фиг. 3.13. Капацитетът на прехвърлящия кондензатор  $C_n$  се изчислява по (3.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

## Глава 4

### ШИРОКОЛЕНТОВИ ФИЛТРИ

Електронните ЛФ пропускат на изхода си напрежения в определена честотна лента (вж. т. 1.2), която се простира между долната ( $f_{c1}$ ) и горната ( $f_{c2}$ ) гранична честота. В глава 1 бе изяснено, че разликата  $f_{c2} - f_{c1}$  се означава с  $\Delta f$  и се нарича *лента на пропускане*, а *средната честота*  $f_0$  е средно геометричната стойност на двете гранични честоти. В зависимост от големината на отношението  $\Delta f/f_0$  съществуват две основни групи ЛФ — *широколентови*, при които  $\Delta f/f_0$  е над 2, и *теснолентови* с  $\Delta f/f_0$ , по-малко или равно на 2. Интересно е да се отбележи, че стойността

ВЧФ от фиг. 3.2 и НЧФ от фиг. 2.2а. Постояннотоковият режим на транзистора  $T_1$  се осигурява от базовия делител  $R_{B1}-R_{B2}$ , а постояннотоковият режим на  $T_2$  — от постоянното напрежение в емитера на  $T_1$ . По променлив ток съпротивленията на  $R_{B1}$  и  $R_{B2}$



Фиг. 4.2. Широколентов филтър с емитерни повторители и горна гранична честота до 100 kHz

са свързани паралелно и заедно с  $R_1$ ,  $C_1$  и  $C_2$  участват в определяне на долната гранична честота  $f_{c1}$  на ЛФ. Кондензаторът  $C_\Phi$  е поставен за отстраняване на самовъзбудането, което може да се появи поради протичането на променливите токове на двете стъпала на филтъра през захранващия токоизточник.

Действието на схемата като широколентов филтър се обяснява чрез фиг. 4.1а и б. От конкретната принципна схема става ясно защо е избрана структура ВЧФ — НЧФ, а не обратното. Поставянето на ВЧФ като първо стъпало осъществява постоянно-токово разделяне на ЛФ от източника на сигнал и същевременно постоянно-токовият режим на  $T_2$  се осигурява от  $T_1$ . По този начин се осъществява схема с минимален брой елементи. Трябва да се отбележи, че между ВЧФ и НЧФ съществува слабо влияние, поради което стръмността в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$  вместо 9,2 и 12,6 dB/oct е съответно 9 и 12,2 dB/oct. Освен това при варианта с повишена стръмност отскокът е 0,5 dB вместо 1,2 dB.

За реализиране на ЛФ с равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 9 dB/oct резисторът  $R_1$  трябва да има съпротивление 2,7 k $\Omega$ . Капацитетите на кондензаторите  $C_1-C_4$  се определят по формулите

$$C_1=C_2=\frac{41,7}{f_{c1}[\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_3=\frac{102}{f_{c2}[\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4=0,5C_3. \quad (4.1)$$

Долната гранична честота на филтъра  $f_{c1}$  може да бъде между 45 Hz и 25 kHz, а горната гранична честота  $f_{c2}$  — между 100 Hz и 100 kHz. Трябва да се има предвид, че  $f_{c2}$  трябва да бъде най-малко 4 пъти по-голяма от  $f_{c1}$ . В противен случай експериментално получените параметри на филтъра ще се различават значително от очакваните. Когато трябва да се реализират ЛФ със стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на 12,2 dB/oct, и отскок в лентата на пропускане 0,5 dB, съпротивлението на  $R_1$  трябва да бъде равно на 1,3 k $\Omega$ . При това капацитетите на кондензаторите се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{47}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{184}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,25C_3. \quad (4.2)$$

Възможните граници за  $f_{c1}$  са между 50 Hz и 25 kHz, а  $f_{c2}$  може да бъде между 200 Hz и 100 kHz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане е между 0,885 и 0,97 в зависимост от  $h_{21e}$  на двата транзистора. Входното напрежение на филтъра може да бъде между 3 mV и 0,6 V, като при по-малко напрежение започва да се проявява влиянието на шумовете, а над 0,6 V се появяват нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. За избягване на влиянието на стъпалата пред и след филтъра върху неговите параметри необходимо е изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра да бъде не по-голямо от 200  $\Omega$ , а входното съпротивление на стъпалото след филтъра — не по-малко от 5 k $\Omega$ .

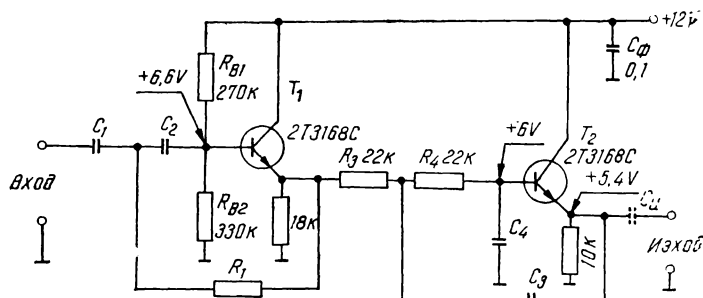
Долната гранична честота  $f_{c1}$  зависи от елементите  $R_1, R_{B1}, R_{B2}, C_1$  и  $C_2$ , които при необходимост от точно получаване на  $f_{c1}$  трябва да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Аналогични са изискванията и към  $R_3, R_4, C_3$  и  $C_4$ , които определят горната гранична честота  $f_{c2}$ . Препоръчва се четирите кондензатора да бъдат стирофлексни. В много практически случаи не се изисква много точно получаване на двете гранични честоти, при което резисторите могат да бъдат тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ .

Както се вижда от схемата на фиг. 4.2, постоянното напрежение в емитера на  $T_2$  е +5,4 V и може да се използва за постояннотоковото захранване на следващото стъпало. В случаите, когато трябва да осъществи постояннотоково разделяне, се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{II}$  (означен на фиг. 4.2 с прекъсната линия). Неговият капацитет се изчислява по формулата

$$C_{II} = \frac{1600}{f_{c1} [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F} \quad (4.3)$$

и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Ако при практическото реализиране на филтъра читателят не разполага с посочените в схемата транзистори, той може да ги замени с българските транзистори 2Т3107, 2Т3108, 2Т3109, 2Т3167 и 2Т3169 независимо от буквения им индекс. Постояннотоковата консумация на филтъра има типична стойност 1,65 mA.



Фиг. 4.3. Широколентов филтър с емитерни повторители и горна гранична честота до 10 kHz

В много практически случаи се оказва необходимо реализирането на ЛФ за честоти под 50 Hz. За целта може да се използва схемата от фиг. 4.3, която има същата структура и принцип на действие, както филтъра от фиг. 4.2. В същност тази схема представлява съчетание на ВЧФ от фиг. 3.3 с НЧФ от фиг. 2.3a. За реализирането на филтъра без отскок в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на 9 dB/oct, необходимо е резисторът  $R_1$  да има съпротивление 75 k $\Omega$ , а капацитетите  $C_1$ — $C_4$  да се изчислят по формулите

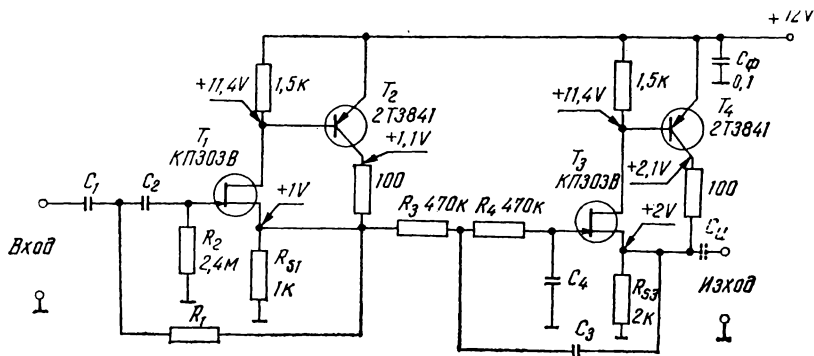
$$C_1 = C_2 = \frac{1510}{f_{c1} [\text{Hz}]} \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{10,2}{f_{c2} [\text{kHz}]} \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,5 C_3. \quad (4.4)$$

Долната гранична честота на филтъра  $f_{c1}$  е между 1,5 Hz и 3 kHz, а горната гранична честота  $f_{c2}$  — между 10 Hz и 10 kHz. Реализирането на ЛФ с повишена до 12,2 dB/oct стръмност в първата октава и отскок в лентата на пропускане 0,5 dB изисква поставяне на  $R_1$  със съпротивление 36 k $\Omega$  и изчисляване на  $C_1$ — $C_4$  по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{1690}{f_{c1} [\text{Hz}]} \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{18,1}{f_{c2} [\text{kHz}]} \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,25 C_3. \quad (4.5)$$

В този случай долната гранична честота  $f_{c1}$  може да бъде между 1,7 Hz и 3 kHz, а горната  $f_{c2}$  — от 20 Hz до 10 kHz.

Коефициентът на предаване в лентата на пропускане и минимално допустимото входно напрежение са същите, както при филтъра от фиг. 4.2. Максималното входно напрежение е 2 V, след което се появяват нелинейни изкривявания в лентата на пропускане.



Фиг. 4.4. Широколентов филтър с транзисторни усилватели

За избягване на промени в параметрите на филтъра изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред него трябва да бъде не по-голямо от 4 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра да бъде не по-малко от 8 k $\Omega$ .

Долната гранична честота зависи от  $R_1$ ,  $R_{B1}$ ,  $R_{B2}$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , а горната гранична честота — от  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . Към тези елементи се поставят същите изисквания, както към елементите на филтъра от фиг. 4.2. При необходимост от постоянноотокково разделяне между филтъра и стъпалото след него се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{ш}$ , чийто капацитет се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Посочените в схемата транзистори могат да се заменят с българските транзистори 2Т3108С, 2Т3109С и 2Т3169С. Постояннотоковата консумация на филтъра има типична стойност 0,9mA.

По-нататъшното намаляване на граничните честоти на филтъра от фиг. 4.3 не е възможно, тъй като върху параметрите му започват да оказват влияние входните съпротивления на емитерните повторители. Поради това за реализиране на транзисторни ЛФ за честоти под около 2 Hz трябва да се използват полеви транзистори. Една подходяща схема е показана на фиг. 4.4, която в същност представлява съчетание на ВЧФ от фиг. 3.4 и НЧФ от фиг. 2.4 а, но за намаляване на броя на елементите във филтъра и на горната му гранична честота в схемата на НЧФ са на-

правени някои изменения. Постояннотоковият режим на НЧФ от фиг. 2.4 а се осигурява от сорсовия резистор  $R_S$ , като постоянно напрежение гейт — сорс е 1 V (гейтът е отрицателен по отношение на сорса). При ЛФ от фиг. 4.4 напрежението гейт — сорс на  $T_3$  представлява разлика между постоянното напрежение на сорсовия резистор  $R_{S3}$  на  $T_3$  и напрежението върху  $R_{S1}$ . За да бъде тази разлика равна на  $-1$  V, съпротивлението на  $R_{S3}$  е направено равно на  $2$  k $\Omega$ . Освен това съпротивленията на  $R_3$  и  $R_4$  също са увеличени с цел получаването на  $f_{c1}$  до  $0,5$  Hz. Предназначението на останалите елементи на схемата от фиг. 4.4 е същото, както при филтрите от фиг. 2.4 а и 3.4. Трябва само да се припомни, че поради големите производствени толеранси в параметрите на полевите транзистори постоянните напрежения на техните електроди (за фиг. 4.4 това е в сила само за сорса) могат да се различават от показаните на схемата до  $\pm 30\%$ .

За реализиране на ЛФ с равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на  $9$  dB/oct, е необходимо резисторът  $R_1$  да има съпротивление  $1,2$  M $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите  $C_1$  —  $C_4$  да се изчислят по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{93,8}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{468}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,5 C_3. \quad (4.6)$$

Долната гранична честота  $f_{c1}$  може да бъде между  $0,1$  и  $130$  Hz, а горната  $f_{c2}$  — между  $0,5$  и  $500$  Hz. Когато е необходим филтър с повишена стръмност в първата октава до  $12,2$  dB/oct, което е съпроводено с появяването на отскок  $0,5$  dB в лентата на пропускане, съпротивлението на  $R_1$  трябва да бъде  $620$  k $\Omega$ , а за  $C_1$  —  $C_4$  да се използват формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{101}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{813}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,25 C_3. \quad (4.7)$$

В този случай долната гранична честота  $f_{c1}$  е между  $0,11$  и  $130$  Hz, а горната  $f_{c2}$  — от  $1$  до  $500$  Hz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност  $0,98$ , като може да бъде между  $0,9$  и  $1,1$ . Получаването на коефициент на предаване над  $1$  се дължи на същите причини, както при филтрите от фиг. 2.4 а и 3.4. Минимално допустимото входно напрежение на филтъра е  $10$  mV, като при напрежение под  $50$  mV трябва да се вземат мерки за екраниране на елементите във входните вериги на полевите транзистори, на самите транзистори, както и за разполагане на филтъра далеч от източници на електромагнитни полета (например

мрежов трансформатор). Максимално допустимото входно напрежение на филтъра е 0,6 V, след което се появяват нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра трябва да бъде не по-голямо от 50 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_t$  на стъпалото след филтъра — не по-малко от 1 k $\Omega$ .

Долната гранична честота  $f_{c1}$  зависи от елементите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , които трябва да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Аналогични изисквания се поставят и към елементите  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_3$  и  $C_4$ , които определят горната гранична честота  $f_{c2}$ . Кондензаторите трябва да бъдат стирофлексни. В много приложения на широколентовите филтри са допустими отклонения на реално получените гранични честоти от желаните до  $\pm 5\%$  или дори повече. При такива случаи резисторите могат да бъдат тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ .

От фиг. 4.4 се вижда, че постоянното напрежение в сорса на  $T_3$  е +2 V и може да се използва за осигуряване на постоянно-токовия режим стъпалото след филтъра. Ако това не е необходимо, поставя се прехвърлящият кондензатор  $C_{11}$ , показан на схемата с прекъсната линия. Неговият капацитет се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Транзисторите  $T_2$  и  $T_4$  трябва да имат  $h_{21e}$  над 30, т. е. могат да бъдат с произволна цветна точка без червена. Замяната на транзисторите в схемата с други не се препоръчва. Постоянно-токовата консумация на филтъра има типична стойност 2,6 mA.

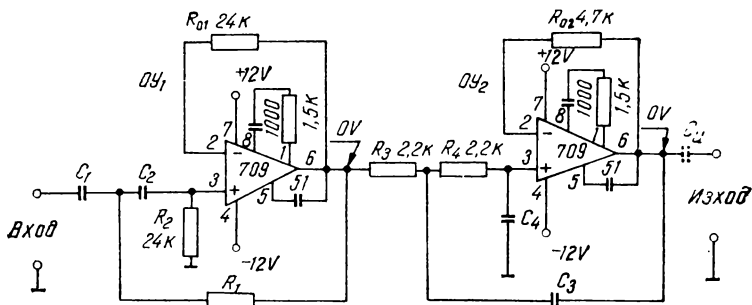
## 4.2. ФИЛТРИ С ОУ

В тази точка са дадени 7 схеми на широколентови филтри с по 2 ОУ. Три от филтрите са с ПОВ и без усилване в лентата на пропускане, два са с ПОВ и ООВ и малко усилване, а другите два са реализирани само с ООВ и имат значително усилване в лентата на пропускане.

На фиг. 4.5 е показана практическата схема на ЛФ за честоти до 100 kHz. Дадена е номерацията на изводите на двата ОУ за кръгъл корпус. Първото стъпало е ВЧФ от фиг. 3.6, а второто стъпало — НЧФ от фиг. 2.7 а. Характерно за този ЛФ е, че галваничната връзка на неинвертиращия вход на  $ОУ_2$  с маса се осъществява през изхода на  $ОУ_1$ . Поради това не е необходимо да се поставя резисторът  $R_B$  от фиг. 2.7 а. Същевременно се променя и съпротивлението на резистора  $R_0$ , означен на фиг. 4.5 с  $R_{02}$ . Това съпротивление трябва да бъде равно на сумата от съпро-



тивленията на резисторите, свързани към инвертиращия вход на  $OY_2$ . (Читателят очевидно се досеща, че това е условието за отстраняване на влиянието на поляризиращия входен ток на  $OY_2$  върху неговото постоянно изходно напрежение.) Наличието на



Фиг. 4.5. Широкопелтов филтър с повторители с ОУ и горна гранична честота до 100 kHz

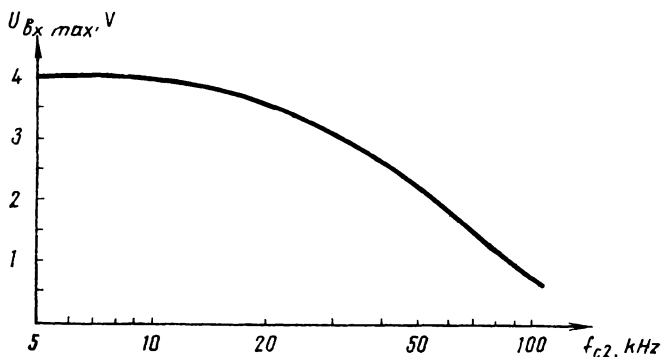
остатъчен входен ток и остатъчно входно напрежение на двата ОУ може да предизвика отклонения в постоянното напрежение на изхода на  $OY_2$  до около  $\pm 50$  mV, които обикновено са без значение.

Действието на схемата като ЛФ е същото както на блоковата схема от фиг. 4.1 а. Когато е необходимо филтърът да има равномерна АЧХ в лентата на пропускане, при което стръмността в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична честота  $f_{c2}$  е 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора  $R_1$  трябва да бъде 12 k $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите  $C_1 - C_4$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{9,38}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{102}{f_{c2} [\text{kHz}]} \text{ и } C_4 = 0,5 C_3. \quad (4.8)$$

В този случай  $f_{c1}$  на филтъра може да бъде между 10 Hz и 20 kHz, а  $f_{c2}$  — от 100 Hz до 100 Hz. Както при много от разгледаните досега филтри, схемата може да има и АЧХ с повишена стръмност, но поради много малкото изходно съпротивление на  $OY_1$  взаимно влияние между двете стъпала на филтъра практически няма и стръмността в първата октава ще бъде същата както при НЧФ и ВЧФ — 12,6 dB/oct. Същото се отнася и за отскока в лентата на пропускане — той е 1,2 dB. Трябва да се има предвид, че при  $f_{c2}$ , по-малка от 6  $f_{c1}$ , се проявява извест-

но взаимно влияние, което намалява отскока в лентата на пропускане до 0,2—0,3 dB. Стръмността на АЧХ обаче не се изменя, което означава, че параметрите на филтъра се подобряват (отскокът намалява, без да се получава намаление на стръмност-



Фиг. 4.6. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг.4.5 от горната гранична честота

та в първата октава). Освен това се наблюдават различия между експериментално измерените и зададените гранични честоти, които могат да достигнат до около 15%. Експерименталните изследвания показаха, че независимо от тези промени реализирането на ЛФ с отношение  $f_{c2}/f_{c1}$  до 2 е напълно възможно. Същото се отнася и за другите широколентови филтри с ОУ от тази точка.

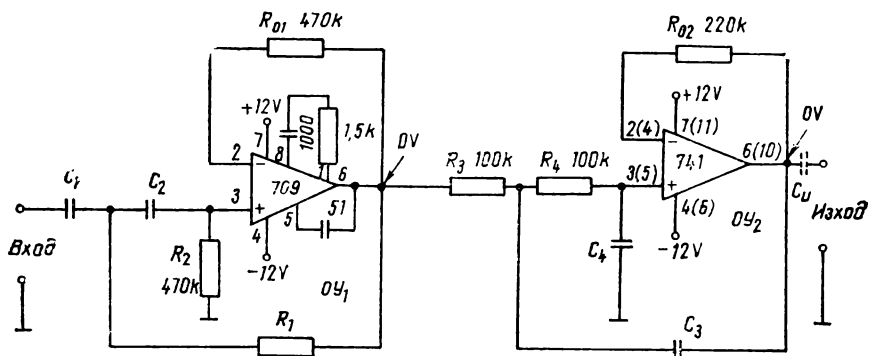
За да се реализира стръмност в първата октава 12,6 dB/oct, необходимо е съпротивлението на  $R_1$  да бъде 6,2 k $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите  $C_1$ — $C_4$  да се изчислят по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{10,3}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{184}{f_{c2} [\text{kHz}]} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,25 C_3. \quad (4.9)$$

Възможните граници на долната гранична честота са същите както при филтъра без отскок, но горната гранична честота може да бъде между 200 Hz и 100 kHz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 0,99. Минимално допустимото входно напрежение е 3 mV, а максимално допустимото зависи от горната гранична честота  $f_{c2}$ . При зададена  $f_{c2}$  това напрежение може да се определи от кривата на фиг. 4.6. Трябва да се има предвид, че кривата е типова, тъй като поради производствените толеранси на различните екземпляри ОУ се получават значителни отклоне-

ния. За да няма влияние на изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра върху неговите параметри, необходимо е  $R_T$  да бъде не по-голямо от 2 k $\Omega$  при филтър без отскок и 1 k $\Omega$  при филтър с отскок. За входното съпротивление  $R_T$  на стъпа-



Фиг. 4.7. Широколентов филтър с повторители с ОУ и горна гранична честота до 2 kHz

лото след филтъра се поставя известното вече изискване към всички филтри с ОУ — да не бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Долната гранична честота се определя от  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , а горната — от  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . При необходимост от точно получаване на двете честоти производствените толеранси на тези елементи не трябва да бъдат по-големи от  $\pm 1\%$ . Препоръчва се кондензаторите да бъдат стирофлексни. В редица практически случаи не е необходима голяма точност на двете гранични честоти, което позволява използването на резистори тип МЛТ с производствени толеранси  $\pm 5\%$ . Когато не е възможна непосредствена връзка между филтъра и стъпалото след него, поставя се прехвърлящият кондензатор  $C_{II}$ , чийто капацитет се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захранващи токоизточника има типична стойност 4 mA.

В практиката често се налага реализирането на ЛФ за честоти под 100 Hz. За такива случаи се препоръчва схемата от фиг. 4.7. На нея е дадена номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода на ОУ<sub>2</sub>. Веднага трябва да се отбележи, че ако читателят предпочита реализация на филтъра с еднакви ОУ, необходима е само замяна на ОУ<sub>2</sub> със схемата от фиг. 2.6. При това параметрите на филтъра

не се променят. Сравнението на фиг. 4.7 с фиг. 4.5 показва еднаквост в структурата на двата филтъра, а следователно и на тяхното действие. Единствената особеност се състои в това, че поради високоомните резистори влиянието на остатъчния входен ток на ОУ върху постоянното им изходно напрежение е по-силно. В резултат на това се наблюдават отклонения в изходното напрежение на  $OY_2$  до около  $\pm 0,2$  V. При необходимост от нулиране на това напрежение към  $OY_1$  трябва да се прибави схемата от фиг. 3.9, която не влияе върху параметрите на филтъра.

За получаване на равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора  $R_1$  трябва да бъде 240 k $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите  $C_1—C_4$  да се изчислят по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{479}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{2240}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,5 C_3. \quad (4.10)$$

В този случай долната гранична честота  $f_{c1}$  може да бъде между 0,5 Hz и 1 kHz, а горната гранична честота  $f_{c2}$  — между 2 Hz и 2 kHz. За реализиране на филтри с повишена стръмност в първата октава до 12,6 dB/oct е необходимо  $R_1$  да има съпротивление 120 k $\Omega$ , а капацитетите на  $C_1—C_4$  да се изчислят по формулите

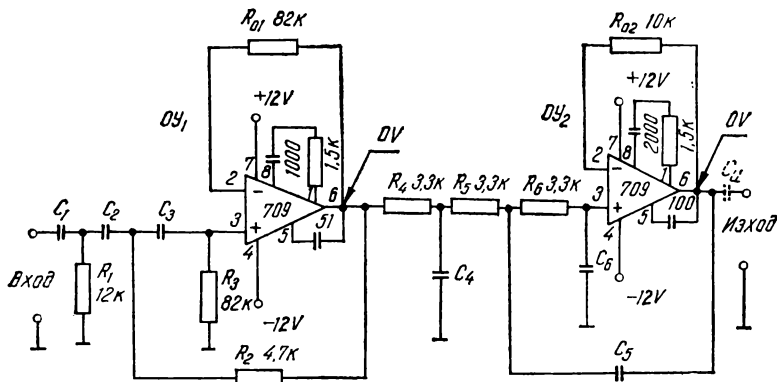
$$C_1 = C_2 = \frac{521}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{4050}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = 0,25 C_3. \quad (4.11)$$

Възможните граници на долната гранична честота  $f_{c1}$  са както при филтъра без отскок, а горната гранична честота  $f_{c2}$  може да бъде между 4 Hz и 2 kHz.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 0,99. Минимално допустимото входно напрежение е 3 mV, а максималното — 5 V независимо от стойността на  $f_{c2}$ . Изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра трябва да бъде не по-голямо от 40 k $\Omega$  при филтър без отскок и от 20 k $\Omega$  при филтър с отскок. Входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Към резисторите  $R_1—R_4$  и кондензаторите  $C_1—C_4$ , които определят двете гранични честоти на филтъра, се поставят същите изисквания както при филтъра от фиг. 4.5. Същата е и постояннотоковата консумация. Прехвърлящият кондензатор  $C_n$  се поставя, когато е необходимо постояннотоково разделяне на изхода на филтъра от следващото стъпало. Капацитетът му се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

За реализиране на широколентови филтри със стръмност в първата октава над 12,6 dB/oct, без увеличаване на отскока в лентата на пропускане и без прибавяне на нови ОУ може да се използва схемата от фиг. 4.8. Тя осигурява стръмност в първата



Фиг. 4.8. Широколентов филтър с повторители с ОУ, стръмност в първата октава 15 dB/oct и горна гранична честота до 10 kHz

октава 15 dB/oct и сравнението ѝ със схемите от фиг. 4.5 и 4.7 показва, че увеличението на стръмността е постигнато за сметка на прибавянето на 4 допълнителни пасивни елемента. Групата  $C_1 - R_1$  е пасивен ВЧФ, а  $R_4 - C_4$  — пасивен НЧФ. В действителност първото стъпало на ЛФ и ВЧФ от фиг. 3.10, а второто стъпало представлява видоизменен НЧФ от фиг. 2.10 а. Изменението се състои в увеличаване на съпротивленията на резисторите  $R_4 - R_6$  и е направено с цел понижаване на горната гранична честота  $f_{c2}$  на ЛФ. За отстраняване на влиянието на поляризиращия входен ток на  $OУ_2$  върху неговото постоянно изходно напрежение е изменено и съпротивлението на резистора  $R_{02}$ .

Долната гранична честота  $f_{c1}$  на филтъра може да бъде между 10 Hz и 10 kHz, а горната  $f_{c2}$  — между 170 Hz и 20 kHz. Капацитетите на кондензаторите  $C_1 - C_6$  се изчисляват при зададени  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$  по формулите

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{9,56}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_4 = \frac{67,2}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF},$$

$$C_5 = \frac{171}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_6 = \frac{9,76}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}. \quad (4.12)$$

АЧХ на филтъра в лентата на пропускане е без отскок и коефициентът на предаване има типична стойност 0,99. Входното напрежение на филтъра може да бъде в границите между 3 mV и 1,5 V. Влиянието на стъпалото пред филтъра върху неговите параметри може да се избегне, ако изходното съпротивление на това стъпало е не по-голямо от 1 kΩ. За да не се надхвърли максимално допустимият изходен ток на ОУ<sub>2</sub>, входното съпротивление R<sub>7</sub> на стъпалото след филтъра трябва да бъде над 200 Ω.

Долната гранична честота на филтъра  $f_{c1}$  зависи от стойностите на R<sub>1</sub>—R<sub>3</sub> и C<sub>1</sub>—C<sub>3</sub>, а горната гранична честота  $f_{c2}$  — от R<sub>4</sub>—R<sub>6</sub> и C<sub>4</sub>—C<sub>6</sub>. Към тези елементи се поставят същите изисквания както към честотноопределящите елементи на филтъра от фиг. 4.2. Ако на входа на стъпалото след филтъра има постоянно напрежение, необходимо е да се постави кондензаторът C<sub>и</sub>, показан на фиг. 4.8 с прекъснатата линия. Капацитетът му се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

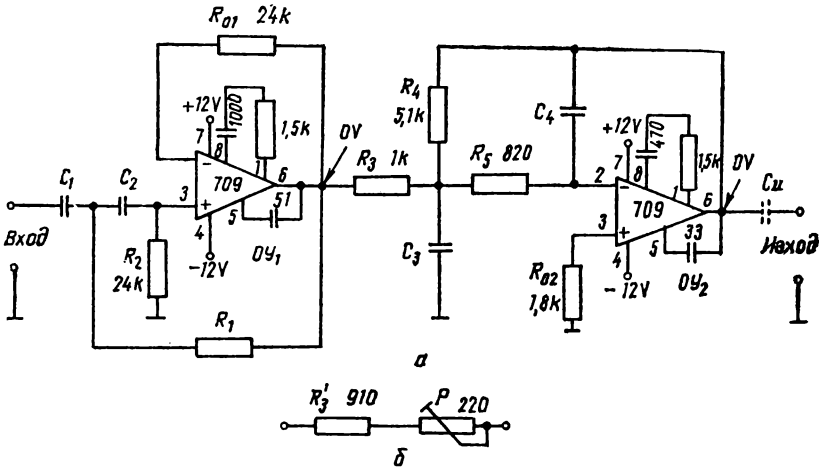
Разгледаните дотук схеми на широколентови филтри не дават никакво усилване в лентата на пропускане. В известен смисъл това е недостатък, тъй като налага използването на значителен брой активни прибори (2 до 4 транзистора при ЛФ от т. 4.1 и два ОУ при филтрите от тази точка) само за реализиране на филтрови свойства. Естествено читателят не трябва да забравя, че липсата на усилване дава други предимства — реализация на филтрите с максимален брой еднакви елементи и максимално широк честотен обхват. Все пак в редица практически случаи е полезно да се използват схеми на широколентови филтри, които дават усилване в лентата на пропускане. Една такава схема е показана на фиг. 4.9 а. Тя е реализирана по блоковата схема от фиг. 4.1 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Първото стъпало е ВЧФ от фиг. 3.6 и определя долната гранична честота  $f_{c1}$ , а горната гранична честота  $f_{c2}$  се обуславя от второто стъпало, което е НЧФ от фиг. 2.13. За получаване на равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора R<sub>1</sub> трябва да бъде 12 kΩ. При това капацитетите на кондензаторите се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{9,38}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{275}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = \frac{22,9}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}. \quad (4.13)$$

В този случай  $f_{c1}$  може да бъде между 10 Hz и 20 kHz, а  $f_{c2}$  — от 300 Hz до 50 kHz. За увеличаването на стръмността на АЧХ

в първата октава на 12,6 dB/oct е необходимо съпротивлението на резистора  $R_1$  да бъде 6,2 k $\Omega$  и кондензаторите да се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{10,3}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_3 = \frac{494}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = \frac{20,6}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}. \quad (4.14)$$



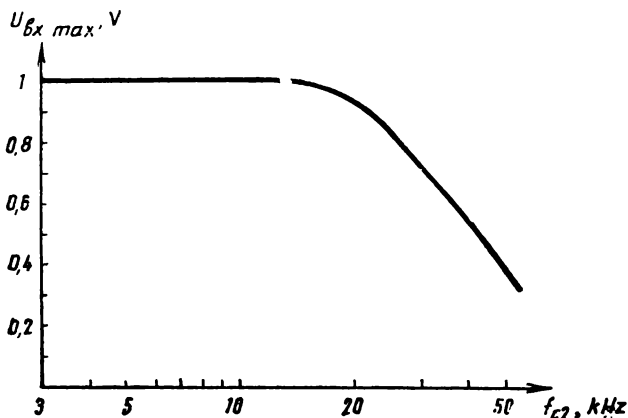
Фиг. 4.9. Широкопелтов филтър с коефициент на предаване в лентата на пропускане, равен на 5, и горна гранична честота до 50 kHz:

*a* — основна схема; *б* — схема замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на коефициента на предаване в лентата на пропускане

Допустимите стойности на  $f_{c1}$  са в същите граници както при филтъра със стръмност 9,2 dB/oct, докато  $f_{c2}$  може да бъде между 500 Hz и 40 kHz. Полезно е да се отбележи, че при  $f_{c2}$ , по-малка от  $6f_{c1}$ , се наблюдава слабо взаимно влияние между двете стъпала, което се използва за намаляване или премахване на отскока в лентата на пропускане. Стръмността на АЧХ в лентата на непропускане обаче остава непроменена. Същевременно могат да се получат и различия между зададените и реално получените стойности на граничните честоти, които е възможно да достигнат до около  $\pm 15\%$ . Независимо от това реализирането на ЛФ с  $f_{c2}/f_{c1} \geq 2$  е напълно възможно.

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 5. При това коефициентът на предаване на първото стъпало е равен на 1, а на второто стъпало —

на 5. Поради производствените толеранси главно на резисторите  $R_3$ — $R_5$  практически могат да се очакват отклонения от тази стойност обикновено до около  $\pm 15\%$ . При необходимост от получаване на коефициент на предаване  $T_{ол}$ , точно равен на 5, ре-



Фиг. 4.10. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 4.9 от горната гранична честота

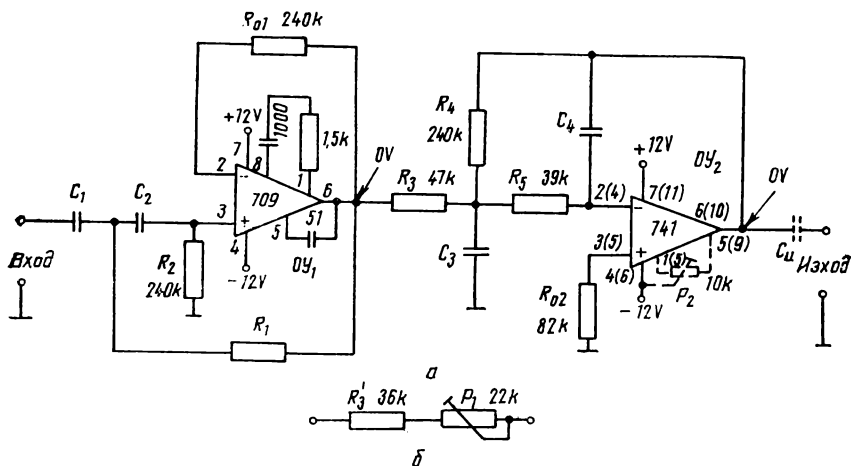
зисторът  $R_3$  трябва да се замени със схемата от фиг. 4.9 б. Чрез тример-потенциометъра  $P$  се постига  $T_{ол}=5$ . Минимално допустимото входно напрежение е 3 mV, а максималното зависи от  $f_{c2}$  според типовата крива от фиг. 4.10. Трябва да се има предвид, че поради производствените толеранси на параметрите на ОУ могат да се получат значителни разлики между реално измереното  $U_{вх max}$  и отчетеното от фиг. 4.10. За да няма влияние на изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра, необходимо е  $R_T$  да бъде не по-голямо от 2 k $\Omega$  при стръмност на АЧХ 9,2 dB/oct и не повече от 1 k $\Omega$  при стръмност 12,6 dB/oct. Към входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра се поставя условие да не бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Долната гранична честота  $f_{c1}$  се определя от стойностите на  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , а горната гранична честота  $f_{c2}$  — от  $R_3$ — $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . За точното получаване на двете честоти и на коефициента на предаване в лентата на пропускане е необходимо производствените толеранси на тези елементи да бъдат не по-големи от  $\pm 1\%$ . Препоръчва се кондензаторите да бъдат стирфлексни. В редица практически случаи не е необходимо осигуряването на  $f_{c1}$



и  $f_{c2}$  с голяма точност, което позволява резисторите да бъдат тип МЛТ с производствени толеранси  $\pm 5\%$ .

Наличието на остатъчен входен ток и остатъчно входно напрежение на двата ОУ, както и производствените толеранси на



Фиг. 4.11. Широкопелентов филтър с коефициент на предаване в лентата на пропускане, равен на 5, и горна гранична честота до 1 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на коефициента на предаване в лентата на пропускане

резисторите обуславят ненулево постоянно изходно напрежение, което може да достигне до  $\pm 0,5$  V. Когато то пречи на работата на следващото стъпало, прибавя се прехвърлящият кондензатор  $C_n$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 4.9 а. Неговият капацитет се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. Вместо да се поставя  $C_n$ , е възможно към ОУ<sub>2</sub> да се прибави схемата от фиг. 3.9 и постоянно изходно напрежение да се нулира чрез тример-потенциометъра от тази схема. При това параметрите на филтъра не се променят.

За реализация на широкопелентов филтър с долна гранична честота под 10 Hz се препоръчва схемата от фиг. 4.11 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ, а в скоби при ОУ<sub>2</sub> — за двуредов корпус с 14 извода. Първото стъпало е ВЧФ от фиг. 3.8, а второто стъпало — НЧФ от фиг. 2.14. За получаване на равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$ , равна на 9,2 dB/oct, съпротивлението на резистора  $R_1$  трябва да бъде 120 k $\Omega$ . Капа-

цитетите на четирите кондензатора се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{938}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{5770}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = \frac{481}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, (4.15)$$

Долната гранична честота може да бъде в границите от 1 Hz до 500 Hz, а горната гранична честота  $f_{c2}$  — между 6 Hz и 1 kHz. За увеличаване на стръмността в първата октава до 12,6 dB/oct е необходимо съпротивлението на  $R_1$  да бъде равно на 62 k $\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите да се изчисляват по формулите

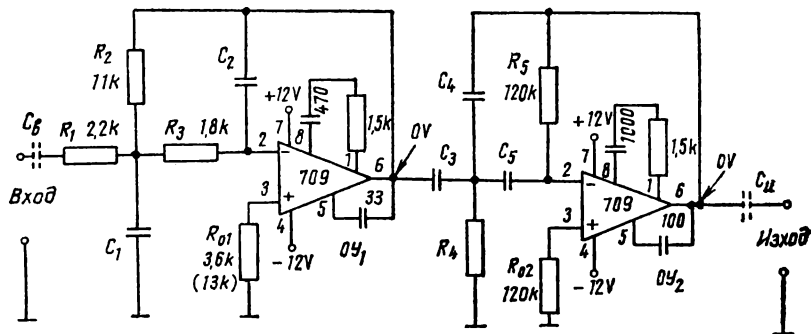
$$C_1 = C_2 = \frac{1030}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, C_3 = \frac{10380}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_4 = \frac{433}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, (4.16)$$

Допустимите граници за  $f_{c1}$  са както при варианта със стръмност 9,2 dB/oct, а границите за  $f_{c2}$  са от 11 до 850 Hz. И тук са в сила забележките за характера на АЧХ при  $f_{c2}/f_{c1} \leq 6$  направени за ЛФ от фиг. 4.9 а. Аналогично е и положението със стойността на коефициента на предаване на филтъра в лентата на пропускане и неговата настройка чрез замяна на резистора  $R_3$  със схемата от фиг. 4.11 б. Минимално допустимото входно напрежение е 3 mV, а максималното — 0,9 V независимо от стойността на двете гранични честоти. Изискванията към честотно-определящите елементи  $R_1$  —  $R_5$  и  $C_1$  —  $C_4$  са същите както при при ЛФ от фиг. 4.9 а.

Сравнително високоомните резистори в схемата са предпоставка за значително влияние на остатъчният входен ток на  $OY_1$  и  $OY_2$  върху постоянното изходно напрежение на филтъра, което може да достигне до  $\pm 1$  V. За избягване на достъпа на това напрежение до следващото стъпало може да се постави кондензаторът  $C_n$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 4.11 а. Капацитетът му се изчислява по (4.3) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. Вместо  $C_n$  може да се прибегне до нулиране на постоянното изходно напрежение чрез прибавяне на показания с прекъснатата линия тример-потенциометър  $P_2$ .

Последните две схеми от тази глава са на широколентови филтри с коефициент на предаване в лентата на пропускане, равен на 25. На фиг. 4.12 е показана практическата схема на ЛФ за сравнително високи честоти. Дадена е номерацията на изходите на двата ОУ за кръгъл корпус. Схемата е реализирана според фиг. 4.1 в с цел да се осигури възможност за работа на филтъра с достатъчно голямо изходно съпротивление  $R_r$  на предишното стъпало. Ако ВЧФ, реализиран с  $OY_2$ , е на входа (както във фиг. 4.1 а), максимално възможното  $R_r$  ще бъде само 10  $\Omega$ , тъй като всъщност ВЧФ представлява схемата от фиг. 3.13. Полез-

но е да се обърне внимание на факта, че първото стъпало в схемата от фиг. 4.12 представлява видоизменение на НЧФ от фиг. 2.13 а, направено с цел намаляване на горната гранична честота на филтъра. Поставянето на ВЧФ след НЧФ обуславя по-



Фиг. 4.12. Широколентов филтър с коефициент на предаване в лентата на пропускане, равен на 25, и горна гранична честота до 20 kHz

стояннотоково разделяне на двете стъпала на ЛФ поради наличието на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$ . Когато трябва да се получи нулево постоянно напрежение на изходите на двата ОУ на всеки от тях трябва да се постави схемата за нулиране от фиг. 3.9. По принцип схемата за нулиране на ОУ<sub>1</sub> е по-необходима, отколкото на ОУ<sub>2</sub>, тъй като ОУ<sub>1</sub> усилва 5 пъти постоянното напрежение на своя вход, докато за ОУ<sub>2</sub> коефициентът на предаване на постоянното напрежение е 1.

Филтърът от фиг. 4.12 може да има равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава под  $f_{c1}$  и над  $f_{c2}$  9,2 dB/oct при съпротивление на  $R_4$ , равно на 10 kΩ, и при изчисляване на кондензаторите на  $C_1$ — $C_6$  по формулите

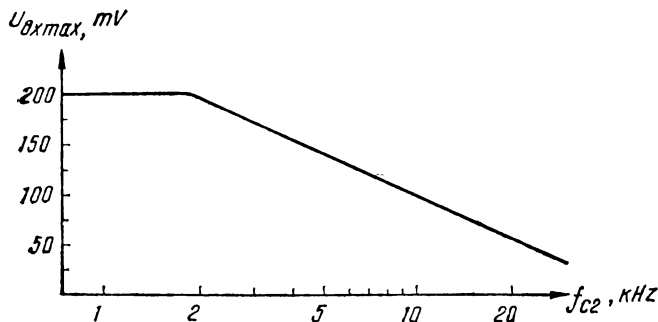
$$C_1 = \frac{124}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \quad C_2 = \frac{10,3}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF},$$

$$C_3 = C_6 = \frac{10,3}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,2 C_3. \quad (4.17)$$

В този случай долната гранична честота  $f_{c1}$  може да бъде между 10 Hz и 5 kHz, а горната  $f_{c2}$  — от 120 Hz до 20 kHz. За да се реализира ЛФ с повишена стръмност в първата октава до 12,6 dB/oct, което е свързано с появата на отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, необходимо е съпротивлението на резистора

$R_1$  да бъде  $5,1 \text{ k}\Omega$ , а капацитетите на кондензаторите да се изчислят по формулите

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{222}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, & C_2 &= \frac{9,26}{f_{c2} [\text{kHz}]}, \text{ nF}, \\ C_3 = C_5 &= \frac{11,3}{f_{c1} [\text{kHz}]}, \text{ nF} & \text{и} & C_4 = 0,2 C_3. \end{aligned} \quad (4.18)$$



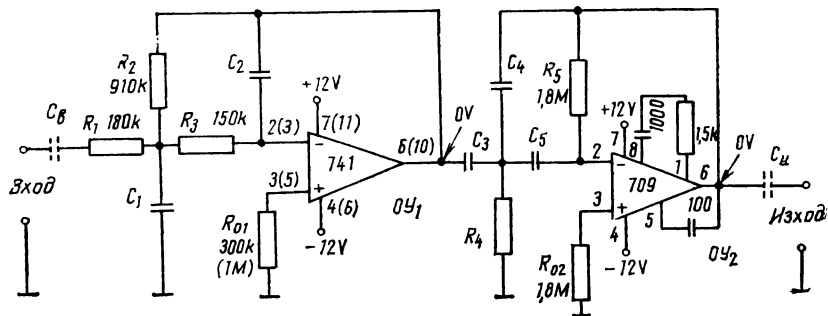
Фиг. 4.13. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 4.12 от горната гранична честота

Честотата  $f_{c1}$  е в границите от  $1,12 \text{ Hz}$  до  $5 \text{ kHz}$ , а  $f_{c2}$  — между  $220 \text{ Hz}$  и  $20 \text{ kHz}$ .

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност 25, но поради производствените толеранси на пасивните елементи обикновено е в границите между 24 и 26. Минималното входно напрежение на филтъра е  $3 \text{ mV}$ , а максималното зависи от горната гранична честота  $f_{c2}$  според кривата от фиг. 4.13. Ако максималното входно напрежение се сравни с максималните напрежения на разгледаните досега широколентови филтри, се вижда, че тук то е значително по-малко. Това е лесно обяснимо, тъй като при филтъра от фиг. 4.12 коефициентът на усилване в лентата на пропускане е 25, докато при другите широколентови филтри той е 1 или 5. При подаване на входа на напрежение, по-голямо от максимално допустимото, изходното напрежение на филтъра се превръща от синусоидално в триъгълно.

Стъпалото пред филтъра не влияе върху неговите параметри, ако изходното съпротивление  $R_r$  на това стъпало е не по-голямо от  $200 \Omega$ . Входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде над  $200 \Omega$ . Долната гранична честота на фил-

търа  $f_{c1}$  зависи от  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  и  $C_5$ , а горната гранична честота  $f_{c2}$  — от  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  и  $C_2$ . При необходимост от точно получаване на двете гранични честоти изброените елементи трябва да бъдат с производствени толеранси  $\pm 1\%$ . В много случаи



Фиг. 4.14. Широколентов филтър с коефициент на предаване в лентата на пропускане, равен на 25, и горна гранична честота 250 Hz

обаче е достатъчно граничните честоти да се получават с точност до около  $\pm 5\%$ , което улеснява реализацията, тъй като резисторите могат да бъдат тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ . Във всички случаи кондензаторите  $C_1$  —  $C_5$  трябва да бъдат стирофлексни.

В редица практически случаи се налага свързване на филтъра към схеми, на които входове или изходи има постоянни напрежения. Това прави необходимо прибавянето на кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ , показани с прекъснатата линия на фиг. 4.12. Поради  $C_B$  част от поляризиращия входен ток на  $OY_1$  не може да протича през резистора  $R_1$ , което налага изменение и на съпротивлението на  $R_{01}$ , дадено в скоби на фиг. 4.12. Капацитетите на  $C_B$  и  $C_H$  се изчисляват по формулите

$$C_B = \frac{1400}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \mu\text{F} \quad (4.19 \text{ а})$$

и

$$C_H = \frac{2100}{f_{c1} [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F} \quad (4.19 \text{ б})$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности.

Когато е необходимо реализирането на широколентови филтри за честоти под 100 Hz, може да се използва схемата от фиг. 4.14. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ, а в скоби при  $OY_1$  — за двуредов корпус с 14 извода.

Структурата на схемата, предназначението на елементите ѝ и действието ѝ като широколентов филтър са същите както при схемата от фиг. 4.12. При липса на ОУ тип 741 той може да бъде заменен със 709, свързан по схемата от фиг. 2.6. Поради значително по-високоомните резистори влиянието на остатъчният входен ток на двата ОУ върху техните постоянни изходни напрежения е по-голямо. На практика постоянното напрежение на изхода на ОУ<sub>1</sub> може да достигне до ±0,8 V, а на ОУ<sub>2</sub> — до ±1 V. Поради това използването на схемата за нулиране от фиг. 3.9 към ОУ<sub>2</sub> често е наложително.

За реализиране на широколентови филтри с равномерна АЧХ в лентата на пропускане и стръмност в първата октава 9,2 dB/oct съпротивлението на резистора R<sub>4</sub> се избира равно на 150 kΩ, а капацитетите на кондензаторите C<sub>1</sub> — C<sub>5</sub> се изчисляват по формулите

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{1500}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad C_2 = \frac{125}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \\ C_3 = C_5 &= \frac{685}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,2 C_3. \end{aligned} \quad (4.20)$$

Долната гранична честота може да бъде между 0,7 и 130 Hz, а горната гранична честота f<sub>c2</sub> — от 1,5 до 250 Hz. При необходимост от получаване на филтър с повишена стръмност до 12,6 dB/oct, което е свързано с появяването на отскок в лентата на пропускане 1,2 dB, съпротивлението на резистора R<sub>4</sub> се избира равно на 75 kΩ, а капацитетите на петте честотноопределящи кондензатора се изчисляват по формулите

$$\begin{aligned} C_1 &= \frac{2690}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \quad C_2 = \frac{1120}{f_{c2} [\text{Hz}]}, \text{ nF}, \\ C_3 = C_5 &= \frac{761}{f_{c1} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_4 = 0,2 C_3. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Тук долната гранична честота f<sub>c1</sub> може да бъде в същите граници както при филтъра без отскок, докато f<sub>c2</sub> е между 2,5 и 250 Hz.

Коефициентът на предаване на филтрите в лентата на пропускане има типична стойност 25, като поради толерансите на пасивните елементи обикновено е между 24 и 26. Минималното входно напрежение е 3 mV, но при напрежения под 10 mV трябва да се взимат мерки за намаляване на влиянието на външните смущения — екраниране на входните вериги на двата ОУ или на целия филтър, и разполагането му далеч от мрежовия трансформатор (или други източници на електромагнитни полета). Макси-

малното входно напрежение, което може да се приложи на филтъра без опасност от появяването на нелинейни изкривявания в лентата на пропускане, е 200 mV. Стъпалото пред филтъра трябва да има изходно съпротивление  $R_r$ , не по-голямо от 15 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_v$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде над 200  $\Omega$ .

Когато в изходното напрежение на стъпалото пред филтъра и във входното напрежение на следващото стъпало има постоянна съставка, се налага поставянето на прехвърлящите кондензатори  $C_v$  и  $C_n$ , показани с прекъсната линия на фиг. 4.14. Поради  $C_v$  поляризиращият входен ток на  $OY_1$  не протича през  $R_1$ , което налага промяна на съпротивлението на  $R_{01}$ , дадена в скоби на фиг. 4.14. Капацитетът на  $C_v$  се изчислява по формулата

$$C_v = \frac{17,4}{f_{c1} [\text{Hz}]} \mu\text{F}, \quad (4.22)$$

а на  $C_n$  — по (4.19 б). Получените капацитети се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. Трябва да се отбележи, че за да не се получават недопустимо големи капацитети за  $C_n$  при  $f_{c1}$  под няколко херца входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде над 7—8 k $\Omega$ . Долната и горната гранична честота на филтъра зависят от същите елементи както при ЛФ от фиг. 4.12. Същите са и изискванията към тези елементи.

## Глава 5

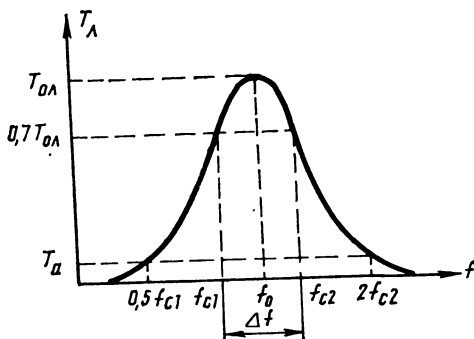
### ТЕСНОЛЕНТОВИ ФИЛТРИ

В началото на глава 4 бе изяснено, че при теснолентовите филтри отношението на горната гранична честота  $f_{c2}$  към долната гранична честота  $f_{c1}$  е по-малко от 2. Често вместо широчината на лентата на пропускане  $\Delta f = f_{c2} - f_1$  се използва величината

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_{c2} - f_{c1}}, \quad (5.1)$$

която се нарича *качествен фактор* на теснолентовия филтър и е един от важните му параметри. На фиг. 5.1 е дадена АЧХ на теснолентов филтър. От нея могат да се отчетат стойностите на трите честоти  $f_0$ ,  $f_{c1}$  и  $f_{c2}$  и по формула (5.1) да се изчисли  $Q$ . Очевидно при дадена средна честота  $f_0$  увеличаването на  $Q$  е

свързано със стесняване на пропусканата лента. С  $T_a$  на фиг. 5.1 е означен коефициентът на предаване на филтъра при честоти  $0,5f_{c1}$  и  $2f_{c2}$ . Неговата стойност за разгледаните в тази глава теснолентови филтри е от  $-13$  до  $-38$  dB. При практическото използване на теснолентовите филтри е полезно да се знае, че с увеличаване на  $Q$  нараства влиянието на параметрите на усилвателите (които са неизменна част от филтъра) върху параметрите на филтъра. Поради това трябва да се използват схемни решения с по-голяма температурна стабилност, отколкото при широколентовите филтри. Именно по тази причина всички разгледани в тази глава филтри са реализирани с  $OU$  (практиката е показала, че транзисторните теснолентови филтри не са достатъчно стабилни). Важно свойство на теснолентовите филтри е, че стръмността на АЧХ в първата октава под  $f_{c1}$  (от  $0,5f_{c1}$  до  $f_{c1}$ ) нараства с увеличаване на  $Q$ . Същото е в сила и за първата октава след  $f_{c2}$  (от  $f_{c2}$  до  $2f_{c2}$ ). С други думи, при нарастване на  $Q$  се наблюдава увеличаване на отношението  $0,7T_{0\lambda}/T_a$ . Прието е при  $Q \leq 10$  да се използва наименованието теснолентови филтри с малък качествен фактор, при  $Q$  от 10 до 100 — филтри със среден качествен фактор и при  $Q$  над 100 — филтри с голям качествен фактор.



Фиг. 5.1. Амплитудно-честотна характеристика на теснолентов филтър

В тази глава са дадени 14 практически схеми на теснолентови филтри с малък и среден  $Q$  (между 2 и 50), които са най-често използваните на практика. Коефициентът на предаване  $T_0$  на филтрите е между 1,4 и 68, т. е. освен избирателни свойства филтрите осигуряват и усиление на пропусканите сигнали.

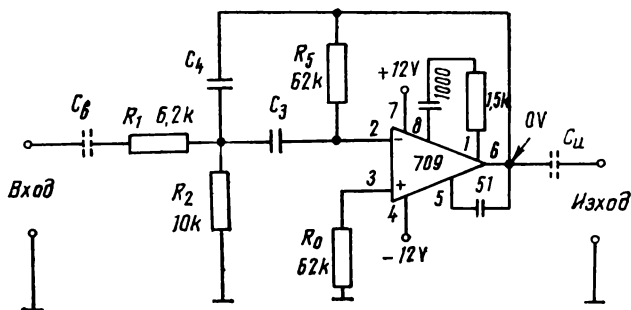
В тази глава са дадени 14 практически схеми на теснолентови филтри с малък и среден  $Q$  (между 2 и 50), които са най-често използваните на практика. Коефициентът на предаване  $T_0$  на филтрите е между 1,4 и 68, т. е. освен избирателни свойства филтрите осигуряват и усиление на пропусканите сигнали.

## 5.1. ФИЛТРИ С МАЛЪК КАЧЕСТВЕН ФАКТОР

В тази точка са разгледани 6 схеми с качествен фактор до 10 и един  $OU$ . На фиг. 5.2 е показана схемата на филтър с качествен фактор, равен на 2. Дадена е номерацията на изводите за кръ-



гъл корпус на  $OY$ . Схемата има стабилен постояннотоков режим, тъй като резисторът  $R_5$  осигурява постояннотокова  $OOB$ , а неинвертиращият вход на  $OY$  е свързан галванично към маса чрез резистора  $R_0$ . Съпротивленията на тези два резистора са еднакви



Фиг. 5.2. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 2, и средна честота до 20 kHz

с цел отстраняване на влиянието на поляризиращия входен ток на  $OY$  върху неговото постоянно изходно напрежение.

Свойствата на схемата като ЛФ се определят от двукръговата честотнозависима  $OOB$  (в литературата значително по-разпространено е наименованието многокръгова  $OOB$ ), образувана от елементите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . При много ниски честоти капацитивните съпротивления на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  са много големи и практически представляват отворена верига. В резултат на това напрежението от входа на филтъра не може да достигне до инвертиращия вход на  $OY$ . Това означава, че и на изхода на филтъра няма да има напрежение с много ниска честота, т.е. коефициентът на предаване на филтъра за ниски честоти практически равен на 0. С увеличаване на честотата най-напред започва да действа веригата за  $OOB$   $C_3 - R_5$ , тъй като  $C_3$  и  $C_4$  имат еднакъв капацитет, а обикновено  $R_5$  е по-голямо от  $R_1$ . Намалването на капацитивното съпротивление на  $C_3$  с увеличаване на честотата предизвиква намаляване на дълбочината на  $OOB$  от веригата  $C_3 - R_5$  и коефициентът на предаване на филтъра започва да расте. При по-високи честоти капацитивното съпротивление на  $C_4$  става съизмеримо с  $R_1$  и  $R_2$  и се получава зависимост на коефициента на предаване на филтъра и от втората верига за  $OOB$   $C_4 - R_1 - R_2$ . Поради намаляването на капацитивното съпротивление на  $C_4$  с увеличаване на честотата дълбочината на

ООВ от тази верига нараства, което е предпоставка за намаляване на коефициента на предаване на филтъра. Очевидно влиянието на двете ООВ е противоположно, като се изравнява при средната честота на филтъра  $f_0$ . При тази честота коефициентът на предаване има максимална стойност, равна на половината от отношението  $R_6/R_1$ . При честоти над  $f_0$  влиянието на ООВ от веригата  $C_4 - R_1 - R_2$  е по-силно от влиянието на  $C_3 - R_6$ , поради което коефициентът на предаване на филтъра започва да намалява. С това обаче се намалява дълбочината на ООВ през  $C_3 - R_6$ , което предизвиква по-рязко намаляване на коефициента на предаване, отколкото ако съществуваше само веригата  $C_4 - R_1 - R_2$ . Същото може да се каже и за областта от АЧХ под  $f_0$ , където с намаляването на честотата нараства дълбочината на ООВ от веригата  $C_3 - R_6$ , което от своя страна намалява коефициента на предаване и отслабва компенсиращото влияние на  $C_4 - R_1 - R_2$ . В резултат на това стръмността на АЧХ за честоти под  $f_0$  е по-голяма, отколкото ако съществуваше само веригата  $C_3 - R_6$ . При много високи честоти капацитетите  $C_3$  и  $C_4$  практически представляват късо съединение и шунтират резистора  $R_6$ . В резултат на това ОУ действа като повторител на напрежение, а коефициентът на предаване на филтъра е по-малък от 1 поради действието на входния делител  $R_1 - R_2$ . Това обяснение показва, че схемата действително представлява ЛФ.

Средната честота на филтъра  $f_0$  може да бъде в границите от 10 Hz до 20 kHz. При зададена  $f_0$  капацитетите  $C_3$  и  $C_4$  се изчисляват по формулата

$$C_3 = C_4 = \frac{10,4}{f_0 [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (5.2)$$

Качественият фактор е 2, което означава, че широчината на лентата на пропускане е 2 пъти по-малка от средната честота  $f_0$ . Този  $Q$  обуславя стръмност в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична честота  $f_{c2}$ , равна на 10 dB/oct.

Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота е равен на 5 и зависи от съпротивленията на резисторите  $R_1$  и  $R_6$ . При производствени толеранси на тези резистори  $\pm 5\%$  коефициентът на предаване ще бъде между 4,5 и 5,5. За избягване на влиянието на шумовете входното напрежение на филтъра трябва да бъде не по-малко от 3 mV, а за да няма нелинейни изкривявания в лентата на пропускане входното напрежение не трябва да превишава 0,6 V. Стъпалото пред филтъра не влияе върху неговите параметри, ако има изходно съпротивление  $R_G$ , не по-голямо от 800  $\Omega$ . Изискванията към входното съпротивление

на следващото стъпало са както при всички разгледани досега филтри с  $OY$  — то не трябва да бъде по-малко от  $200 \Omega$ .

Средната честота на филтъра  $f_0$  и широчината на лентата на пропускане зависят от стойностите на  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . Трябва да се подчертае, че при теснолентовите филтри точното получаване на средната честота е много по-важно, отколкото получаването на граничните честоти при НЧФ, ВЧФ или широколентовите филтри. Например, ако на входа на теснолентов филтър е подадено напрежение с честота, равна на предполагаемата средна честота на филтъра, а поради производствените толеранси на честотноопределящите елементи във филтъра реално получената средна честота се различава от предполагаемата, може да се окаже, че честотата на входното напрежение попада в лентата на непрпускане на филтъра. Този проблем е толкова по-сериозен, колкото лентата на пропускане на филтъра е по-тясна, т. е. колкото качественият му фактор е по-голям. Поради това увеличаването на качествения фактор на теснолентовите филтри винаги е свързано с мерки за повишаване на стабилността на средната честота. В схемата от фиг. 5.2 резисторите  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_5$  могат да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 5\%$ , тъй като качественият фактор е твърде малък. Ако обаче е необходимо точно получаване на  $f_0$ , тези толеранси трябва да се намалят на  $\pm 1\%$ . Въпросът за толерансите на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  е свързан освен с точността на  $f_0$  и с точното получаване на  $Q$ . Поради това се препоръчва във всички случаи  $C_3$  и  $C_4$  да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 20\%$ .

При практическото използване на филтъра трябва да се има предвид, че постоянното изходно напрежение на  $OY$  не е точно равно на  $0V$  и поради остатъчния входен ток и остатъчното входно напрежение на  $OY$  може да достигне до около  $\pm 50 mV$ .

Когато на изхода на стъпалото пред филтъра и на входа на следващото стъпало има постоянни напрежения, необходимо е прибавянето на кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$ , показани с прекъснатата линия на фиг. 5.2. Капацитетите им се изчисляват по формулите

$$C_v = \frac{670}{f_0 [\text{Hz}]} \cdot \mu\text{F} \quad (5.3a)$$

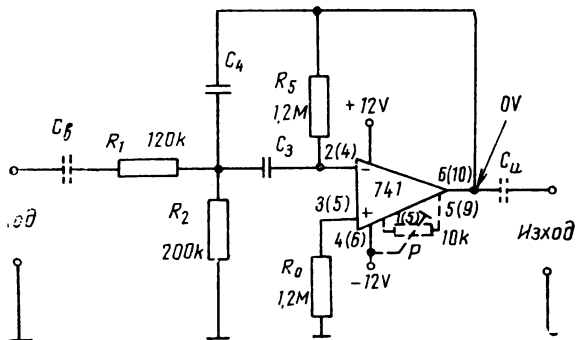
и

$$C_n = \frac{2800}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]} \cdot \mu\text{F} \quad (5.3b)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности.

За реализиране на теснолентови филтри със средна честота

под 10 Hz и  $Q=2$  може да се използва схемата от фиг. 5.3. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Принципът на действие на схемата е същият както при ЛФ от фиг. 5.2. Единствената осо-



Фиг. 5.3. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 2, и средна честота до 1 kHz

беност е, че поради значително по-високоомните резистори влиянието на остатъчния входен ток на ОУ върху постоянното му изходно напрежение е по-голямо. Това напрежение може да достигне до  $\pm 0,6$  V, поради което може да се наложи нулирането му. То се постига чрез прибавяне на тример-потенциометъра  $P$  (показан с прекъснатата линия на фиг. 5.3), който не оказва влияние върху работата на схемата като филтър.

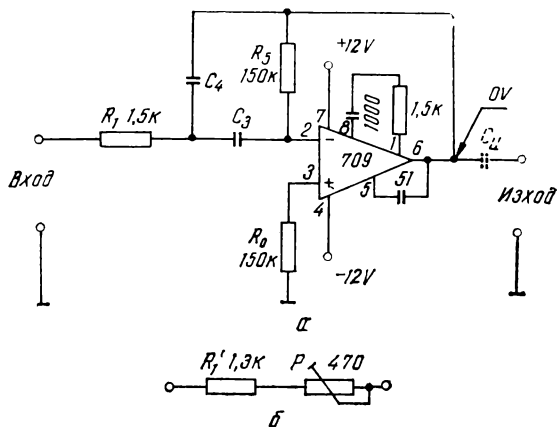
Средната честота на филтъра може да бъде в границите между 0,5 Hz и 1 kHz и се постига чрез изчисляване на капацитетите на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  по формулата

$$C_3 = C_4 = \frac{530}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.4)$$

Стръмността на АЧХ в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична честота  $f_{c2}$  (вж. фиг. 5.1) е 10 dB/oct.

Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота е равен на 5. Ефективната стойност на входното напрежение може да бъде между 3 mV и 1 V. При това трябва да се има предвид, че при входни напрежения под 10 mV може да се окаже необходимо екранирането на входната верига на филтъра и разполага-

нето му далеч от мрежовия трансформатор. Това е особено съществено при средна честота, близка до 50 или 100 Hz. Изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде над 15 k $\Omega$ , защото в противен случай настъпват промени в



Фиг. 5.4. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 5, и средна честота до 20 kHz:

*a* — основна схема; *b* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на средната честота

параметрите на филтъра. Входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Средната честота  $f_0$  на филтъра и широчината на лентата на пропускане зависят от  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $C_4$ , към които се поставят същите изисквания, както към филтрите от фиг. 5.2. Капацитетът на кондензатора  $C_B$  от фиг. 5.3 се изчислява по формулата

$$C_B = \frac{35}{f_0 [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (5.5)$$

а капацитетът на  $C_H$  — по (5.3). И двата изчислени капацитета се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. За да не се получат недопустимо големи капацитети за  $C_H$  при честоти под няколко херца, е необходимо входното съпротивление на стъпалото след филтъра да бъде над 10 k $\Omega$ .

Многокръговата ООВ може да се използва и за реализирането на теснолентови филтри с по-голям качествен фактор (т. е. по-тясна лента на пропускане) и по-голямо усилване за средната честота. Една подходяща схема е показана на фиг. 5.4 *a*. Дадена

е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Структурата на схемата е аналогична на тази на филтрите от фиг. 5.2 и 5.3, като липсва резисторът  $R_2$ . В резултат на това делителят на входното напрежение  $R_1—R_2$  не съществува, което обяснява увеличаването на коефициента на предаване на филтъра за средната честота. Полезно е да се знае, че независимо от голямото усиление за средната честота, постояннотоково усиление няма, което е предпоставка за наличието на стабилен постояннотоков режим на ОУ.

Действието на схемата като теснолентов филтър е същото както на филтрите от фиг. 5.2 и 5.3. По-тясната лента и отчасти по-голямото усиление се дължат на увеличението на отношението  $R_5/R_1$ . Качественият фактор на филтъра е равен на 5, т. е. широчината на лентата на пропускане е 5 пъти по-малка от средната честота  $f_0$ . Увеличението на качествения фактор обуславя и по-голяма стръмност на АЧХ в лентата на непропускане, която в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична честота  $f_{c2}$  има стойност 15,5 dB/oct.

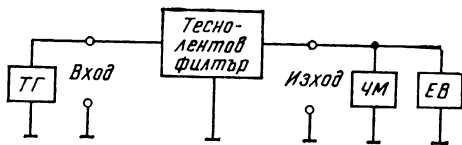
Средната честота  $f_0$  на филтъра може да бъде между 10 Hz и 20 kHz. Нейната стойност се постига чрез изчисляване на капацитетите на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  по формулата

$$C_3 = C_4 = \frac{10,6}{f_0 [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (5.6)$$

Коефициентът на предаване  $T_{ол}$  на филтъра за средната честота е равен на 50. Неговата стойност зависи от  $R_1$ ,  $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$  и за да се получи с точност до няколко процента, необходимо е тези четири елемента да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Входното напрежение на филтъра трябва да бъде в границите от 3 до 50 mV. При напрежения под 3 mV се проявява влиянието на шумовете, а над 50 mV се появяват нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 150  $\Omega$ , защото в противен случай оказва влияние върху параметрите на филтъра. Към входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра се поставят познатите вече изисквания — то не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Средната честота на филтъра зависи от стойностите на  $R_1$ ,  $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . Тъй като филтърът има по-тясна лента на пропускане в сравнение с филтрите от фиг. 5.2 и 5.3, стабилността на  $f_0$  трябва да бъде по-висока. Това налага четирите честотноопределящи елемента да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 2\%$ . Все пак на практика точни резистори се намират трудно и

са скъпи, поради което се допуска резисторът  $R_6$  да бъде тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ , а  $R_1$  да се замени със схемата от фиг. 5.4 б. В нея резисторът  $R_1'$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . При това положение чрез движение на плъзгача на  $P$  може да се постигне точно зададената  $f_0$ .



Фиг. 5.5. Блокова схема за настройка на теснолентови филтри

5.5). Точното измерване на средната честота се извършва с честомера ЧМ, включен на изхода на филтъра. Променливотоковият електронен волтметър ЕВ се поставя на обхват 3 V и чрез движение на плъзгача на тример-потенциометъра  $P$  се постига максимално показание. Едновременно с тази настройка може да се измери и коефициентът на предаване на филтъра за средната честота, като изходното напрежение, отговарящо на максималното показание, се раздели на входното напрежение 50 mV. Трябва да се има предвид, че при настройката на  $f_0$  се променя с няколко процента и широчината на лентата на пропускане на филтъра, но това няма особено практическо значение.

Когато на входа на стъпалото след филтъра има постоянно напрежение, необходимо е на изхода на филтъра да се постави прехвърлящ кондензатор  $C_{и}$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 5.4 а. Капацитетът на този кондензатор се изчислява по формулата

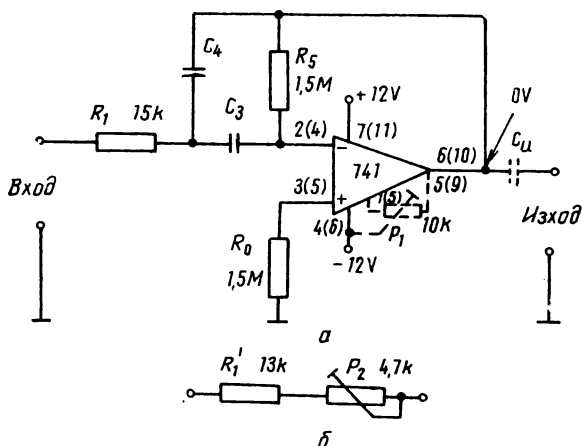
$$C_{и} = \frac{1900}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]} \mu\text{F} \quad (5.7)$$

и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Твърде често в практиката се оказва необходимо реализирането на теснолентови филтри за честоти под 10 Hz. Една подходяща схема за такива случаи е показана на фиг. 5.6 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Схемата има същата конфигурация и принцип на действие, както филтърът от фиг. 5.4 а. В случая обаче високоомните резистори  $R_6$  и  $R_0$  определят по-силно влиянието на остатъчния входен ток на ОУ върху постоянното му изходно напрежение. Стойността на това напрежение може да достигне до  $\pm 0,6$  V и при необходимост от нулирането му се при-

бавя тримерпотенциометърът  $P_1$ , показан с прекъсната линия на фиг. 5.6 а. Този потенциометър не влияе върху работата на схемата като филтър.

Средната честота на филтъра  $f_0$  може да бъде в границите



Фиг. 5.6. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 5, и средна честота до 2 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на средната честота

между 1 Hz и 2 kHz и се постига чрез изчисляване на капацитетите на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  по формулата

$$C_3 = C_4 = \frac{1060}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.8)$$

Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота има типична стойност 50, която зависи от производствените толеранси на елементите  $R_1$ ,  $R_0$ ,  $C_3$  и  $C_4$ . При толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , реално полученият коефициент на предаване се различава от 50 с не повече от 3—4%, докато при толеранси  $\pm 5\%$  той може да бъде между 40 и 60. Минималното входно напрежение на филтъра се определя от външните и собствените шумове на схемата и е 3 mV. Максимално допустимото входно напрежение е 90 mV и надхвърлянето му води до нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. Стъпалото пред филтъра не влияе върху неговите параметри, ако има изходно съпротивление  $R_T$ , не по-голямо от 1,5 k $\Omega$ . Входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде не по-малко от 200  $\Omega$ , за да не се претоварва по ток ОУ.



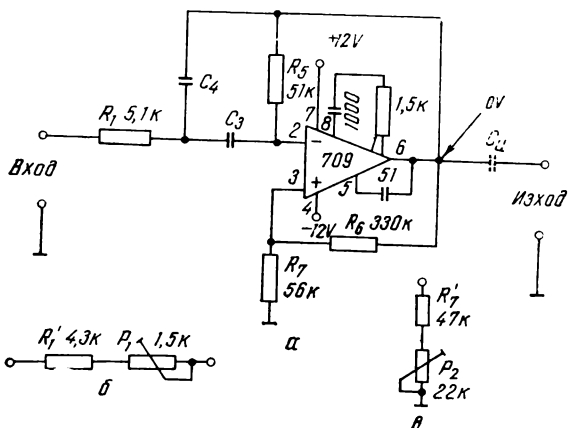
Средната честота на филтъра се определя от елементите  $R_1$ ,  $R_5$ ,  $C_3$  и  $C_4$ , към които се поставят същите изисквания както към филтъра от фиг. 5.4. И тук е възможно  $R_5$  да има производствени толеранси  $\pm 5\%$ , а  $R_1$  да се замени със схемата от фиг. 5.6 б, като  $R_1'$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . С помощта на тример-потенциометъра  $P_2$  се извършва настройка на средната честота  $f_0$  чрез използване на схемата от фиг. 5.5 и методика както при филтъра от фиг. 5.4 а.

Кондензаторът  $C_{11}$ , показан с прекъсната линия на фиг. 5.6 а, се поставя за постояннотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало. Неговият капацитет се изчислява по (5.7) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. При честоти под няколко херца е възможно получаването на недопустимо голям капацитет. Това се избягва при входно съпротивление на следващото стъпало над 10 k $\Omega$ .

Внимателното разглеждане на схемите на филтрите от фиг. 5.4 и 5.6 показва, че при качествен фактор  $Q=5$  отношението на съпротивленията на  $R_5$  и  $R_1$  е равно на 100. При необходимост от получаване с тези схеми на  $Q=20$  отношението  $R_2/R_1$  ще бъде вече 1600. Това означава, че ако  $R_5$  има съпротивление 2 M $\Omega$ , което е максимално възможното за ОУ тип 709, съпротивлението на  $R_1$  ще бъде само 1,2 k $\Omega$ . Толкова малко съпротивление обаче изисква големи капацитети на  $C_3$  и  $C_4$  за получаване на определена средна честота  $f_0$  и налага строги изисквания по отношение на изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра. Очевидно с такава схема не е възможно да се работи при много ниски честоти. Освен това стабилността на схемата намалява, тъй като коефициентът на предаване за средна честота става равна на 800, което е твърде много за филтър с един ОУ. Всички тези разсъждения показват, че реализирането на филтри с по-тясна лента на пропускане, т. е. с по-голям качествен фактор, трябва да се извършва с други схемни решения.

На фиг. 5.7 а е показана една подходяща схема, чрез която се постига качествен фактор, равен на 10, т. е. широчината на лентата на пропускане е 10 пъти по-малка от средната честота. При това отношението  $R_5/R_1$  не е голямо и параметрите на филтъра са достатъчно стабилни. На схемата е дадена номерацията на изводите на кръгъл корпус на ОУ. Постояннотоковият режим на ОУ е стабилен, тъй като съществува постояннотокова ООВ през резистора  $R_5$  и неинвертиращият вход е свързан галванично с маса през резистора  $R_7$ . Наличието на ПОВ от веригата  $R_6-R_7$  не влошава стабилността на схемата, тъй като тази обратна връзка е много по-слаба от ООВ през  $R_5$ . За да се избегне влияние-

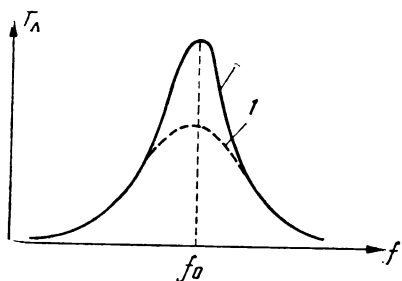
то на поляризиращия входен ток на  $OУ$  върху неговото постоянно изходно напрежение, паралелната комбинация на съпротивленията на  $R_6$  и  $R_7$  е направена приблизително равна на съпротивлението на  $R_5$ .



Фиг. 5.7. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 10, и средна честота до 20 kHz  
*a* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на средната честота; *в* — схема за замяна на резистора  $R_7$  с цел настройката на качествения фактор

Както се вижда от фиг. 5.7 *a*, елементите  $R_5—C_3$  и  $C_4—R_4$  образуват същите две вериги на честотозависима ООВ, както при филтрите от фиг. 5.4 *a* и 5.6 *a*. Тази ООВ обуславя действието на схемата като теснолентов филтър. Защо тогава е поставена честотозависимата ПОВ през  $R_6$  и  $R_7$ ? Най-простият отговор на този въпрос читателят може да даде сам, като си припомни, че прилагането на ПОВ в един какъвто и да е усилвател води до увеличаване на неговия коефициент на усилване. В случая ПОВ увеличава коефициента на предаване  $T_{ол}$  на филтъра за средната честота, който е еднозначно свързан с  $Q$  чрез зависимостта  $T_{ол} = 2Q^2$ . Следователно прилагането на ПОВ води до увеличение и на качествения фактор на схемата. Действително при честоти, много по-ниски от средната честота  $f_0$ , изходното напрежение на филтъра е много малко поради действието на честотозависимата ООВ. Това означава, че по веригата за ПОВ на неинвертиращия вход на  $OУ$  също се подава много малко напрежение и обратната връзка практически не оказва влияние върху

параметрите на филтъра. С увеличаване на честотата на входното напрежение започва да расте изходното напрежение на филтъра и напрежението на неинвертиращия вход на ОУ. Над определена честота влиянието на ПОВ вече не е пренебрежимо малко и



Фиг. 5.8. Подобряване на избирателните свойства на теснолентов филтър чрез въвеждане на положителна ОВ: крива 1 — АЧХ без положителна ОВ; крива 2 — АЧХ с положителна ОВ

коefficientът на предаване на филтъра става по-голям, отколкото без ПОВ. Това е отразено на фиг. 5.8, където крива 1 е АЧХ на филтър без ПОВ, а крива 2 — с прилагане на ПОВ. При по-нататъшно увеличаване на честотата нарастването на изходното напрежение на филтъра, а съответно и на неговия коефициент на предаване, става по-бързо отколкото при липса на ПОВ. Това означава, че стръмността на АЧХ в лентата на не-пропускане на филтъра с ПОВ е по-голяма отколкото без ПОВ, т. е. въвеждането на ПОВ подобрява избирателните свойства на филтъра. При честоти над  $f_0$  под действие на честотнозависимата ООВ изходното напрежение на филтъра намалява, понижава се и напрежението от веригата за ПОВ, в резултат на което нейното действие отслабва. Това означава, че намаляването на коефициента на предаване на филтъра при увеличаване на честотата ще става по-бързо, отколкото без ПОВ. С други думи, стръмността на АЧХ в лентата на пропускане над честота  $f_0$  също е по-голяма, отколкото при филтрите без ПОВ. От фиг. 5.8 се вижда, че АЧХ при наличие на ПОВ е по-остра, т. е. пропусканата от филтъра лента е по-тясна, което означава, че качественият фактор се е увеличил. Като обобщение може да се каже, че въвеждането на честотнозависима ПОВ увеличава качествения фактор и коефициента на предаване на филтъра за средната честота.

Средната честота  $f_0$  на схемата от фиг. 5.7 а може да бъде между 10 Hz и 20 kHz и се получава чрез изчисляване на капацитетите на  $C_3$  и  $C_4$  по формулата

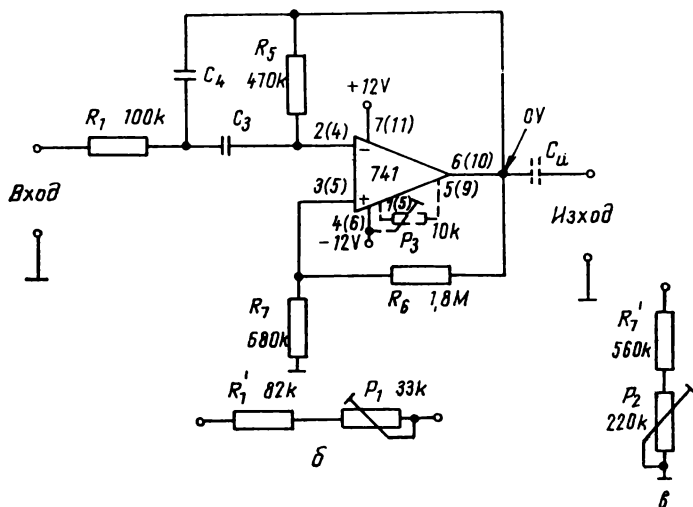
$$C_3 = C_4 = \frac{9,87}{f_0 [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (5.9)$$

Стръмността в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  (вж. фиг. 5.1) и в първата октава над горната гранична честота  $f_{c2}$  е 21 dB/oct. Качественият фактор на филтъра е равен на 10,

т. е. лентата на пропускане е 10 пъти по-малка от средната честота  $f_0$ .

Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота има типична стойност 35, но зависи силно от толерансите на всички елементи на схемата (без елементите във веригата за честотни корекции на  $OY$ ). Поради това се препоръчва използваните елементи да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 10\%$ . Изпълнението на това изискване осигурява отклонения от зададените стойности на качествения фактор  $Q$  и средната честота  $f_0$  до 3—40%, което в повечето случаи е напълно допустимо. При необходимост от точно получаване на  $f_0$  резисторът  $R_1$  може да се замени със схемата от фиг. 4.18 б, като  $R'_1$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . За улеснение на настройката се препоръчва  $P_1$  да бъде многооборотен тример-потенциометър, например тип СП5-2. От друга страна, качественият фактор зависи силно от производствените толеранси на резисторите  $R_6$  и  $R_7$ . Поради това в редица случаи се оказва полезно резисторът  $R_7$  да се замени със схемата от фиг. 4.18 в, което дава възможност за настройка на качествения фактор. Резисторът  $R'_7$  трябва да бъде тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . За осигуряване на по-лесна настройка също се препоръчва  $P_2$  да бъде многооборотен тример-потенциометър. Настройката на  $f_0$  и  $Q$  се извършва едновременно по схемата от фиг. 5.5. От тонгенератора  $TG$  се подава синусоидално напрежение с ефективна стойност 50 mV и честота, равна на желаната средна честота на филтъра  $f_0$ . Тази честота се измерва с честотомера  $ЧМ$ . Чрез движение на плъзгача на  $P_1$  се постига максимално показание на променливотоковия електронен волтметър  $EB$ , което означава, че средната честота на филтъра е настроена точно. След това се увеличава честотата на  $TG$ , докато изходното напрежение намалее на 0,7 от отчетената максимална стойност — това е горната гранична честота  $f_{c2}$ . Намалява се честотата под  $f_0$ , докато изходното напрежение отново стане равно на 0,7 от максималното, което отговаря на долната гранична честота  $f_{c1}$ . Изчислява се качественият фактор по (5.1) и ако неговата стойност не е равна на 10, се извършва настройка чрез  $P_2$ . При качествения фактор под 10 плъзгачът на  $P_2$  се завърта надясно, а при  $Q$  над 10 — наляво. Тези посоки са за случая, когато плъзгачът на  $P_2$  е свързан с този извод на тример-потенциометъра, при който съпротивлението на  $P_2$  става равно на 0 при максимално ляво положение. Отново се измерва  $Q$  и настройката се повтаря до получаване на  $Q=10$ . Трябва да се има предвид, че настройката на  $Q$  влияе слабо върху  $f_0$ , но независимо от това след получаване на  $Q=10$  може да се донастрои  $f_0$  чрез  $P_1$ .

Входното напрежение на филтъра може да бъде между 3 и 120 mV. При напрежение под 3 mV забележимо влияние оказват шумовете, а над 120 mV се появяват нелинейни изкривявания в лентата на пропускане. За да се избегне влиянието на изходното



Фиг. 5.9. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 10, и средна честота до 1,5 kHz:

*a* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на средната честота; *в* — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на качественния фактор

съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра върху неговите параметри, необходимо е  $R_T$  да бъде не по-голямо от 100  $\Omega$ . Входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

За осигуряване на добра стабилност на филтъра желателно е кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  да бъдат стирофлексни. Когато стъпалото след филтъра има на входа си постоянно напрежение, необходимо е да се постави прехвърлящият кондензатор  $C_{ш}$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 5.7 *a*. Капацитетът му се изчислява по (5.7) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

За реализирането на теснолентови филтри със средна честота под 10 Hz може да се използва схемата от фиг. 5.9 *a*. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Действието на схемата като

теснолентов филтър и предназначението на отделните елементи са същите както при филтъра от фиг. 5.7 *a*. Трябва само да се има предвид, че поради по-високоомните резистори влиянието на остатъчният входен ток на *OY* е значително и затова постоянното изходно напрежение може да достигне до  $\pm 0,25$  V. Нулирането на това напрежение може да се извърши чрез прибавяне на тример-потенциометъра  $P_3$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 5.9 *a*. Този потенциометър не влияе върху работата на схемата като филтър. Качественият фактор и стръмността на АЧХ в лентата на непропускане са същите както при филтъра от фиг. 5.7 *a*.

Средната честота  $f_0$  е между 0,7 Hz и 1,5 kHz. Желаната стойност в този обхват може да се получи чрез изчисляване на капацитетите на кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  по формулата

$$C_3 = C_4 = \frac{734}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.10)$$

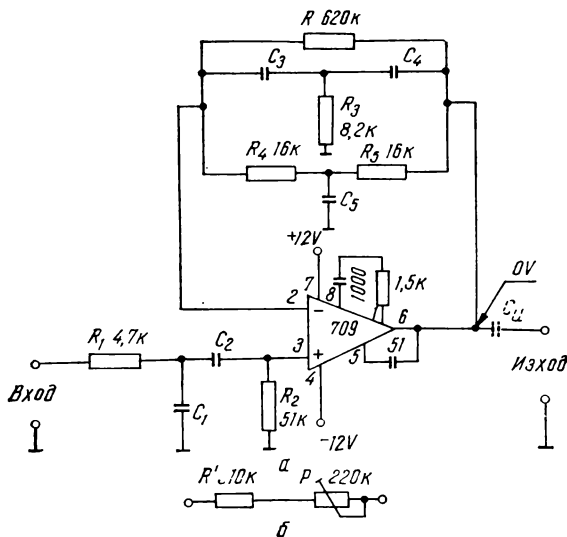
Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота има типична стойност 29. Тъй като този коефициент, както и качественият фактор, зависи силно от производствените толеранси на всички елементи в схемата с изключение на тези във веригите на честотни корекции, необходимо е толерансите на елементите да бъдат не по-големи от  $\pm 1\%$ . Независимо от това в някои случаи е желателно да се извърши донастройка на  $f_0$  и  $Q$ . За целта резисторът  $R_1$  се заменя със схемата от фиг. 5.9 *b*, а резисторът  $R_7$  — със схемата от фиг. 5.9 *в*. При това двата резистора са с толеранс  $\pm 5\%$  (тип МЛТ). Настройката на  $f_0$  се извършва чрез  $P_1$ , а на  $Q$  — чрез  $P_2$ . Използува се схемата от фиг. 5.5 и методиката, описана при филтъра от фиг. 5.7 *a*.

Входното напрежение на филтъра трябва да бъде в границите между 3 и 150 mV. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 2k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра — не по-малко от 200  $\Omega$ . За да се осигури добра стабилност на параметрите на филтъра, необходимо е кондензаторите  $C_3$  и  $C_4$  да бъдат стирофлексни.

В случаите, когато е необходимо постоянноково разделяне на филтъра от следващото стъпало, се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{11}$ . Неговият капацитет се изчислява по (5.7) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. За да не се получи недопустимо голям капацитет на този кондензатор при средна честота на филтъра под няколко херца е необходимо входното съпротивление  $R_r$  на следващото стъпало да бъде над 5 k $\Omega$ .

## 5.2. ФИЛТРИ СЪС СРЕДЕН КАЧЕСТВЕН ФАКТОР И ЕДИН ОУ

В тази точка са разгледани 2 схеми на теснолентови филтри с  $Q=20$  и коефициент на предаване за средната честота  $T_{ол}=68$ . Постигането на значителни стойности на  $Q$  и  $T_{ол}$  само с един ОУ се обуславя от използването на двата входа на ОУ — част от

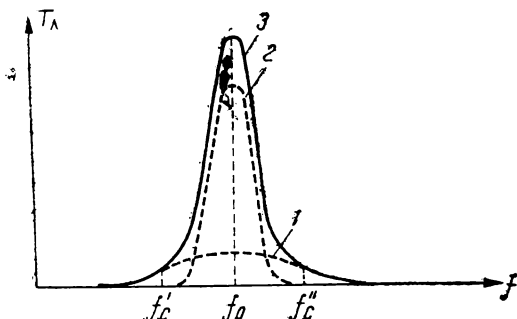


Фиг. 5.10. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 20, и средна честота до 20 kHz  
*a* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора  $R$  с цел настройка на качествения фактор

пасивните елементи, определящи работата на схемата като филтър, са свързани към единия вход на ОУ, а другата част — към другия вход. В резултат на това се намалява взаимното влияние между елементите и могат да се получат значителни стойности на  $Q$  и  $T_{ол}$  с достатъчно добра стабилност.

На фиг. 5.10 *a* е показана принципната схема на теснолентов филтър със средна честота  $f_0$  между 20 Hz и 20 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Стабилността на постояннотоковия режим на схемата се осигурява от постояннотоковата ООВ през резисторите  $R_4$  и  $R_6$  и от галваничната връзка на неинвертиращия вход с маса през резистора  $R_2$ . Внимателното разглеждане на веригата за ООВ показва, че паралелно на

$R_4$  и  $R_5$  е свързан резисторът  $R$ , но неговото съпротивление е много по-голямо от  $R_4 + R_5$ , поради което може да не се взема предвид. Освен това се вижда, че сумарното съпротивление към инвертиращия вход е около 30 k $\Omega$ , докато съпротивлението към



Фиг. 5.11. Получаване на АЧХ на теснолентовия филтър от фиг. 5.10:

крива 1 — АЧХ на пасивния филтър  $R_1 - R_2 - C_1 - C_2$ ;  
крива 2 — АЧХ при наличие само на веригата за отрипателна ОВ; крива 3 — обща АЧХ на филтъра

неинвертиращия вход е 51 k $\Omega$ . Следователно условието за избягване на влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение не е изпълнено и такова влияние ще има, но то, заедно с влиянието на остатъчния входен ток, предизвиква отклонение на изходното напрежение от нулевата му стойност с не повече от  $\pm 30$  mV, което почти винаги може да се пренебрегне.

Свойствата на схемата като теснолентов филтър се определят едновременно от  $RC$ -групата  $R_1 - C_1 - C_2 - R_2$  и от честотно-зависимата ООВ от изхода на ОУ към инвертиращия вход.  $R_1$  и  $C_1$  образуват пасивен  $\Gamma$ -образен НЧФ, който пропуска сигнали от 0 до  $f'_c = 1/(2\pi R_1 C_1)$  (вж. т. 1.3). Следващата група  $C_2 - R_2$  е  $\Gamma$ -образен пасивен ВЧФ, пропускащ сигнали от своята гранична честота  $f''_c = 1/(2\pi R_2 C_2)$  до безкрайност. Тъй като кондензаторите на двата кондензатора са еднакви, а съпротивлението на  $R_2$  е значително по-голямо от съпротивлението на  $R_1$ , граничната честота на НЧФ е значително по-голяма от граничната честота на ВЧФ. В резултат на това елементите  $R_1 - C_1 - C_2 - R_2$  образуват ЛФ с долна гранична честота, приблизително равна на  $f'_c$  и горна гранична честота, приблизително равна на  $f''_c$  (вж. крива 1 от фиг. 5.11). Приблизителните равенства се дължат



на взаимното влияние между НЧФ и ВЧФ. Елементите  $R_3, R_4, R_5, C_3, C_4$  и  $C_5$  във веригата на ООВ на ОУ образуват двоен Т-мост (вж. фиг. 1.9). Неговата АЧХ е много остра (лентата на пропускане е тясна) и при точни стойности на елементите коефициентът на предаване за честотата  $f_\infty$  на моста става равен на 0. Това означава, че при тази честота няма ООВ и коефициентът на предаване на филтъра е максимален. Следователно честотата  $f_\infty$  в същност представлява средната честота на филтъра  $f_0$ . На практика обаче максималният коефициент на предаване се оказва много голям (обикновено над 10 000), поради което стабилността на схемата е много ниска и почти винаги се получава самовъзбуждане. Поради това двойният Т-мост е шунтиран с резистора  $R$ , в резултат на което лентата му на пропускане се разширява и коефициентът му на предаване при честота  $f_\infty$  вече не е 0. Следователно при  $f_0$  се запазва ООВ с определена минимална дълбочина, което осигурява стабилна работа на филтъра. Ако съществуваше само веригата за ООВ, АЧХ на филтъра би имала вида на крива 2 от фиг. 5.11. Реалната АЧХ се дава с крива 3, която представлява сума от крива 1 и крива 2, тъй като коефициентът на предаване е нанесен по вертикалната ос в децибели. Както се вижда от фиг. 5.11, средната честота на двойния Т-мост се избира приблизително равна на средната честота на пасивния лентов филтър, свързан към неинвертиращия вход. Освен това стръмността на АЧХ на теснолентовия филтър в лентата на непрпускане е практически равна на стръмността на двойния Т-мост и тъй като тя зависи силно от съпротивлението на  $R$ , възможно е да се осъществи настройка на  $Q$  на теснолентовия филтър чрез изменението на  $R$ .

За да се получи дадена  $f_0$ , капацитетите на кондензаторите  $C_1—C_5$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \frac{10,2}{f_0[\text{kHz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_5 = 2C_1 \quad (5.11)$$

Стръмността на АЧХ в първата октава под долната гранична честота и в първата октава над горната гранична честота е 26,5 dB/oct

Коефициентът на предаване на филтъра за средната честота е свързан еднозначно с качествения фактор и има типична стойност 68. Поради еднозначната зависимост всички нежелани изменения на  $Q$  водят до съответни промени и в коефициента на предаване. Поради това е необходимо елементите на двойния Т-мост да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Независимо от това в редица практически случаи се налага да се извършва донастройка на  $Q$  и коефициента на предаване. За цел-

та резисторът  $R$  се замества със схемата от фиг. 5.10 б, в която  $R'$  е резистор тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . Самата настройка се извършва, като филтърът се свърже по схемата от фиг. 5.5 и от тонгенератора  $TG$  се подаде синусоидално напрежение с ефективна стойност  $30\text{ mV}$ . Най-напред се изменя честотата на това напрежение, докато се получи максимално показание на променливотоковия електронен волтметър  $EB$ . Същевременно показанието на честотомера  $ЧМ$  дава действителната стойност на средната честота  $f_0$  на филтъра. След това чрез движение на плъзгача на  $P$  се постига показание на  $EB$   $2,04\text{ V}$ , което означава, че едновременно е извършена настройка на  $Q=20$  и на коефициент на предаване за средната честота, равен на 68.

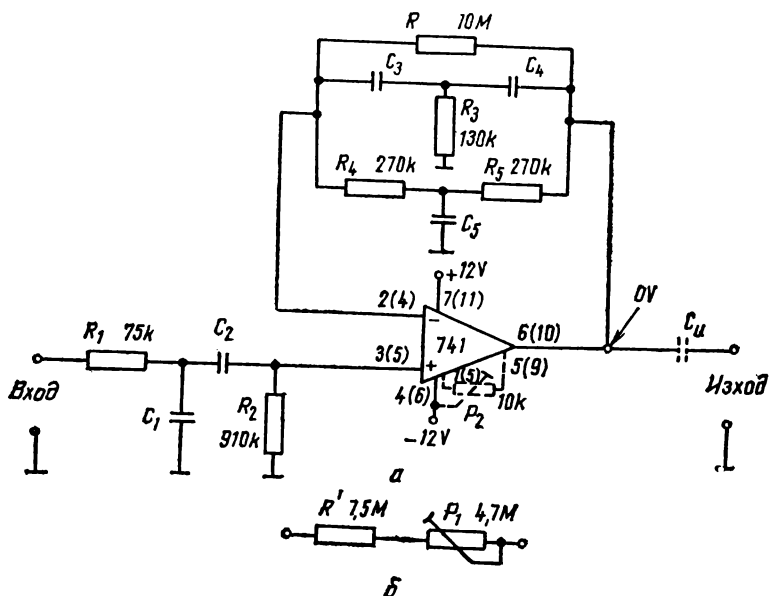
Минималното входно напрежение на филтъра е  $3\text{ mV}$ , а максималното —  $60\text{ mV}$ . Границите на допустимите входни напрежения са твърде тесни поради големия коефициент на предаване за средната честота. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра трябва да бъде не по-голямо от  $1\text{ k}\Omega$ , а входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра — да не бъде по-малко от  $200\ \Omega$ .

Средната честота  $f_0$  зависи от стойностите на всички елементи без тези във веригите за честотни корекции на ОУ и без резистора  $R$ . Тъй като филтърът има твърде тясна левта на пропускане, дори малки отклонения на реално получената средна честота от желаната ще водят до значително намаление на изходното напрежение на филтъра. Това още веднъж показва, че е необходимо елементите на двойния Т-мост (без  $R$ ) да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Входния пасивен ЛФ, състоящ се от  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$  и  $C_2$ , оказва по-слабо влияние върху  $f_0$ , поради което за неговите елементи се допускат производствени толеранси до  $+5\%$ .

При необходимост от постояннотоково разделяне на филтъра от следващото стъпало се поставя прехвърлящият кондензатор  $C_{и}$ , показан на фиг. 5.10 а с прекъснатата линия. Неговият капацитет се изчислява по (5.7) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност.

Редица случаи от практиката изискват реализирането на теснолентови филтри със средна честота под  $20\text{ Hz}$ . Една подходяща схема е показана на фиг. 5.12 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Филтърът позволява получаването на средна честота до  $1,2\text{ Hz}$ . Структурата на схемата и осигуряването на постояннотоковия ѝ режим са същите, както при филтъра от фиг. 5.10 а. В случая обаче по-високоомните резистори обуславят по-силно

влияние на поляризиращия и остатъчни входен ток на *OU* върху постоянното му изходно напрежение, което може да достигне до  $\pm 1$  V. При необходимост от неговото нулиране се прибавя тримерпотенциометърът  $P_2$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 5.12 *a*.



Фиг. 5.12. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 20, и средна честота до 1,2 kHz:  
*a* — основна схема; *b* — схема за замяна на резистора  $R$  с цел настройка на качественния фактор

Този потенциометър не оказва влияние върху работата на схемата като филтър.

Действието на филтъра е също както на схемата от фиг. 5.10 *a*. Същите стойности имат и качественият фактор и стръмността на АЧХ в лентата на непропускане. Средната честота на филтъра може да бъде между 1,2 Hz и 1,2 kHz. При дадена  $f_0$  капацитетите на кондензаторите  $C_1$ — $C_5$  се изчисляват по формулите

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \frac{612}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF} \text{ и } C_5 = 2 C_1. \quad (5.12)$$

Коефициентът на предаване при средната честота  $f_0$  има типична стойност 68 и зависи от същите елементи, както при филтъра от фиг. 5.10 *a*. И тук е възможна настройка на  $Q$  и на кое-

фициента на предаване за средната честота чрез заместване на резистора  $R$  със схемата от фиг. 5.12 б, в която  $R'$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . Чрез движение на плъзгача на  $P_1$  се извършва едновременно настройка на  $Q$  и на коефициента на предаване при средна честота по методиката, описана към фиг. 5.10 а.

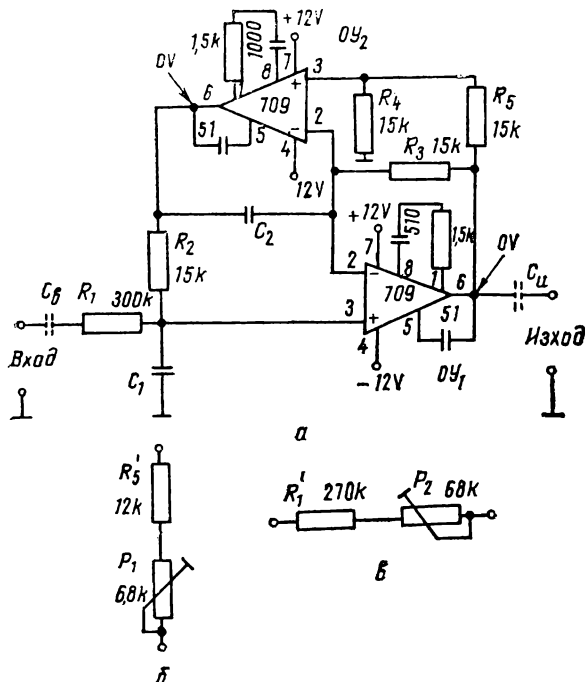
Входното напрежение на филтъра трябва да бъде между 3 и 60 mV, но поради твърде високоомните резистори опасността от проникване на външни смущения е по-голяма. Затова при входни напрежение под 10 mV се препоръчва екраниране на филтъра и разполагането му далеч от мрежовия трансформатор или други източници на електромагнитни полета. За правилната работа на филтъра е необходимо изходното съпротивление  $R_T$  на предишното стъпало да бъде не по-голямо от 15 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало — не по-малко 200  $\Omega$ .

Средната честота  $f_0$  зависи силно от елементите на двойния Т-мост (без  $R$ ), поради което към тези елементи и към пасивния ЛФ на неинвертиращият вход на ОУ се поставят същите изисквания, както при филтъра от фиг. 5.10 а. Капацитетът на прехвърляния кондензатор  $C_{II}$  се изчислява по (5.7) и се закръглява на следващата по-голяма стандартна стойност. Полезно е да се припомни, че за да не се получи недопустимо голям капацитет при  $f_0$  под 10 Hz, необходимо е при такива честоти входното съпротивление на следващото стъпало да бъде над 10 k $\Omega$ .

### 5.3. ФИЛТРИ СЪС СРЕДЕН КАЧЕСТВЕН ФАКТОР И ДВА ОУ

В тази точка са описани 6 схеми на теснолентови филтри с качествен фактор 20 или 50, даващи възможност за получаването на средна честота  $f_0$  между 0,4 Hz и 20 kHz и коефициент на предаване  $T_{ол}$  за средната честота 1,4, 2,4 или 10. Трябва да се отбележи, че качествен фактор, равен на 50, може да се реализира и чрез увеличаване на съпротивлението на резистора  $R$  в схемите от фиг. 5.10 а и 5.12 а. Това обаче налага много строги изисквания към точността и стабилността на елементите на двойния Т-мост. Същевременно коефициентът на предаване  $T_{ол}$  би нарастнал до 170, което е свързано с намаляване на стабилността на филтъра и не винаги е необходимо. Не трябва да се пренебрегва и фактът, че при  $f_0$  под 20 Hz резисторът  $R$  от фиг. 5.12 а трябва да има съпротивление над 20 M $\Omega$ , което е допълнително неудобство. И не на последно място в практиката често се налага използването на теснолентови филтри с качествен фактор именно между 20 и 50 и с не големи стойности на  $T_{ол}$ .

На фиг. 5.13 *а* е показана принципната схема на филтър със средна честота между 10 Hz и 20 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ. По своята същност схемата представлява неинвертиращ усилвател, реализиран с ОУ<sub>1</sub>.



Фиг. 5.13. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 20, коефициент на предаване за средна честота 1,4 и средна честота до 20 kHz;

*а* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора R<sub>5</sub> с цел настройка на средната честота; *в* — схема за замяна на резистора R<sub>1</sub> с цел настройка на качественния фактор

Входният сигнал се подава на неинвертиращият вход на ОУ<sub>1</sub> през пасивния НЧФ R<sub>1</sub>—C<sub>1</sub>. Самият ОУ е обхванат от две ООВ—пасивна чрез резистора R<sub>3</sub> и активна, образувана от ОУ<sub>2</sub>, резисторите R<sub>2</sub>, R<sub>4</sub> и R<sub>6</sub>, и кондензатора C<sub>2</sub>. При достатъчно ниски честоти капацитивните съпротивления на кондензаторите C<sub>1</sub> и C<sub>2</sub> са много по-големи от съпротивленията на R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub>, поради което кондензаторите не оказват никакво влияние върху работата на схемата. Получава се толкова дълбока ООВ на ОУ<sub>1</sub>, че коефици-

циентът на предаване на филтъра практически е равен на 0. Кондензаторът  $C_2$  представлява част от веригата на ООВ на  $OY_2$ . С увеличаване на честотата капацитивното му съпротивление намалява и дълбочината на ООВ расте, което е предпоставка за намаляване на коефициента на предаване на веригата за активна ООВ на  $OY_1$ . Същевременно намалява и капацитивното съпротивление на  $C_1$ , като амплитудата на сигнала, постъпващ на неинвертиращия вход на  $OY_1$ , се понижава. Следователно с увеличаване на честотата кондензаторът  $C_1$  се стреми да намали коефициента на предаване на филтъра, а  $C_2$  — да го увеличи. В областта на ниските честоти преобладава влиянието на  $C_2$  и коефициентът на предаване  $T_n$  расте с увеличаване на честотата. След определена честота влиянието на  $C_1$  става по-силно и  $T_n$  намалява. При достатъчно високи честоти капацитивното съпротивление на  $C_1$  става много по-малко от  $R_1$  и може да се счита, че  $C_1$  шунтира неинвертиращия вход на  $OY_1$ . Следователно практически на този вход не постъпва никакъв сигнал и изходното напрежение на филтъра е равно на 0. Очевидно е, че има определена честота  $f_0$ , при която коефициентът на предаване на филтъра е максимален (вж. фиг. 5.1).

За да се реализира дадена стойност на  $f_0$ , капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{10,6}{f_0 [\text{kHz}]} \cdot \text{nF}. \quad (5.13)$$

Качественият фактор на филтъра е равен на 20, т. е. широчината  $\Delta f$  на лентата на пропускане (вж. фиг. 5.1) е 20 пъти по-малка от средната честота  $f_0$ . Стръмността в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична честота  $f_{c2}$  е не по-малка от 27 dB/oct.

Коефициентът на предаване за средната честота има типична стойност 1,4. Входното напрежение трябва да бъде между 3 mV и 2,5 V. При напрежения под 3 mV се проявява забележимо влияние на шумовете, а над 2,5 V и честоти над 5 kHz се наблюдава самовъзбуждане под действие на входния сигнал. Постоянното изходно напрежение на филтъра обикновено е не по-голямо от  $\pm 40$  mV. За да няма влияние на вътрешното съпротивление  $R_T$  на източника на входен сигнал върху параметрите на филтъра,  $R_T$  трябва да бъде под 3 k $\Omega$ . Съпротивлението на товара  $R_T$  в изхода не трябва да бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Средната честота  $f_0$  на филтъра зависи от стойностите на резисторите  $R_2$ — $R_5$  и кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ . За достатъчно точно получаване на  $f_0$  тези елементи трябва да имат производствени

толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . При това кондензаторите трябва да бъдат стирофлексни. За улесняване на реализацията на филтъра е възможно резисторите да бъдат тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ . При това за точно получаване на зададената  $f_0$  резисторът  $R_5$  се замества със схемата от фиг. 5.13 б. Чрез многооборотния тример-потенциометър  $P_1$  се постига желаната  $f_0$  при свързване на филтъра по схемата от фиг. 5.5. От  $TG$  се подава напрежение с ефективна стойност  $0,5\text{ V}$  и честота, равна на зададената  $f_0$ . Електронният волтметър  $EB$  се поставя на обхват  $1\text{ V}$  и чрез  $P_1$  се постига максимално изходно напрежение. Важно е да се отбележи, че в процеса на настройка останалите параметри на филтъра не се променят.

Стойността на качествения фактор  $Q$  зависи от съпротивленията на  $R_1$ — $R_4$  и капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . Обикновено отклонения на  $Q$  до  $\pm 15\%$  не пречат на работата на филтъра и затова при използването на резистори тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$  и кондензатори с толеранс  $\pm 1\%$  не е необходима настройка на  $Q$ . В случаите, когато трябва да се получи точно зададената стойност на  $Q$ , се използват резистори с толеранс, не по-голям от  $\pm 1\%$  или  $R_1$  се замества със схемата от фиг. 5.13 в. В последния случай чрез  $P_2$  се извършва настройка на  $Q$ , като филтърът отново се свързва по схемата от фиг. 5.5. При същото входно напрежение, както за настройка на  $f_0$ , се измерват двете гранични честоти (вж. фиг. 5.1) и по формула (5.1) се изчислява стойността на  $Q$ . Когато тя е по-голяма от зададената, плъзгачът на  $P_2$  се премества наляво, а когато е по-малка — надясно. Отново се измерва  $Q$  и чрез няколко последователни приближения се достига до желаната му стойност. В процеса на тази настройка останалите параметри на филтъра не се променят.

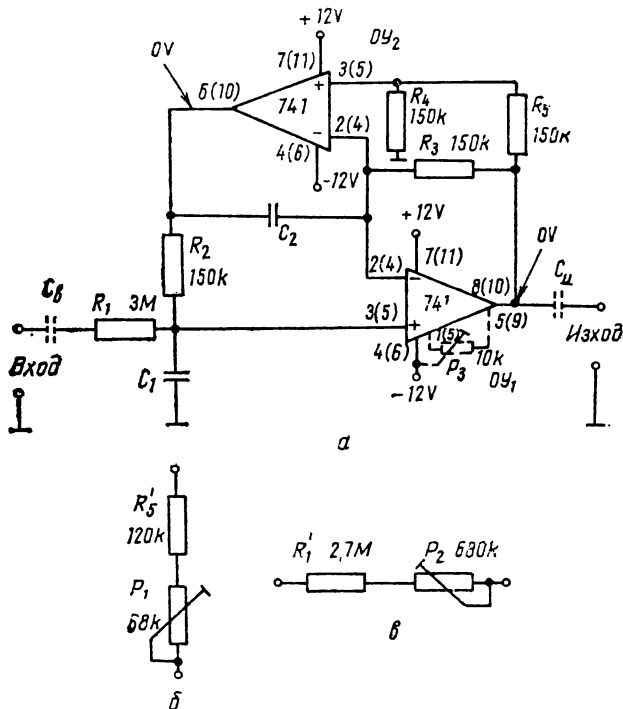
При наличие на постоянни напрежения в изхода на стъпалото пред филтъра и на входа на следващото стъпало е необходимо да се прибавят кондензаторите, показани с прекъснатата линия на фиг. 5.13 а. За да не оказват те влияние върху параметрите на филтъра, капацитетите им се изчисляват по формулите

$$C_B = \frac{10}{f_0 [\text{Hz}]} \cdot \mu\text{F} \quad \text{и} \quad C_H = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]} \cdot \mu\text{F} \quad (5.14)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. За да не се получават недопустимо големи капацитети на  $C_H$  при  $f_0$  под  $50\text{ Hz}$ , трябва  $R_T$  да бъде над  $2\text{ k}\Omega$ . Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захранващи токоизточника има типична стойност  $4,5\text{ mA}$ .

За реализация на средна честота  $f_0$  под  $10\text{ Hz}$  се препоръчва

схемата от фиг. 5.14 а. Дадена е номерацията на изводите на ОУ за кръгъл корпус, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Действието на схемата като теснолентов филтър е същото, както при фиг. 5.13 а. Средната честота  $f_0$  може да бъде в граници-



Фиг. 5.14. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 20, коефициент на предаване за средната честота 1,4 и средна честота до 2 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на средна честота; в — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на качествения фактор

те от 1 Hz до 2 kHz. Зададена нейна стойност се получава чрез изчисляване на капацитетите на двата кондензатора по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{1060}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.15)$$

Качественият фактор  $Q$ , стръмността в първата октава от двете страни на  $f_0$  и коефициентът на предаване  $T_{\text{ол}}$  за средната често-



та са същите, както при филтъра от фиг. 5.13 *a*. По-високоомните резистори обуславят по-голямо влияние на външните шумове върху работата на филтъра. Поради това се препоръчва подаването на входни напрежения между 10 mV и 3 V. Постоянното изходно напрежение на филтъра обикновено е не по-голямо от  $\pm 100$  mV. При нужда от неговото нулиране към  $OY_1$  може да се прибави тример-потенциометърът  $P_3$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 5.14 *a*. Той не влияе върху параметрите на филтъра. Вътрешното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 30 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на следващото стъпало — по-малко от 200  $\Omega$ .

Средната честота на филтъра зависи от същите елементи, както при схемата от фиг. 5.13 *a*. За достатъчно точното получаване на  $f_0$  се изисква производствените толеранси на тези елементи да бъдат не по-големи от  $\pm 1\%$ , а кондензаторите да бъдат стирофлексни. За улеснение на реализацията на филтъра е възможно честотноопределящите резистори да бъдат тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ , а за точното получаване на  $f_0$  резисторът  $R_5$  да се замести със схемата от фиг. 5.14 *b*. Настройката на  $f_0$  се постига чрез свързване на филтъра по схемата от фиг. 5.5 и използване на същата методика, както при схемата от фиг. 5.13 *a*.

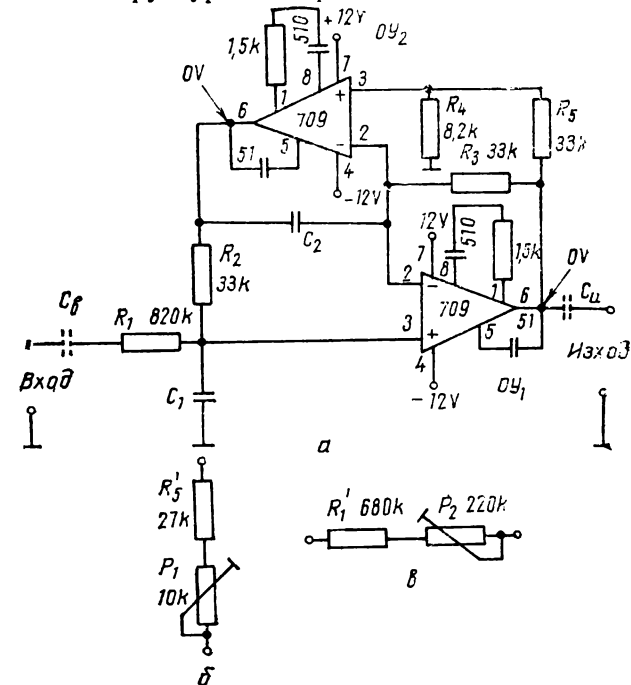
Стойността на качествения фактор  $Q$  зависи от съпротивленията на  $R_1$ — $R_4$  и капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . При използване на резистори тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$  обикновено отклонението на  $Q$  от стойността 20 е не по-голямо от  $\pm 15\%$ , което най-често не пречи на работата на филтъра. Когато все пак е необходимо точно получаване на  $Q=20$ , резисторът  $R_1$  се заменя със схемата от фиг. 5.14 *b* и  $Q$  се настройва чрез тример-потенциометъра  $P_2$ . Самата настройка се извършва както при филтъра от фиг. 5.13 *a*, като се използва схемата от фиг. 5.5.

За избягване на подаването на постоянни напрежения на филтъра от стъпалата преди и след него се прибавят кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ , показани с прекъснатата линия на фиг. 5.14 *a*. Техните капацитети се изчисляват по формулите

$$C_B = \frac{1}{f_0 [\text{Hz}]}, \mu\text{F} \quad \text{и} \quad C_H = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F} \quad (5.16)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. При  $f_0$  под 50 Hz се препоръчва  $R_T$  да не бъде по-малко от 2 k $\Omega$ , за да не се получи недопустимо голям капацитет на  $C_H$ . Постояннотокова консумация на филтъра от всеки от двата захранващи токоизточника има типична стойност 3 mA.

На фиг. 5.15а е показана практическата схема на теснолентов филтър със средна честота между 10 Hz и 5 kHz и качествен фактор  $Q=50$ . Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ. Структурата и принципът на действие на схемата



Фиг. 5.15. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 50, коефициент на предаване за средна честота 2,4 и средна честота до 5 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на средната честота; в — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на качественния фактор

са същите както при филтъра от фиг. 5.13а. За реализиране на зададена стойност на средната честота  $f_0$  кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{9646}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.17)$$

При качествен фактор, равен на 50, широчината  $\Delta f$  на лентата на пропускане е 50 пъти по-малка от  $f_0$ . Стръмността в първата октава под долната гранична честота  $f_{c1}$  и над горната гранична

честота  $f_{c2}$  има типична стойност 35 dB/oct. Коефициентът на предаване  $T_{ол}$  за средната честота има типична стойност 2,4. Допустимите стойности на входното напрежение са между 5 mV и 1 V. При напрежение под 5 mV се проявява забележимо влиянието на шумовете, а над 1 V се променя АЧХ. Постоянното изходно напрежение обикновено е не по-голямо от  $\pm 60$  mV. За да няма влияние на вътрешното съпротивление  $R_r$  на източника на входен сигнал върху параметрите на филтъра, трябва  $R_r$  да бъде под 8 k $\Omega$ . Съпротивлението на товара  $R_T$  в изхода трябва да бъде по-голямо от 200  $\Omega$ .

Средната честота  $f_0$  зависи от стойностите на резисторите  $R_2$ — $R_5$  и кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ . За точното ѝ получаване тези елементи трябва да имат производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Кондензаторите задължително трябва да бъдат стирофлексни. Възможно е вместо точни резистори да се използват тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ , а за точното получаване на  $f_0$  резисторът  $R_5$  да се замени със схемата от фиг. 5.15 б. Настройката се извършва, като филтърът се свърже по схемата от фиг. 5.5, от ТГ се подаде напрежение с ефективна стойност 0,3 V и честота, равна на зададената  $f_0$ . Електронният волтметър  $EB$  се поставя на обхват 1V и чрез многооборотния тример-потенциометър  $P_1$  се постига максимално изходно напрежение. Тази настройка не предизвиква промяна на останалите параметри на филтъра в недопустими граници.

Стойността на  $Q$  зависи от съпротивленията на  $R_1$ — $R_4$  и от капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$ . При използване за  $C_1$  и  $C_2$  на кондензатори с производствен толеранс  $\pm 1\%$  и на резистори с толеранс  $\pm 5\%$  се наблюдават различия между зададената и реално получената стойност на  $Q$ , не по-големи от  $\pm 15\%$ . Когато за дадено приложение това е недопустимо, резисторите трябва да бъдат с толеранс  $\pm 1\%$  или  $P_1$  да се замени със схемата от фиг. 5.15 в. В последния случай чрез  $P_2$  се извършва настройка на  $Q$ , като филтърът отново се свърже по схемата от фиг. 5.5 и се използва методиката, описана при схемата от фиг. 5.13 а.

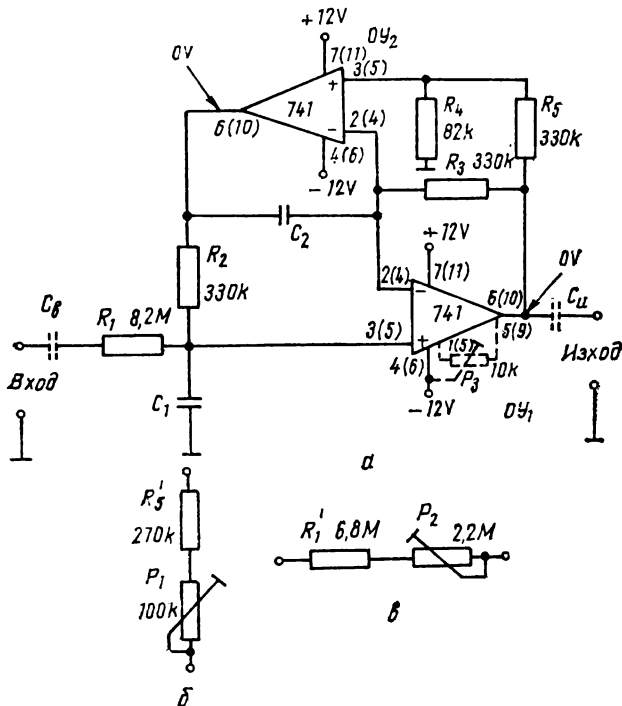
При наличие на постоянни напрежения в изхода на стъпалото пред филтъра и на входа на следващото стъпало се прибавят кондензаторите, отбелязани с прекъсната линия на фиг. 5.15 а. Техните капацитети се изчисляват по формулите

$$C_B = \frac{3,7}{f_0 [\text{Hz}]} \cdot \mu\text{F} \quad \text{и} \quad C_H = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]} \cdot \mu\text{F} \quad (5.18)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. При  $f_0$  под 50 Hz трябва  $R_T$  да бъде над 2 k $\Omega$ , за да не се полу-

чи недопустимо голям капацитет на  $C_{\text{и}}$ . Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захранващи източника има типична стойност 4,5 mA.

За реализация на теснолентови филтри със средна честота меж-



Фиг. 5.16. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 50, коефициент на предаване за средната честота 2,4 и средна честота до 300 Hz:

*a* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора  $R_5$  с цел настройка на средната честота; *в* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на качественния фактор

ду 1 и 300 Hz и качествен фактор  $Q=50$  може да се използва схемата от фиг. 5.16 *a*. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Структурата и принципът на действие на филтъра са същите, както при схемата от фиг. 5.13 *a*. Получаването на зададена средна честота  $f_0$  става чрез изчисляване на капацитетите на двата кондензатора по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{964,6}{f_0 [\text{Hz}]} \cdot \text{nF}. \quad (5.19)$$

Параметрите на филтъра са същите, както при схемата от фиг. 5.15 *a*, с изключение на минималното входно напрежение, чиято стойност е 30 mV. Възможна е работа с входни напрежения до 5 mV чрез подходящо екраниране на филтъра. Постоянното изходно напрежение може да достигне до  $\pm 200$  mV. При нужда от неговото нулиране се прибавя тример-потенциометърът  $P_3$  (показан с прекъснатата линия на фиг. 5.16 *a*), който не влияе върху работата на схемата като филтър. Изискванията към честотноопределящите елементи и настройката на  $f_0$  и  $Q$  са същите, както при филтъра от фиг. 5.15 *a*. Показаните с прекъснатата линия кондензатори  $C_v$  и  $C_{ii}$  се поставят, когато от стъпалата пред и след филтъра се подават постоянни напрежения. Капацитетите на тези кондензатори се изчисляват по формулите

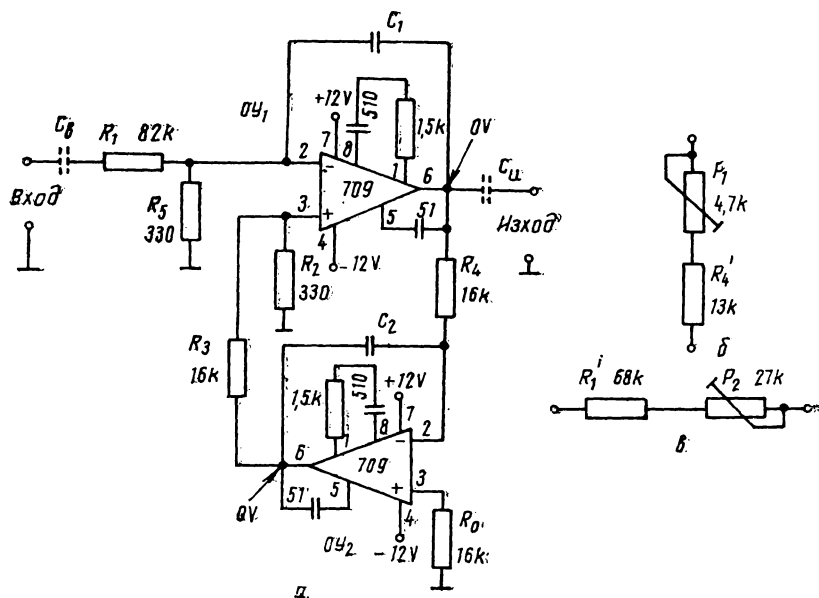
$$C_v = \frac{370}{f_0 [\text{Hz}]} \quad \text{и} \quad C_{ii} = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \quad \mu\text{F} \quad (5.20)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. При  $f_0$  под 50 Hz трябва  $R_T$  да бъде над 2 k $\Omega$ , защото в противен случай се получава недопустимо големи капацитети за  $C_{ii}$ . Постояннотокава консумация на филтъра от двата захранващи токоизточника има типична стойност 3 mA.

За реализация на теснолентови филтри с качествен фактор 50 и коефициент на предаване за средната честота  $T_{0L}$ , равен на 10, е подходяща схемата от фиг. 5.17 *a*. Нейната средна честота може да бъде в границите от 10 Hz до 5 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. По своята същност схемата представлява усилвател, реализиран с ОУ<sub>1</sub>, обхванат от честотнозависима активна ООВ, осъществена с ОУ<sub>2</sub>. Стабилността на постояннотоковия режим на двата ОУ се обуславя от постоянно-токовата ООВ от изхода на ОУ<sub>1</sub> през  $R_4$ , ОУ<sub>2</sub> и  $R_3$  към неинвертиращия вход на ОУ<sub>1</sub>. Освен това неинвертиращите входове на двата ОУ са свързани към маса посредством резисторите  $R_2$  и  $R_0$ . Съпротивленията на схемата са подбрани така, че е избягнато влиянието на поляризиращите входни токове на двата ОУ върху техните постоянни изходни напрежения. Същевременно съпротивленията са твърде нискоомни, поради което влиянието на остатъчните входни токове е малко. В резултат на всичко това постоянните изходни напрежения на двата ОУ могат да достигнат до около  $\pm 30$  mV, което в повечето практически случаи може да се пренебрегне.

За да се изясни действието на схемата като ЛФ, необходимо

е най-напред да се разгледат поотделно коефициентите на усилване на двете стъпала на филтъра — усилвателят ( $OY_1$ ) и активната ООВ ( $OY_2$ ). Усилвателят с  $OY_1$  е обхванат от честотнозависима ООВ през кондензатора  $C_1$ , поради което неговият коефици-



Фиг. 5.17. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 50, коефициент на предаване за средната честота 10 и средна честота до 5 kHz:

*a* — основна схема; *б* — схема за замяна на резистора  $R_4$  с цел настройка на средната честота; *в* — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на качественния фактор

циент на усилване намалява с увеличаване на честотата. Веригата на активната ООВ също представлява усилвател, обхванат от честотнозависима ООВ през кондензатора  $C_2$ . Коефициентът на усилване на този усилвател, а съответно и дълбочината на активната ООВ, също намалява с увеличаване на честотата. При много ниски честоти капацитивните съпротивления на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  са много големи и двата  $OY$  практически не са обхванати от ООВ. В резултат на това усилвателят с  $OY_1$  има много голямо усилване, но и дълбочината на активната ООВ е много голяма. Стойностите на елементите са подбрани така, че коефициентът на предаване на филтъра като цяло при много ниски честоти да бъде

значително по-малък от 1. Същевременно това означава, че и коефициентът на предаване на схемата по постоянен ток е по-малък от 1, което е важна предпоставка за стабилността на постояннотоковия режим. С увеличаване на честотата коефициентът на усилване на усилвателя с  $OY_1$  и дълбочината на активната ООВ с  $OY_2$  намаляват, но намаляването на дълбочината на ООВ става по-бързо. В резултат на това коефициентът на предаване на филтъра расте с увеличаване на честотата и става максимален при средната честота  $f_0$ . По-нататъшното увеличаване на честотата е свързано с по-бързото намаляване на коефициента на усилване на усилвателя с  $OY_1$ , отколкото на дълбочината на активната ООВ с  $OY_2$ . Това предизвиква намаляване на коефициента на предаване на филтъра като цяло. При много високи честоти активната ООВ практически престава да действа, тъй като кондензаторът  $C_2$  има нищожно съпротивление и в неинвертиращия вход на  $OY_1$  не се подава никакво напрежение. Обаче усилвателят с  $OY_1$  също не дава никакво усилване по същите причини (капацитивното съпротивление на  $C_1$  е 0). На пръв поглед изглежда, че при тези честоти коефициентът на предаване на филтъра ще бъде 1, тъй като сигналът преминава непосредствено през  $C_1$ , без да се усилва. Наличието на делителя  $R_1 - R_5$  на входа обаче намалява силно коефициента на предаване до стойност от порядъка на 0,01.

За да се реализира дадена средна честота  $f_0$ , необходимо е капацитетите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{9,78}{f_0 [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (5.21)$$

Качественият фактор на филтъра е равен на 50, което означава, че широчината на лентата на пропускане е 50 пъти по-малка от средната честота. Стръмността в първата октава под долната гранична честота на филтъра и в първата октава над горната му гранична честота е 35 dB/oct.

Коефициентът на предаване за средната честота е равен на 10. Тази сравнително малка стойност (като се има предвид наличието на два  $OY$ ) е избрана, за да се осигури стабилност на параметрите на филтъра. Входното напрежение трябва да бъде между 3 mV и 0,4 V. Изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 800  $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра — да не бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Средната честота на филтъра зависи от стойностите на  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_1$  и  $C_2$ . И тъй като филтърът има твърде тясна лента

на пропускане, малки изменения на  $f_0$  могат да доведат до силно намаление на изходното напрежение. Поради това се препоръчва тези елементи да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Съпротивлението на резистора  $R_1$ , заедно с изброевите елементи, участва при определянето на качествения фактор и коефициента на предаване за средната честота и също е желателно да има толеранс  $\pm 1\%$ . При липса на точни резистори (кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  винаги трябва да бъдат стирофлексни и точни) в схемата се въвеждат допълнителни елементи за настройка на  $f_0$  и  $Q$ . Те позволяват споменатите резистори да бъдат тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . За настройка на  $f_0$  резисторът  $R_4$  се заменя със схемата от фиг. 5.17 б, а при замяна на  $R_1$  със схемата от фиг. 5.17 в се осигурява възможност за настройка на  $Q$ . Препоръчва се  $P_1$  и  $P_2$  да бъдат многооборотни тример-потенциометри.

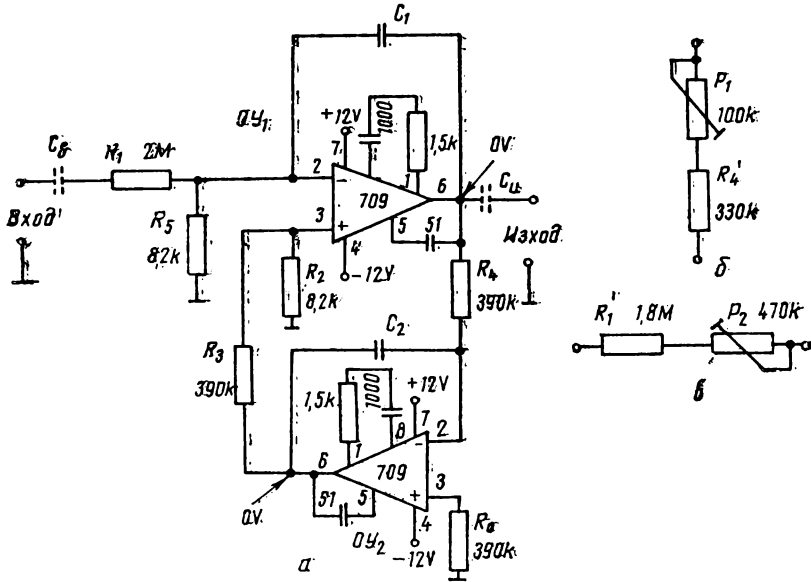
Самата настройка се извършва, като филтърът се свърже по схемата от фиг. 5.5. Най-напред от тонгенератора  $TG$  се подава синусоидално напрежение с ефективна стойност 250 mV и честота, равна на желаната средна честота на филтъра (честотата се измерва с включения на изхода честотомер  $ЧМ$ ). Променливотоковият електронен волтметър  $EB$  се поставя на обхват 3 V и чрез преместване на плъзгача на  $P_1$  се постига максимално показание, което означава, че филтърът е настроен точно на желаната честота  $f_0$ . След това честотата от  $TG$  се увеличава, докато показанието на  $EB$  намалее на 0,7 от максималната си стойност — това е горната гранична честота  $f_{c2}$ . Намалява се честотата до получаване отново на показание на  $EB$ , равно на 0,7 от максималното. Така получената честота е долната гранична честота  $f_{c1}$ . Сега качественият фактор  $Q$  се изчислява по (5.8) и ако е по-голям от 50, плъзгачът на  $P_2$  се придвижва наляво, за да се намали неговото съпротивление. Отново се измерва  $Q$  и ако трябва, отново се донастройва. След като се получи  $Q=50$ , се проверява, дали не се е променила средната честота  $f_0$  и ако има нужда, тя отново се донастройва. Настройка на коефициента на предаване за средната честота не се прави, тъй като това е свързано с изменение на  $f_0$  и  $Q$ , и освен това промените на този коефициент обикновено са с не повече от  $\pm 10\%$ , което е без особено практическо значение.

При наличие на постоянни напрежения в изхода на стъпалото пред филтъра и на входа на стъпалото след филтъра необходимо е да се прибавят кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$  показани с прекъснатата линия на фиг. 5.17 а. Капацитетите им се изчисляват по формулите



$$C_b = \frac{39}{f_0 [\text{Hz}]}, \mu\text{F} \text{ и } C_u = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F} \quad (5.22)$$

и закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. За да не се получи недопустимо голям капацитет на  $C_u$  при средна



Фиг. 5.18. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 50, коефициент на предаване за средната честота 10 и средна честота до 200 Hz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_4$  с цел настройка на средната честота; в — схема за замяна на резистора  $R_1$  с цел настройка на качествения фактор

честота под около 50 Hz, входното съпротивление на следващото стъпало трябва да бъде над 2 kΩ. Постояннотоковата консумация на филтъра от всеки от двата захранващи токоизточника има типична стойност 4,5 mA.

Когато трябва да се реализират теснолентови филтри с  $Q = 50$ ,  $T_{\text{ол}} = 10$  и средна честота  $f_0$  под 10 Hz, може да се използва схемата от фиг. 5.18 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ. Схемата има същата структура и принцип на действие както филтъра от фиг. 5.17 а. Единствената особеност е, че към двата входа на  $OU_2$  са свързани сравнително високоомни резистори, поради което влиянието на остатъчния входен ток на  $OU_2$  върху неговото постоянно изходно напрежение, както и върху постоянното изходно напрежение на  $OU_1$ ,

е значително. Стойността на тези две напрежения обикновено не надхвърля  $\pm 0,2$  V, но при нужда от нулиране на постоянното изходно напрежение на  $OY_1$  (което е и изходно напрежение на филтъра) към него трябва да се прибави схемата от фиг. 3.9.

За получаване на средната честота  $f_0$  между 0,4 и 200 Hz капацитетите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  трябва да се изчислят по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{400}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (5.23)$$

Коефициентът на предаване на филтъра в лентата на пропускане има типична стойност, равна на 10, но обикновено е в границите между 9 и 11. Останалите параметри на филтъра са същите както на схемата от 5.17 а. Единственото изключение е, че изходното съпротивление на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 200  $\Omega$ . Освен това при подаване на входни напрежение под 10 mV е необходимо да се вземат мерки за екраниране на елементите от входните вериги на двата ОУ и за разполагане на филтъра далеч от мрежовия трансформатор или други източници на електромагнитни полета.

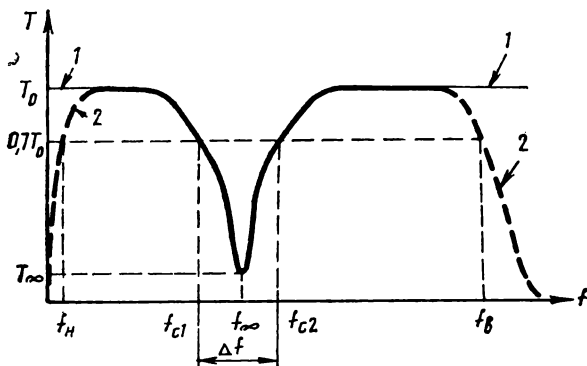
Изискванията към пасивните елементи на схемата са същите както при филтъра от фиг. 5.17 а. Тук за настройка на  $f_0$  и  $Q$  могат да се използват схемите от фиг. 5.17 б и в, чрез които се заместват съответно резисторите  $R_4$  и  $R_1$ . За да бъде възможна настройката, производствените толеранси на  $R'_1$  и  $R'_4$  трябва да бъдат  $\pm 5\%$ . Настройката се извършва по същия начин както при филтъра от фиг. 5.17 а. В случаите, когато предишното и следващото стъпало подават постоянни напрежения съответно на входа и изхода на филтъра, се поставят кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$ , показани с прекъснатата линия на фиг. 5.18 а. Техните капацитети се изчисляват по формулите

$$C_v = \frac{1,6}{f_0 [\text{Hz}]}, \text{ } \mu\text{F} \text{ и } C_n = \frac{2200}{f_0 [\text{Hz}] R_T [\text{k}\Omega]}, \text{ } \mu\text{F} \quad (5.24)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. При  $f_0$  под 10 Hz е желателно  $R_T$  да бъде над 20 k $\Omega$ , за да не се получи недопустимо голям капацитет на  $C_n$ .

## ЗАГРАЖДАЩИ ФИЛТРИ

Заграждащите (режекторните) филтри (ЗФ) обикновено имат за задача да не позволяват преминаването през тях на „смущаващо“ напрежение с определена честота, т. е. да го „задържат“. Същевременно е желателно тези филтри да не предизвикват промени в



Фиг. 6.1. Амплитудно-честотна характеристика на заграждащ филтър

полезния сигнал, което налага те да се реализират като теснолентови филтри. Очевидно колкото по-тясна е лентата на непропускане (наречена още лента на задържане)  $\Delta f$  (вж. крива 1 от фиг. 6.1), толкова по-качествен е ЗФ. Обаче намаляването на  $\Delta f$  винаги е свързано с понижаване на стабилността на филтъра или усложняване на неговата схема. Практически за оценка на  $\Delta f$  се използва качественият фактор  $Q = f_{\infty} / \Delta f$ . Освен това трябва да се има предвид, че коефициентът на предаване  $T_{\infty}$  за честотата на максимално затихване  $f_{\infty}$  не зависи от големината на  $Q$  и за да има достатъчно малка стойност (например под 0,03 или около — 30 dB), необходимо е елементите на ЗФ да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , или да се предвидят елементи за настройка. Тези въпроси са разгледани подробно в дадените по-нататък схеми на ЗФ.

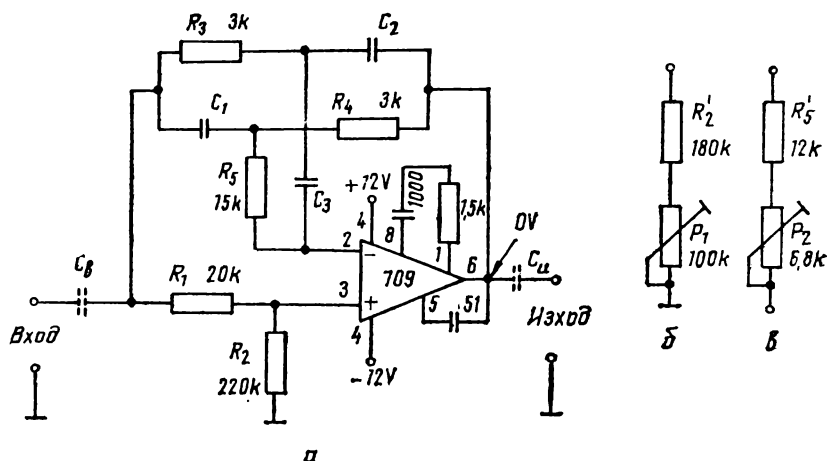
АЧХ на ЗФ има вида на крива 1 от фиг. 6.1 в идеален случай — при липса на прехвърлящи кондензатори в схемата и при безкрайно широка честотна лента на използвания усилвател. При наличие на прехвърлящи кондензатори и при ограничена честотна лента на усилвателя се получава АЧХ според крива 2 от фиг. 6.1.

Минималната пропускана честота  $f_n$  зависи от входното съпротивление на ЗФ и от капацитетите на входния и изходния прехвърлящи кондензатори. Тя се определя по същия начин както при електронните НЧФ от глава 2. Максималната пропускана честота  $f_a$  се определя от ограничената честотна лента на усилвателя както при електронните ВЧФ от глава 3.

### 6.1. ФИЛТРИ С ЕДИН ОУ

В тази точка са описани 5 схеми с  $Q=5$ , които позволяват да се реализира честота на максимално затихване  $f_\infty$  между 5 Hz и 20 kHz.

На фиг. 6.2 е показана принципната схема на ЗФ за  $f_\infty$  от



Фиг. 6.2. Заграждащ филтър с качествен фактор, равен на 5, и честота на Максималното затихване до 20 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на  $T_\infty$ ; в — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на  $f_\infty$

50 Hz до 20 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Стабилността на постояннотоковия режим на ОУ се осигурява от галваничната връзка на неинвертиращия вход с маса през резистора  $R_2$  и от постояннотоковата ООВ от изхода на ОУ към инвертиращия вход през резисторите  $R_4$  и  $R_5$ . Когато стъпалото пред филтъра има малко изходно съпротивление и

осигурява галванична връзка на входа на ЗФ с маса, резисторите  $R_1$  и  $R_2$  се оказват свързани паралелно и постоянното изходно напрежение на  $OY$  е близо до  $0V$  (обикновено не повече от  $\pm 10$  mV). При липса на галванична връзка с предишното стъпало постоянното изходно напрежение на  $OY$  може да достигне до около  $\pm 100$  mV. Ако това не е допустимо, трябва да се използва схемата за нулиране от фиг. 3.9.

Действието на схемата като ЗФ може да се обясни най-просто, като се припомни, че изходното напрежение на всеки  $OY$  е пропорционално на напрежението между инвертиращия и неинвертиращия му вход или, с други думи, пропорционално е на разликата между напреженията на неинвертиращия и инвертиращия вход спрямо маса. В случая изходното напрежение на филтъра е равно на изходното напрежение на  $OY$ , напрежението на неинвертиращия вход се получава от входното напрежение на филтъра през делителя  $R_1 - R_2$ , а напрежението на инвертиращия вход — от едновременното действие на входното и изходното напрежение на филтъра през двойния Т-мост  $R_3 - R_4 - R_5 - C_1 - C_2 - C_3$ . При честота  $f_\infty$  напрежението на инвертиращия вход става равно на напрежението на неинвертиращия вход и разликата между двете напрежения, а следователно и изходното напрежение, става равно на 0. Действително при честоти, значително по-малки от  $f_\infty$ , капацитивните съпротивления на кондензаторите  $C_1 - C_3$  са много по-големи от съпротивленията на резисторите на двойния Т-мост и практически представляват отворена верига. В резултат на това входното напрежение на филтъра не достига до инвертиращия вход на  $OY$ , който действа като повторител на напрежение. Коефициентът на предаване  $T_0$  на филтъра е равен на коефициента на предаване на повторителя, който се определя от делителя  $R_1 - R_2$  и е равен на 0.9. При честоти, близки, но по-малки от  $f_\infty$ , капацитивното съпротивление на  $C_1$  намалява, което обуславя предаването на по-голяма част от входното напрежение на филтъра на инвертиращия вход на  $OY$  и разликата между напреженията на инвертиращия и неинвертиращия вход се намалява. Това обуславя намаляване на изходното напрежение на филтъра, което в идеален случай (със свършено точни елементи) става равно на 0 при честота  $f_\infty$ . По-нататъшното увеличаване на честотата силно намалява дълбочината на ООВ поради намаляване на капацитивното съпротивление на кондензаторите  $C_2$  и  $C_3$ , с което изходното напрежение отново започва да расте. При честоти, значително по-големи от  $f_\infty$ , капацитивните съпротивления на кондензаторите  $C_1 - C_3$  са много по-големи от съпротивленията на резисторите  $R_3 - R_5$  и могат да се разглеждат като късо съединение.

В резултат на това изходът на  $OУ$  се оказва практически свързан с инвертиращия вход, т. е. схемата отново се превръща в повторител на напрежение с коефициент на предаване 0,9.

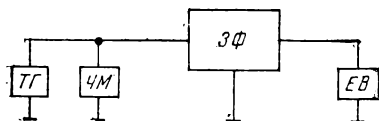
Реализирането на желаната честота на безкрайно затихване  $f_{\infty}$  се постига чрез изчисляване на капацитетите на кондензаторите  $C_1 - C_3$  по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{52,5}{f_{\infty} [\text{kHz}]}, \text{ nF}$$

$$\text{и } C_3 = 0,2 C_1. \quad (6.1)$$

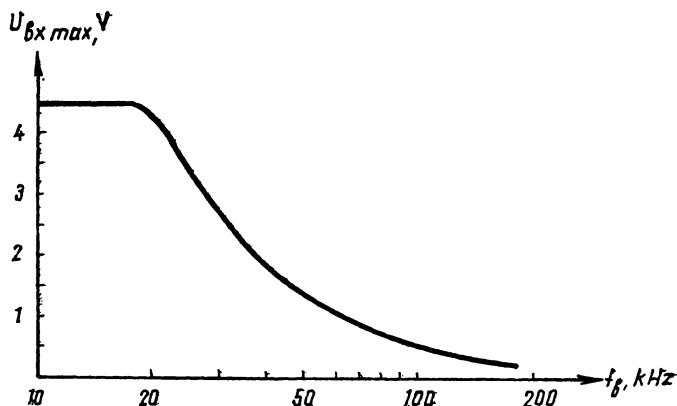
Качествен фактор  $Q=5$  означава, че широчината  $\Delta f$  на лентата на непропускане е 5 пъти по-малка от  $f_{\infty}$ . Коефициентът на предаване  $T_{\infty}$  зависи силно от производствените толеранси на пасивните елементи. При толеранси  $\pm 1\%$  се постига  $T_{\infty}$  най-малко  $-40$  dB, т. е. изходното напрежение при  $f_{\infty}$  е 100 пъти по-малко, отколкото в лентата на пропускане. Силната зависимост на  $T_{\infty}$  от толерансите се обяснява с факта, че и най-малката разлика между напреженията на инвертиращия и неинвертиращия вход на  $OУ$  се усилва и води до изходно напрежение, различно от 0 V. На практика се препоръчва кондензаторите  $C_1 - C_3$  да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ , докато резисторите могат да бъдат тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ . В този случай, за да се получи  $T_{\infty}$ , по-малко от  $-40$  dB, е необходимо резисторът  $R_2$  от фиг. 6.2 а да се замени със схемата от фиг. 6.2 б, в която  $R'_2$  е тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ . Самата настройка се извършва по схемата от фиг. 6.3 заедно с настройката на  $f_{\infty}$  и е описана по-нататък.

Минималното входно напрежение на филтъра е 250 mV. При по-малки входни напрежения се наблюдава влияние на шумовете при честоти около  $f_{\infty}$  (където изходното напрежение е най-малко) и не е възможно да се получи  $T_{\infty}$  под  $-40$  dB. Максималното входно напрежение зависи от желаната максимална пропусканна честота на филтъра  $f_s$  и може да се определи от кривата на фиг. 6.4. От нея се вижда, че ако през филтъра трябва да преминават напрежения с честоти до 20 kHz, входното напрежение може да бъде до 4 V, след което започва да намалява и ако например филтърът трябва да пропуска без нелинейни изкривявания честоти до 180 kHz, входното напрежение трябва да бъде не по-голямо от 250 mV. Очевидно честотата 180 kHz е по принцип максималната честота, която филтърът може да пропусне, тъй



Фиг. 6.3. Блокова схема за настройка на запраждащи филтри

като при нея минималното и максималното възможни напрежения се изравняват, т. е. ако филтърът трябва да работи до 180 kHz, входното напрежение е необходимо да бъде 250 mV. Стъпалото пред филтъра няма да влияе върху неговите параметри, ако има



Фиг. 6.4. Зависимост на максималното входно напрежение на филтрите от фиг. 6.3 и 6.5 от максималната пропускателна честота

изходно съпротивление  $R_T$ , не по-голямо от 100  $\Omega$ . За да няма влияние и на стъпалото след филтъра, входното съпротивление  $R_T$  на това стъпало трябва да бъде не по-малко от 200  $\Omega$ .

Честотата на максимално затихване зависи от всички елементи на двойния Т-мост във веригата на ООВ. За да се получи достатъчно точно тази честота, необходимо е кондензаторите  $C_1 - C_3$  да бъдат стирофлексни с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$  (същото изискване бе споменато и по-горе за постигане на максимално затихване при  $f_{\infty}$ ). Резисторите  $R_3 - R_6$  също трябва да бъдат с толеранси до  $\pm 1\%$ , но тъй като такива резистори се намират сравнително трудно, възможно е да се използват резистори МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ . При това положение обаче, за да се получи точно зададената  $f_{\infty}$  е необходимо резисторът  $R_6$  да се замени със схемата от фиг. 6.2 в, в която  $R_6'$  е тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ . Настройката на  $f_{\infty}$  се извършва по схемата от фиг. 6.3 заедно с настройката на минимален  $T_{\infty}$ . Веднага трябва да се подчертае, че за постигане на плавна и сигурна настройка е необходимо  $P_1$  и  $P_2$  да бъдат многооборотни

тример-потенциометри. Самата настройка се извършва, като  $R_2$  и  $R_5$  от фиг. 6.2 *a* едновременно се заменят съответно със схемите от фиг. 6.2 *б* и *в* и филтърът се свърже по схемата от фиг. 6.3. От тонгенератора  $TГ$  се подава напрежение с честота, равна на желаната  $f_\infty$ , която се измерва с честотомера  $ЧМ$ . Ефективната стойност на напрежението е 3 V. С помощта на отвертка от немагнитен материал плъзгачът на  $P_2$  се движи до постигане на минимално показание на променливотоковия електронен волтметър  $ЕВ$ , което означава, че честотата на максимално затихване на ЗФ е направена равна на зададената от  $TГ$ . След това чрез движението на плъзгача на  $P_1$  полученото показание на  $ЕВ$  се прави още по-малко, докато достигне нова, по-малка минимална стойност. Настройката се счита за добра, ако изходното напрежение е не по-голямо от 30 mV, което отговаря на  $T_\infty$ , не по-малко от — 40 dB. Ако е необходимо по-голямо затихване, настройката може да се повтори, т. е. да се намали изходното напрежение чрез повторно преместване на плъзгачите на  $P_2$  и  $P_1$ . При това изходното напрежение може да намалее до 10 mV, а понякога и по-малко, т. е.  $T_\infty$  може да се намали до — 50 dB. Трябва да се има предвид, че при реализирането на ЗФ с  $f_\infty = 50$  Hz, което е най-често използваният на практика случай, за получаване на  $T_\infty$  под — 40 dB е необходимо филтърът да се екранира и да се разположи далеч от мрежовия трансформатор и други източници на електромагнитни полета. Освен това понякога може да се наложи и поставянето на развързващи филтри във веригата на двете захранващи напрежения.

При необходимост от постояннотоково разделяне на ЗФ от предишното и следващото стъпало се прибавят кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ , дадени с прекъснатата линия на фиг. 6.2 *a*. Те обуславят минималната пропускана честота  $f_H$  (вж. фиг. 6.1). При зададена  $f_H$  капацитетите на двата кондензатора се изчисляват по формулите

$$C_B = \frac{1}{f_H [\text{Hz}]}, \mu\text{F} \quad (6.2 a)$$

и

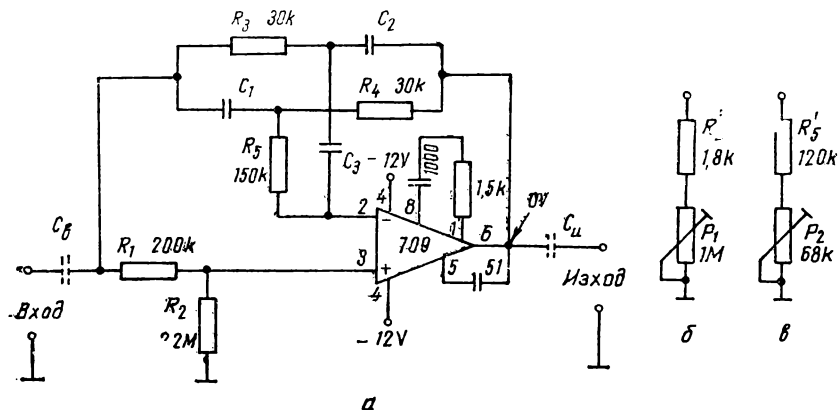
$$C_H = \frac{250}{f_H [\text{Hz}]R_T [\text{k}\Omega]}, \mu\text{F} \quad (6.2 б)$$

и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. За да не се получат недопустимо големи капацитети за  $C_H$  при  $f_H$  под няколко херца, съпротивлението  $R_T$  трябва да бъде над 10 k $\Omega$ .

В случаите, когато се налага подтискането на честоти под 50 Hz, може да се използва схемата от фиг. 6.5 *a*. Тя позволява реализирането на  $f_\infty$  между 5 Hz и 2 kHz. Дадена е номерацията на



изводите за кръгъл корпус на ОУ. Постояннотоковият режим на схемата се установява по същия начин както при фиг. 6.2 а. Единствената особеност е, че поради по-високоомните резистори постояното изходно напрежение може да достигне до около



Фиг. 6.5. Заграждащ филтър с качествен фактор, равен на 5, и честота на максимално затихване до 2 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на  $T_{\infty}$ ; в — схема за замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на  $f_{\infty}$

$\pm 0,1V$  при наличие на галванична връзка на входа на филтъра с маса през предишното стъпало и до  $\pm 1V$  при липса на такава връзка. Поради това в много случаи се налага прибавянето на схемата за нулиране на изходното напрежение от фиг. 3.9.

Действието на схемата от фиг. 6.5 а като ЗФ е същото както на филтъра от фиг. 6.2 а. За да се получи зададена честота на максимално затихване  $f_{\infty}$ , необходимо е кондензаторите  $C_1$ — $C_3$  да се изчислят по формулите

$$C_1 = C_2 = \frac{5250}{f_{\infty} [\text{Hz}]}, \text{ nF} \quad \text{и} \quad C_3 = 0,2 C_1. \quad (6.3)$$

Качественият фактор на филтъра е равен на 5, т. е. широчината на лентата на непропускане е 5 пъти по-малка от честотата на максимално затихване. Коефициентът на предаване при честота  $f_{\infty}$  и в лентата на пропускане е същият, както при филтъра от фиг. 6.2 а. Същите са и изискванията по отношение на производствените толеранси на пасивните елементи. При необходимост

от настройка на  $f_{\infty}$  и  $T_{\infty}$  резисторите  $R_2$  и  $R_5$  трябва да се заместят съответно със схемите от фиг. 6.5 б и в, в които  $R'_2$  и  $R'_5$  са тип МЛТ с толеранси  $\pm 5\%$ . Препоръчва се  $P_1$  и  $P_2$  да бъдат многооборотни тример-потенциометри. Чрез  $P_1$  филтърът се настройва за получаване на зададената  $f_{\infty}$ , а чрез  $P_2$  — за получаване на минимален  $T_{\infty}$  при нея. Настройката се извършва, като ЗФ се свърже по схемата от фиг. 6.3 и се използва методиката, описана към фиг. 6.2 а.

Минималното входно напрежение е 300 mV. При по-малки напрежения се наблюдава влиянието на шумовете при честоти около  $f_{\infty}$ . Максималното входно напрежение зависи от желаната максимална пропускана честота на филтъра и може да се определи от кривата на фиг. 6.4. Стъпалото пред филтъра трябва да има вътрешно съпротивление  $R_T$ , не по-голямо от 1 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра — да не бъде под 200 $\Omega$ . При необходимост от постоянно-токово разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало се поставят кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ , показани с прекъснатата линия на фиг. 6.5а. Капацитетът на  $C_B$  се определя от израза

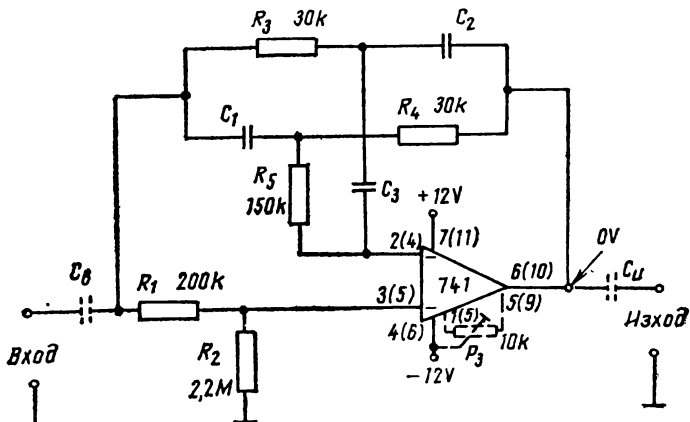
$$C_B = \frac{0,1}{f_H [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (6.4)$$

а на  $C_H$  — от (6.2 б).

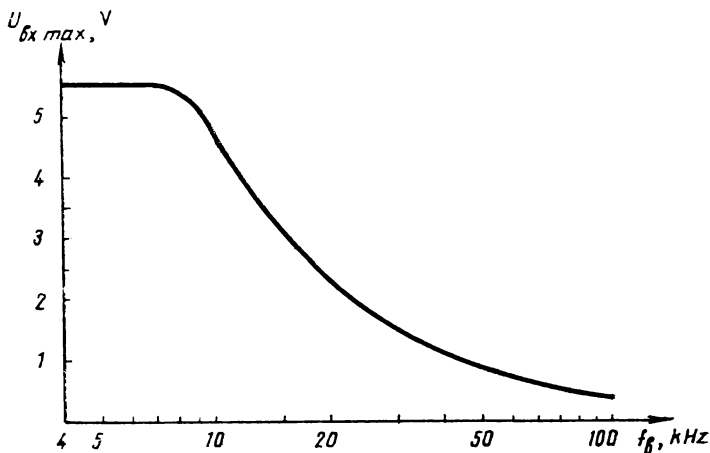
В практиката не винаги е необходимо ЗФ да пропуска толкова високи честоти, колкото схемата от фиг. 6.5 а. За такива случаи се препоръчва схемата от фиг. 6.6. На нея е дадена номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Честотата  $f_{\infty}$  на филтъра и всички останали параметри са същите както при схемата от фиг. 6.5 а. Изключение прави максималното входно напрежение, което зависи от пропусканата честота  $f_B$  според кривата от фиг. 6.7. Минималното входно напрежение отново е 300 mV, което означава (вж. фиг. 6.7), че филтърът не може да пропуска сигнали с честоти над 120 kHz. Дадена честота  $f_{\infty}$  се получава чрез изчисляване на капацитетите на  $C_1$ — $C_3$  по (6.3), а настройката се извършва както при ЗФ от фиг. 6.2 а, като  $R_2$  и  $R_5$  се заменят със схемите от фиг. 6.5 б и в. При необходимост от нулиране на постоянното входно напрежение се прибавя тример-потенциометърът  $P_3$ , показан с прекъснатата линия на фиг. 6.6. Той не влияе върху работата на филтъра.

Един от често срещаните в практиката случаи на приложение на ЗФ е за подтискане на мрежовата честота 50 Hz, т. е. реализиране на  $f_{\infty} = 50 \text{ Hz}$ . При използване на схемата от фиг. 6.5 а

капацитетите на  $C_1$  —  $C_2$  според (6.3) трябва да бъдат:  $C_1 = C_2 = 105 \text{ nF}$  и  $C_3 = 21 \text{ nF}$ . Кондензатори с производствени толеранси  $\pm 5\%$  и такива капацитети не се произвеждат, което налага реализирането им чрез паралелно свързване на два кондензатора

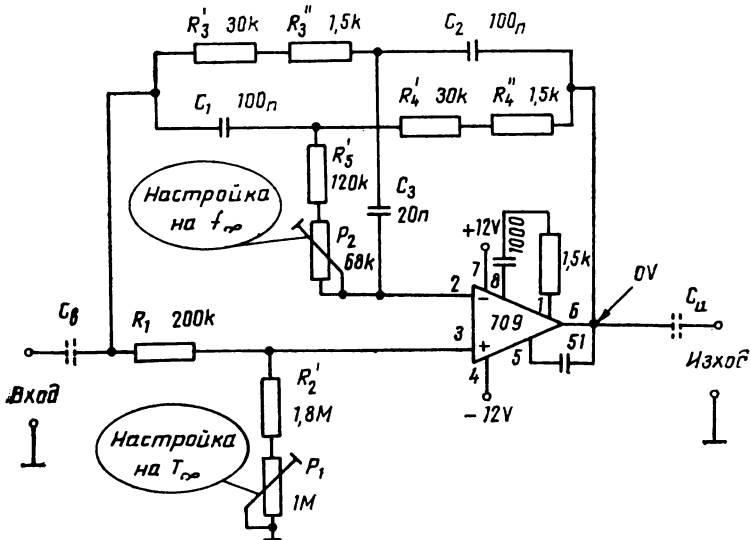


Фиг. 6.6. Заграждащ филтър с качествено число, равно на 5, честота на максимално затихване до 2 kHz и намален брой елементи



Фиг. 6.7. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 6.6 от максималната пропускателна честота

( $100 + 5,1 \text{ nF}$  и  $20 + 1 \text{ nF}$ ). Така ЗФ ще има 6 вместо 3 кондензатора. По-удобно е резисторите  $R_3$  и  $R_4$  да се заменят с два последователно свързани резистора, с което се получава схемата от фиг. 6.8. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус

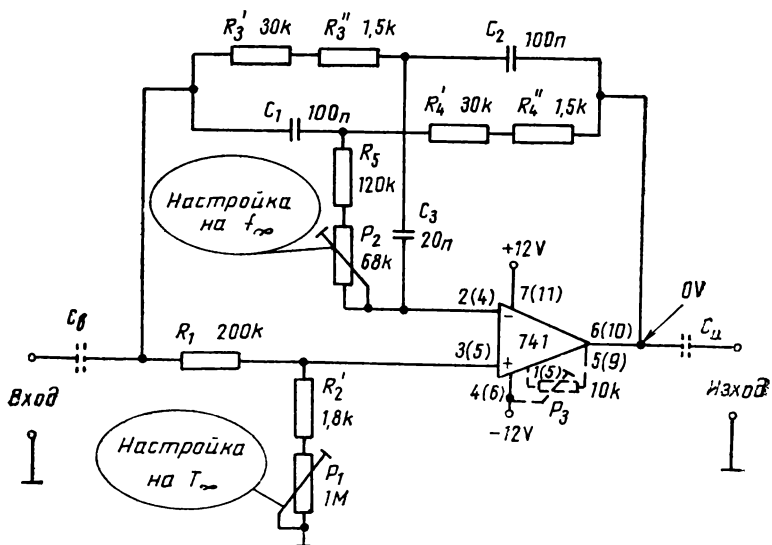


Фиг. 6.8. Теснолентов филтър за подтискане на мрежовата честота с качествен фактор, равен на 5

на ОУ Настройката отново се извършва по схемата от фиг. 6.3 и методиката към фиг. 6.7а. Възможно е вместо тонгенератор напрежението на входа на филтъра да се подаде от мрежов трансформатор с напрежение на вторичната намотка около 3 V. Всички останали параметри на филтъра са същите както при схемата от фиг. 6.5а. Трябва да се има предвид, че ако в мястото на монтиране на ЗФ има значителни електромагнитни полета с мрежова честота, по-добре е да се използва схемата от фиг. 6.2а заради по-нискоомните ѝ резистори. Това обаче е свързано с употреба на кондензатор с капацитет  $1 \mu\text{F}$ .

На фиг. 6.9 е показан ЗФ за  $f_{\infty} = 50 \text{ Hz}$  с намален брой пасивни елементи. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Действието и параметрите на филтъра са същите както при схемата от фиг. 6.8. Единственото изключение е зависимостта на макси-

малното входно напрежение от честотата на пропусканите от филтъра сигнали, която е дадена на фиг. 6.7. При необходимост от нулиране на постоянното изходно напрежение се прибавя тример-потенциометърът  $P_3$ , даден с прекъснатата линия на фиг. 6.9.



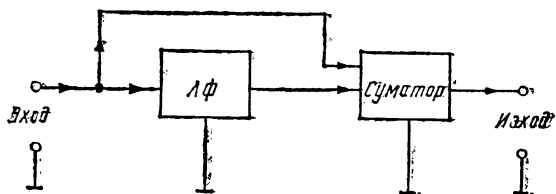
Фиг. 6.9. Теснолентов филтър за подтискане на мрежовата честота с качествен фактор, равен на 5, и с намален брой елементи

Той не влияе върху работата на схемата като ЗФ. Когато трябва да се осигури постоянно-токово разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало, се прибавят кондензаторите  $C_B$  и  $C_H$ . Техните capacitети се изчисляват по (6.4) и (6.2 б) и се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности.

## 6.2. ФИЛТРИ С ДВА ОУ

Схемите на ЗФ с един ОУ от т. 6.1 са сравнително прости, но не позволяват получаването на честота на максимално затихване под 5Hz, нямат усилване в лентата на пропускане и използват три точни кондензатора. Тези недостатъци могат да бъдат отстранени чрез прибавяне на още един ОУ, при което се увеличава и стабилността на параметрите на филтъра. Основната идея,

използувава при реализацията на трите ЗФ от тази точка, е изяснена чрез блоковата схема от фиг. 6.10. Входното напрежение се подава на теснолентовия ЛФ, на изхода на който се получава максимално напрежение при средната честота  $f_0$ . При това изход-

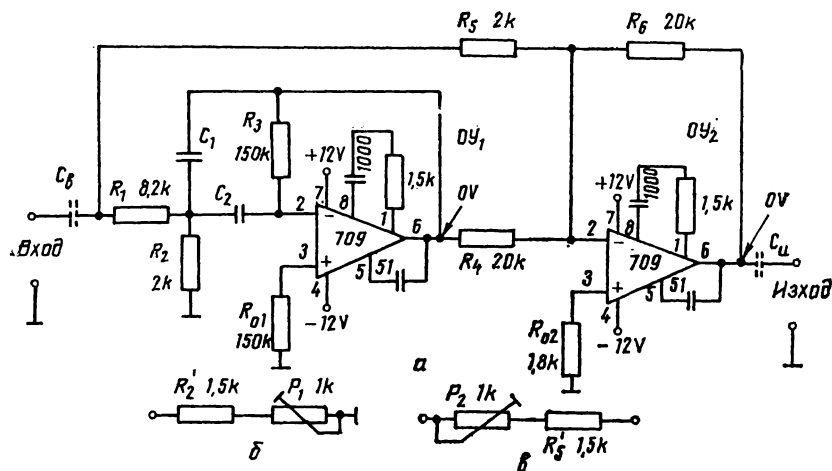


Фиг. 6.10. Блокова схема на заграждащи филтри на принципа на изваждане на напрежения

ното напрежение на ЛФ е с обратна фаза на входното напрежение. На суматора (реализиран с ОУ) се подават едновременно изходното напрежение на ЛФ и входното напрежение на ЗФ. Тъй като тези две напрежения са с обратна фаза, те се изваждат, като при честота  $f_0$  разликата помежду им е минимална. Следователно при тази честота изходното напрежение на суматора, което е и изходно напрежение на ЗФ, има минимум. Чрез подбор на параметрите на суматора (това е изяснено подробно по-нататък) може да се постигне нулево изходно напрежение на ЗФ при честотата  $f_0$  на ЛФ, която в случая представлява честота на максималното затихване на ЗФ. В суматора няма никакви честотнозависими елементи и поради това качественият фактор на ЗФ е равен на  $Q$  на ЛФ. При честоти, значително по-малки или по-големи от  $f_0$ , коефициентът на предаване на ЛФ е практически 0, поради което изходното напрежение на ЗФ се определя само от преминаващия непосредствено през суматора входен сигнал. В резултат на това коефициентът на предаване на ЗФ в лентата на пропускане се определя от коефициента на предаване на суматора, който, както е известно, може да бъде значително по-голям от 1.

На фиг. 6.11  $\alpha$  е показана принципната схема на ЗФ за честоти на максимално затихване  $f_\infty$  между 10 Hz и 20 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Качественият фактор на филтъра е равен на 5, което означава, че широчината на лентата на непрпускане е 5 пъти по-малка от  $f_\infty$ . Постояннотоковият режим на двата ОУ е стабилен, тъй като всеки от тях е обхванат от постояннотокова. ООВ (чрез резисторите  $R_3$  и  $R_6$ ) и

инвертиращите входове са свързани галванично към маса през резисторите  $R_{01}$  и  $R_{02}$ . Съпротивленията на тези два резистора са подбрани така, че да се избегне влиянието на поляризиращите входни токове на двата ОУ върху техните постоянни изходни



Фиг. 6.11. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 5, коефициент на усилване в лентата на пропускане 10 и честота на максимално затихване до 20 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на  $f_{\infty}$ ; в — схема за замяна на резистора  $R_3$  с цел настройка на  $T_{\infty}$

напряжения. В случая това е по-важно, отколкото при електронните ЗФ с един ОУ, тъй като между двете стъпала на филтъра има непосредствена връзка и постоянното изходно напрежение на филтъра е равно на сумата от постоянните напрежения в изходите на двата ОУ. В конкретната схема напрежението на изхода на  $OU_2$  може да достигне до около  $\pm 0,1$  V. При нужда от неговото нулиране към  $OU_1$  трябва да се прибави схемата от фиг. 3.9 (излишно е поставянето ѝ и на  $OU_2$ ), която не влияе върху работата на филтъра.

Структурата на ЗФ съответствува напълно на блоковата схема от фиг. 6.10 —  $OU_1$  заедно с резисторите  $R_1$ — $R_3$  и кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  образува теснолентовия ЛФ. Суматорът е реализиран с  $OU_2$  и резисторите  $R_4$ — $R_6$ , като двата му входа са левите изводи на резисторите  $R_4$  и  $R_6$ . Коефициентът на усилване на ЛФ за средната честота е равен на 10, т. е. променливото напрежение на изхода на  $OU_1$  при тази честота е 10 пъти по-голямо от входното напрежение. Коефициентът на усилване на су-

матора за това напрежение е равен на отношението  $R_6/R_4$ , т. е. на 1. За входното напрежение на ЗФ коэффициентът на усилване на суматора е равен на  $R_6/R_5$ , т. е. на 10. Следователно при честота  $f_0$  двете напрежения, които се подават на инвертиращия вход на  $OY_2$  от изхода на  $OY_1$  и от входа на ЗФ, ще бъдат равни и с обратна фаза (при обяснението на блоковата схема от фиг. 6.10 бе подчертано, че при  $f_0$  изходното напрежение на ЛФ е с обратна фаза на входното напрежение), поради което изходното напрежение на ЗФ ще стане равно на 0. Всъщност това е идеалният случай, когато коэффициентът на предаване на ЛФ за  $f_0$  е точно равен на 10, отношението  $R_6/R_4$  е точно равно на 1 и отношението  $R_6/R_5$  — точно равно на 10. Поради производствените толеранси на пасивните елементи практически не е възможно получаването на изходно напрежение на ЗФ 0 V. Това налага, както ще бъде разгледано по-нататък, използването на допълнителни елементи за настройка. При честоти, значително по-малки или по-големи от  $f_0$ , коэффициентът на предаване на ЛФ става практически равен на 0, поради което изходното напрежение на ЗФ става равно на входното напрежение, умножено с коэффициента на усилване на суматора за това напрежение, т. е. с 10. Следователно коэффициентът на предаване на ЗФ в лентата на пропускане е равен на 10.

При зададена честота на максимално затихване  $f_\infty$  капацитетите на кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  трябва да се изчислят по формулата

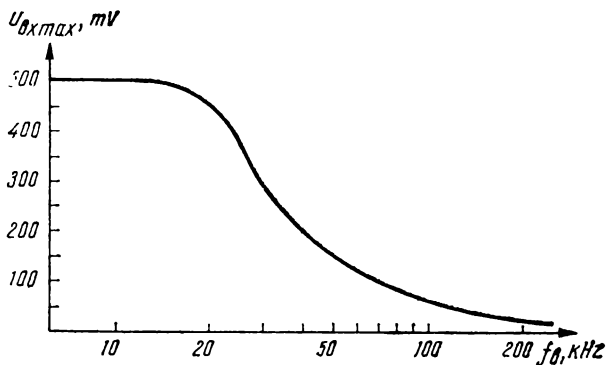
$$C_1 = C_2 = \frac{10,2}{f_\infty [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (6.5)$$

Минималното входно напрежение на филтъра е 25 mV, а максималното зависи от желаната максимална пропускана честота  $f_B$  на филтъра според кривата от фиг. 6.12. Например, ако ЗФ трябва да пропуска без нелинейни изкривявания честоти до 100 kHz, входното напрежение не може да бъде по-голямо от 60 mV. Освен това при  $f_B = 200$  kHz максимално допустимото входно напрежение става равно на минимално допустимото, т. е. ЗФ не може да пропуска сигнали с честота над 200 kHz. Изходното съпротивление  $R_r$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 700  $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_r$  на стъпалото след филтъра — да не бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Честотата на максимално затихване  $f_\infty$  зависи от стойностите на  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  и  $C_2$  и за да се получи с достатъчна точност, необходимо е производствените толеранси на тези елементи да бъдат не по-големи от  $\pm 1\%$ , но дори и в този случай се наблюдават разлики между зададената и реално получената  $f_\infty$  до няколко



процента. За да се постигне точно зададената  $f_{\infty}$ , се въвежда елемент за настройка, който се реализира чрез заместване на резистора  $R_2$  със схемата от фиг. 6.11 б. Резисторът  $R'_2$  е тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ . За улеснение на настройката се



Фиг. 6.12. Зависимост на максималното входно напрежение на филтрите от фиг. 6.11 и 6.13 от максималната пропускана честота

препоръчва  $P_1$  да бъде многооборотен тример-потенциометър. Замяната на  $R_2$  със схемата от фиг. 6.11 б позволява резисторите  $R_1$  и  $R_3$  да бъдат тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ .

Коефициентът на предаване на филтъра  $T_{\infty}$  при честота  $f_{\infty}$  зависи от всички елементи на схемата освен от  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  и веригите за честотни корекции на двата ОУ. При производствени толеранси на тези елементи  $\pm 1\%$   $T_{\infty}$  може да достигне до около 0,018 (-35 dB), т. е. изходното напрежение при честота  $f_{\infty}$  е около 56 пъти по-малко от напрежението в лентата на пропускане. За реализиране на по-малък  $T_{\infty}$  резисторът  $R_6$  се замества със схемата от фиг. 6.11 в, в която  $R'_5$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . И тук се препоръчва  $P_2$  да бъде многооборотен тример-потенциометър, което улеснява настройката и позволява  $R_4$ — $R_6$  да бъдат тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$  и да се получи  $T_{\infty}$  най-малко  $5,6 \cdot 10^{-3}$  (или -45 dB).

Настройката на  $f_{\infty}$  и на максималното затихване при нея се постига чрез схемата от фиг. 6.3. От ТГ се подава напрежение с ефективна стойност 300 mV и честота, равна на желаната  $f_{\infty}$ , която се измерва с честотомера ЧМ. При това трябва да се има предвид, че реалната чувствителност на някои честотомери е над

300 mV, поради което най-напред от ТГ трябва да се подаде напрежение около 1V, да се нагласи желаната честота и след това напрежението от ТГ да се намали на 300 mV. Променливотоковият електронен милivolтметър EB се поставя на обхват 3V и чрез движение на плъзгача на тример-потенциометъра P<sub>1</sub> се постига минимално показание (за точно определяне на минимума EB се превключва на подходящ по-нисък обхват). Това означава, че честотата на максимално затихване на филтъра е направена равна на желаната f<sub>∞</sub>. След това чрез P<sub>2</sub> се постига максимално затихване при честота f<sub>∞</sub>, което се отчита по новото минимално показание на EB. Настройката се повтаря още веднъж в същия ред, след което показанието на EB не трябва да бъде по-голямо от 17 mV. Това означава, че T<sub>∞</sub> е не по-голям от 5,6 · 10<sup>-3</sup> (или -45dB). Трябва да се има предвид, че при реализирането на ЗФ за f<sub>∞</sub> = 50 Hz могат да проникнат смущения с мрежова честота, които да попречат за получаването на желания T<sub>∞</sub>. В такива случаи се препоръчва разполагането на филтъра далеч от източници на електромагнитни полета и (или) екранирането му.

Използуването на схемите за настройка от фиг. 6.11 б и в позволява при реализирането на ЗФ с f<sub>∞</sub> = 50 Hz вместо изчисленията по (5.5) C<sub>1</sub> = C<sub>2</sub> = 204 nF да се поставят кондензатори с капацитет 200 nF, които се намират по-лесно.

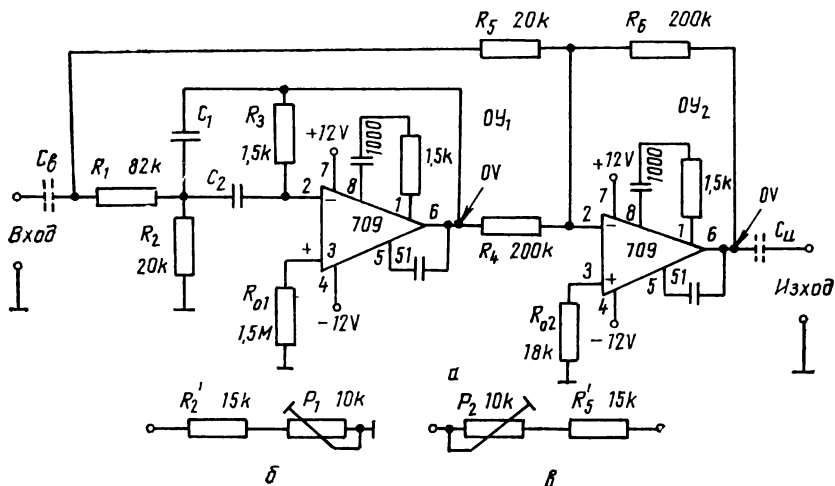
При необходимост от постояннотоково разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало се поставят кондензаторите C<sub>в</sub> и C<sub>н</sub>, дадени с прекъснатата линия на фиг. 6.11 а. В резултат на това АЧХ добива вида на крива 2 от фиг. 6.1. При зададена честота f<sub>н</sub> капацитетът на C<sub>в</sub> се изчислява по формулата

$$C_{в} = \frac{150}{f_{н} [\text{Hz}]}, \mu\text{F}, \quad (6.6)$$

а за C<sub>н</sub> отново се използва (6.2 б). Двата изчислени капацитета се закръгляват на следващите по-големи стандартни стойности. За да не се получават недопустимо големи капацитети на C<sub>н</sub> при f<sub>н</sub> под няколко херца, входното съпротивление R<sub>т</sub> на стъпалото след филтъра трябва да бъде над 10 kΩ.

В някои случаи се налага реализирането на ЗФ с честота на максимално затихване под 10 Hz. За целта с подходящо да се използва схемата от фиг. 6.13 а, която осигурява f<sub>∞</sub> между 1 Hz и 2 kHz. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ. Трябва да се подчертае, че за реализирането на f<sub>∞</sub> между 40 и 60 Hz се препоръчва ЗФ от фиг. 6.11 а, който е с понискоомни резистори и поради това е по-слабо чувствителен към смущенията с мрежова честота. Постояннотоковият режим на два-

та ОУ се установява по същия начин както при филтъра от фиг. 6.11 а. Тук обаче наличието на по-високоомни резистори обуславя по-силно влияние на остатъчните входни токове на ОУ, поради което постоянно напрежение на изхода на филтъра може да



Фиг. 6.13. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 5, коефициент на усиление в лентата на пропускане 10 и честота на максимално затихване до 2 kHz:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на  $f_{\infty}$ ; в — схема за замяна на резистора  $R_6$  с цел настройка на  $T_{\infty}$ .

достигне до  $\pm 1$  V. При необходимост от неговото нулиране в  $OU_1$  се въвежда схемата от фиг. 3.9, която не влияе върху работата на филтъра.

За получаване на зададена честота на максимално затихване  $f_{\infty}$  капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{1020}{f_{\infty} [\text{Hz}]} \text{ nF.} \quad (6.7)$$

Минималното входно напрежение на филтъра е 40 mV, а максималното зависи от желаната максимална пропускана честота  $f_{\infty}$  според кривата от фиг. 6.12. Например, ако ЗФ трябва да пропуска сигнали с честоти до 40 kHz, на входа му може да се подава напрежение до 200 mV. От фиг. 6.12 може да се определи, че максимално допустимото напрежение става равно на минимал-

ното при честота 150 kHz. Следователно ЗФ не може да пропуска сигнали с честоти над 150 kHz. Изходното съпротивление  $R_T$  на стъпалото пред филтъра не трябва да бъде по-голямо от 7 k $\Omega$ , а входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра — да не бъде по-малко от 200  $\Omega$ .

Честотата на максимално затихване  $f_\infty$  зависи от същите елементи както при ЗФ от фиг. 6.11 а. Същата е и настройката и чрез замяна на  $R_2$  със схемата от фиг. 6.13 б, както и тук се препоръчва  $P_1$  да бъде многооборотен тример-потенциометър. Коефициентът на предаване на ЗФ в лентата на пропускане има типична стойност 10, която при използване на елементи с толеранси  $\pm 1\%$  обикновено е между 9,8 и 10,2. Коефициентът на предаване  $T_\infty$  при  $f_\infty$  има същите стойности както при филтъра от фиг. 6.11 а. Аналогична е и настройката му при замяна на  $R_5$  със схемата от фиг. 6.13 в, като и в случая се препоръчва  $P_2$  да бъде многооборотен тример-потенциометър.

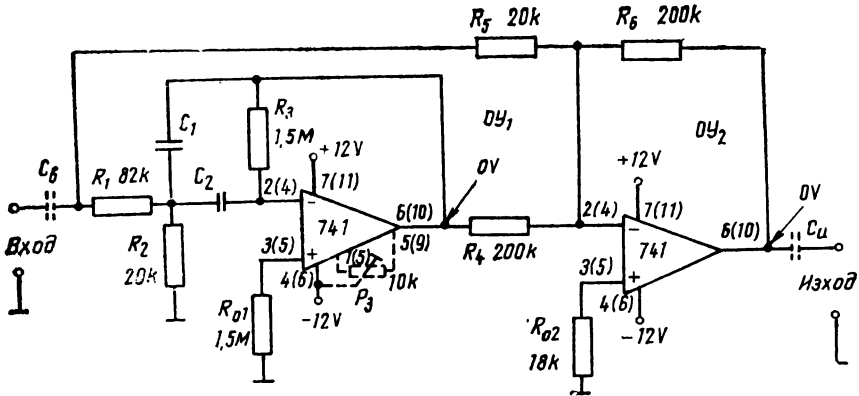
При необходимост от постоянноотково разделяне на филтъра от предишното и следващото стъпало се поставят кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$ , показани с прекъсната линия на фиг. 6.13 а. С това АЧХ на ЗФ добива вида на крива 2 от фиг. 6.1, като при зададена честота  $f_n$  капацитетът на  $C_n$  се определя от израза

$$C_n = \frac{15}{f_n [\text{Hz}]} \mu\text{F}. \quad (6.8)$$

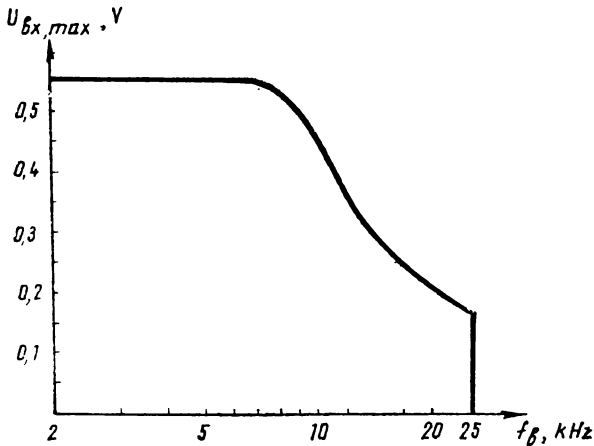
За изчисляване на  $C_n$  се използва (6.2 б). Двата капацитета се закръгляват към най-близките по-големи стандартни стойности. За да не се получи недопустимо голям капацитет на  $C_n$  при  $f_n$  под няколко херца, входното съпротивление  $R_T$  на стъпалото след филтъра трябва да бъде над 10 k $\Omega$ .

В редица практически случаи не се изисква ЗФ да има максимално широка лента на пропускане. Тогава може да се използва схемата от фиг. 6.14 а. Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на двата ОУ, а в скоби — за двуредов корпус с 14 извода. Принципът на действие и параметрите на филтъра са същите както при ЗФ от фиг. 6.13 а. Единствената разлика е в зависимостта на максималното входно напрежение на желаната максимална пропускана честота  $f_n$ , която е дадена на фиг. 6.15. Важно е да се отбележи, че независимо от амплитудата на входния сигнал максималната пропускана честота не може да бъде по-голяма от 25 kHz. За осъществяване на настройка на  $f_\infty$  резисторът  $R_2$  се заменя със схемата от фиг. 6.14 б, а за настройка на  $T_\infty$  резисторът  $R_5$  се заменя със схемата от фиг. 6.14 в. Самата настройка се извършва по същия начин както при ЗФ от

фиг. 6.13 а. За нулиране на постоянното изходно напрежение на филтъра трябва да се прибави тример-потенциометърът  $P_3$ , даден с прекъснатата линия на фиг. 6.14. Той не влияе върху параметрите на филтъра. Когато е необходимо постоянно токово разделяне на



Фиг. 6.14. Теснолентов филтър с качествен фактор, равен на 5, коефициент на усиливане в лентата на пропускане 10, честота на максимално затихване до 2 kHz и намален брой елементи



Фиг. 6.15. Зависимост на максималното входно напрежение на филтъра от фиг. 6.14 от максималната пропускана честота

филтъра от предишното и следващото стъпало, се поставят кондензаторите  $C_v$  и  $C_n$ , дадени с прекъснатата линия на фиг. 6.14 а. В резултат на това АЧХ добива вида на крива 2 от фиг. 6.1. Капацитетите на двата кондензатора се изчисляват по формули (6.8) и (6.26).

## Глава 7

### ЕЛЕКТРОННИ ИНДУКТИВНОСТИ

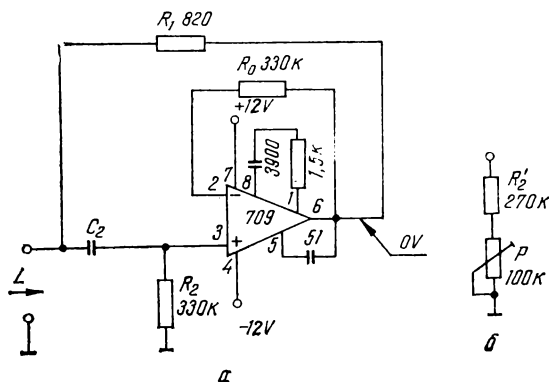
Съществуват електронни схеми, импедансът между две от клемите на които има индуктивен характер. С други думи, между две клеми се моделира електронен индуктивен елемент, наричан накратко, макар и не съвсем точно, *електронна индуктивност*. Електронните индуктивности се използват за заместване на бобините в различни електронни устройства, например LC-филтри, трептящи кръгове, LC-генератори и др. При това практиката е показала, че такова заместване има смисъл главно при честоти до около 100 kHz, тъй като при тези честоти заместващите бобини са големи, тежки и скъпи, а електронните индуктивности се реализират сравнително лесно. При по-високи честоти бобините имат вече по-малки размери, а схемите на електронни индуктивности стават по-сложни и с по-ниски качествени показатели. Освен това има други по-прости и евтини методи за създаване на схеми с избирателни свойства без бобини — например електромеханични филтри или филтри с прибори с акустични вълни (ПАВ филтри), използвани в последните години в междинно-честотните усилватели на радиоприемниците и телевизионните приемници.

При използването на електронни индуктивности трябва да се има предвид, че през тях не може да протича постоянен ток. В редица случаи това ограничава непосредственото заместване на бобини. Същевременно между двете входни клеми на електронната индуктивност често има постоянно напрежение, което не трябва да се променя при включването ѝ към друга схема.

В тази глава са разгледани 3 практически схеми на електронни индуктивности, единият извод на които е свързан към маса — т. нар. замасени индуктивности. Схемите могат да реализират индуктивности между 200 mH и 50 000 H при качествен фактор между 5 и 1000 и да работят при честоти до 20 kHz.

Използването на ОУ позволява реализирането на стабилни

индуктивности с голям качествен фактор и малък брой елементи. На фиг. 7.1 *a* е показана практическата схема на индуктивност с един ОУ и  $Q=10$ . Дадена е номерацията на изводите за кръгъл корпус на ОУ. Постояннотоковият режим е стабилен, тъй като



Фиг. 7.1. Реализация на индуктивност до 270 Н с качествен фактор 10:

*a* — основна схема; *b* — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на индуктивността

съществува ООВ по постоянен ток през резистора  $R_0$  и неинвертиращият вход е свързан галванично към маса през резистора  $R_1$ . Еднаквите съпротивления на двата резистора отстраняват влиянието на поляризиращия входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение. Все пак поради остатъчния входен ток на ОУ това напрежение може да достигне до  $\pm 0,2\text{ V}$ . При нужда от неговото нулиране към ОУ се прибавя схемата от фиг. 3.9, която не влияе върху параметрите на получената индуктивност.

Схемата може да реализира индуктивност между 0,5 и 270 Н. Дадена  $L$  се получава чрез изчисляване на капацитета на кондензатора  $C_2$  по формулата

$$C_2 = 3,7 L [\text{H}], \text{ nF.} \quad (7.1)$$

Ако индуктивността се използва за реализация на трептящ кръг, кондензаторът  $C_1$  на този кръг трябва да има същия капацитет както  $C_2$ . При това за получаване на зададена резонансна честота  $f_p$  капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{9,67}{f_p [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (7.2)$$

Честотата  $f_p$  може да бъде в границите от 10 Hz до 5 kHz. При по-високи честоти се получава зависимост на  $L$  от приложеното върху нея променливо напрежение и дори самовъзбуждане.

Стойността на реализираната индуктивност зависи от капацитета на кондензатора  $C_2$  и съпротивленията на резисторите  $R_1$  и  $R_2$ . Когато индуктивността трябва да се получи с точност до няколко процента, тези три елемента трябва да бъдат с производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . За да не става нужда от използването на точни резистори, възможно е  $R_1$  да бъде тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ , а  $R_2$  да се замени със схемата от фиг. 7.1 б. В нея резисторът  $R_2'$  е тип МЛТ с толеранс  $\pm 5\%$ . В същност този потенциометър играе ролята на подвижната феритна сърцевина в бобините. Максимална индуктивност се получава при долно положение на плъзгача  $P$ . Схемата от фиг. 7.1 б позволява промяна на индуктивността с около  $\pm 10\%$ , но трябва да се има предвид, че това е съпроводено с изменение на качествения фактор до около  $\pm 5\%$ . При това  $Q$  расте с намаляване на индуктивността и обратно. Настройката на  $L$  се извършва, като се реализира трептящ кръг с капацитет  $C_1$ , равен на капацитета на  $C_2$  (фиг. 7.2). От тонгенератора  $TG$  се подава синусоидално напрежение с ефективна стойност 2 V и честота

$$f_p = \frac{159}{\sqrt{L [\text{mH}] \cdot C_1 [\text{nF}]}} \text{ kHz.} \quad (7.3)$$

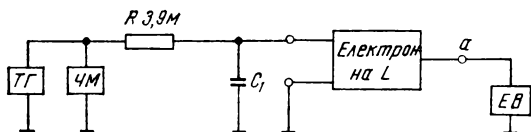
В (7.3)  $L$  е стойността на електронната индуктивност. Тази честота се измерва с честотомера  $ЧМ$ . Променливотоковият електронен волтметър  $ЕВ$  се включва към изхода на ОУ (точка  $a$  от фиг. 7.2) и се поставя на обхват 100 mV. Чрез движение на плъзгача на пример-потенциометъра  $P$  се постига максимално показание на  $ЕВ$ , което означава, че е получена точно необходимата стойност на индуктивността.

Променливото напрежение върху индуктивността може да бъде в границите между 10 mV и 5 V.

На читателя е известно, че при реализиране на трептящи кръгове и  $LC$ -филтри за честоти под няколко десетки херца са необходими твърде големи индуктивности. Например, ако трябва да се реализира трептящ кръг с резонансна честота 5 Hz с помощта на кондензатор с капацитет 1  $\mu\text{F}$ , необходима е бобина с индуктивност 1000 H. А една такава бобина, освен че е много скъпа, има обем примерно колкото един мрежов трансформатор и тегло 0,5 kg. Очевидно реализацията на подобен трептящ кръг влиза в рязко противоречие със съвременната интегрална микроелектроника. За подобни случаи може да се използва електрон-

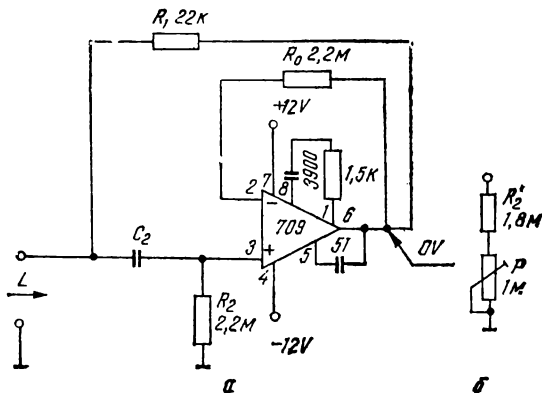


ната индуктивност от фиг. 7.3 а, която в зависимост от капацитета на кондензатора  $C_2$ , реализира индуктивност между 100 и 50 000 Н с качествен фактор, равен на 5. Постояннотоковият режим на ОУ е стабилен поради постояннотоковата ООВ през  $R$



Фиг. 7.2. Блокова схема за настройка на електронни индуктивности

и галваничната връзка на неинвертиращия вход с маса през резистора  $R_2$ . Високоомните резистори на схемата обуславят значително влияние на остатъчния входен ток на ОУ върху неговото постоянно изходно напрежение, което може да достигне до  $\pm 1,2$  V.



Фиг. 7.3. Реализация на индуктивност до 50 000 Н с качествен фактор 5:

а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_2$  с цел настройка на индуктивността

При необходимост от нулирането му към ОУ се прибавя схемата от фиг. 3.9, която не влияе върху параметрите на индуктивността.

За реализирането на дадена индуктивност необходимо е капацитетът на кондензатора  $C_2$  да се изчисли по формулата

$$C_2 = 0,0207L \text{ [H]}, \mu\text{F}. \quad (7.4)$$

Когато  $L$  е част от трептящ кръг, неговият капацитет  $C_1$  трябва да бъде равен на  $C_2$ . Ако е зададена резонансната честота  $f_p$  на кръга, капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се изчисляват по формулата

$$C_1 = C_2 = \frac{722}{f_p [\text{Hz}]}, \text{ nF.} \quad (7.5)$$

Честотата  $f_p$  може да бъде в границите между 0,7 и 350 Hz. Напълно възможно е да се реализират и трептящи кръгове с честоти под 0,7 Hz, но това изисква използването на кондензатори с капацитет над 1  $\mu\text{F}$ . При честоти над 350 Hz също е възможна реализация на индуктивности, но това е свързано с промени на качествения фактор и индуктивността до около 50%.

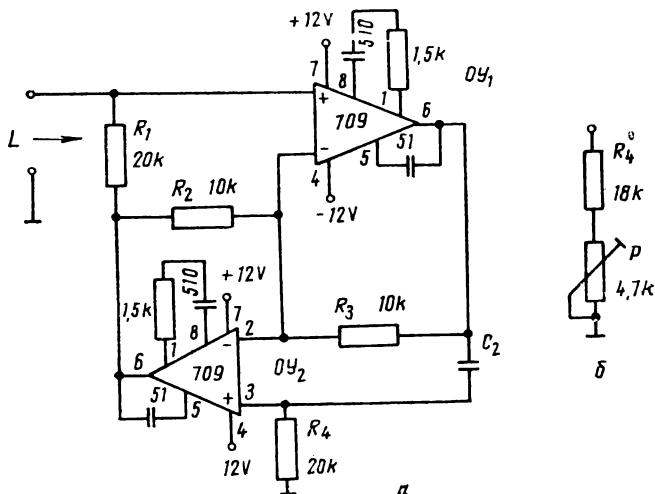
Проблемите за точното получаване на зададена индуктивност и влиянието на производствените толеранси на  $R_1$ ,  $R_2$  и  $C_2$  върху тази точност са същите както при схемата от фиг. 7.1 а. Тук за настройка на  $L$  при толеранс на  $R_1$ , равен на  $\pm 5\%$ , и на  $C_2$ , равен на  $\pm 2\%$ , резисторът  $R_2$  трябва да се замени със схемата от фиг. 7.3 б, в която  $R_2'$  е тип МЛТ с производствен толеранс  $\pm 5\%$ . Настройката на  $L$  се извършва с помощта на схемата от фиг. 7.2 по същата методика както при схемата от фиг. 7.1 а. Разликата се състои само в това, че от ТГ се подава напрежение с ефективна стойност 1 V, а ЕВ се поставя на обхват 300 mV.

Променливото напрежение, което се прилага върху индуктивността, трябва да бъде в границите между 10 mV и 5 V. Поради високоомните резистори при входни напрежения под 50 mV трябва да взимат мерки за намаляване на смущенията — екраниране на входните вериги на ОУ или на цялата схема, и разполагането ѝ далече от мрежовия трансформатор или други източници на електромагнитни полета.

Последната схема на електронна индуктивност, която ще бъде разгледана в тази глава, съдържа два ОУ (фиг. 7.4 а) и има качествен фактор над 100. Дадена е номерацията на изходите за кръгъл корпус на двата ОУ. Постояннотоковият режим на схемата е стабилен поради постояннотоковите ООВ — чрез резистора  $R_3$  за  $ОУ_1$  и чрез  $R_2$  за  $ОУ_2$ . Освен това неинвертиращите входове на ОУ са свързани галванично към маса — входът на  $ОУ_1$  през резистора  $R_1$  и изхода на  $ОУ_2$ , а входът на  $ОУ_2$  — през  $R_4$ . Постоянните напрежения в изходите на двата ОУ се различават малко от 0 V и могат да достигнат до около  $\pm 30$  mV. Постоянното напрежение върху самата индуктивност е равно на 0 V.

По своя принцип на действие схемата представлява обобщен импедансен конвертор, натоварен с резистора  $R_4$ . Този конвертор преобразува („конвертира“) съпротивлението на  $R_4$  в импеданс с

индуктивен характер между двете входни клемми. Със схемата могат да се реализират индуктивности между 200 мН и 400 Н. За да се получи дадена  $L$ , необходимо е капацитетът на кондензатора  $C_2$  да се изчисли по формулата



Фиг. 7.4. Реализация на индуктивност до 400 Н с качествен фактор над 190:  
 а — основна схема; б — схема за замяна на резистора  $R_4$  с цел настройка на индуктивността

$$C_2 = 2,5 L [\text{H}], \text{ nF.} \quad (7.6)$$

Когато трябва да се реализира трептящ кръг с резонансна честота  $f_p$ , към индуктивността се свързва кондензатор  $C_1$ . При това капацитетите на  $C_1$  и  $C_2$  се определят от израза

$$C_1 = C_2 = \frac{15,9}{f_p [\text{kHz}]}, \text{ nF.} \quad (7.7)$$

Честотата  $f_p$  може да бъде в границите между 8 Hz и 20 kHz. В същите граници могат да бъдат граничната честота на ВЧФ и средната честота на ЛФ, реализирани чрез заместване на бобините с електронната индуктивност.

Стойността на получената индуктивност зависи в еднаква степен от съпротивления на резисторите  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  и от капацитета на кондензатора  $C_2$ . При необходимост от точно реализиране на дадена индуктивност тези елементи трябва да бъдат с

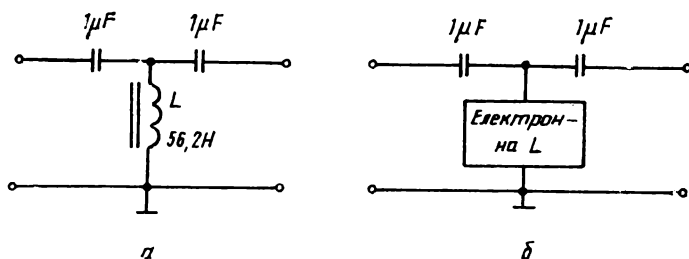
производствени толеранси, не по-големи от  $\pm 1\%$ . Тъй като индуктивността има голям  $Q$ , реализираните с нейна помощ трептящи кръгове и лентови филтри имат тясна лента на пропускане. Поради това се препоръчва освен използването на елементи с малки производствени толеранси да се извършва и донастройка на индуктивността чрез заместване на резистора  $R_4$  със схемата от фиг. 7.4 б. В нея  $R_4$  трябва да има производствен толеранс не по-голям от  $\pm 2\%$ . За улеснение на настройката и получаване на стабилна във времето индуктивност се препоръчва за  $P$  да се използва многооборотен тример-потенциометър. Полезно е да се има предвид, че индуктивността е най-малка при горно положение на плъзгача на  $P$ . Самата настройка се извършва по схемата от фиг. 7.2, в която точка  $a$  представлява изходът (извод б) на  $OY_2$ . Трябва да се отбележи, че при  $Q$  над 300 е възможно паразитният входен капацитет на  $EB$  да предизвика самовъзбуждане на схемата. Това се избягва, като последователно на входа на  $EB$  се включи резистор със съпротивление няколко десетки килоома. Кондензаторът  $C_1$  от фиг. 7.2 имат същия капацитет, както  $C_2$ . Последователността на настройката е същата както на индуктивността от фиг. 7.1 а, като разликата се състои само в подаването от  $TG$  на напрежение с ефективна стойност 1 V и поставянето на  $EB$  на обхват 1 V.

Вече бе споменато, че  $Q$  на индуктивността е над 100. Неговата точна стойност зависи силно от ъгъла на загубите  $\text{tg } \delta$  на кондензатора  $C_2$ . Например при кондензатор без загуби ( $\text{tg } \delta = 0$ )  $Q$  може да достигне до 3000—4000, а при  $\text{tg } \delta = 100 \cdot 10^{-4}$  неговата стойност намалява на около 100. При използване на електронната индуктивност за реализация на трептящи кръгове влиянието на кондензатора  $C_1$  на кръга е аналогично. Поради това се препоръчва кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  да бъдат стирофлексни с  $\text{tg } \delta$ , не по-голям от  $5 \cdot 10^{-4}$ . Когато трябва да се реализират индуктивности над 80 H, необходим е капацитет на  $C_2$  над 200 nF. Обаче стирофлексни кондензатори с малки загуби и такъв капацитет се намират твърде трудно. В такива случаи се допуска поставянето на книжни кондензатори с по-големи загуби, което води до намаление на  $Q$  до около 50 или дори по-малко.

Ефективната стойност на променливото напрежение върху индуктивността може да бъде в границите между 3 и 500 mV. При по-малки напрежения започват да влияят шумовете, а над 500 mV се наблюдава зависимост на  $L$  от приложеното върху нея напрежение.

**Използуване на електронните индуктивности.** Между индуктивностите на бобините и електронните индуктивности не съще-

ствуват принципни различия. Поради това с електронните индуктивности могат да се реализират последователни и паралелни трептящи кръгове по класическите начини. Освен това електронните индуктивности намират приложение и за заместване на бо-



Фиг. 7.5. Филтър с електронна индуктивност:  
 а — схема на LC-прототип с гранична честота 15 Hz; б — електронен филтър

бините в пасивните LC-филтри, с което се получават електронни филтри. Най-лесно това се прави, като от дадените на фиг. 7.1, 7.3 и 7.4 схеми се избере индуктивност с качествен фактор, по-голям или равен на качествения фактор на заместваната бобина. След това се реализира индуктивност, равна на индуктивността на бобината, като се изчислява капацитетът на кондензатора  $C_2$ . Един пример е даден на фиг. 7.5. Пасивният високочестотен LC-филтър (фиг. 7.5 а), който трябва да се замести с електронен филтър, има гранична честота 15 Hz, а качественият фактор на бобината е равен на 8. Електронна индуктивност със стойност 56,2 H и качествен фактор 8 може да се реализира със схемата от фиг. 7.1 а. По (7.1) се изчислява  $C_2 = 208$  nF. Приема се да се постави кондензатор с капацитет 200 nF и производствен толеранс  $\pm 2\%$ . Това означава, че вместо  $L = 56,2$  H ще се получи индуктивност 54 H, което ще доведе до увеличаване на граничната честота на филтъра на 15,3 Hz. За повечето приложения такова увеличение е без значение, но ако все пак трябва да се получи  $f_c$  точно 15 Hz, необходимо е  $R_2$  да се замени със схемата от фиг. 7.1 б и да се извърши настройка на  $L$  по схемата от фиг. 7.2.

## ЛИТЕРАТУРА

1. *Алексаков, Г. Н.* Активные RC-фильтры на операционных усилителях. М., Энергия, 1974.
2. *Галямичев, Ю. П., А. А. Ланнэ, В. З. Лундин, В. А. Петраков.* Синтез активных RC-цепей. Современное состояние и проблемы, М., Связь, 1975.
3. *Знаменский, А. Е., И. Н. Теплоу.* Активные RC-фильтры. М., Связь, 1970.
4. *Йонкин, П. А., В. Г. Миронов.* Синтез RC-схем с активными невзаимными элементами. М., Энергия, 1976.
5. *Калниболотский, Ю. М., В. С. Рысин.* Проектирование электронных схем Киев, Техника, 1976.
6. *Конов, К.* Интегральные схемы в практике, част II — линейные схемы. С. Техника, 1978.
7. *Кустов, О. В., В. З. Лундин.* Операционные усилители в линейных цепях. М., Связь, 1978.
8. *Куцаров, С. И.* Бесиндуктивные электронные фильтры. С., Техника, 1977.
9. *Куцаров, С. И., А. Г. Кебедежиев.* Исследование и проектирование на обобщенных импедансных конверторах — Электропромышленность и приборостроение. 1978, № 7, стр. 247—250.
10. *Куцаров, С. И.* Наръчник по електронни схеми. Част 5. Електронни филтри, С., Техника, 1982.
11. *Мигулин, И. Н., М. З. Чаповский.* Усилительные устройства на транзисторах. Киев, Техника, 1974.
12. *Николаенко, Н. С.* Синтез транзисторных усилителей и фильтров. Л., Энергия, 1970.
13. *Рутковски, Д.* Наръчник по операционни усилватели. С., Техника, 1978.
14. *Седов, К. И.* Введение в синтез активных цепей. Л., Энергия, 1973.
15. *Темеш, Г., С. Митра.* Современная теория фильтров и их проектирование. М., Мир, 1977.
16. *Хьюлсман, Л. П.* Активные фильтры. М., Мир, 1972.
17. *Хьюлсман, Л. П.* Теория и расчет активных RC-цепей. М., Связь, 1973.
18. *Al-Nasser, F.* Tables Speed Design of Low-Pass Active Filters. EDN, March 15, 1971.
19. *Berndt, D., S. C. Dutta Roy.* Inductor Simulation Using a Single Unity Gain Amplifier — IEEE J. Solid — State Circuits, SC-4, 1969, № 2, pp. 161—162.
20. *Gopal, K.* Active RC — Realisation of a Third Order Low-Pass Butterworth Characteristic Using Equal-Valued Passive Elements — PIEEE, 62, 1974, № 1, p. 137.
21. *Lüder, E.* Two-Amplifier Biquad — Frequenz, 29, 1975, H. 5, s. 140—142.
22. *Shepard, R. R.* Active Filters: part 12. Short Cuts to Network Design — Electronics, 42, 1969. № 17, pp. 82—91.
23. *Stephenson, F. W.* High Pass Realisation of Equal-Valued-Capacitor Active RC-Networks — PIEEE 60, 1972, № 8, p. 966.
24. *Wilson, G., A Parallel-T<sup>-1</sup> Based RC-Active Notch Filter — PIEEE, 65, 1977, № 4, pp. 580—581.*

# СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор . . . . .	6
<b>Глава 1.</b> Общи сведения за електронните филтри . . . . .	8
1.1. Основни параметри на филтрите . . . . .	8
1.2. Основни видове филтри . . . . .	11
1.3. Принцип на реализация на електронните филтри . . . . .	14
<b>Глава 2.</b> Нискочестотни филтри . . . . .	21
2.1. Филтри с транзисторни повторители на напрежение . . . . .	23
2.2. Филтри с транзисторни усилватели . . . . .	33
2.3. Филтри с ОУ и положителна обратна връзка . . . . .	36
2.4. Филтри с ОУ и отрицателна обратна връзка . . . . .	44
<b>Глава 3.</b> Високочестотни филтри . . . . .	49
3.1. Филтри с транзисторни повторители на напрежение . . . . .	51
3.2. Филтри с транзисторни усилватели . . . . .	57
3.3. Филтри с ОУ и положителна обратна връзка . . . . .	59
3.4. Филтри с ОУ и отрицателна обратна връзка . . . . .	67
<b>Глава 4.</b> Широколентови филтри . . . . .	73
4.1. Транзисторни филтри . . . . .	75
4.2. Филтри с ОУ . . . . .	81
<b>Глава 5.</b> Теснолентови филтри . . . . .	96
5.1. Филтри с малък качествен фактор . . . . .	97
5.2. Филтри със среден качествен фактор и един ОУ . . . . .	112
5.3. Филтри със среден качествен фактор и два ОУ . . . . .	117
<b>Глава 6.</b> Заграждащи филтри . . . . .	132
6.1. Филтри с един ОУ . . . . .	133
6.2. Филтри с два ОУ . . . . .	142
<b>Глава 7.</b> Електронни индуктивности . . . . .	151
Литература . . . . .	159

## 55 ПРАКТИЧЕСКИ СХЕМИ НА ЕЛЕКТРОННИ ФИЛТРИ

Автор доц. к.т.н. инж. *Стефан Иванов Куцаров*

Рецензент на второто издание доц. к.т.н. инж. *Георги Костов Стоянов*  
Второ преработено и допълнено издание

Код 03 9533113211  
3192—I—84

Издавателски № 13 328

Научен редактор инж. *Илия Асенов Иванов*

Художник *Филип Малеев*

Художник-редактор *Мария Димитрова*

Технически редактор *К. Крумов*

Коректор *Станка Митева*

Дадена за набор на 10. IX. 1983 г. Подписана за печат на 10. III. 1984 г. Излязла от печат на 25. III. 1984 г. Формат 60/84/16. Печатни коли 10. Издавателски коли 9,33. Усл. издат. коли 9,30  
Тираж 4800+104 Цена 0,72 лв.

Държавно издателство „Техника“, бул. Руски № 6, София 1000

Държавна печатница „Георги Димитров“ — Ямбол





# ПОРЕДИЦА ПРАКТИЧЕСКА ЕЛЕКТРОНИКА

0,72  
ЛВ.