

Програмируеми активни филтри

Съдържание

• Определения и класификация

• Програмируеми активни RC – филтри

- Нискочестотни, високочестотни и лентови програмируеми активни RC – филтри
- Универсални програмируеми активни RC – филтри
- Интегрални активни RC – филтри

• Програмируеми активни SC – филтри

- Принцип на действие на схема с превключваеми кондензатори. SC интегратори
- Нискочестотен и високочестотен програмируем активен SC – филтър от първи ред
- Универсални програмируеми активни SC – филтри
- Специализирани интегрални схеми на активни SC – филтри

• Програмируеми активни Gm/C – филтри

- Операционни усилватели на проводимост (OTA). Активен Gm/C – интегратор с OTA
- Операционни усилватели на ток (CCII+). Активни Gm/C – интегратори със CCII+
- Нискочестотен и високочестотен програмируеми активни Gm/C – филтър от първи ред
- Универсален програмируем активен Gm/C – филтър

• Литература

1 Определения и класификация

Програмируемите активни филтри (ПАФ) са пренастройващи се избирателни усилватели, за които основните параметри на АЧХ и ФЧХ се променят в определени граници под управлението на цифров код.

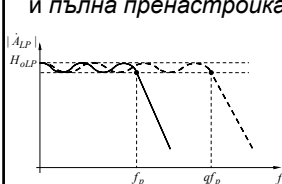
За нискочестотните и високочестотните ПАФ се променят граничната честота (полюсната честота), при което $f_p \rightarrow qf_p$ и коефициентът на предаване в лентата на пропускане $H_o \rightarrow qH_o$. За лентовите и заграждащите филтри се променят средната честота $f_o \rightarrow qf_o$, лентата на пропускане (задържане) – $\Delta f \rightarrow q\Delta f$ и коефициентът на предаване. Тук f_p , f_o , Δf и H_o са началните стойности на характерните честоти, ширината на лентата на пропускане (задържане) и коефициентът на предаване, а q е коефициент, който определя положението на АЧХ по честотната ос. При това стойността на q се задава с управляващ цифров код. Важна особеност на ПАФ е, че промяната на даден параметър на АЧХ и ФЧХ трябва да не влияе върху останалите параметри. Освен това за осигуряване на устойчива работа на ПАФ изменението на даден параметър практически никога не започва от нула.

От схемотехнична гледна точка ПАФ най-често са едностъпални или двустъпални схеми, реализиращи предавателни функции от първи, втори или четвърти ред. Основните градивни елементи на ПАФ са ОУ, резистори, кондензатори и цифрово управляеми електронни елементи. Най-често в схемите на ПАФ се използват следните видове управляеми електронни елементи: *RDAC цифрови потенциометри; умножителни ЦАП с R-2R матрици; вериги с комутируеми кондензатори и управляеми ОУ.*

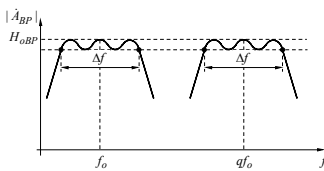
Синтез на програмируеми активни филтри

При синтеза на ПАФ основно се използва класическият метод, който се характеризира с разделяне на задачата за синтез на отделни етапи.

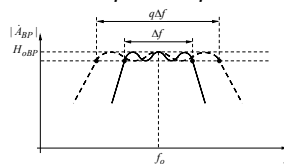
- **Апроксимация:** През първия етап се определя предавателната (схемната) функция въз основа на началните характерни честоти в лентата на пропускане и задържане. Предавателната функция се конструира във вид на дробно-рационален израз на комплексната променлива, който съдържа полином от m -ти ред в числителя и полином от n -ти ред в знаменателя, като винаги $m \leq n$. При конструиране на предавателната функция най-често се използват методите на Бътъруърт, Чебишев, Бесел, Лежандър, Кауер и инверсната апроксимация на Чебишев. След като се получи предавателната функция за началните стойности на параметрите в зависимост от изискванията към АЧХ и тяхната пренастройка се конструират предавателните функции в целия обхват на изменение. Най-често в практиката се използват три вида пренастройки на АЧХ или управления на АЧХ: *машабна пренастройка*, *лентова пренастройка* и *пълна пренастройка*.



Машабна пренастройка



Лентова пренастройка на предавателна функция по Чебишев с изменение на средната честота



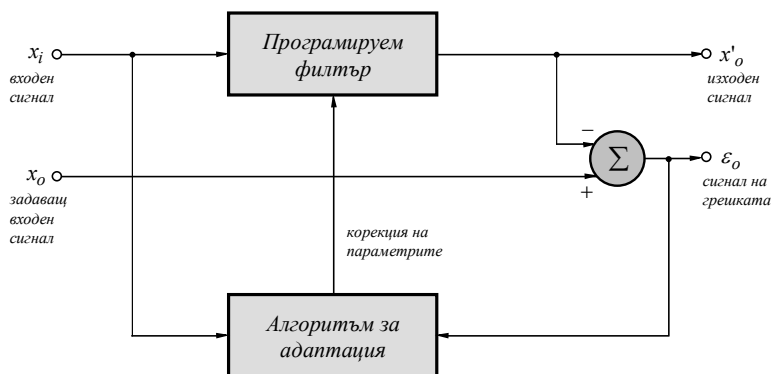
Лентова пренастройка на предавателна функция с изменение на ширината на честотната лента на пропускане

Реализация: През втория етап по намерените предавателни функции се определя самата схема, т.е. установява се нейната структура и се изчисляват параметрите на елементите ѝ. За да се получи схема с пренастройващи се параметри най-често елементите с фиксирани параметри в избраната схема се заменят с подходящо избрани аналози с управляеми параметри.

Симулационно и експериментално тестване на прототип. През този етап за всички стойности на цифровия код се проверява поведението на прототипа в постояннотокова, честотна и времева област. Резултатите получени от тестването служат за доказване или отхвърляне на хипотезите, генерирани от проектанта при работа с различни методи за апроксимация и схемни варианти за реализация.

След като се изпълни проверка на работоспособността на избраната схема се преминава към **проектиране на печатна платка и документиране на резултатите.**

Блокова схема на адаптивен (самонастройващ се) филтър

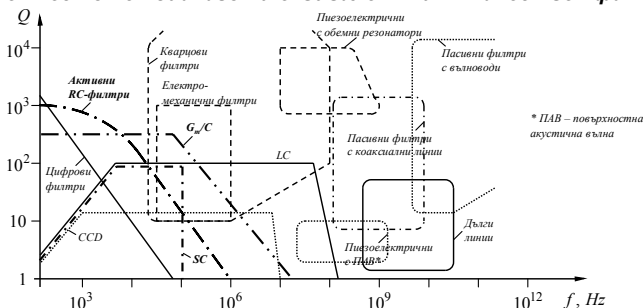


Най-общо адаптивните (самонастройващи) филтри за обработка на слаби сигнали действат на принципа на системите с обратна връзка. За тях основен елемент представлява ПАФ с цифрово управление на параметрите. При това АЧХ на ПАФ се изменя или адаптира във времето по такъв начин, че да пропусне без честотни изкривявания полезната част от входния сигнал и същевременно да потисне в максимална степен нежеланите честотни съставки или шумовете.

Класификационни схеми на програмируемите активни филтри

- В зависимост от начина на настройка на параметрите се различават активни филтри програмируеми с аналогово напрежение или ток, цифров код и периодичен импулсен сигнал с променяща се честота;
- Според формата на АЧХ филтрите се разделят на амплитудни филтри (пропускащи сигнали в определена честотна област) и фазови филтри (създаващи определена честотна зависимост на фазовата разлика между входния и изходния сигнал без затихване на амплитудите им).
- В зависимост от типа на използваните градивни елементи се различават програмируеми активни RC – филтри, програмируеми активни SC-филтри (Switched capacitors – SC filters) и програмируеми активни Gm/C – филтри.

Разпределение на основните видове филтри по отношение на типичния работен честотен диапазон и еквивалентният качествен фактор



2 Програмируеми активни RC – филтри

- Нискочестотен RC - филтър от първи ред с цифрово управление

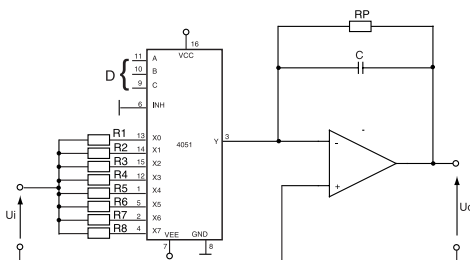
Схемата на нискочестотен RC филтър от първи ред с цифрово управление е показана на фиг. 1. В нея ОУ е обхванат от честотно зависима обратна връзка, съставена от резистора R_p и кондензатора C . Освен това към инвертиращия вход са включени резисторите $R_1 + R_8$ и аналоговия мултиплексор 4051. Входният сигнал U_i се подава между общата точка на резисторите и масата. При условие, че ОУ се приеме за идеален за коефициента на предаване по напрежение се получава

$$\dot{A}_{U_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{R_p}{R_{\Sigma i}} \frac{1}{1 + j\omega CR_p}, \text{ където } R_{\Sigma i} \approx R_i + R_{ON} \quad (i=1,2,3 \dots, 8).$$

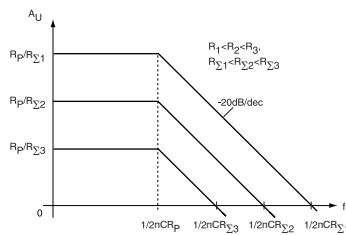
Модулът и фазата на предавателната функция имат вида

$$A_{U_i} = \frac{R_p}{R_{\Sigma i} \sqrt{1 + (\omega CR_p)^2}} \text{ и } \varphi(\omega) = 180^\circ - \arctan(\omega CR_p)$$

Графиката на модула на предавателната функция при различни R_i е показана на фиг. 2. Като се вижда от графиката, честотата от която схемата започва да интегрира входните сигнали е една и съща и зависи от времеконстантата $\tau_p = CR_p$. Честотата, при която обаче входният сигнал се интегрира точно е определена от $\tau_{\Sigma i} = CR_{\Sigma i}$, където $R_{\Sigma i} = R_i + R_{ON}$.



Фиг. 1.



Фиг. 2.

- Лентов RC - филтър от първи ред с цифрово управление

Схемата на управляемия филтър е показана на фиг. 3. Тук последователно на аналоговия мултиплексор е включен разделящия кондензатор C . По този начин при избор на един от каналите се формира различна времеконстанта $\tau_{\Sigma i} = CR_{\Sigma i}$ което променя ниската гранична честота. Разбира се, промяната на $\tau_{\Sigma i} \approx (R_i + R_{ON})C$ води и до изменение на коефициента на предаване за средни честоти. Предавателната функция на схемата от фиг. 3 има вида:

$$\dot{A}_{U_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = - \frac{R}{R_{\Sigma i}} \frac{1}{(1 + j\omega C_i R) \left(1 + \frac{1}{j\omega CR_{\Sigma i}}\right)} = - \frac{R}{R_{\Sigma i}} \frac{1}{\left(1 + j\frac{f}{f_h}\right) \left(1 - j\frac{f_{hi}}{f}\right)}$$

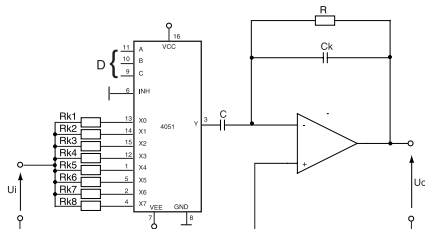
където $f_h = \frac{1}{2\pi C_k R}$ е високата гранична честота, а $f_{hi} = \frac{1}{2\pi CR_{\Sigma i}}$ е ниската гранична честота и $R_{\Sigma i} \approx R_i + R_{ON}$.

$i = 1, 2, 3 \dots, 8$.

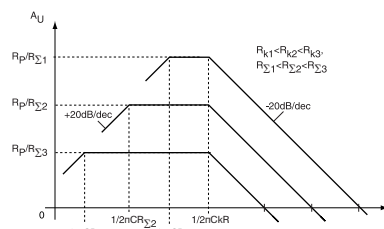
Въз основа на комплексната предавателна функция за модула и фазата се получават:

$$|A_{U_i}| = \frac{A_{ho}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_h}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{f_{hi}}{f}\right)^2}} \text{ и } \varphi = 180^\circ + \arctan\left(\frac{f_{hi}}{f}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_h}\right), \text{ където } A_{ho} = \frac{R}{R_{\Sigma i}} = \frac{R}{R_i + R_{ON}}.$$

Графиката на модула на коефициента на предаване за различни R_{hi} е дадена на фиг. 4.



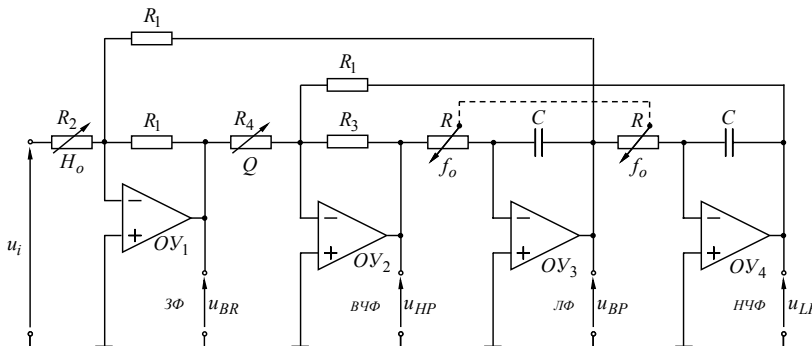
Фиг. 3.



Фиг. 4.

- Универсални програмируеми активни RC – филтри

Универсалните програмируеми активни RC – филтри имат един вход и три или повече изходи, всеки от които осигурява даден тип предавателна функция (нискочестотна, високочестотна, лентова, заграждаща или всепропускаща). Обикновено при универсалните RC – филтри граничната честота, ширината на лентата на пропускане или коефициентът на усилване се променят едновременно за всички видове реализуеми предавателни функции. По-голяма част от универсалните RC – филтри се получават въз основа на универсалния активен филтър на Кероин – Хюлсман – Нюкъб (KXH).



За определяне на предавателните функции по напрежение на схемата при условие, че ОУ са идеални елементи могат да се запишат следните формули за двата суматора и двата интегратора

$$u_{BR} = -u_{BP} - \frac{R_1}{R_2} u_i; \quad u_{HP} = -\frac{R_3}{R_1} u_{LP} - \frac{R_3}{R_4} u_{BR}; \quad u_{BP} = -\frac{1}{p\tau} u_{HP} \quad \text{и} \quad u_{LP} = -\frac{1}{p\tau} u_{BP}.$$

Предавателните функции на реализираните активни филтри от втори ред имат вида:

- Нискочестотна предавателна функция:
$$A_{LP}(p) = \frac{u_{LP}}{u_i} = \frac{\frac{R_3 R_1}{R_4 R_2} \frac{1}{\tau^2}}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau^2}} = H_{oLP} \frac{\omega_o^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Лентова предавателна функция:
$$A_{BP}(p) = \frac{u_{BP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3 R_1}{R_4 R_2} \frac{1}{\tau} p}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau^2}} = H_{oBP} \frac{\frac{\omega_o}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

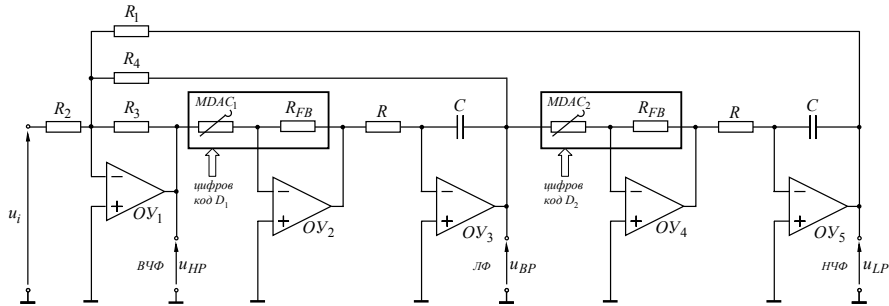
- Високочестотна предавателна функция:
$$A_{HP}(p) = \frac{u_{HP}}{u_i} = \frac{\frac{R_3 R_1}{R_4 R_2} p^2}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau^2}} = H_{oHP} \frac{p^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Заграждаща предавателна функция:
$$A_{BR}(p) = \frac{u_{BR}}{u_i} = \frac{-\frac{R_1}{R_2} \left(p^2 + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau^2} \right)}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau^2}} = H_{oBR} \frac{p^2 + \omega_n^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

След сравняване на левите и десните страни на горните равенства се получават следните формули за основните параметри

$$H_{oLP} = \frac{R_1^2}{R_2 R_4} \quad H_{oBP} = -\frac{R_1}{R_2} \quad H_{oLP} = \frac{R_1^2}{R_2 R_4} \quad H_{oBR} = -\frac{R_1}{R_2} \quad Q = \frac{R_4}{\sqrt{R_1 R_3}} \quad \omega_o = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \quad \omega_n = \omega_o$$

- Универсален програмируем активен RC – филтър с използване на умножителни ЦАП с R-2R матрица



За определяне на предавателните функции по напрежение на схемата при условие, че ОУ са идеални елементи могат да се запишат следните формули за суматора и двата интегратора

$$\begin{aligned}
 u_{HP} &= -\frac{R_3}{R_2} u_i - \frac{R_3}{R_4} u_{BP} - \frac{R_3}{R_1} u_{LP} \\
 u_{BP} &= -\frac{1}{p\tau} u_{o,OY_3} = \frac{D_1}{2^n} \frac{u_{HP}}{p\tau} = \frac{1}{p\tau_1} u_{HP} \\
 u_{LP} &= -\frac{1}{p\tau} u_{o,OY_5} = \frac{D_2}{2^n} \frac{u_{BP}}{p\tau} = \frac{1}{p\tau_2} u_{BP} \\
 u_{o,OY_3} &= -\frac{D_1}{2^n} u_{HP} \\
 u_{o,OY_5} &= -\frac{D_2}{2^n} u_{BP} \\
 \tau &= RC \\
 \tau_1 &= \frac{2^n}{D_1} RC \\
 \tau &= RC \\
 \tau_2 &= \frac{2^n}{D_2} RC
 \end{aligned}$$

Предавателните функции на реализираните активни филтри от втори ред имат вида:

- Нискочестотна предавателна функция:
$$A_{LP}(p) = \frac{u_{LP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{\tau_1 \tau_2}}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau_1} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} = H_{oLP} \frac{\omega_o^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Лентова предавателна функция:
$$A_{BP}(p) = \frac{u_{BP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{\tau_1} p}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau_1} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} = H_{oBP} \frac{\frac{\omega_o}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Високочестотна предавателна функция:
$$A_{HP}(p) = \frac{u_{HP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} p^2}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau_1} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} = H_{oHP} \frac{p^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

След сравняване на левите и десните страни на горните равенства се получават следните формули за основните параметри

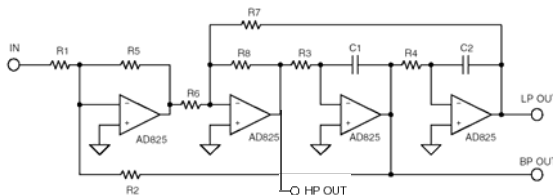
$$H_{oLP} = -\frac{R_1}{R_2} \quad H_{oHP} = -\frac{R_3}{R_2} \quad H_{oBP} = -\frac{R_4}{R_2} \quad Q = R_4 \sqrt{\frac{\tau_1}{R_1 R_3 \tau_2}} \quad \omega_o = \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \frac{1}{\sqrt{\tau_1 \tau_2}} \quad B_{0,7} = \frac{\omega_o}{Q} = \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau_1}$$

Областите на изменение на времеконстантите се определят от минималните и максималните стойности на управляващите цифрови кодове D_1 и D_2 . Въз основа на тях за минималната и максималната стойност на граничната (средната) честота се получават следните изрази

$$\omega_{o,\min} = \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \frac{1}{\tau_{\min}} = \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \frac{D_{\min}}{2^n} \quad \text{за } D_{\min} = 1 \quad \text{и} \quad \omega_{o,\max} = \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \frac{1}{\tau_{\max}} = \sqrt{\frac{R_3}{R_1}} \frac{D_{\max}}{2^n} \quad \text{за } D_{\max} = 2^n - 1;$$

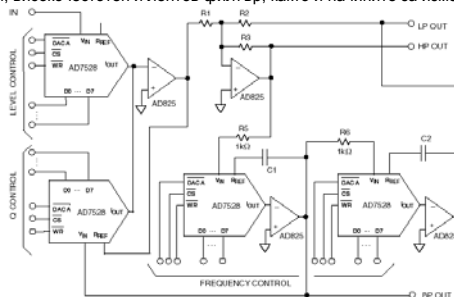
Задачи за самостоятелна работа

1.1. За схемата на активния RC филтър, показана на фиг. 1.1, да се определят в общ вид предавателните функции за нискочестотен, високочестотен и лентов филтър.



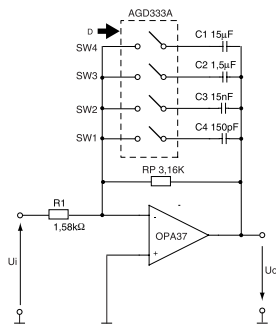
Фиг. 1.1.

1.2. В схемата на активния RC филтър, показана на фиг. 1.1, резисторите R_1 , R_2 , R_3 и R_4 са заменени със CMOS умножителни цифрово-аналогови преобразуватели. Освен това резисторът R_5 , включен във веригата на ОВ на първия ОУ е изпълнен с ЦАП. По този се получава схемата от фиг. 1.2. Да се определят в общ вид предавателните функции за нискочестотен, високочестотен и лентов филтър, както и начините за изменение на Q_p , N и ω_p .

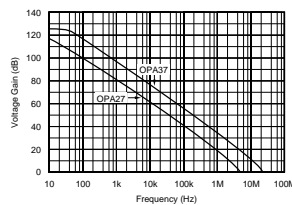


Фиг. 1.2.

1.3. На фиг. 1.3а е показана схема на активен RC филтър от първи ред с цифрово управление. Анализирайте схемата за всички комбинации на цифровия код D и определете предавателните функции по напрежение. Начертайте АЧХ и ФЧХ за всички D в полето на честотната характеристика на ОУ тип ОРА37 (*Texas Instruments*), показана на фиг. 1.3б. Възможно ли е с така избрания ОУ да се реализират и четирите RC-филтъра?



Фиг. 1.3а



Фиг. 1.36

3 Програмируеми активни SC – филтри

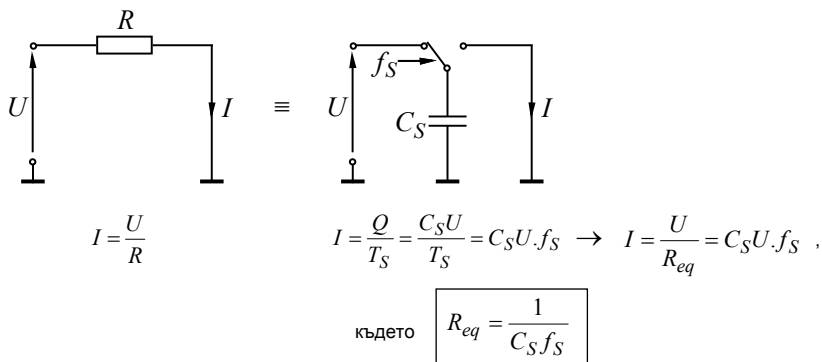
- Същност и основни предимства на електронните схеми с превключваеми кондензатори

Програмируемите активни SC – филтри са избирателни усилватели, съдържащи основно ОУ и вериги с превключваеми кондензатори (Switched Capacitors – SCs). Пренастройката на граничната (средната) честота в тях може да се осъществи чрез промяната на честотата на външния тактов сигнал. Другите основни параметри, като качествено отношение и коефициент на усилване могат да се задават чрез промяна на отношението на съпротивленията на външни резистори или чрез цифров код задаващ коефициента на броење на вътрешни броячи, които управляват вериги с превключваеми кондензатори, имитиращи резистори.

Електронна схема на програмируем SC – филтър може да се получи, ако например в схемата на универсален програмируем активен RC-филтър от втори ред с умножителни ЦАП резисторите, означени с R се заменят с превключваеми кондензатори.

Основното предимство на SC схемите е възможността динамичните параметри, като например гранична честота, времеконстанта, коефициент на предаване и други да се настройват само чрез промяна на честотата на превключване на кондензаторите. Освен това за SC схемите консумираната електрическа мощност е по-малка, както и конструктивните им размери са по-малки от тези на схемите с дискретни елементи.

- Принцип на действие на схема с превключваеми кондензатори



Пример: За $C = 50 \text{ pF}$ и $f_{clk} = 100 \text{ kHz}$, тогава $R_{eq} = 200 \text{ k}\Omega$.

Следователно, при изменение на тактовата честота f_s се променя и съпротивлението R_{eq} .

Предимства на SC филтрите:

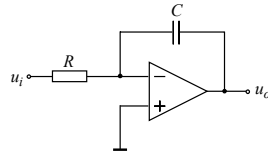
- Възможност за точно получаване на времеконстантите;
- Прецизна настройка на схемите чрез тактовата честота;
- Малка площ и ниска консумация;
- Незначителна нелинейност и температурна стабилност.

Недостатъци на SC филтрите:

- Повишено ниво на шумовете и малка стойност на коефициента PSRR;
- Допълнителни схеми за формиране на тактовата честота;
- Неподходящи за работа при високи честоти.

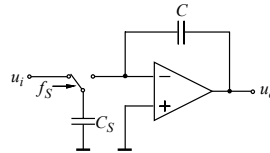
- Електронни схеми на интегратори с превключваеми кондензатори

Инвертиращ RC интегратор



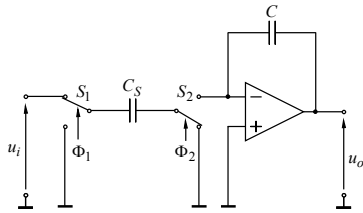
$$\tau = RC; \quad A_U(p) = -\frac{1}{\tau p}$$

Инвертиращ SC интегратор

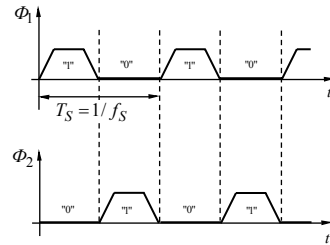
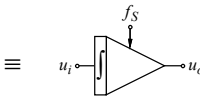


$$\tau = \frac{C}{C_s f_s}; \quad A_U(p) = -\frac{1}{\tau p}$$

Неинвертиращ SC интегратор



Схемно означение



$$A_U(p) = \frac{u_o}{u_i} \approx f_s \frac{C_s}{pC} = \frac{1}{p\tau}, \text{ където } \tau = CR_{eq} = \frac{C}{C_s f_s} = \frac{\eta}{2\pi f_s} \text{ и } \frac{C}{C_s} = \frac{\eta}{2\pi}$$

- Нискокестотен и високочестотен програмируем активен SC – филтър от първи ред

За определянето на предавателната функция се използват следните формули:

$$U_{HP} = -\frac{R_3}{R_2} U_c - \frac{R_3}{R_1} U_{LP} \text{ и } U_{LP} = \frac{U_{HP}}{p\tau}, \text{ където } \tau = \frac{C}{C_s f_s}$$

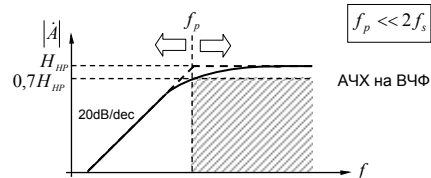
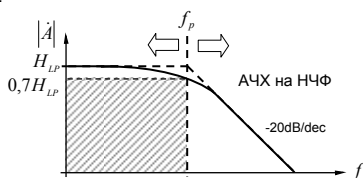
$$A_{LP}(p) = \frac{u_{LP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{p} + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{p\tau}}{1 + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{p\tau}} = H_{oLP} \frac{\omega_o}{p + \omega_o} \text{ и}$$

$$A_{HP}(p) = \frac{u_{HP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} p + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau}}{1 + \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{p\tau}} = H_{oHP} \frac{p}{p + \omega_o}$$

След сравняване на левите и десните страни на горните равенства се получават следните формули за основните параметри:

$$H_{oHP} = -\frac{R_3}{R_2}, \quad H_{oLP} = -\frac{R_1}{R_2} \text{ и } \omega_o = \frac{R_3}{R_1} \frac{1}{\tau} \rightarrow f_o = \frac{R_3}{R_1} \frac{f_s}{\eta}$$

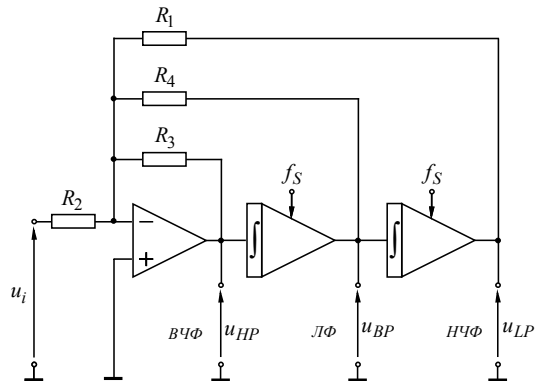
За схемата на активен SC филтър настройката на граничната честота ω_p се осъществява чрез изменение на тактовата честота f_s . Наклонът на предавателната характеристика за честоти $\omega > \omega_p$ е -20 dB/dec.



- Универсален (нискочестотен, високочестотен и лентов) програмируем активен SC - филтър

Универсалните програмируеми активни SC – филтри се характеризират с един вход и няколко изхода, всеки от които реализира нискочестотна, високочестотна, лентова или заграждаща функция от втори ред.

Голяма част от универсалните SC – филтри са реализирани на базата на схемите на Фишер – Лейкър, включващи един или два суматора и два или повече неинвертиращи интегратора.



За определяне на предавателните функции по напрежение на схемата при условие, че ОУ са идеални елементи могат да се запишат следните формули за суматора и двата SC интегратора

$$u_{HP} = -\frac{R_3}{R_2}u_i - \frac{R_3}{R_4}u_{BP} - \frac{R_3}{R_1}u_{LP} ; \quad u_{BP} = \frac{1}{p\tau}u_{HP} \quad \text{и} \quad u_{LP} = \frac{1}{p\tau}u_{BP}$$

Предавателните функции на реализираните активни филтри от втори ред имат вида:

- Нискочестотна предавателна функция:

$$K_{LP} = \frac{U_{LP}}{U_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2\tau^2}}{p^2 + \frac{R_3}{R_4\tau}p + \frac{R_3}{R_1\tau^2}} = H_{LP} \frac{\omega_p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}p + \omega_p^2}$$

- Лентова предавателна функция:

$$K_{BP} = \frac{U_{BP}}{U_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2\tau}p}{p^2 + \frac{R_3}{R_4\tau}p + \frac{R_3}{R_1\tau^2}} = H_{BP} \frac{\frac{\omega_p}{Q_p}p}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}p + \omega_p^2}$$

- Високочестотна предавателна функция:

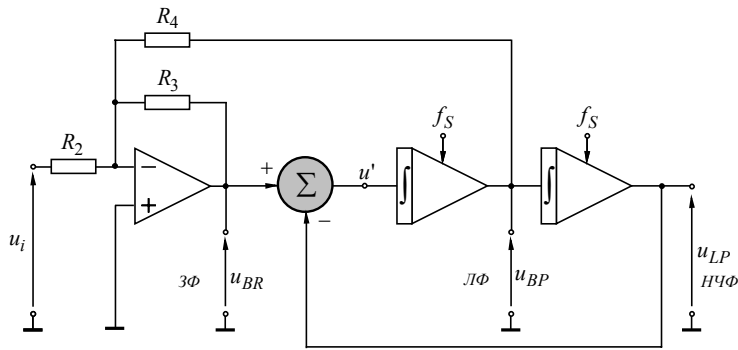
$$K_{HP} = \frac{U_{HP}}{U_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2}p^2}{p^2 + \frac{R_3}{R_4\tau}p + \frac{R_3}{R_1\tau^2}} = H_{HP} \frac{p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}p + \omega_p^2}$$

След сравняване на левите и десните страни на горните равенства се получават следните формули за основните параметри:

$$H_{LP} = -\frac{R_1}{R_2} \quad H_{BP} = -\frac{R_3}{R_2} \quad H_{HP} = -\frac{R_3}{R_2} \quad H_{BR} = -\frac{R_3R_2}{R_2R_G} \quad \omega_p^2 = \frac{R_3}{R_1\tau^2} \quad Q_p = \frac{R_4}{\sqrt{R_1R_3}}$$

Аналогично на предишната схема настройката на граничната (средната) честота ω_p на филтъра се осъществява чрез изменение на тактовата честота f_{clk} . В този случай наклонът на нискочестотната и високочестотната предавателна характеристика за честоти $\omega > \omega_p$ е -40 dB/dec.

- Универсален (нискочестотен, лентов и заграждащ) програмируем активен SC - филтър



За определяне на предавателните функции по напрежение на схемата при условие, че ОУ са идеални елементи могат да се запишат следните формули за двата суматора и двата SC интегратора

$$u_{BR} = -\frac{R_3}{R_2} u_i - \frac{R_3}{R_4} u_{BP}, \quad u' = u_{BR} - u_{LP}, \quad u_{BP} = \frac{1}{p\tau} u', \quad \text{и} \quad u_{LP} = \frac{1}{p\tau} u_{BP};$$

Предавателните функции на реализираните активни филтри от втори ред имат вида:

- Нискочестотна предавателна функция:

$$A_{LP}(p) = \frac{u_{LP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{\tau^2}}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{1}{\tau^2}} = H_{oLP} \frac{\omega_o^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Лентова предавателна функция:

$$A_{BP}(p) = \frac{u_{BP}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{\tau} p}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{1}{\tau^2}} = H_{oBP} \frac{\frac{\omega_o}{Q} p}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

- Заграждаща предавателна функция:

$$A_{BR}(p) = \frac{u_{BR}}{u_i} = \frac{-\frac{R_3}{R_2} \left(p^2 + \frac{1}{\tau^2} \right)}{p^2 + \frac{R_3}{R_4} \frac{1}{\tau} p + \frac{1}{\tau^2}} = H_{oBR} \frac{p^2 + \omega_n^2}{p^2 + \frac{\omega_o}{Q} p + \omega_o^2}$$

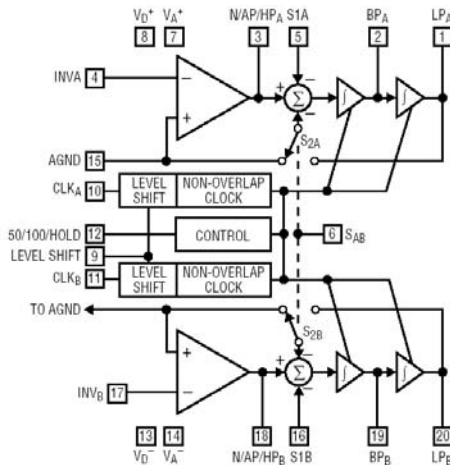
След сравняване на левите и десните страни на горните равенства се получават следните формули за основните параметри:

$$H_{oLP} = -\frac{R_3}{R_2}, \quad H_{oBP} = -\frac{R_4}{R_2}, \quad H_{oBR} = -\frac{R_3}{R_2}, \quad Q = \frac{R_4}{R_3}, \quad \omega_n = \omega_o, \quad \omega_o = \frac{1}{\tau} \rightarrow f_o = \frac{f_S}{\eta}$$

Анализът на основните параметри показва, че граничната (средната) честота зависи само от отношението f_o/η и не зависи от съпротивленията на резисторите в схемата

- Специализирани интегрални схеми на SC - филтри

Поради широкото приложение на филтрите много фирми предлагат специализирани интегрални схеми на активни SC филтри. При това някои от тях реализират и четирите типа предавателни функции (универсални схеми), докато други могат да бъдат използвани за реализацията на един тип предавателна функция въз основа на един метод за апроксимация (Бътърворт, Чебишев, Бесел или Кауер). Примерни интегрални схеми на активни SC филтри са: LTC1060 (MF10) (съдържа 2 биквадратни звена, честотна лента 15kHz), LTC1064 (съдържа 4 биквадратни звена, честотна лента 100kHz), MAX262 (съдържа 2 биквадратни звена, честотна лента 75kHz, микропроцесорно управление), LTC1069-1 (реализира предавателна функция от 8 ред по метода на Кауер, честотна лента 150kHz), MAX291 (реализира предавателна функция от 8 ред по метода на Бътърворт, честотна лента 25kHz) и др.



Фиг. 1.4. Вътрешна структура на ИС LTC1060

На фиг. 1.4 е дадена вътрешната структура на универсален активен SC филтър LTC1060 (Linear Tech.). Тя е реализирана на базата на биквадратното звено на Кероин-Хюлсман-Нюкъб. Схемата реализира НЧ-, ВЧ-, лентови, заграждащи и всепропускащи предавателни функции. Ядрото на ИС представляват четирите неинвертиращи интегратора от секция А и В. Максималната тактова честота е 1,5MHz. Практически тактовата честота за различните филтри ИС е ограничена до няколко мегагерца. Минималната стойност на тактовата честота се определя от теоремата на Котелников (Найкуист), като $f_{clk} \geq 2f_{max}$ (f_{max} е максималната честота на входния сигнал). За ИС LTC1060 съществуват два основни режима на работа с:

$$\frac{f_{clk}}{f_p} = \frac{100}{1} \text{ и } \frac{f_{clk}}{f_p} = \frac{50}{1}$$

В зависимост от вида и реда на предавателната функция ИС LTC1060 реализира пет основни схеми на свързване (режими на работа). При различните схеми външно към изходите се включват резистори, чиито съпротивления се определят въз основа на параметрите на предавателната функция (коефициент на предаване, качествен фактор и гранична честота).

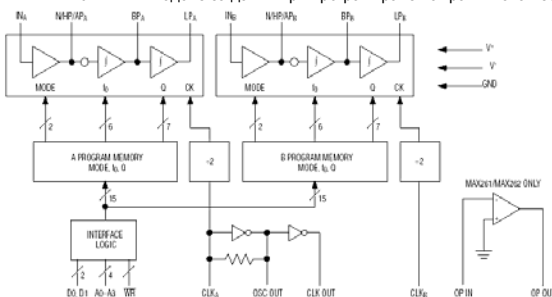
- Специализирани интегрални схеми на SC - филтри, управлявани с цифров код

На фиг. 1.5 е дадена вътрешната структура на универсален активен SC филтър MAX260/MAX261/MAX262 (Maxim). Схемата реализира НЧ-, ВЧ-, лентови, заграждащи и всепропускащи предавателни функции без включване на външни елементи. Освен това тя съдържа две секции от втори ред. Параметрите на желаните предавателни функции се получават с помощта на цифров код. Граничната (средната) честота и качественият фактор могат да се настроят независимо с цифровия код и тактовата честота.

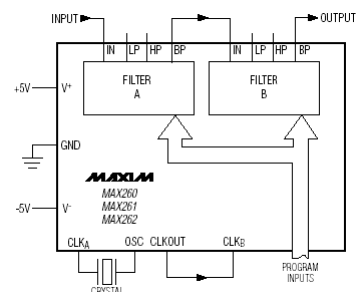
На фиг. 1.6 е показана примерна схема на лентов филтър от четвърти ред с ИС MAX260/MAX261/MAX262, използващ двуполарно захранване $\pm 5V$ и една и съща стойност за честотата на дискретизация за двете секции. В този случай двете секции А и В са свързани каскадно (верижно), т.е. сигналът от изходът BP на секция А се подава на входа IN на секция В.

Кратко описание на изходите на интегралните схеми

- V^+ , GND и V^- - положително захранване, аналогова маса и отрицателно захранване;
- CLK_A и CLK_B - изводи за подаване на тактов сигнал;
- INA и INB - входове на секции А и В;
- BPA и BPB - изходи на секции А и В при реализация на лентови филтри;
- LPA и LPB - изходи на секции А и В при реализация на нискочестотни филтри;
- HPA и HPB - изходи на секции А и В при реализация на високочестотни/заграждащи и всепропускащи филтри;
- A0, A1, A2 и A3 - адресни входове при програмиране на граничната честота и качественият фактор;
- D0 и D1 - входове за данни при програмиране на граничната честота и качественият фактор.



Фиг. 1.5.



Фиг. 1.6.

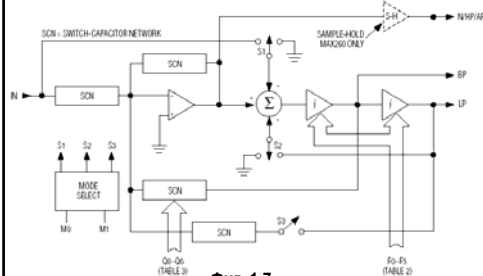
- Програмиране на SC филтрите, управлявани с цифров код

Интегралните схеми MAX260/MAX261/MAX262 съдържат две еднакви секции, реализиращи предавателни функции от втори ред. На **фиг. 1.7** е дадена схемата, използвана за секциите А и В. Тя се състои от два интегратора и един сумиращ усилвател свързани каскадно (верижно). В зависимост от режима на работа се получават една или повече ОБ. Веригите на ОБ се състоят от SC звена (switched-capacitor networks - SCN), чието поведение е подобно на активните RC филтри.

Програмирането на граничната честота и качественият фактор във всяка секция се осъществява чрез двоичният код подаден съответно на изводи F0-F5 и Q0-Q6. Примерни стойности за граничната честота и качествения фактор са дадени в **таблица 2 и 3**.

За опростяване на синтеза на SC филтри с ИС MAX260/MAX261/MAX262 фирмата-производител предлага програма за проектиране, като входни данни за нея са типа на филтъра, метода за апроксимация (Бътървърт, Чебишев и т.н.), гранични честоти в лентата на пропускане и задържане и минималното/максималното затихване в лентата на пропускане и задържане.

След като се синтезира филтър с дадена спецификация се получават числата N за граничната честота и качествения фактор на всяка секция, както и режимите на работа (1, 2, 3, 3A или 4).



Фиг. 1.7.

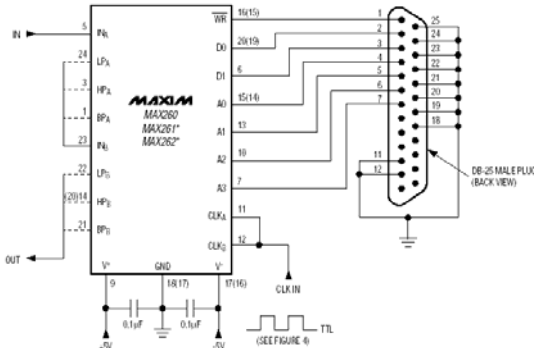
Таблица 3. Примерни стойности на качествения фактор и съответен цифров код

PROGRAMMED Q		PROGRAM CODE							
MODES 1,3,4	MODE 2	N	Q6	Q5	Q4	Q3	Q2	Q1	Q0
0.500*	0.707*	0*	0	0	0	0	0	0	0
0.504	0.713	1	0	0	0	0	0	0	1
0.508	0.718	2	0	0	0	0	0	1	0
0.512	0.724	3	0	0	0	0	0	1	1

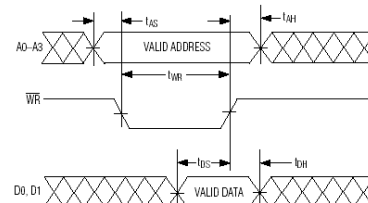
Таблица 2. Примерни стойности на отношението f_{CLK}/f_0 и съответен цифров код

fCLK/f0 RATIO				PROGRAM CODE						
MAX260/MAX261		MAX262		N	F5	F4	F3	F2	F1	F0
MODES 1,3,4	MODE 2	MODES 1,3,4	MODE 2	0	0	0	0	0	0	0
100.53	71.09	40.84	28.88	0	0	0	0	0	0	0
102.10	72.20	42.41	29.99	1	0	0	0	0	0	1
103.67	73.31	43.98	31.10	2	0	0	0	0	1	0

Програмирането на интегралните схеми се реализира с помощта на втора програма, която изисква да се зададе режима на работа (1, 2, 3, 3A или 4), стойностите на числата N за граничната честота и качествения фактор. След което тези коефициенти като ASCII код в филтъра. На **фиг. 1.8** е представена примерна схема на свързване на ИС MAX260/MAX261/MAX262 към паралелния порт на персонален компютър. Примерни времеви диаграми на сигналите на адресните входове, сигналът за разрешение за запис и входовете за данни са показани на **фиг. 1.9**. Типичните и минималните стойности на отделните времена са дадени в **таблица 3**.



Фиг. 1.8.



Фиг. 1.9.

Таблица 3. Типични и минимални стойности на времената при програмиране на филтърните ИС.

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
WR Pulse Width	tWR		250	150		ns
Address Setup	tAS		25			ns
Address Hold	tAH		0			ns
Data Setup	tDS		100	50		ns
Data Hold	tDH		10	0		ns

Числата за граничната честота и качествения фактор, както и режима на работа за отделните секции се съхраняват във вътрешна памет на филтърните интегрални схеми. Съдържанието на паметта се обновява при запис чрез адресите A0-A3. D0 и D1 изводи, на които се подават данни. Картата на паметта на интегралните схеми за секция А и В е дадена в **таблица 4**. Данните се съхраняват на определените адреси при нарастващ фронт на сигнала WR. При захранване на ИС с $\pm 5V$ адресните входове и данните са TTL и CMOS съвместими. При други захранващи напрежения трябва нивата на сигналите да бъдат CMOS съвместими.

Режим на работа с понижена консумация (Shutdown Mode) се получава, когато Q0A-Q6A са логическа нула. В режима на работа с понижена консумация при захранващо напрежение $\pm 5V$ консумираната мощност намалява до 10mW. Връщането към основния режим на работа се осъществява за време на закъснение около 2ms.

Таблица 4. Карта на паметта на интегралните схеми.

DATA BIT		ADDRESS				LOCATION
D0	D1	A3	A2	A1	A0	
FILTER A						
M0A	M1A	0	0	0	0	0
F0A	F1A	0	0	0	1	1
F2A	F3A	0	0	1	0	2
F4A	F5A	0	0	1	1	3
Q0A	Q1A	0	1	0	0	4
Q2A	Q3A	0	1	0	1	5
Q4A	Q5A	0	1	1	0	6
Q6A		0	1	1	1	7
FILTER B						
M0B	M1B	1	0	0	0	8
F0B	F1B	1	0	0	1	9
F2B	F3B	1	0	1	0	10
F4B	F5B	1	0	1	1	11
Q0B	Q1B	1	1	0	0	12
Q2B	Q3B	1	1	0	1	13
Q4B	Q5B	1	1	1	0	14
Q6B		1	1	1	1	15

4 Програмируеми активни Gm/C – филтри

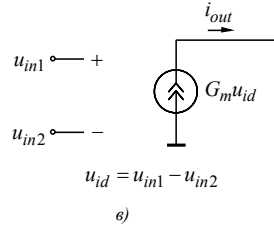
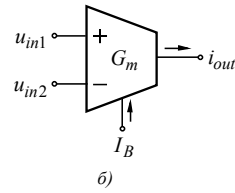
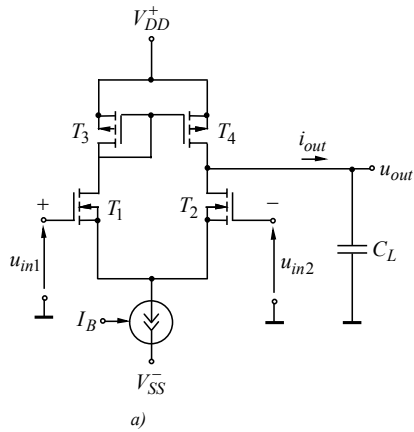
За програмируемите активни Gm/C – филтри настройката на основните параметри се осъществява чрез използване на програмируеми операционни усилватели на проводимост или ток.

Операционните усилватели на проводимост (Operational Transconductance Amplifiers – OTAs) са активни усилвателни елементи, които се характеризират със симетричен напрежителен вход и несиметричен токов изход. При тях изходният ток е пропорционален на входното диференциално напрежение, като $i_{out} = G_m U_{id}$. Проводимостта Gm може да варира в определени граници чрез изменение на тока IB, задаващ постоянотоковия режим на ОУ. Когато проводимостта Gm е параметър на активен филтър, токът IB може да се използва за управление или програмиране на граничната честота, качествения фактор или коефициентът на предаване в лентата на пропускане.

За **позитивните операционни усилватели на ток (Positive Second-Generation Current Conveyors – CCII+s)** входната величина е токът на инвертиращия вход i_{in-} , а изходна величина е токът в изходната верига i_{out} . Предавателната им функция има вида $i_{out} = K i_{in-}$, където Ki е коефициентът на усилване по ток. При това проводимостта Gm за CCII+s също може да се задава от външен източник на ток IB.

Основното предимство на OTAs и CCII+s е относително простата структура на схемите в сравнение със стандартните ОУ на напрежение (Voltage-Feedback Operational Amplifiers – VFOAs). Така например основните CNOS OTAs са едностъпални схеми, реализирани на базата на CMOS диференциален усилвател с динамичен товар. Следователно схемите реализирани с OTAs или CCII+s могат да осигурят по-широка честотна лента (>100kHz) с по-голяма линейност и динамичен диапазон.

- Операционен усилвател на проводимост (ОТА)



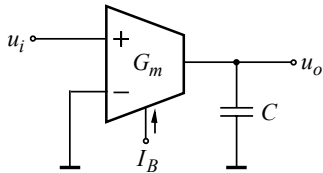
а) – опростена принципна схема; б) – схемно означение; в) – еквивалентна схема

Проводимост на ОТА:

$$G_m = \frac{\partial I_{D1,2}}{\partial U_{GS1,2}} = \sqrt{2K_n I_B \frac{W}{L}}, \text{ където } g_{m1} = g_{m2} = G_m \text{ и } I_{D1,2} = \frac{K_n}{2} \frac{W}{L} (U_{GS1,2} - U_{Th})^2$$

Примерни монолитни операционни усилватели на проводимост са MAX435, MAX436 (Maxim), CA3080 (Intersil) и LM13700 (National Semi.).

- Неинвертиращ активен Gm/C – интегратор



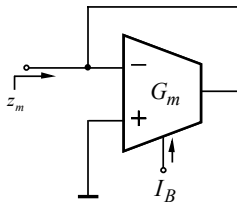
Предавателна функция:

$$A_U(p) = \frac{u_o}{u_i} = \frac{G_m}{pC} = \frac{1}{p\tau}, \text{ където}$$

$\tau = C / G_m$ - времеконстанта на интегратора

$G_m = G_m(I_B) = \eta I_B$ - проводимост

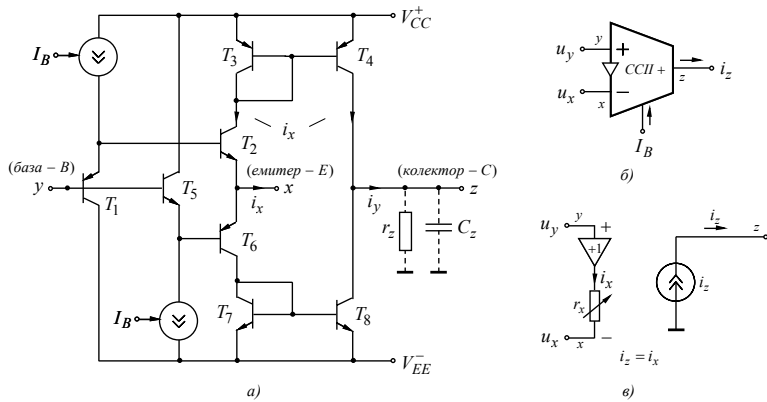
- Управляемо съпротивление с ОТА



Предавателна функция:

$$z_m = \frac{1}{G_m} = \frac{1}{\eta I_B}$$

- Операционен усилвател на ток (CCII+)



а) – опростена принципна схема; б) – схемно означение; в) – еквивалентна схема

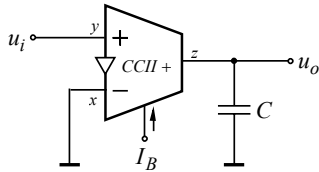
Хибридна матрица на CCII+ дефинираща зависимостите между напреженията и токовете на изходите:

$$\begin{bmatrix} i_y \\ u_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/Z_b & 0 & 0 \\ 1 & r_x & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_y \\ i_x \\ u_z \end{bmatrix}$$

$$G_m \approx \frac{1}{r_x} \approx \frac{2I_B}{\Phi_T}$$

В качеството на монолитни операционни усилватели на ток могат да се използват интегралните схеми AD844 (Analog Dev.), OPA615, OPA861 (Texas I.) и OPA860 (Texas I.).

- Активни Gm/C – интегратор на напрежение със CCII+

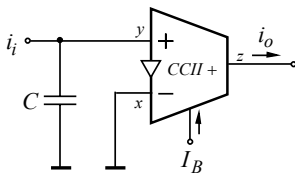


Предавателна функция:

$$A_U(p) = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{G_m}{pC} = \frac{1}{p\tau}, \text{ където}$$

$\tau = C / G_m$ - времеконстанта на интегратора на напрежение

- Активни Gm/C – интегратор на ток със CCII+

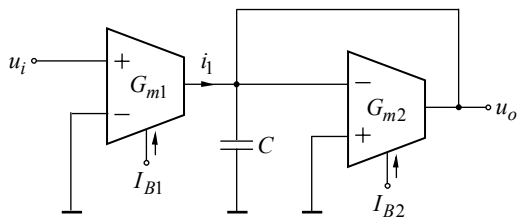


Предавателна функция:

$$A_I(p) = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{G_m}{pC} = \frac{1}{p\tau}, \text{ където}$$

$\tau = C / G_m$ - времеконстанта на интегратора на ток

- Нискочестотен програмируем активен Gm/C – филтър от първи ред



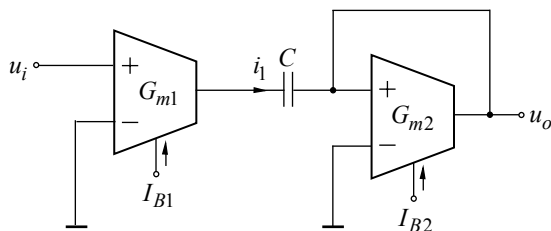
Предавателна функция по напрежение:

$$u_o = \frac{\frac{1}{G_{m2}} \frac{1}{pC}}{\frac{1}{G_{m2}} + \frac{1}{pC}} \underbrace{G_{m1} u_i}_{i_1} \rightarrow u_o = \frac{\frac{G_{m1}}{C}}{p + \frac{G_{m2}}{pC}} u_i$$

$$A_{LP} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\frac{G_{m1}}{C}}{p + \frac{G_{m2}}{pC}} = H_{oLP} \frac{\omega_o}{p + \omega_o}$$

$$H_{oLP} = \frac{G_{m1}}{G_{m2}} \quad \text{и} \quad \omega_o = \frac{G_{m2}}{C}$$

- Високочестотен програмируем активен Gm/C – филтър от първи ред



Предавателна функция по напрежение:

$$u_o = \frac{\frac{1}{G_{m2}}}{\frac{1}{G_{m2}} + \frac{1}{pC}} \underbrace{G_{m1} u_i}_{i_1} \rightarrow u_o = \frac{\frac{G_{m1}}{C} p}{p + \frac{G_{m2}}{C}} u_i$$

$$A_{HP} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\frac{G_{m1}}{C} p}{p + \frac{G_{m2}}{C}} = H_{oHP} \frac{p}{p + \omega_o}$$

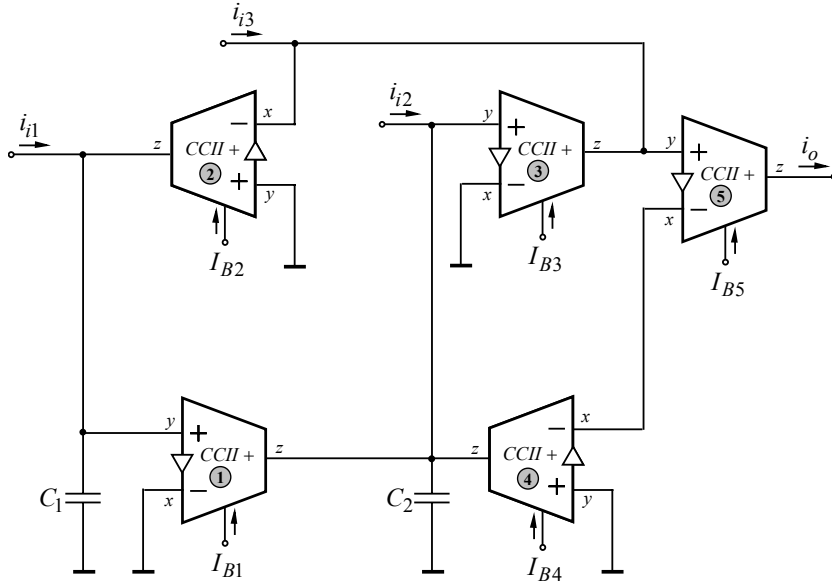
$$H_{oHP} = \frac{G_{m1}}{G_{m2}} \quad \text{и} \quad \omega_o = \frac{G_{m2}}{C}$$

- Универсален (нискочестотен, високочестотен, лентов, заграждащ и всепропускащ) програмируем активен Gm/C – филтър

В зависимост от режима на работа универсалните активни Gm/C – филтри се разделят на избирателни Gm/C – усилватели на напрежение (voltage-mode active Gm/C – filters) и избирателни Gm/C – усилватели на ток (current-mode active Gm/C – filters).

Избирателните Gm/C – усилватели на ток се характеризират с голям изходен импеданс, като входната и изходната величина е ток. Освен това те осигуряват по-широка честотна лента, по-голяма линейност и по-голям динамичен диапазон в сравнение с избирателните Gm/C – усилватели на напрежение.

Според броя на входовете и изходите избирателните Gm/C – усилватели на ток се разделят на схеми с един токов вход и няколко токови изхода (single-input, multiple-output – SIMO circuits) и схеми с няколко токови входа и един изход (multiple-input, single output – MISO circuits). От схемотехническа гледна точка филтрите от тип MISO са с по-проста структура в сравнение с филтрите от тип SIMO. Затова MISO схемите са по-разпространени в електронната техника.



Система от уравнения описващи електронната схема:

$$i_{z1} = \frac{1}{p\tau_1}(i_{i1} + i_{z2})$$

$$i_{z2} = -(i_{i3} + i_{z3})$$

$$i_{z3} = \frac{1}{p\tau_2}(i_{i2} + i_{z1} + i_{z4})$$

$$i_{z4} = -i_o$$

$$i_o = \frac{u_{y5}}{r_{x4} + r_{x5}} = \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}}(i_{i3} + i_{z3}),$$

където $\tau_1 = C_1 r_{x1}$ $\tau_2 = C_2 r_{x3}$ $u_{y5} = (i_{i3} + i_{z3})r_{x2}$.

Предавателна функция по ток:

$$i_o = \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}} \frac{p^2 i_{i3} + \frac{1}{C_2 r_{x3}} i_{i2} p + \frac{1}{C_1 C_2 r_{x1} r_{x3}} i_{i1}}{p^2 + \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}} \frac{1}{C_2 r_{x3}} p + \frac{1}{C_1 C_2 r_{x1} r_{x3}}}$$

Анализ на предавателната функция по ток:

- ВЧФ при $i_{i1} = i_{i2} = 0$ $i_{in} \rightarrow i_{i3}$; Коефициент на предаване в лентата на пропускане: $H_{oHP} = \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}}$;

- ЛФ при $i_{i1} = i_{i3} = 0$ $i_{i2} = i_{in}$; Коефициент на предаване в лентата на пропускане: $H_{oBP} = 1$;

- НЧФ при $i_{i2} = i_{i3} = 0$ $i_{i1} = i_{in}$; Коефициент на предаване в лентата на пропускане: $H_{oLP} = \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}}$;

- ЗФ при $i_{i2} = 0$ и $i_{i1} = i_{i3} = i_{in}$; Коефициент на предаване в лентата на пропускане: $H_{oBS} = \frac{r_{x2}}{r_{x4} + r_{x5}}$;

- ФФ при $i_{i1} = -i_{i2} = i_{i3} = i_{in}$ и $r_{x2} = r_{x4} + r_{x5}$; Коефициент на предаване в лентата на пропускане: $H_{oAP} = 1$;

Качествен фактор и полюсна (гранична) честота на електронната схема:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{r_{x1}r_{x3}C_1C_2}} \quad \text{и} \quad Q = \frac{1}{H_o} \sqrt{\frac{r_{x3}C_2}{r_{x1}C_1}} = \frac{r_{x4} + r_{x5}}{r_{x2}} \sqrt{\frac{r_{x3}C_2}{r_{x1}C_1}} ;$$

При условие, че се изберат $I_{B1} = I_{B3} = I_B$ и $C_1 = C_2 = C$

$$\omega_o = \frac{2I_B}{\varphi_T C} \quad \text{и} \quad Q = I_{B2} \left(\frac{1}{I_{B4}} + \frac{1}{I_{B5}} \right) \quad \text{където} \quad r_{xi} = \varphi_T / 2I_{Bi}$$

- Граничната честота ω_o може да се променя независимо чрез $I_{B1} = I_{B3} = I_B$

- Качественият фактор Q може да се променя независимо чрез I_{B2} или $(1/I_{B4}) + (1/I_{B5})$

Литература

1. Molina, J. **Digitally programmable, time-continuous active filter**. AB-062, Texas Instruments, 1994.
2. Kester, W., J. Bryant. **Op amp applications handbook. 2.2 Programmable gain amplifiers**. Analog Devices, MA, USA, 2005.
3. Zumbahlen, H. **Op amp applications handbook. 5. Analog filters**. Analog Devices, MA, USA, 2005.
4. Peyton, A., V. Walsh. **Analog electronics with op amps. A source book of practical circuits**. Cambridge University Press, 1994, pp. 145-154.
5. Bernstein, H. **Analoge Schaltungstechnik mit diskreten und integrierten Bauelementen. 3.5. Kontinuierliche Filterschaltungen**. Hüthig 1997, pp. 219-240.
6. Bernstein, H. **Analoge Schaltungstechnik mit diskreten und integrierten Bauelementen. 3.6. Geschaltete Kapazitätsfilter**. Hüthig 1997, pp. 240-258.
7. Tietze, V., Ch. Schenk. **Halbleiter-Schaltungstechnik. 11 Auflage. 13.11. Einstellbare Universalfilter**. Springer-Verlag Berlin 2000, pp. 888-893.
8. Tietze, V., Ch. Schenk. **Halbleiter-Schaltungstechnik. 11 Auflage. 13.12. Switched-Capacitor-Filter**. Springer-Verlag Berlin 2000, pp. 888-893.