Простейшие частотно-селектирующие цепи на ОУ

В общем случае операционный усилитель в инвертирующем включении охвачен частотно-зависимой обратной связью, реализуемой 2-полюсниками $Z_1(jf)$ и $Z_F(jf)$ (рис. 1).

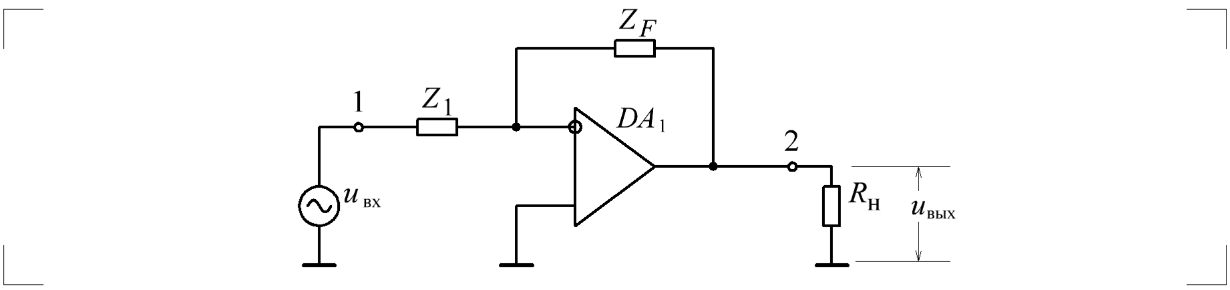

Рис. 1

Тогда комплексный коэффициент передачи зависит от частоты по закону

$$K_F(jf) = -\frac{Z_F(jf)}{Z_1(jf)} .$$

Рассмотрим случаи, когда частотная зависимость 2-полюсников $Z_1(jf)$ и $Z_F(jf)$ реализуется простейшими цепями, содержащими емкость.

Пусть $Z_F(jf)$ представляет собой параллельное соединение резистора и конденсатора (рис. 2).

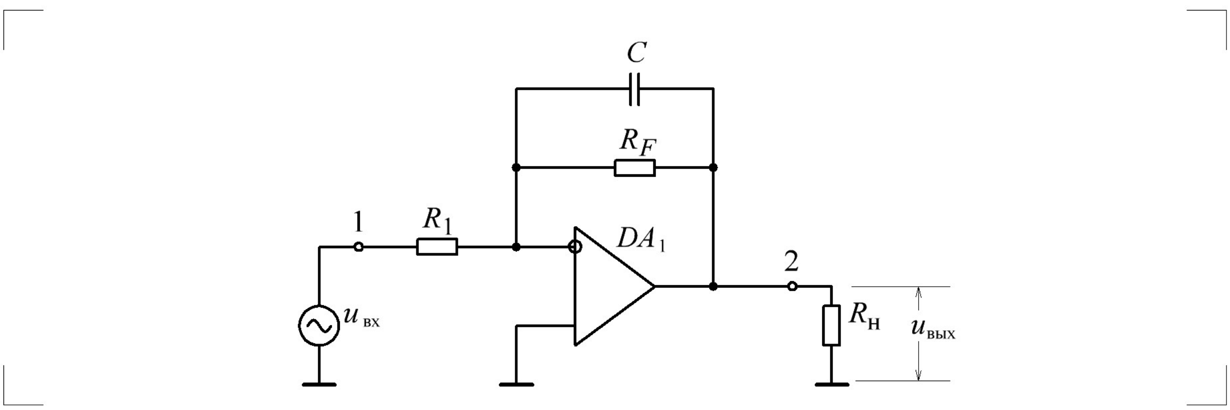

Рис. 2

В этом случае импеданс 2-полюсника в цепи обратной связи выражается соотношением

$$Z_F(jf) = \frac{R_F \dfrac{1}{j2\pi fC}}{R_F + \dfrac{1}{j2\pi fC}} = \frac{R_F}{1 + j2\pi f R_F C} ,$$

а коэффициент передачи равен

$$K_F(jf) = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j2\pi f R_F C} \ .$$

Модуль коэффициента передачи

$$K_F(f) = \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_F)^2}} \ ,$$

где $\tau_F = R_F C$ – постоянная времени.

Вводя понятие частоты среза $f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi\tau_F}$, получаем

$$K_F(f) = \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{ср}})^2}} = \frac{K_F(0)}{\sqrt{1 + (f/f_{\text{ср}})^2}} \ .$$

Эта зависимость качественно изображена на рис. 3а, а соответствующая ей переходная характеристика, как реакция схемы на единичный скачок напряжения – на рис. 3б.

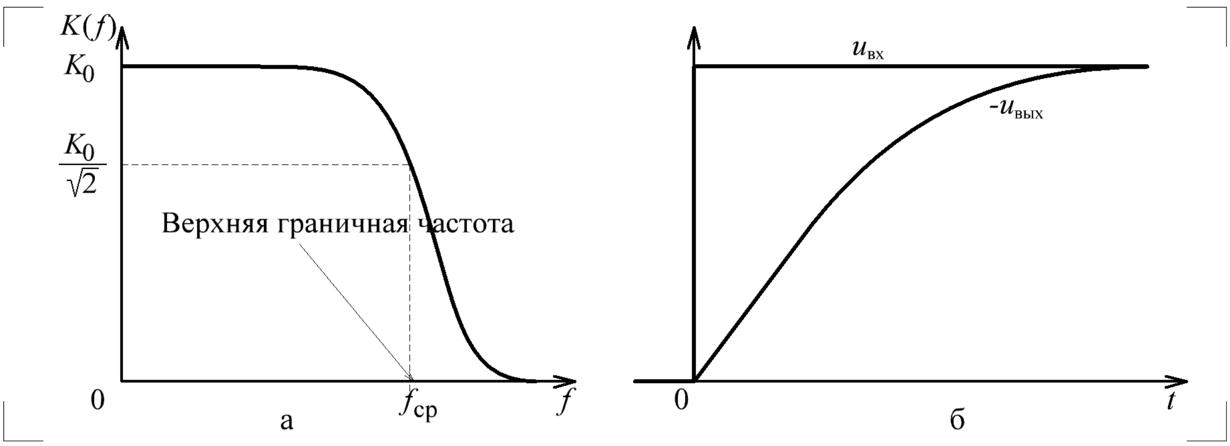

Рис. 3

На рис. 3б учтен инвертирующий характер усиления на постоянном токе, а установившееся значение выходного напряжения нормировано к установившемуся значению входного.

Амплитудно-частотные характеристики в теории цепей и систем автоматического регулирования часто строятся в логарифмическом масштабе и называются логарифмическими АЧХ (ЛАЧХ). По горизонтали откладывается логарифм частоты, а по вертикали – модуль коэффициента передачи в децибелах (рис. 4).

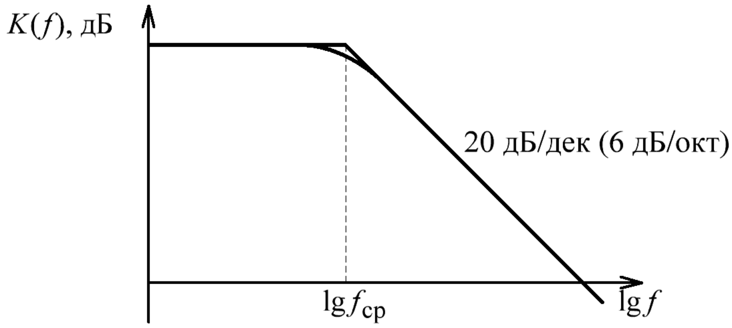

Рис. 4

В этом случае для рассматриваемой цепи график состоит из 2 прямых асимптот, пересекающихся в области $\lg f_{ср}$. В этой области происходит плавный переход с одной прямой на другую. Прямая ниже $\lg f_{ср}$ расположена горизонтально, а выше $\lg f_{ср}$ – имеет наклон 20 дБ/декада или 6 дБ/октава. Декада соответствует десятикратному изменению частоты, октава – двукратному.

Как видно, схема представляет собой фильтр нижних частот с верхней граничной частотой, равной частоте среза.

Для этой схемы интересен частный случай, когда сопротивление в цепи обратной связи отсутствует $R_F \to \infty$ (рис. 5).

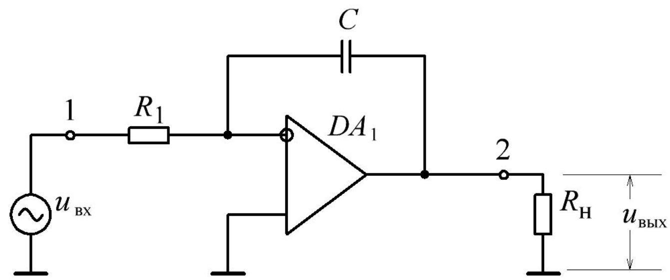

Рис. 5

Тогда $Z_F(jf) = \dfrac{1}{j2\pi f C}$, а коэффициент передачи $K_F(jf) = -\dfrac{1/j2\pi f C}{R_1} = -\dfrac{1}{j2\pi f R_1 C}$. Модуль коэффициента передачи равен

$$K_F(f) = \frac{1}{2\pi f R_1 C} = \frac{1}{2\pi f \tau_1},$$

где $\tau_1 = R_1 C$. Вводя обозначение $f_1 = \dfrac{1}{2\pi\tau_1}$, получаем

$$K_F(f) = \frac{f_1}{f} \quad .$$

ЛАЧХ такой цепи имеет только одну асимптоту (рис. 6а), а переходная характеристика во временной области выполняет интегрирование входного скачка напряжения $u_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{R_1 C}\int_{t_1}^{t_2} u_{\text{вх}}(t)\,\mathrm{d}\,t$ (рис. 6б). Поэтому такая схема называется интегратором.

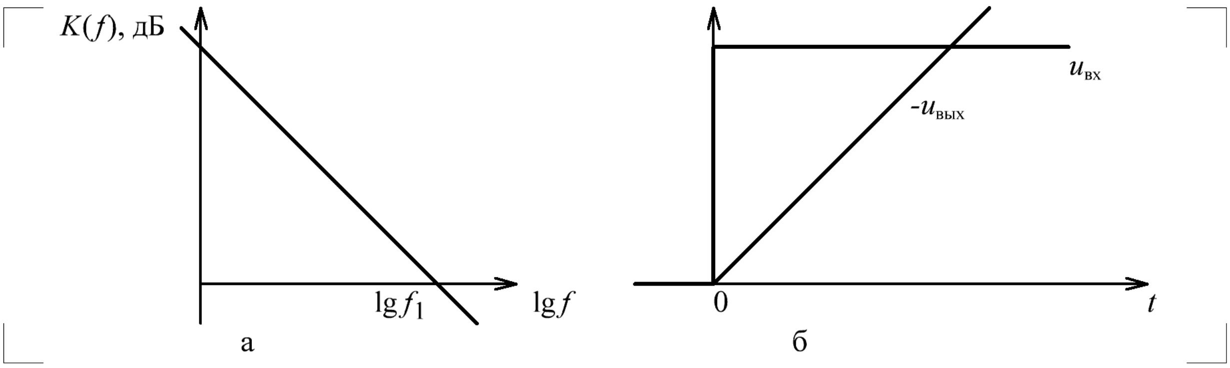

Рис. 6

Включая несколько входных сигналов по схеме сумматора (рис. 7), можно получить взвешенное интегрирование сигналов

$$u_{\text{вых}}(t) = -\sum_{i=1}^{N} \frac{1}{R_i C}\int_{t_1}^{t_2} u_{\text{вх}\,i}(t)\,\mathrm{d}\,t \quad .$$

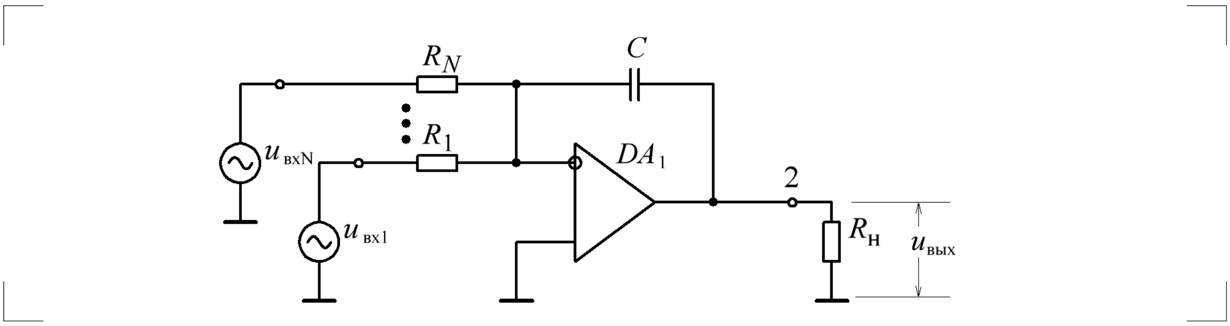

Рис. 7

Совсем другими свойствами обладает схема, в которой конденсатор устанавливается последовательно с резистором R_1 (рис. 8).

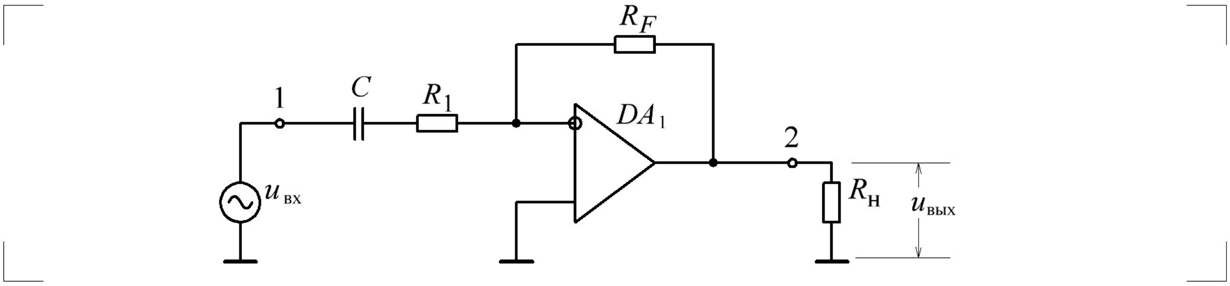

Рис. 8

Комплексный коэффициент передачи такой цепи выражается следующим образом

$$K_F(jf) = -\frac{Z_F}{Z_1} = -\frac{R_F}{R_1 + \dfrac{1}{j2\pi f C}} = -\frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j2\pi f R_1 C}} \quad .$$

Модуль коэффициента усиления равен

$$K_F(f) = \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi f \tau_1)^{-2}}} \quad ,$$

где $\tau_1 = R_1 C$. Обозначая $f_{ср} = \dfrac{1}{2\pi\tau_1}$, получаем модуль коэффициента передачи в виде

$$K_F(f) = \frac{R_F}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (f_{ср}/f)^2}} \quad .$$

Качественно эта зависимость приведена на рис. 9а, а временная реакция на скачок входного напряжения – на рис. 9б.

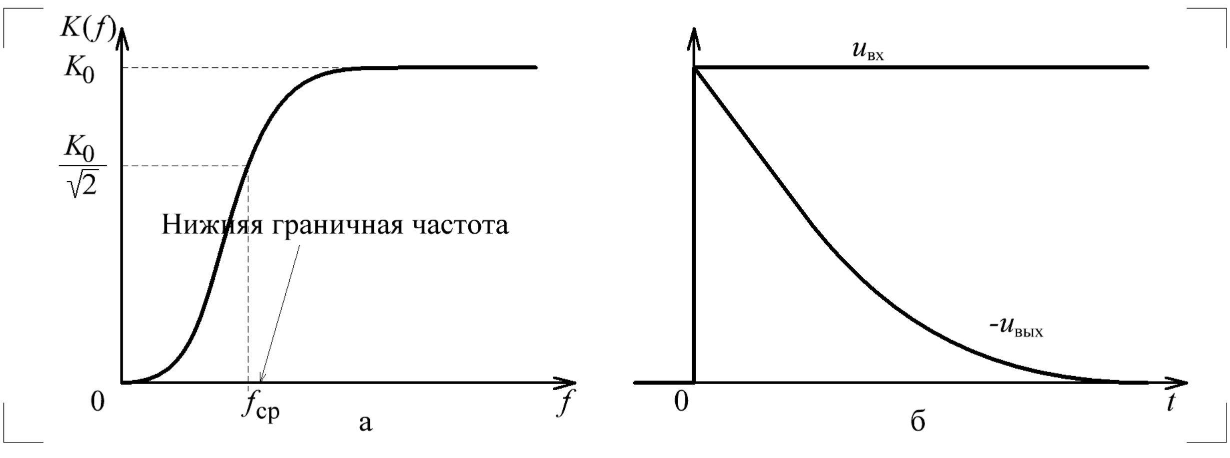

Рис. 9

ЛАЧХ, соответствующая данной частотной зависимости, приведена на рис. 10.

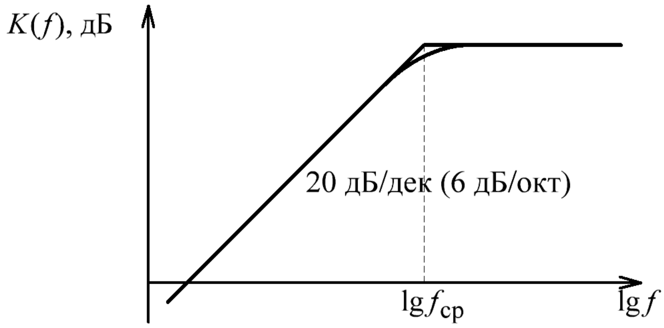

Рис. 10

Наклоны асимптот также, как и в случае фильтра нижних частот, составляют 0 и 20 дБ на декаду или 6 дБ на октаву изменения частоты.

Как видно, данная схема представляет собой фильтр верхних частот с нижней граничной частотой, равной частоте среза.

Если в данной схеме $R_1 = 0$, то $Z_1 = 1 / j\,2\pi f C$ (рис. 11).

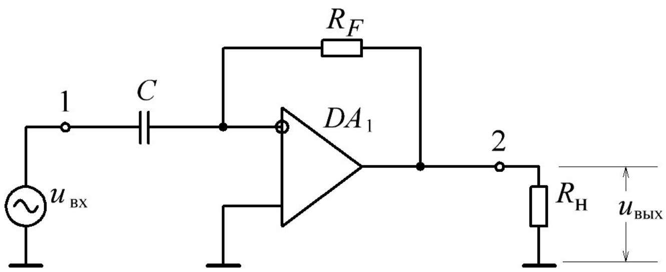

Рис. 11

В этом случае комплексный коэффициент передачи определяется соотношением

$$K_F(jf) = -\frac{R_F}{1/(j\,2\pi f C)} = -j\,2\pi f R_F C \quad .$$

Модуль комплексного коэффициента передачи

$$K_F(f) = 2\pi f R_F C = \frac{f}{f_{\text{ср}}} \quad ,$$

где $f_{\text{ср}} = \dfrac{1}{2\pi\tau_F} = \dfrac{1}{2\pi R_F C}$.

ЛАЧХ такой схемы и временная зависимость выходного напряжения, как реакция на скачок имеют вид, приведенный на рис. 12.

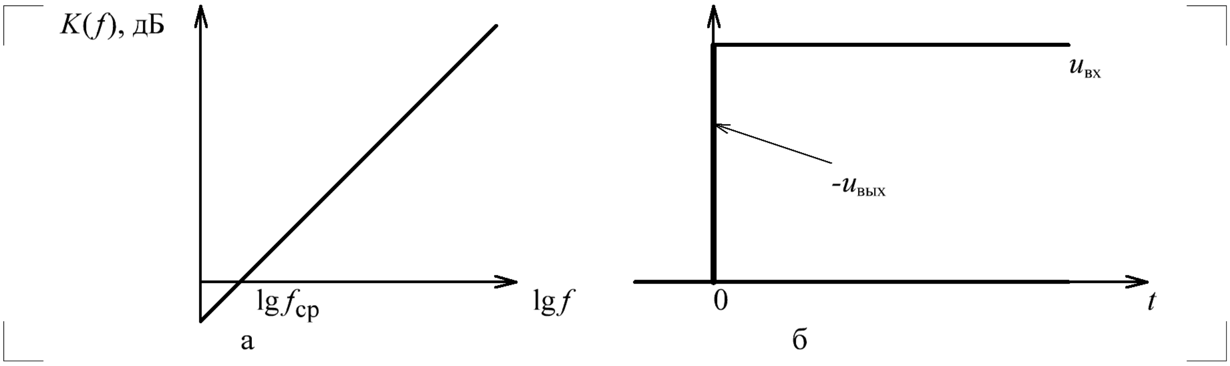

Рис. 12

Временная зависимость выходного напряжения имеет вид .

$$u_{вых}(t) = -R_1 C \frac{\mathrm{d}\, u_{вх}(t)}{\mathrm{d}\, t} .$$

Поэтому схема называется дифференциатором. Если подключить несколько источников по схеме сумматора напряжений, то можно организовать суммирующий дифференциатор (рис. 13).

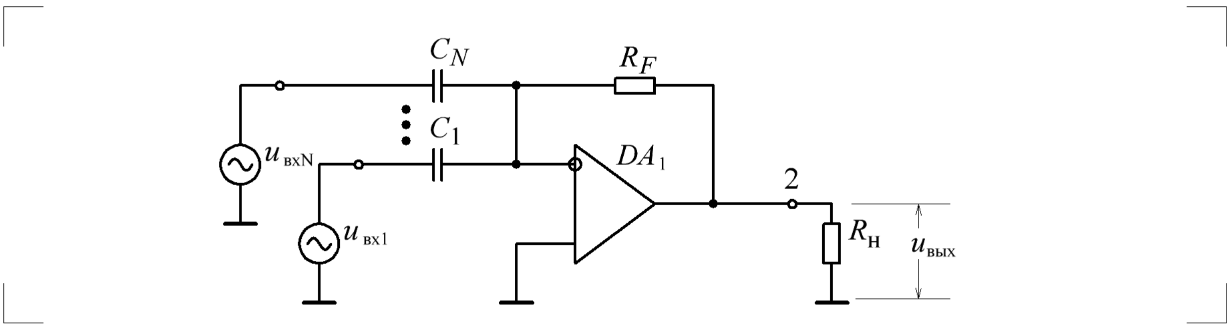

Рис. 13

Выходное напряжение этой схемы определяется формулой

$$u_{вых}(t) = -\sum_{i=1}^{N} R_1 C_i \frac{\mathrm{d}\, u_{вх\, i}(t)}{\mathrm{d}\, t} .$$

Как видно, глубокая обратная связь совместно с большим собственным коэффициентом усиления операционного усилителя позволяет получить свойства, не достижимые пассивными *RC*-цепями.

Практические аспекты применения интеграторов и дифференциаторов имеют ряд особенностей. В частности интегрирование постоянного напряжения дает нарастающее выходное напряжение, которое рано или поздно достигнет напряжения питания и выходной каскад войдет в режим ограничения. Потребуется принудительный разряд конденсатора обратной связи.

Возрастание коэффициента передачи дифференциатора с повышением частоты входит в противоречие с уменьшением собственного коэффициента усиления операционного усилителя с частотой, что необходимо учитывать при расчете схемы.