

Лабораторная работа № 2

Исследование частотных характеристик электронных устройств. Освоение программы схемотехнического моделирования *MicroCAP*.

Цель работы – освоение методики измерения и построения частотных характеристик электронных устройств (ЭУ); изучение программы схемотехнического моделирования *MicroCAP*; приобретение навыков построения схем в графической среде данной программы.

2.1. Краткие теоретические сведения

К одним из основных технических показателей и характеристик электронных устройств (ЭУ) относят коэффициент передачи, амплитудно- и фазо-частотные характеристики.

Коэффициент передачи ЭУ (по напряжению, току либо мощности) определяется как отношение выходного значения сигнала к соответствующему входному значению. Например, коэффициент передачи по напряжению

$$\underline{K} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}} . \quad (2.1)$$

В общем случае коэффициент передачи зависит от частоты ω электрического сигнала и является комплексной величиной: $\underline{K} = \underline{K}(j\omega)$. Его можно представить в виде

$$\underline{K}(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \quad (2.2)$$

где $K(\omega) = |\underline{K}(j\omega)|$ – зависимость модуля коэффициента передачи $\underline{K}(j\omega)$ от частоты называют *амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ)*, а $\varphi(\omega) = \arg(\underline{K}(j\omega))$ – зависимость разности фаз между входным и выходным напряжениями от частоты называют *фазо-частотной характеристикой (ФЧХ)* ЭУ. АЧХ и ФЧХ дают полное представление о свойствах исследуемых электронных устройств и широко используются при проектировании различных ЭУ.

На практике обычно используют *логарифмические амплитудно- и фазо-частотную характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ)*. При построении ЛАЧХ ординаты откладывают в децибелах (дБ), вычисляя их по формуле

$$K(\omega), (\text{дБ}) = 20 \lg(K_U(\omega)) \text{ или } K(f), (\text{дБ}) = 20 \lg(K_U(f)), \quad (2.3)$$

где $K_U(f) = U_{m \text{ Вых}} / U_{m \text{ Вх}}$; $U_{m \text{ Вых}}$ и $U_{m \text{ Вх}}$ – амплитудные значения выходного и входного напряжений соответственно; $f = \omega / (2\pi)$.

Обе характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) строят в логарифмическом масштабе частот. При десятикратном изменении частоты считается, что она изменяется на декаду. Каждая декада занимает на оси частот одинаковый отрезок. Если принять его равным 100 мм, то разметка оси в пределах декады производится следующим образом:

f , Гц	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
d , мм	0	30	48	60	70	78	84,5	90	95,5	100

При построении ЛФЧХ значения разности фаз откладывают в градусах ($\pi = 180^\circ$).

С помощью АЧХ можно определить частоту среза (верхнюю и/или нижнюю граничную частоту $\omega_{\text{В. ГР.}}$, $\omega_{\text{Н. ГР.}}$ соответственно), на которой коэффициент передачи $K(\omega_{\text{ГР.}}) = K_{\text{max}} / \sqrt{2} \approx 0,7 K_{\text{max}}$, т.е. в $\sqrt{2}$ раз меньше максимального значения K_{max} ,

где $K_{\max} = K(\omega_0)$, $\omega_0 = \sqrt{\omega_{H.ГР.} \cdot \omega_{B.ГР.}}$. Так как $20 \lg(1/\sqrt{2}) = -10 \lg(2) \approx -3$, то в случае ЛАЧХ коэффициент передачи на частоте среза меньше максимального значения на 3 дБ, т.е. $K(\omega_{ГР.}), \text{дБ} = K_{\max}, \text{дБ} - 3 \text{ дБ}$.

В данной лабораторной работе исследуются часто применяемые на практике линейные схемы на пассивных элементах – пассивные RC-фильтры.

Расчёт частотных характеристик пассивных фильтров

Рассмотрим схему простейшего делителя напряжения на комплексных сопротивлениях, представленного на рисунке 2.1. Вы-

ходное напряжение такого делителя $\dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{U}_{\text{ВХ}} \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$,

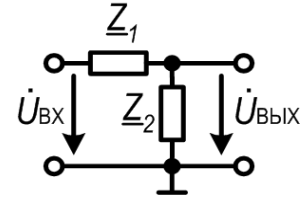


Рис.2.1 Делитель напряжения

поэтому, в соответствии с (2.1), коэффициент передачи делителя напряжения (рис. 2.1)

$$\underline{K} = \dot{U}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{\text{ВХ}} = Z_2 / (Z_1 + Z_2) \quad (2.4)$$

Если такой делитель напряжения состоит из резисторов ($Z_1 = R_1$ и $Z_2 = R_2$), то его коэффициент передачи будет действительным и не зависящим от частоты.

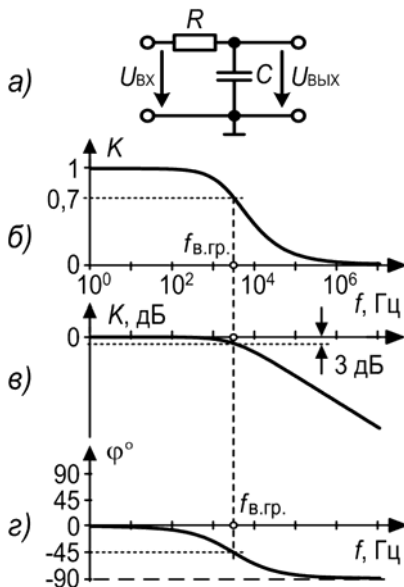


Рис.2.2 Фильтр нижних частот (ФНЧ)
а – электрическая схема;
б – АЧХ; в – ЛАЧХ; г – ЛФЧХ

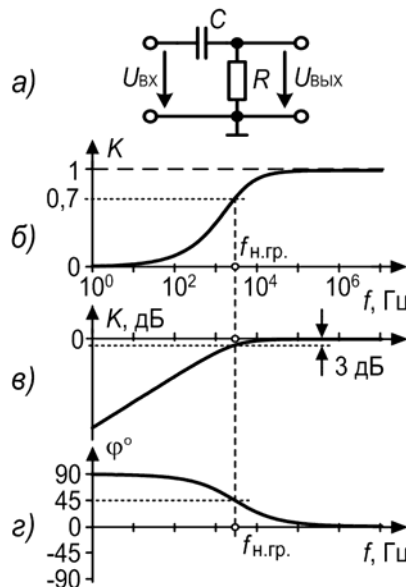


Рис.2.3 Фильтр верхних частот (ФВЧ)
а – электрическая схема;
б – АЧХ; в – ЛАЧХ; г – ЛФЧХ

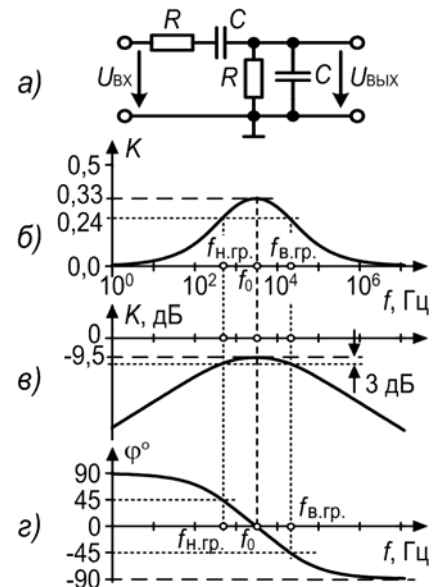


Рис.2.4 Полосовой пропускающий фильтр (ППФ)
а – электрическая схема;
б – АЧХ; в – ЛАЧХ; г – ЛФЧХ

Рассмотрим схему, представленную на рисунке 2.2а. Сравнивая эту схему с простейшим делителем напряжения (рис.2.1), можно записать $Z_1 = R$, $Z_2 = 1/(j\omega C)$. Согласно формуле (2.4) коэффициент передачи

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{1/(j\omega C)}{R + 1/(j\omega C)} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j(\omega/\omega_0)}, \quad (2.5)$$

где $\omega_0 = 1/(RC)$. Отсюда, учитывая (2.2), получаем аналитические выражения для амплитудно-частотной характеристики данной схемы

$$K(\omega) = 1/\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}, \quad (2.6)$$

и фазо-частотной характеристики

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}(\omega/\omega_0) \quad (2.7)$$

На рис. 2.2 приведены АЧХ (б), ЛАЧХ (в) и ЛФЧХ (г), построенные по формулам (2.6), (2.7), при построении ЛАЧХ использовалась формула (2.3). Из рисунка видно, что коэффициент передачи $K(f)$ снижается с ростом частоты, следовательно, рассматриваемое устройство является *фильтром низких частот* (ФНЧ). Найдём верхнюю граничную частоту $f_{\text{В.ГР.}}$ данного фильтра. Для этого в (2.6) сделаем следующие подстановки $\omega = \omega_{\text{В.ГР.}}$ и $K(\omega_{\text{В.ГР.}}) = 1/\sqrt{2}$. Решая полученное уравнение относительно $\omega_{\text{В.ГР.}}$, находим $\omega_{\text{В.ГР.}} = \omega_0$, откуда $f_{\text{В.ГР.}} = \omega_{\text{В.ГР.}}/(2\pi) = 1/(2\pi RC)$. Сдвиг фазы в ФНЧ на частоте $f_{\text{В.ГР.}}$ составляет $\varphi(f_{\text{В.ГР.}}) = -\operatorname{arctg}(f_{\text{В.ГР.}}/f_0) = -\operatorname{arctg}1 = -45^\circ$.

Проводя аналогичные рассуждения для схемы на рис. 2.3а, можно записать $Z_1 = 1/(j\omega C)$, $Z_2 = R$. Тогда коэффициент передачи

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{R}{R + (1/(j\omega C))} = \frac{1}{1 + (-j/(\omega RC))} = \frac{1}{1 - j(\omega_0/\omega)}, \quad (2.8)$$

амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = 1/\sqrt{1 + (\omega_0/\omega)^2}, \quad (2.9)$$

и фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}(\omega_0/\omega), \quad (2.10)$$

где $\omega_0 = 1/(RC)$.

Частотные характеристики (2.9), (2.10) приведены на рис. 2.3б–г. В данном случае с ростом частоты коэффициент передачи увеличивается, поэтому такая схема является *фильтром высоких частот* (ФВЧ), нижняя граничная частота которого $\omega_{\text{Н.ГР.}} = \omega_0$, или $f_{\text{Н.ГР.}} = 1/(2\pi RC)$. Сдвиг фазы для ФВЧ на частоте $f_{\text{Н.ГР.}}$ составляет $\varphi(f_{\text{Н.ГР.}}) = +45^\circ$.

Анализируя схему на рис. 2.4а и сравнивая её со схемой на рис. 2.1, замечаем, что комплексное сопротивление Z_1 представляет собой последовательно соединенные резистор R и конденсатор C , а Z_2 – параллельно соединенные резистор R и конденсатор C , поэтому $Z_1 = R + (1/j\omega C)$, $1/Z_2 = (1/R) + j\omega C$. Тогда коэффициент передачи

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + (Z_1/Z_2)} = \frac{1}{1 + (R + (1/(j\omega C)))((1/R) + j\omega C)}.$$

После несложных преобразований получаем

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{1}{3 + j\omega RC + (-j/(\omega RC))} = \frac{1}{3 - j((\omega_0/\omega) - (\omega/\omega_0))}, \quad (2.11)$$

где $\omega_0 = 1/(RC)$. Отсюда находим соответственно амплитудно- и фазо-частотную характеристики схемы

$$K(\omega) = 1/\sqrt{9 + ((\omega_0/\omega) - (\omega/\omega_0))^2}; \quad (2.12)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{(\omega_0/\omega) - (\omega/\omega_0)}{3} \quad (2.13)$$

На рис.2.4б,г представлены частотные характеристики (2.12) и (2.13), из анализа которых видно, что коэффициент передачи сначала возрастает до максимального значения $K_{\max} = 1/3$ на частоте f_0 , а затем убывает до 0, такая характеристика соответствует *полосовому пропускающему фильтру* (ППФ).

Если ППФ с коэффициентом передачи $\underline{K}_{\text{ППФ}}(j\omega)$ дополнить сопротивлениями R_1 и $2R_1$ (см. рис.2.5а), получим так называемый мост Вина – Робинсона. Выходное напряжение в котором снимается между выходом омического делителя напряжения и выходом ППФ. Омический частотно-независимый делитель напряжения $2R_1 - R_1$ обеспечивает коэффициент передачи

$K_{\text{ч.н.}} = R_1 / (2R_1 + R_1) = 1/3$, поэтому коэффициент передачи моста Вина – Робинсона

$$\underline{K}(j\omega) = K_{\text{ч.н.}} - \underline{K}_{\text{ППФ}}(j\omega) = \frac{1}{3} - \frac{1}{3 - j\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)} = \frac{1}{3} \frac{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)}{((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)) - 3j}, \quad (2.14)$$

где $\omega_0 = 1/(RC)$.

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики определяются как

$$K(\omega) = \frac{|(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)|}{3\sqrt{((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega))^2 + 9}}; \quad (2.15)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{3}{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)}. \quad (2.16)$$

Как видно из приведённых на рис.2.5б–г частотных характеристик коэффициент передачи моста Вина – Робинсона сначала убывает до минимального значения равного 0 на частоте $f_0 = \omega_0/(2\pi) = 1/(2\pi RC)$, затем возрастает до максимального значения $K_{\max} = 1/3$; такое устройство называют *режекторным фильтром*, или *полосовым заграждающим фильтром* (ПЗФ).

На рис.2.6а представлена схема так называемого двойного Т-образного моста, коэффициент передачи которого можно найти, воспользовавшись, например, первым зако-

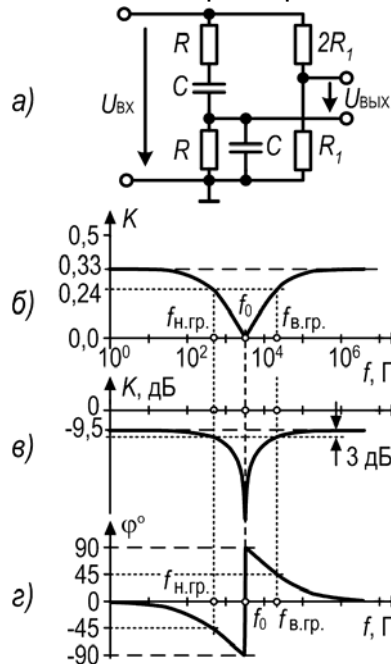


Рис.2.5 Мост Вина – Робинсона
а – электрическая схема;
б – АЧХ; в – ЛАЧХ; г – ЛФЧХ

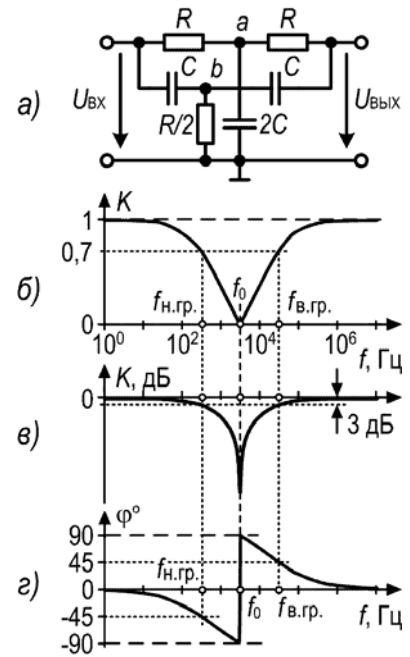


Рис.2.6 Двойной Т-образный мост
а – электрическая схема;
б – АЧХ; в – ЛАЧХ; г – ЛФЧХ

ном Кирхгофа. При ненагруженном выходе получаем

$$\begin{cases} \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_a}{R} = \dot{U}_a \cdot j\omega(2C) + \frac{\dot{U}_a - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{R}; \\ \left(\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{U}_b\right) j\omega C = \frac{\dot{U}_b}{R/2} + \left(\dot{U}_b - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}\right) j\omega C; \\ \frac{\dot{U}_a - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{R} + \left(\dot{U}_b - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}\right) j\omega C = 0, \end{cases} \quad (2.17)$$

где \dot{U}_a, \dot{U}_b – потенциалы точек a и b соответственно. Исключая \dot{U}_a и \dot{U}_b из (2.17), после ряда преобразований находим

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{(\omega RC)^2 - 1}{(\omega RC)^2 - 1 - 4j\omega RC}. \quad (2.18)$$

Произведя замену $1/(RC) = \omega_0$, можно представить коэффициент передачи в виде

$$\underline{K}(j\omega) = \frac{(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)}{\left((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)\right) - 4j}. \quad (2.19)$$

Откуда амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = \frac{\left|(\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)\right|}{\sqrt{\left((\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega)\right)^2 + 16}}; \quad (2.20)$$

фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \text{arctg} \frac{4}{\left(\omega/\omega_0\right) - \left(\omega_0/\omega\right)}. \quad (2.21)$$

Представленные на рис.2.6б–г частотные характеристики двойного Т-образного моста подобны характеристикам моста Вина – Робинсона (см. (2.15), (2.16)). Поэтому данное устройство также является полосовым заграждающим фильтром. В отличие от моста Вина – Робинсона выходное напряжение здесь снимается относительно общей точки, а максимальный коэффициент передачи стремится к 1.

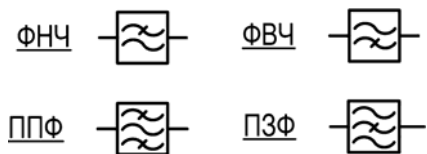


Рис.2.7 Условно-графические обозначения

Условно-графические обозначения фильтров на функциональных схемах представлены на рис.2.7. При построении частотных характеристик для всех типов фильтров (рис.2.2 – 2.6) принималось $R = 1,6 \text{ кОм}$, $C = 33 \text{ нФ}$.

Для получения частотных характеристик исследуемого устройства обычно используют генератор сигналов и осциллограф. Схема подключения данных приборов к исследуемому устройству показана на рис.2.8.

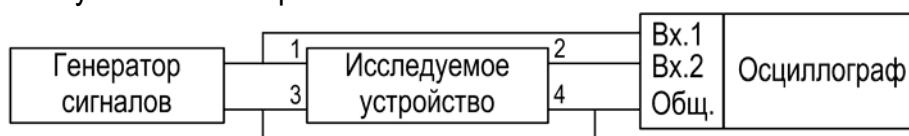


Рис.2.8 Схема измерения АЧХ и ФЧХ исследуемого устройства

Двухлучевой осциллограф даёт возможность одновременного исследования двух сигналов и определения их взаимного расположения на временно-й оси. По полученным осциллограммам определяют амплитуды входного и выходного сигналов, а также смещение сигналов во времени Δt .

На рисунке 2.9 представлены примерные осциллограммы для двух случаев:

- выходной сигнал опережает ($\Delta t > 0$, рис.2.9а) и
- запаздывает ($\Delta t < 0$, рис.2.9б) по фазе относительно входного сигнала.

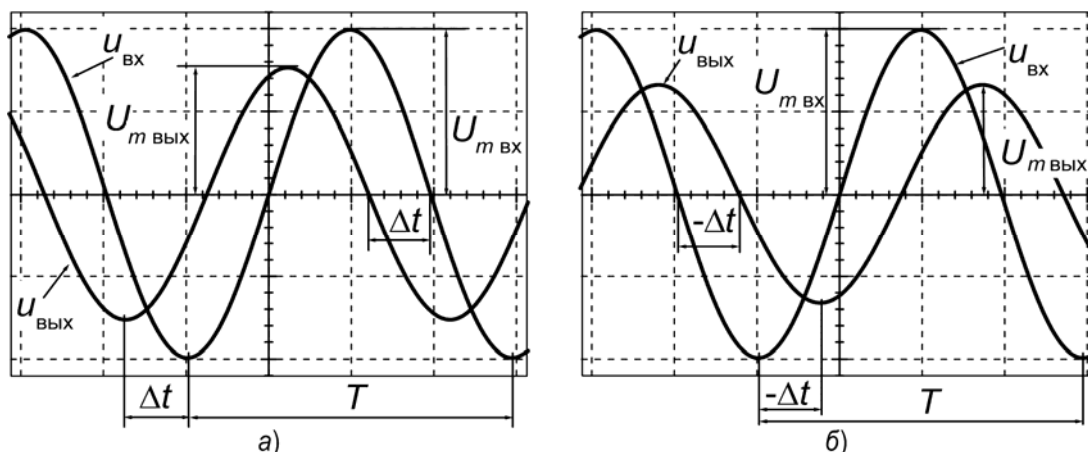


Рис.2.9 Осциллограммы входного $u_{ВХ}$ и выходного $u_{ВЫХ}$ сигналов:

а – выходной сигнал опережает входной сигнал; б – выходной сигнал отстаёт от входного

Сдвиг фаз между входным и выходным сигналами можно вычислить по формуле

$$\varphi = 360^\circ \cdot f \cdot \Delta t, \quad (2.22)$$

где f – частота сигнала. Иногда более удобно определять разность фаз по формуле

$$\varphi = 360^\circ \cdot \Delta t / T, \quad (2.23)$$

при этом значения T и Δt можно подставлять в единицах шкалы временно-й оси (в мм).

2.2. Порядок выполнения работы

Данная лабораторная работа выполняется в лаборатории и в компьютерном классе с использованием программы схемотехнического моделирования *Micro-CAP*.

В лаборатории выполняется

Задание 1: Определение характеристик и параметров пассивного четырехполюсника

а) собрать схему для измерения частотных характеристик в соответствии с рис.2.8;

б) установив и поддерживая неизменным значение амплитуды входного напряжения $U_{m ВХ} = 1$ В, задавая частоту $f = 10; 30; 100; 300; 1000; 3000; 10\ 000; 30\ 000; 100\ 000; 300\ 000$ Гц, измерять амплитуду $U_{m ВЫХ}$ и период T выходного сигнала, а также временно-й сдвиг сигналов Δt , при этом **обязательно учитывать знак** Δt (см. рис.2.9); результаты измерений свести в таблицу:

f , Гц	$U_{m ВХ}$, В	$U_{m ВЫХ}$, В	Δt	T	$K(f)$, дБ	$\varphi^\circ(f)$

в) определить входное и/или выходное сопротивления исследуемого четырёхполюсника на частотах, указанных преподавателем (методику измерений см. в Лабораторной работе №1). При измерениях входное напряжение поддерживать неизменным!

- г) рассчитать значения коэффициента передачи $K(f)$ ((2.3)) и сдвига фаз $\varphi(f)$ (по формуле (2.22) или (2.23)) и занести результаты в таблицу;
- д) по рассчитанным значениям построить ЛАЧХ и ЛФЧХ пассивного четырехполюсника;
- е) по виду полученных характеристик определить тип исследованного четырехполюсника, начертить его предполагаемую схему и определить частоты среза.

В компьютерном классе выполняются следующие задания:

Задание 2: Освоение программы схемотехнического моделирования *MicroCAP*

а) изучить краткое описание [программы схемотехнического моделирования Micro-CAP](#);

б) в соответствии с рис.2.10 собрать схему исследованного в лаборатории (Задание 1) четырехполюсника;

в) по известному значению сопротивления резистора или ёмкости конденсатора рассчитать значение неизвестной величины, используя формулу $f_0 = 1/(2\pi RC)$, где частота f_0 определяется по экспериментальной ЛАЧХ, полученной в Задании 1;



Рис.2.10 Схема для измерения характеристик фильтров

г) для частот $f = 100; 1000; 10\ 000; 100\ 000$ Гц провести анализ переходных процессов (**Analysis/Transient...**) (см. рис.2.11), результаты сравнить с экспериментальными значениями, полученными в Задании 1;

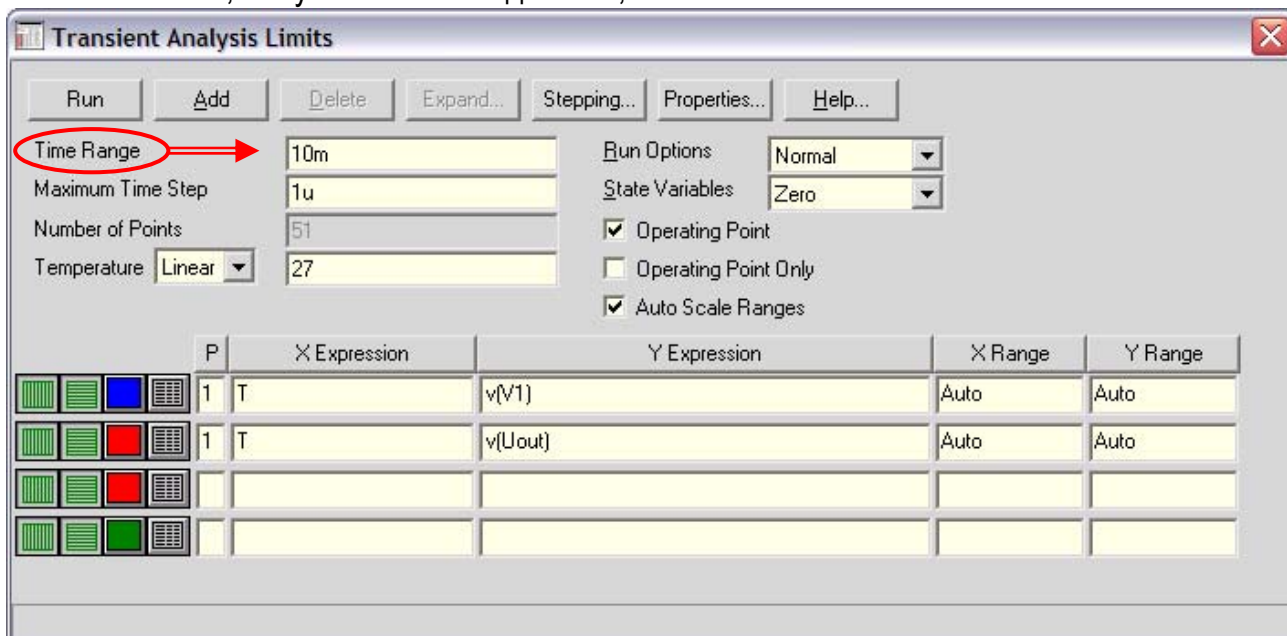


Рис.2.11 Окно параметров моделирования зависимости от времени T входного v(V1) и выходного v(Uout) напряжений (заданное в **Time Range** значение времени: 10m (= 10 мс), позволяет получить на графике 10 периодов сигнала частоты 1 кГц)

д) построить ЛАЧХ и ЛФЧХ исследованного четырехполюсника (**Analysis/AC...**) в диапазоне частот $f = 1$ Гц...1 МГц (см. рис.2.12) и сравнить с экспериментальными характеристиками.

Задание 3: Расчёт фильтров на пассивных элементах

для фильтров, настроенных на заданную частоту f_0 (см. п. в Задания 2), определить теоретически и экспериментально

- а) полосу пропускания пассивного полосового фильтра (рис.2.4) по уровню -20 дБ ;
 б) полосу заграждаемых частот по уровню коэффициента ослабления синусоидального сигнала -20 дБ в мосте Вина-Робинсона (рис.2.5), если $R_1 = R$;

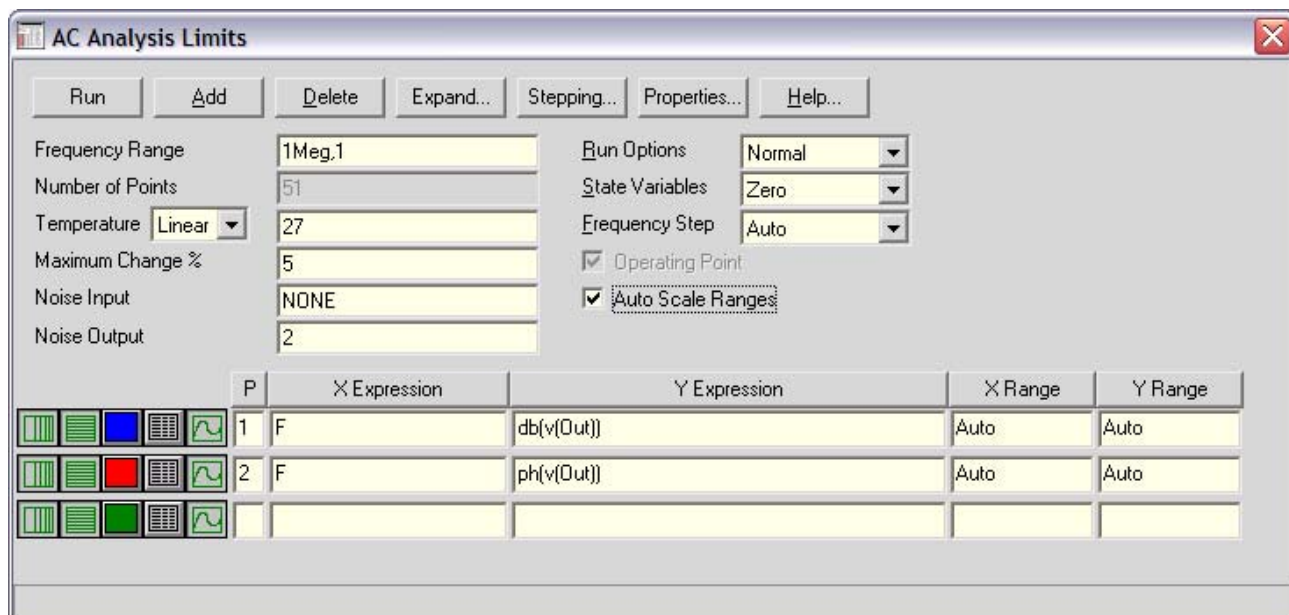


Рис.2.12 Окно параметров моделирования ЛАЧХ ($db(v(Uout))$) и ЛФЧХ ($ph(v(Uout))$) ЭУ

- в) полосу заграждаемых частот по уровню коэффициента ослабления синусоидального сигнала -10 дБ в двойном T -образном фильтре (рис.2.6).

2.3. Контрольные вопросы

1. Как строятся логарифмические частотные характеристики и для чего они используются?
2. Как по АЧХ и ЛАЧХ определяются частоты среза?
3. Пояснить принцип действия пассивных RC -фильтров.
4. Получить аналитические выражения зависимостей $\underline{K}(j\omega)$, $K(f)$ и $\varphi(f)$ для различных типов пассивных RC -фильтров.
5. Рассчитать теоретические значения входного и/или выходного сопротивлений исследованного пассивного четырёхполюсника и сравнить с экспериментальными значениями. Объяснить возможные отклонения в полученных результатах.
6. Какие виды анализа можно проводить в программе *MicroCAP*? В каких случаях они используются?