

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**



Якушевич Г.Н.

РАДИОАВТОМАТИКА

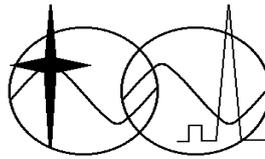
**Учебное методическое пособие по лабораторным работам
и самостоятельной работе**

2012

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования

**ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)**

Кафедра средств радиосвязи



Якушевич Г.Н.

РАДИОАВТОМАТИКА

Описания компьютерных лабораторных работ
по радиоавтоматике в среде Electronics Workbench (EWB) (Multisim, Qucs)
для студентов радиотехнических специальностей направлений
«Телекоммуникации» и «Радиотехника»

Учебное методическое пособие по лабораторным работам
и самостоятельной работе

2012

Якушевич Г.Н.

Радиоавтоматика: Учебное методическое пособие по лабораторным работам и самостоятельной работе – Томск: ТУСУР, 2012. – 110 с.

Учебное методическое пособие содержит описание четырех компьютерных лабораторных работ, выполняемых в ходе изучения дисциплины «Радиоавтоматика» в среде Electronics Workbench (EWB) (Multisim, Qucs). Пособие содержит для каждой лабораторной работы краткую вводную теоретическую часть, расчетные соотношения, расчетное задание, контрольные вопросы, требования по оформлению отчета.

Пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей направлений «Телекоммуникации» и «Радиотехника».

Содержание

1. Лабораторная работа № 1. Исследование характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики.....	4
2. Лабораторная работа № 2. Исследование качественных показателей систем радиоавтоматики.....	32
3. Лабораторная работа № 3. Исследование системы автоматической регулировки усиления.....	62
4. Лабораторная работа № 4. Исследование системы фазовой автоподстройки частоты.....	89

1. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТИПОВЫХ ЛИНЕЙНЫХ ЗВЕНЬЕВ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

1.1. Цель работы

Исследование частотных и переходных характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики.

1.2. Краткие теоретические сведения

Динамические свойства линейных звеньев и систем могут быть описаны дифференциальными уравнениями. Наибольшее распространение в теории систем радиоавтоматики получила операторная форма записи дифференциальных уравнений, при которой оперируют не с оригиналами величин, а с их изображениями по Лапласу, что позволяет ввести понятие передаточной функции.

Передаточная функция в общем случае имеет вид

$$W(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} = \frac{B(p)}{A(p)}, \quad (1.1)$$

где $a_m, \dots, a_0, b_m, \dots, b_0$ - коэффициенты, определяемые параметрами звена,

p – оператор Лапласа,

n, m – числа, определяющие порядок уравнений ($m \leq n$ для физически реализуемых звеньев),

$B(p), A(p)$ – полиномы числителя и знаменателя передаточной функции.

Для исследования характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики используют типовые воздействия: в частотной области – гармоническое, во временной области – единичное ступенчатое или единичное импульсное.

Исследование частотных характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики.

Если на вход линейной системы поступает синусоидальный сигнал определенной частоты, то выходной сигнал будет также синусоидальным,

иметь ту же частоту, но другие амплитуду и фазу. Представляя входной и выходной сигнал амплитудами $x(j\omega)$ и $y(j\omega)$, изменения амплитуды и фазы можно характеризовать комплексным коэффициентом передачи

$$W(j\omega) = \frac{y(j\omega)}{x(j\omega)}. \quad (1.2)$$

Комплексным коэффициентом передачи можно рассматривать как одну из форм записи передаточной функции для случая синусоидального воздействия. Для получения выражения для комплексного коэффициента передачи из передаточной функции заменим в выражении (1.2) p на $j\omega$ и получим

$$W(j\omega) = \frac{b_m(j\omega)^m + b_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \dots + b_0}{a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_0}. \quad (1.3)$$

Комплексным коэффициентом передачи можно записать в виде суммы вещественной и мнимой части или в показательной форме

$$W(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) = |W(j\omega)|e^{j\varphi(\omega)}, \quad (1.4)$$

где $W(j\omega)$ — комплексный коэффициент передачи — называется амплитудно-фазовой характеристикой (АФХ),

$|W(j\omega)| = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}$ — модуль комплексного коэффициента передачи — называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ),

$\varphi(\omega) = \arctg[V(\omega)/U(\omega)]$ — аргумент комплексного коэффициента передачи — называется фазо-частотной характеристикой (ФЧХ),

$U(\omega) = \operatorname{Re}[W(j\omega)]$ и $V(\omega) = \operatorname{Im}[W(j\omega)]$ — вещественная и мнимая части комплексного коэффициента передачи.

При анализе систем радиоавтоматики чаще используют логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ)

$$L(\omega), \text{дБ} = 20 \lg |W(j\omega)| \quad (1.5)$$

и логарифмическую фазо-частотную характеристику (ЛФЧХ)

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}[V(\omega)/U(\omega)]. \quad (1.6)$$

На рис. 1.1 приведены логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) и асимптотические логарифмические амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики (АЛАЧХ и АЛФЧХ) типового апериодического звена первого порядка.

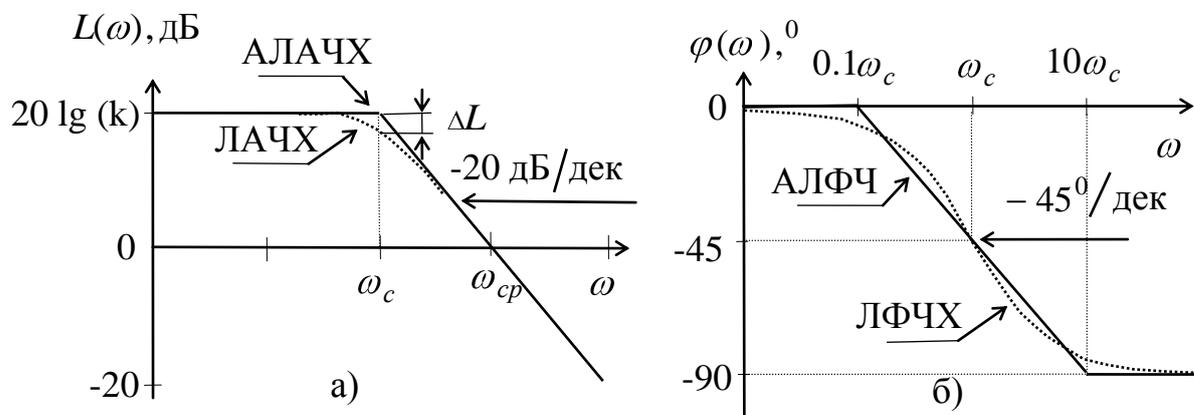


Рис. 1.1. Логарифмические и асимптотические логарифмические частотные характеристики: а) ЛАЧХ и АЛАЧХ; б) ЛФЧХ и АЛФЧХ.

По логарифмическим частотным характеристикам определяют следующие параметры типовых звеньев:

- 1) низкочастотный коэффициент передачи k ;
- 2) сопрягающие частоты ω_c и постоянные времени $T = 1/\omega_c$;
- 3) наклон ЛАЧХ и ЛФЧХ;
- 4) частоту среза ω_{cp} , на которой $L(\omega_{cp}) = 0$.

По частотным характеристикам можно судить о точности работы звена (системы радиоавтоматики) в установившемся режиме и поведении звена в переходном режиме. Так, например, чем больше коэффициент передачи k , тем выше точность работы типового звена (системы радиоавтоматики) в установившемся режиме, чем меньше частота среза ω_{cp} , тем больше длительность переходного процесса.

Исследование переходных характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики.

Если известны реакции линейной системы на элементарные (типовые) воздействия, то можно определить реакцию системы на любое произвольное

воздействие. В качестве типовых воздействий при исследовании переходных характеристик используют единичное ступенчатое и единичное импульсное воздействия, приведенные на рис. 1.2.

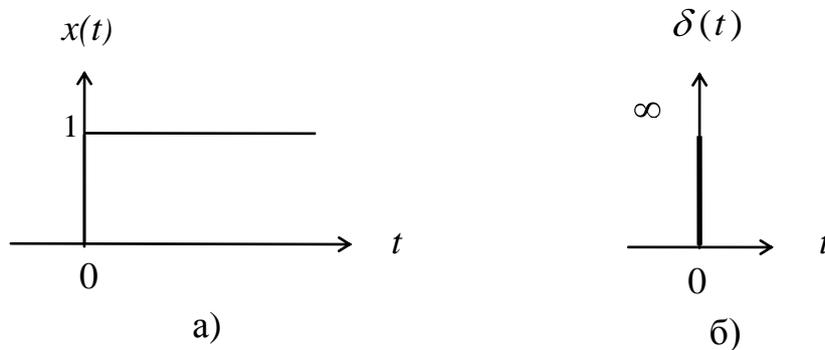


Рис. 1.2. Типовые воздействия: а) единичное ступенчатое; б) единичное импульсное.

Математическое выражение для единичного ступенчатого воздействия может быть записано в виде

$$1(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ 1 & \text{при } t \geq 0. \end{cases} \quad (1.7)$$

Под единичным импульсным воздействием понимают предельно короткий импульс

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{при } t = 0, \\ 0 & \text{при } t \neq 0, \end{cases} \quad (1.8)$$

площадь которого равна единице

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1. \quad (1.9)$$

Выражение для единичного импульса в математике принято называть дельта-функцией.

Графическое изображение реакции системы на единичное ступенчатое воздействие называется переходной характеристикой.

Аналитическое выражение переходной характеристики обозначается $h(t)$ и называется переходной характеристикой.

Графическое изображение реакции системы на единичное импульсное воздействие называется импульсной переходной характеристикой.

Аналитическое выражение импульсной переходной характеристики обозначается $\omega(t)$ и называется импульсной переходной функцией или весовой функцией (функцией веса).

Алгоритм нахождения переходной характеристики с помощью преобразования Лапласа следующий:

1) записываем выражение для передаточной функции

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)}, \quad (1.10)$$

2) применяя прямое преобразование Лапласа, находим изображение оригинала входного воздействия

$$x(p) = L\{x(t)\}, \quad (1.11)$$

3) находим изображение на выходе

$$y(p) = W(p) \cdot x(p), \quad (1.12)$$

4) используя обратное преобразование Лапласа, находим оригинал выходной функции или реакцию системы на входное воздействие

$$y(t) = L^{-1}\{y(p)\}. \quad (1.13)$$

Для единичного ступенчатого воздействия изображение оригинала входного воздействия равно

$$x(p) = L\{1(t)\} = \frac{1}{p}. \quad (1.14)$$

Для единичного импульсного воздействия изображение оригинала входного воздействия равно

$$x(p) = L\{\delta(t)\} = 1. \quad (1.15)$$

Общий вид переходной характеристики приведен на рис. 1.3. По переходной характеристике можно определить следующие показатели качества переходного процесса.

Длительность переходного процесса t_n — интервал времени от начала переходного процесса до момента времени, когда отклонение

выходной величины от установившегося значения $h(\infty)$ становится меньше $\Delta = (1 \div 5)\%$, определяет быстродействие системы.

Время установления первого максимума t_y — время достижения первого максимума выходного сигнала, определяет скорость изменения выходного сигнала в переходном процессе.

Перерегулирование σ — максимальное отклонение выходной величины от установившегося значения: $\sigma = \frac{h_{max} - h(\infty)}{h(\infty)} 100\%$.

Мера колебательности C — отношение первых соседних максимумов переходного процесса $C = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} 100\%$.

Частота колебаний f_K — частота колебаний переходного процесса $f_K = \frac{1}{T_K}$, где T_K - период колебаний переходного процесса.

Число колебаний N — число колебаний за время переходного процесса (обычно число колебаний $N = 1 \div 2$).

Ошибка регулирования в установившемся режиме — отличие установившегося значения $h(\infty)$ от единицы.

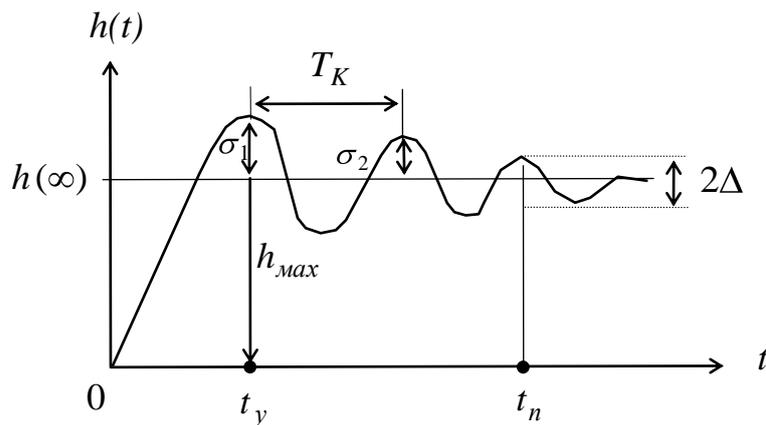


Рис. 1.3. Переходная характеристика с показателями качества переходного процесса

1.3. Типовые звенья систем радиоавтоматики

Различают семь типовых звеньев систем радиоавтоматики:

- 1) пропорциональное звено;

- 2) апериодическое звено первого порядка;
- 3) апериодическое звено второго порядка (колебательное, консервативное);
- 4) интегрирующее звено;
- 5) дифференцирующее звено;
- 6) форсирующее звено;
- 7) запаздывающее звено.

В табл. 1.1 приведены дифференциальные уравнения и передаточные функции типовых звеньев систем радиоавтоматики.

В табл. 1.2-1.3 приведены выражения для частотных и логарифмических частотных функций (характеристик), определяющие изменение амплитуды и фазы выходной величины типового звена в установившемся режиме при приложении на входе гармонического воздействия.

В табл. 1.4 приведены выражения для временных функций (переходной и импульсной переходной характеристик) типовых звеньев систем радиоавтоматики при типовых воздействиях (единичном ступенчатом $1(t)$ и единичном импульсном $\delta(t)$).

Частотные, логарифмические частотные и временные функции (характеристики) типовых звеньев систем радиоавтоматики приведены в табл. 1.5-1.7.

В табл. 1.8 приведены схемы моделей типовых звеньев.

Дифференциальные уравнения и передаточные функции типовых звеньев

Тип звена	Дифференциальное уравнение	Передаточная функция
Пропорциональное	$y(t) = k x(t)$	k
Апериодическое звено 1-го порядка	$T \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = k x(t)$	$\frac{k}{1 + pT}$
Апериодическое звено 2-го порядка	$T^2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + T_1 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = k x(t)$	$\frac{k}{1 + 2\zeta T p + T^2 p^2}$
Интегрирующее	$y(t) = \int_0^t k x(t) dt$	$\frac{k}{p}$
Дифференцирующее	$y(t) = k \frac{dx(t)}{dt}$	$k p$
Форсирующее	$y(t) = k \frac{dx(t)}{dt} + k x(t)$	$k(1 + pT)$
Запаздывающее	$y(t) = k x(t - T)$	e^{-pT}

Частотные функции типовых звеньев

Тип звена	АФХ, $W(j\omega)$	АЧХ, $ W(j\omega) $	ФЧХ, $\varphi(\omega)$
Пропорциональное	k	k	0
Апериодическое первого порядка	$\frac{k}{1+j\omega T}$	$\frac{k}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}$	$-\arctg(\omega T)$
Апериодическое второго порядка	$\frac{k}{1-(\omega T)^2+j2\zeta\omega T}$	$\frac{k}{\sqrt{[1-(\omega T)^2]^2+(2\zeta\omega T)^2}}$	$-\arctg\left(\frac{2\zeta\omega T}{1-(\omega T)^2}\right)$
Интегрирующее	$-jk/\omega$	k/ω	$-\pi/2$
Дифференцирующее	$jk\omega$	$k\omega$	$\pi/2$
Форсирующее	$k(1+j\omega T)$	$k\sqrt{1+(\omega T)^2}$	$\arctg(\omega T)$
Запаздывающее	$ke^{-j\omega T}$	k	$-\omega T$

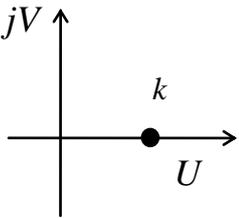
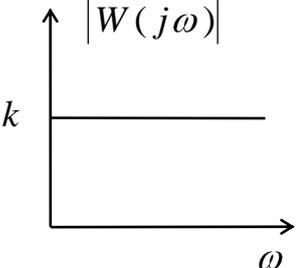
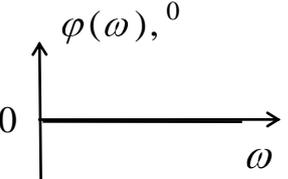
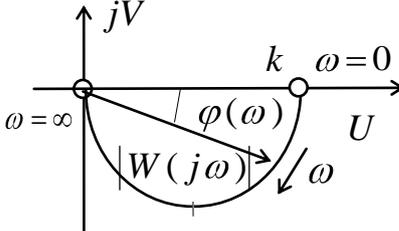
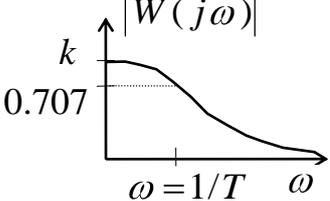
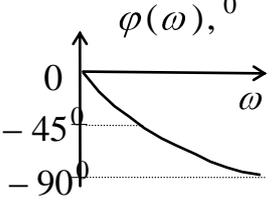
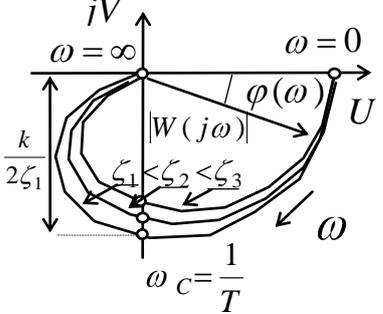
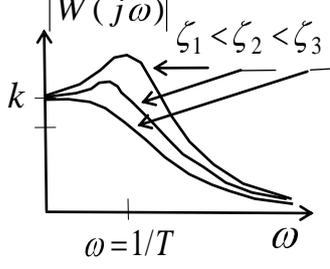
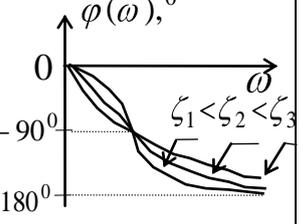
Логарифмические частотные функции типовых звеньев

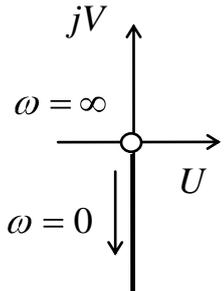
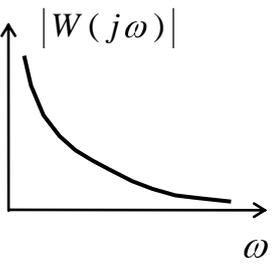
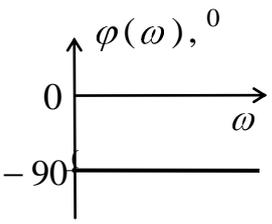
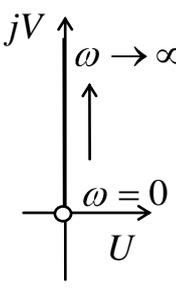
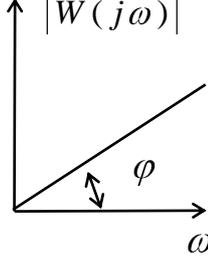
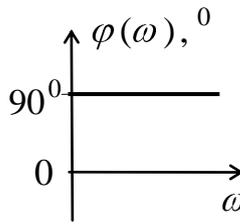
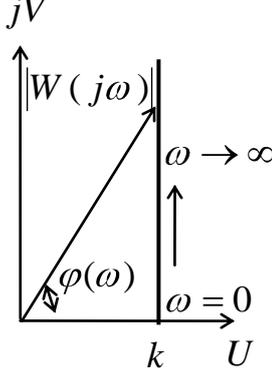
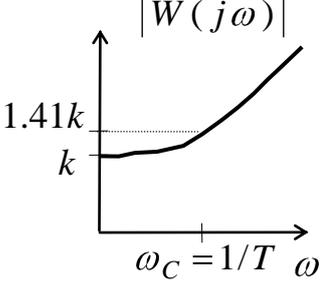
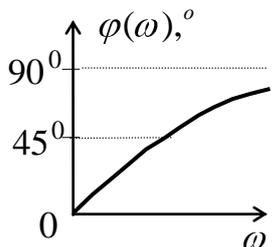
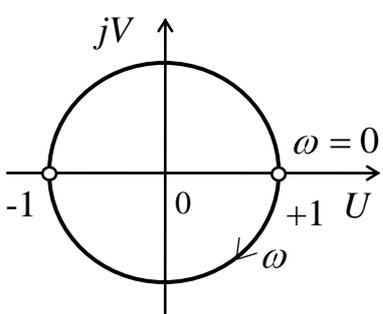
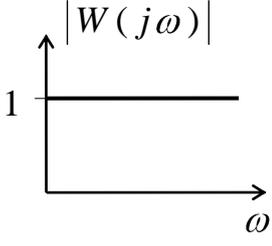
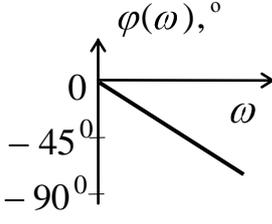
Тип звена	ЛАЧХ, $L(\omega)$, дБ	ЛАФХ, $\varphi(\omega)$
Пропорциональное	$20 \lg k$	0
Апериодическое первого порядка	$20 \lg k - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T)^2}$	$-\arctg(\omega T)$
Апериодическое второго порядка	$20 \lg k - 20 \lg \sqrt{[1 - (\omega T)^2]^2 + (2\zeta \omega T)^2}$	$-\arctg\left(\frac{2\zeta \omega T}{1 - (\omega T)^2}\right)$
Интегрирующее	$20 \lg k - 20 \lg \omega$	$-\pi / 2$
Дифференцирующее	$20 \lg k + 20 \lg \omega$	$\pi / 2$
Форсирующее	$20 \lg k + 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T)^2}$	$\arctg(\omega T)$
Запаздывающее	$20 \lg k$	$-\omega T$

Временные функции типовых звеньев

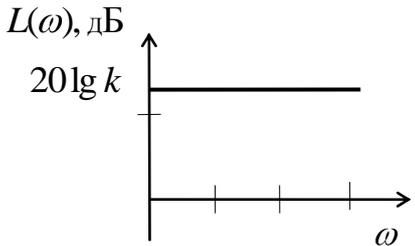
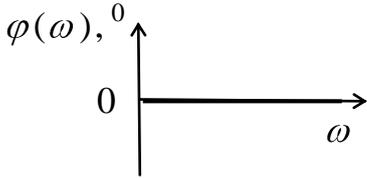
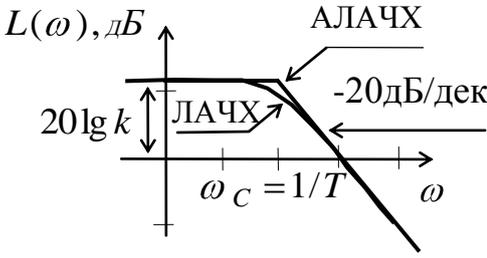
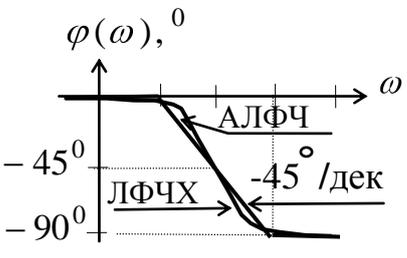
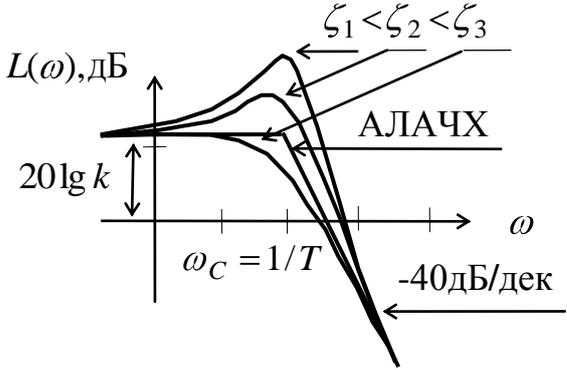
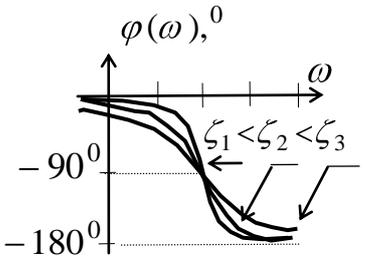
Тип звена	ПХ, $h(t)$	ИПХ, $\omega(t)$
Пропорциональное	$k \cdot 1(t)$	0
Апериодическое первого порядка	$k(1 - e^{-\frac{t}{T}})$	$\frac{k}{T} e^{-\frac{t}{T}}$
Апериодическое второго порядка	$k[1 - e^{-\frac{\zeta}{T}t} (\cos \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T}t + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T}t)]$	$\frac{k}{T\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\frac{\zeta}{T}t} \sin \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{T}t$
Интегрирующее	$k \cdot t$	k
Дифференцирующее	$k \cdot \delta(1)$	$k \frac{d\delta(t)}{dt}$
Форсирующее	$h(t) = k[T\delta(t) + 1(t)]$	$k \left[T \frac{d\delta(t)}{dt} + \delta(t) \right]$
Запаздывающее	$k \cdot 1(t-T)$	$k \cdot \delta(t-T)$

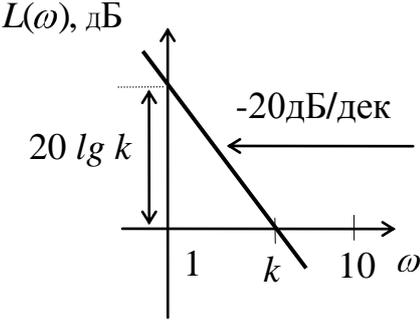
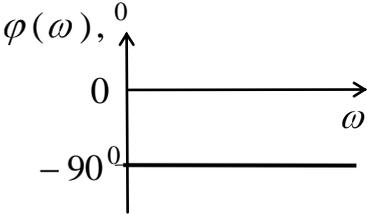
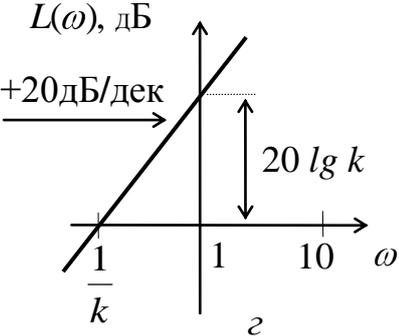
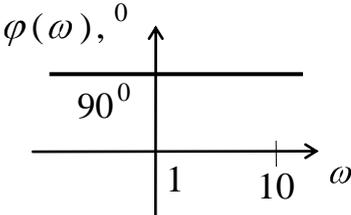
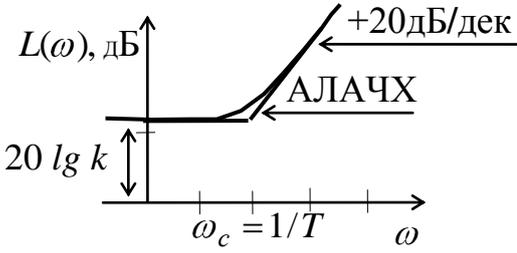
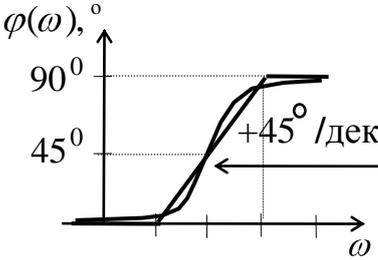
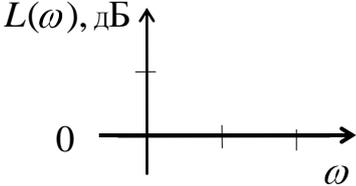
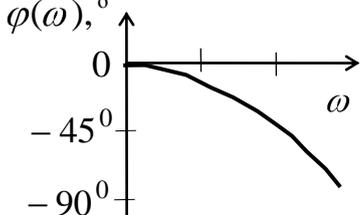
Частотные характеристики типовых звеньев

Тип звена	АФХ	АЧХ	ФЧХ
Пропорциональное			
Апериодическое первого порядка			
Апериодическое второго порядка			

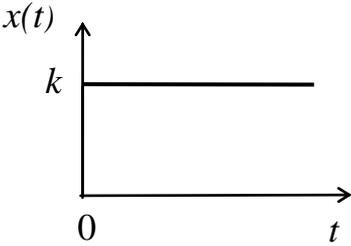
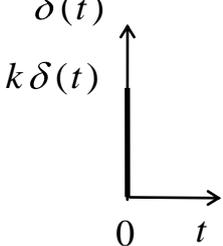
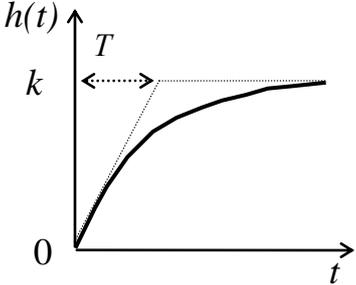
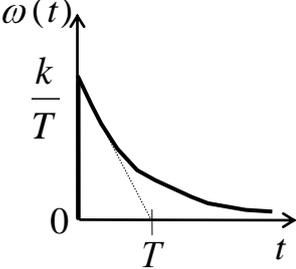
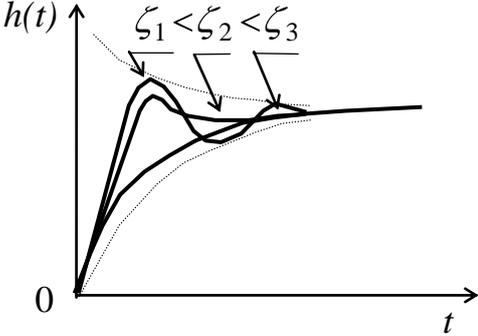
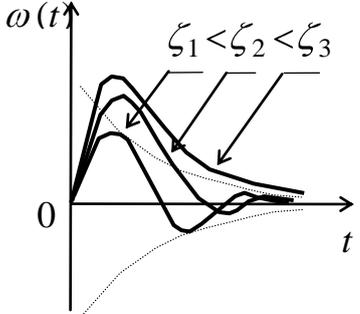
Интегрирующее			
Дифференцирующее			
Форсирующее			
Запаздывающее			

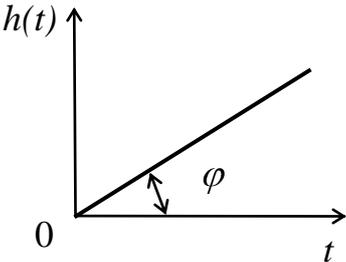
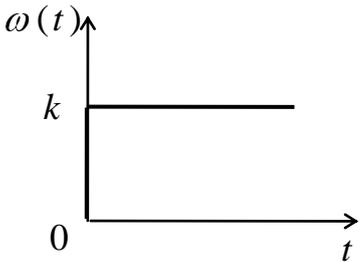
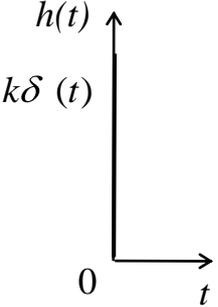
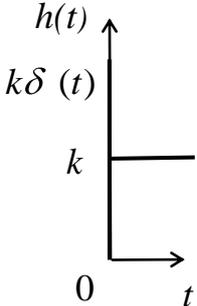
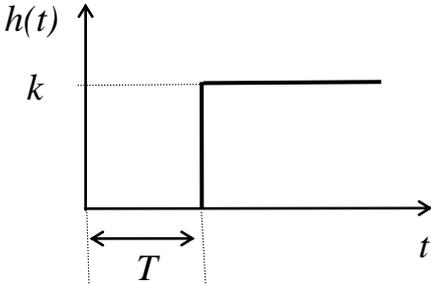
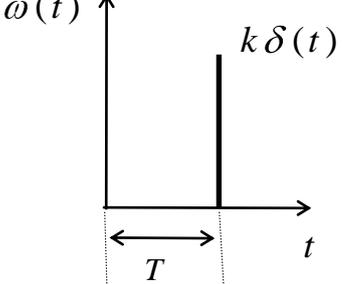
Логарифмические частотные характеристики типовых звеньев

Тип звена	ЛАФХ	ЛФЧХ
Пропорциональное		
Апериодическое первого порядка		
Апериодическое второго порядка		

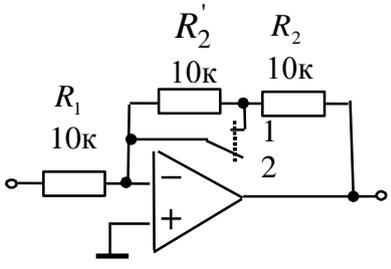
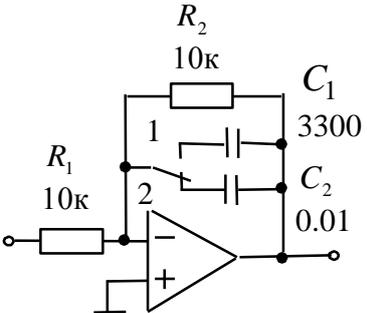
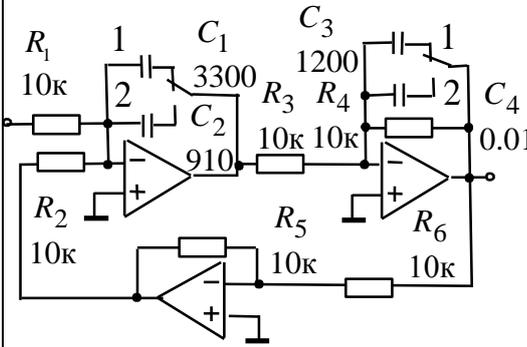
Интегрирующее		
Дифференцирующее		
Форсирующее		
Запаздывающее		

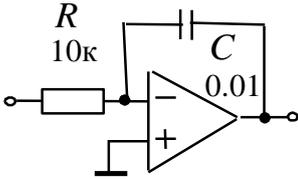
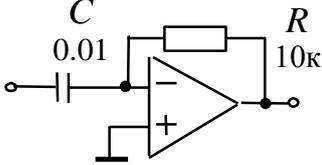
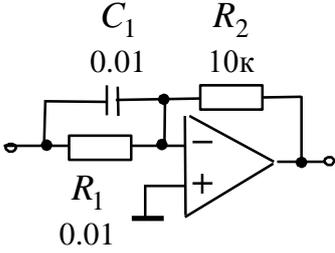
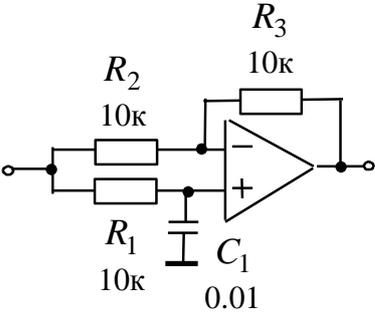
Переходные характеристики типовых звеньев

Тип звена	ПХ	ИПХ
Пропорциональное	 <p>The graph shows the step response $x(t)$ of a proportional link. The vertical axis is labeled $x(t)$ and has a tick mark at k. The horizontal axis is labeled t and has a tick mark at 0. A horizontal line is drawn at the level k starting from $t=0$.</p>	 <p>The graph shows the impulse response $\delta(t)$ of a proportional link. The vertical axis is labeled $\delta(t)$ and has a tick mark at $k\delta(t)$. The horizontal axis is labeled t and has a tick mark at 0. A vertical line is drawn at $t=0$ extending upwards.</p>
Апериодическое первого порядка	 <p>The graph shows the step response $h(t)$ of a first-order aperiodic link. The vertical axis is labeled $h(t)$ and has tick marks at 0 and k. The horizontal axis is labeled t and has a tick mark at 0. A curve starts at the origin and rises asymptotically towards the value k. A dashed line from the point $(T, k/T)$ on the curve indicates the time constant T.</p>	 <p>The graph shows the frequency response $\omega(t)$ of a first-order aperiodic link. The vertical axis is labeled $\omega(t)$ and has tick marks at 0 and k/T. The horizontal axis is labeled t and has a tick mark at 0. A curve starts at k/T on the vertical axis and decays towards zero as frequency increases. A dashed line from the point $(T, k/(2T))$ on the curve indicates the time constant T.</p>
Апериодическое второго порядка	 <p>The graph shows the step response $h(t)$ of a second-order aperiodic link for three different damping ratios $\zeta_1 < \zeta_2 < \zeta_3$. The vertical axis is labeled $h(t)$ and the horizontal axis is labeled t. Three curves are shown, all starting at the origin and asymptotically approaching a steady-state value. The curve with the smallest damping ratio (ζ_1) has the highest overshoot, while the curve with the largest damping ratio (ζ_3) has the lowest overshoot.</p>	 <p>The graph shows the frequency response $\omega(t)$ of a second-order aperiodic link for three different damping ratios $\zeta_1 < \zeta_2 < \zeta_3$. The vertical axis is labeled $\omega(t)$ and the horizontal axis is labeled t. Three resonance curves are shown, all starting at the origin. The curve with the smallest damping ratio (ζ_1) has the highest peak and the highest resonance frequency, while the curve with the largest damping ratio (ζ_3) has the lowest peak and the lowest resonance frequency.</p>

Интегрирующее	 <p>A graph showing a linear function $h(t)$ versus time t. The line starts at the origin $(0,0)$ and increases with a constant slope. The angle between the line and the horizontal axis is labeled φ.</p>	 <p>A graph showing a constant function $\omega(t)$ versus time t. The value is constant at k for all $t > 0$.</p>
Дифференцирующее	 <p>A graph showing an impulse function $h(t) = k\delta(t)$ versus time t. The function is zero for $t < 0$ and has a vertical spike at $t = 0$ with a height of k.</p>	$\omega(t) = k \frac{d\delta(t)}{dt}$
Форсирующее	 <p>A graph showing a step function $h(t)$ versus time t. The function is zero for $t < 0$ and jumps to a constant value k at $t = 0$.</p>	$\omega(t) = k \left[T \frac{d\delta(t)}{dt} + \delta(t) \right]$
Запаздывающее	 <p>A graph showing a delayed step function $h(t)$ versus time t. The function is zero for $t < T$ and jumps to a constant value k at $t = T$. The delay time T is indicated by a double-headed arrow on the horizontal axis.</p>	 <p>A graph showing a delayed impulse function $\omega(t)$ versus time t. The function is zero for $t < T$ and has a vertical spike at $t = T$ with a height of k. The delay time T is indicated by a double-headed arrow on the horizontal axis.</p>

Схемы моделей типовых звеньев

Тип звена	Схема	Коэффициенты передаточных функций
<p>Пропорциональное</p>		<p>$W(p) = -k$, где для 1 положения тумблера $k = R_2 / R_1$, для 2 положения тумблера $k = (R_2 + R_1') / R_1$.</p>
<p>Апериодическое 1-го порядка</p>		<p>$W(p) = -k / (1 + pT)$, где $k = R_2 / R_1$, для 1 положения тумблера $T = R_2 \cdot C_1$ для 2 положения тумблера $T = R_2 \cdot C_2$.</p>
<p>Апериодическое 2-го порядка ($\zeta \geq 1$). Колебательное ($\zeta < 1$). Консервативное ($\zeta = 0$).</p>		<p>$W(p) = \frac{k}{T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1}$, где для 1 положения тумблеров $T_1 = R_1 C_1, T_2 = R_2 C_1, T_3 = R_4 C_2$ $K_3 = \frac{R_4}{R_3}, K_4 = \frac{R_5}{R_6}, k = \frac{T_2}{T_1 K_4}$ $T = \sqrt{\frac{T_2 T_3}{K_3 K_4}}, \zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_2}{T_3 K_3 K_4}}$.</p>

Интегрирующее		$W(p) = -\frac{1}{pT},$ <p>где $T = RC$.</p>
Дифференцирующее		$W(p) = -pT,$ <p>где $T = RC$.</p>
Форсирующее		$W(p) = -k(1 + pT),$ <p>где $k = R_2/R_1$, $T = R_1C_1$.</p>
Запаздывающее		$W(p) = \frac{1 - pT}{1 + pT},$ <p>где $T = R_1C_1$.</p>

1.4. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

На рис. 1.4 приведена схема лабораторного макета для исследования частотных и переходных характеристик типовых звеньев систем радиоавтоматики.

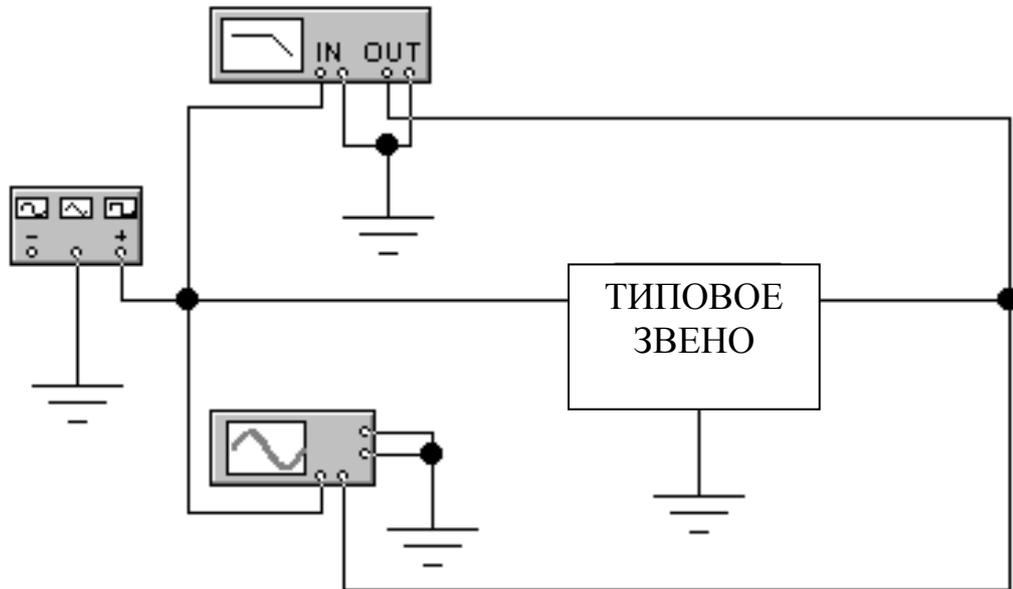


Рис. 1.4. Схема лабораторного макета

Схема макета содержит обобщенное типовое звено в виде подсхемы и контрольно измерительные приборы: функциональный генератор, осциллограф и измеритель АЧХ и ФЧХ. Для исследования частотных характеристик типовых звеньев используется измеритель АЧХ и ФЧХ, для исследования переходных характеристик — функциональный генератор и осциллограф.

1.4.1. Краткое описание программы Electronics Workbench (EWB)

Electronics Workbench (EWB) – разработка фирмы Interactive Image Technologies (www.interactive.com). Особенностью программы EWB является наличие контрольно измерительных приборов, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближенных к их промышленным аналогам, что способствует приобретению практических

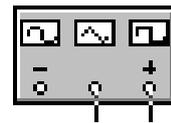
навыков работы с наиболее распространёнными приборами. Программа легко усваивается и достаточно удобна в работе.

1.4.2. Запуск программы EWB

После вызова EWB из среды WINDOWS на экране появляется чистое окно. Для загрузки лабораторной работы надо выбрать команду Open из меню, а затем открыть папку “Радиоавтоматика” в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования частотных и переходных характеристик типовых звеньев систем радиоавтоматики. Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

1.4.3. Контрольно-измерительные приборы

Функциональный генератор (Function Generator)



Лицевая функционального панель генератора показана на рис. 1.5.

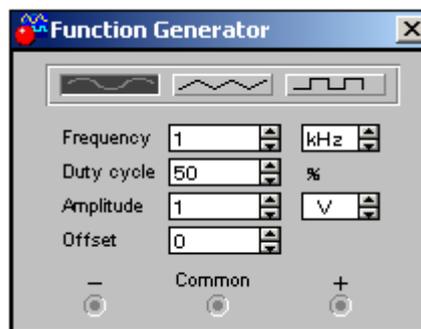


Рис. 1.5. Лицевая панель функционального генератора

Управление генератором осуществляется следующими органами управления:



- выбор формы выходного сигнала синусоидальной (выбрана по умолчанию), треугольной и прямоугольной;

Frequency - установка частоты выходного сигнала;

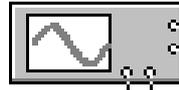
Duty cycle % - установка коэффициента заполнения в процентах: для импульсных сигналов это отношение длительности импульса к периоду повторения – величина обратная скважности, для треугольных сигналов – соотношение между переднего и заднего фронтов;

Amplitude - установка амплитуды выходного сигнала;

Offset - установка смещения (постоянной составляющей) выходного сигнала;

- Common + - выходные зажимы; при заземлении клеммы COM (общий) на клеммах “+” и “-” получаем парафазный сигнал.

Осциллограф (Oscilloscope)



Лицевая панель осциллографа показана на рис. 1.6.

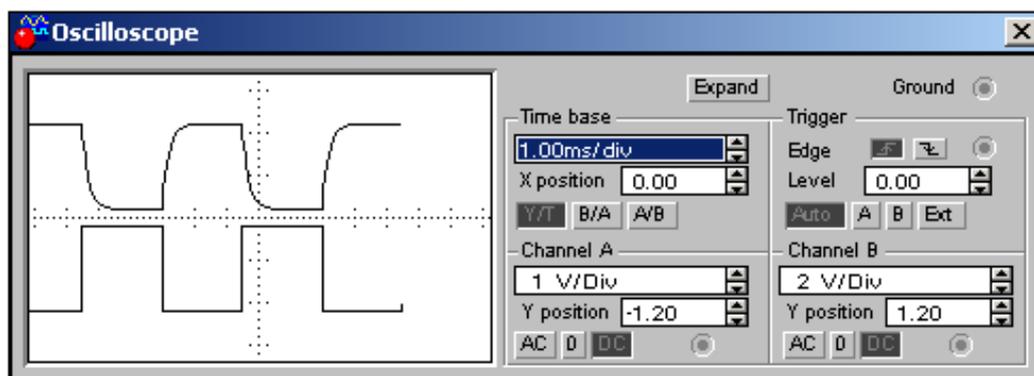


Рис. 1.6. Лицевая панель осциллографа

Осциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В с отдельной регулировкой чувствительности в диапазоне от 10 мкВ/дел (mV/Div) до 5кВ/дел (kV/Div) и регулировкой смещения по вертикали (Y POS). Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок . Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока (его ещё

называют режим “закрытого входа”, поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую). В режиме 0 входной зажим замыкается на землю. В режиме DC (включен по умолчанию) можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока. Этот режим ещё называют режим “открытого входа”, поскольку входной сигнал поступает на вертикальный вход непосредственно. С правой стороны от кнопки DC расположен входной зажим.

Режим развертки выбирается кнопками . В режиме Y/T (обычный режим) реализуются следующие режимы развертки: по вертикали – напряжение сигнала, по горизонтали – время; в режиме B/A: по вертикали – сигнал канала B, по горизонтали – сигнал канала A; в режиме A/B: по вертикали – сигнал канала A, по горизонтали – сигнал канала B.

В режиме Y/T длительность развертки (TIME BASE) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т. е. по оси X (X POS).

В режиме Y/T предусмотрен также ждущий режим (TRIGGER) с запуском развертки (EDGE) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием кнопок , при регулируемом уровне (LEVEL) запуска, а также в режиме AUTO (от канала A, от канала B или от внешнего источника (EXT), подключаемого к зажиму в блоке управления TRIGGER. Названные режимы работы выбираются кнопками .

Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы GROUND в правом верхнем углу прибора.

При нажатии кнопки ZOOM лицевая панель осциллографа существенно меняется (рис. 7) – увеличивается размер экрана, появляется возможность прокрутки изображения по горизонтали и его сканирования с

помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены цифрами 1 и 2) могут быть курсором установлены в любом месте экрана. При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями).

Изображения можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE и записать данные в файл нажатием кнопки SAVE. Возврат к исходному состоянию осциллографа производится нажатием кнопки REDUCE.

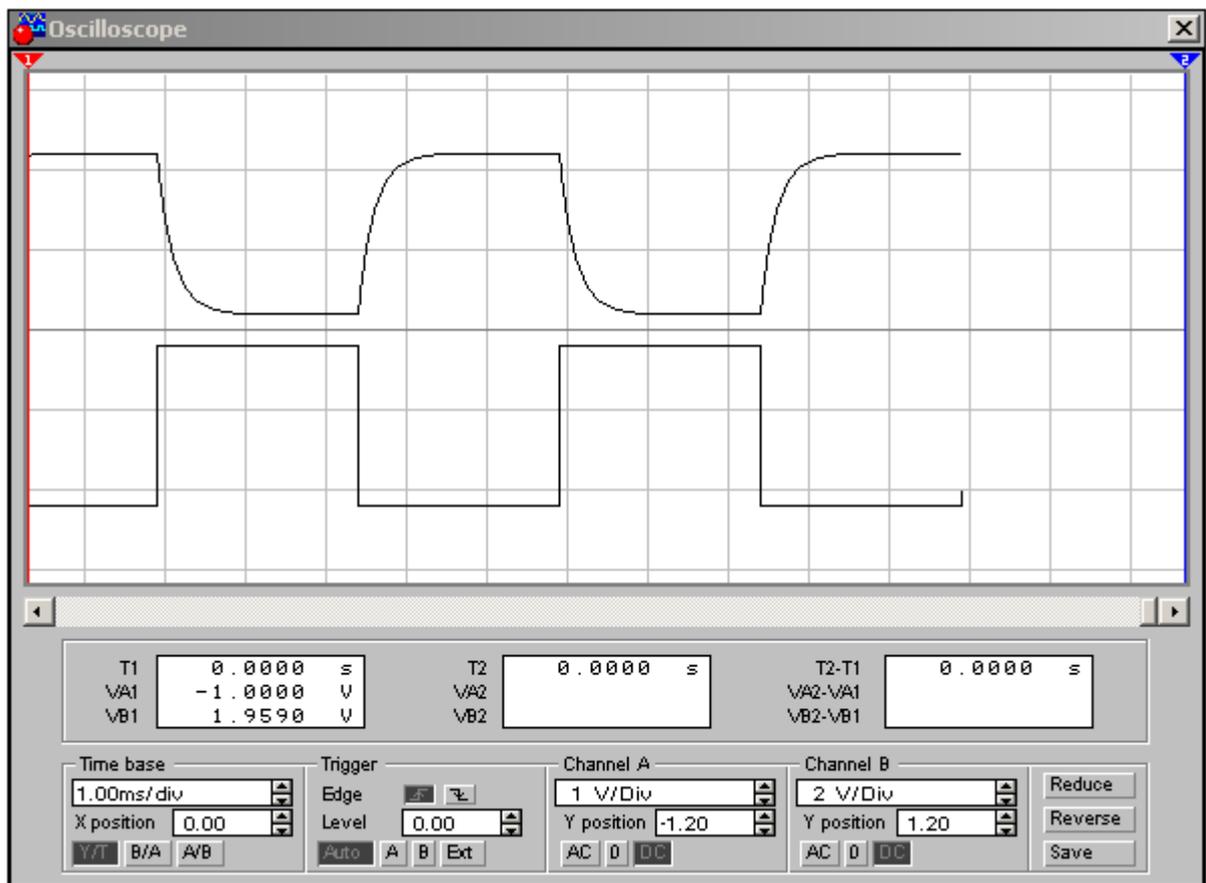


Рис. 1.7. Лицевая панель осциллографа в режиме ZOOM

Измеритель АЧХ и ФЧХ (Bode Plotter)



Лицевая панель измерителя АЧХ и ФЧХ показана на рис. 1.8. Измеритель предназначен для анализа амплитудно-частотных (при нажатой кнопке MAGNITUDE, включена по умолчанию) и фазо-частотных (при

нажатой кнопке PHASE) характеристик при логарифмической (кнопка LOG, включена по умолчанию) или линейной (кнопка LIN) шкале по осям Y (VERTICAL) и X (HORIZONTAL).

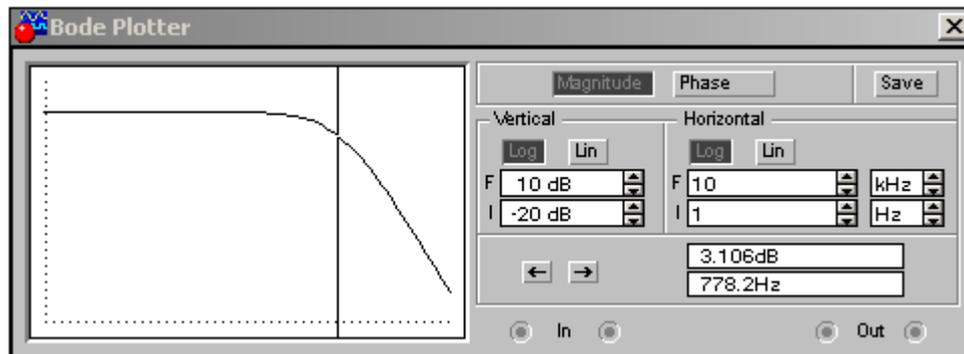


Рис. 1.8. Лицевая панель измерителя АЧХ и ФЧХ

Настройка измерителя заключается в выборе пределов измерения коэффициента передачи и вариации частоты с помощью кнопок в окошках F – максимальное и I – минимальное значение. Значение частоты и соответствующее ей значение коэффициента передачи или фазы индицируются в окошках в правом нижнем углу измерителя. Значения указанных величин в отдельных точках АЧХ или ФЧХ можно получить с помощью вертикальной визирной линейки, находящейся в исходном состоянии в начале координат и перемещаемой по графику мышью или кнопками ← и →. Результаты измерения можно записать также в текстовый файл. Для этого необходимо нажать кнопку SAVE и в диалоговом окне указать имя файла (по умолчанию предлагается имя схемного файла). В полученном таким образом текстовом файле с расширением .bod АЧХ и ФЧХ представляется в табличном виде.

Подключение прибора к исследуемой схеме осуществляется с помощью зажимов IN (вход) и OUT (выход). Левые клеммы зажимов подключаются соответственно к входу и выходу исследуемого устройства, а правые – к общей шине. К входу устройства необходимо подключить функциональный генератор или источник переменного напряжения, при этом каких-либо настроек в этих устройствах не требуется.

1.5. РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ

Рассчитать и построить асимптотические ЛАЧХ и ЛФЧХ, переходные характеристики типовых звеньев систем радиоавтоматики (пропорционального, апериодического 1-го порядка, апериодического 2-го порядка, интегрирующего, дифференцирующего, форсирующего и запаздывающего), схемы которых приведены в табл. 1.8, для всех положений тумблеров S. Определить сопрягающие частоты, частоты среза, а для колебательного звена - коэффициент демпфирования ζ .

1.6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Вызвать EWB из среды WINDOWS на экране, выбрать команду Open из меню, а затем открыть папку “Радиоавтоматика” в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования частотных и переходных характеристик типовых звеньев систем радиоавтоматики. Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

2. Измерить и построить АЧХ и ФЧХ, ПХ типовых звеньев систем радиоавтоматики: пропорционального, апериодического 1-го порядка, апериодического 2-го порядка, интегрирующего, дифференцирующего, форсирующего и запаздывающего для всех положений тумблеров S.

3. По экспериментальным частотным характеристикам определить коэффициенты передачи, частоты среза, сопрягающие частоты, а по ним – постоянные времени. Сравнить расчетные и экспериментальные частотные характеристики.

4. По экспериментальным переходным характеристикам определить время установления, характер зависимостей, а для колебательного звена – время установления первого максимума, длительность переходного процесса, перерегулирование, меру колебательности, частоту колебаний. Сравнить расчетные и экспериментальные переходные характеристики.

1.7. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

При выборе диапазона часто для измерения частотных характеристик необходимо ориентироваться на величины постоянных времени звеньев, а также на сопрягающие частоты и частоты среза.

При исследовании переходных характеристик необходимо помнить, что длительность входных импульсов должна превышать длительность переходных процессов в звеньях.

1.8. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

В отчете экспериментальные и расчетные логарифмические частотные характеристики и переходные характеристики для каждого звена строятся, соответственно, на одном рисунке.

Выводы должны быть сделаны по каждому пункту исследований и должны содержать: ссылки на рисунки, характер зависимостей, физическое и теоретическое объяснение зависимостей, сравнительный анализ.

1.9. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое передаточная функция, какова её связь с частотными и переходными характеристиками?
2. Какие типовые воздействия Вы знаете? Дайте определение, запишите математические выражения.
3. Какие звенья систем радиоавтоматики относятся к типовым звеньям? Перечислите эти звенья
4. Что такое логарифмические и асимптотические логарифмические частотные характеристики типовых звеньев? На какой частоте и чему равна максимальная погрешность представления ЛАЧХ апериодического звена асимптотической ЛАЧХ?

5. Что такое годограф типового звена? Постройте годограф для апериодического звена второго порядка.
6. Какие параметры типовых звеньев определяют по логарифмическим частотным характеристикам?
7. Какие показатели качества переходного процесса определяют по переходным характеристикам?

1.10. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Якушевич Г. Н. Радиоавтоматика: учеб. пособие / Г.Н. Якушевич; Федер. агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, - Томск: гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 228с.
2. Якушевич Г.Н. Исследование характеристик типовых линейных звеньев систем радиоавтоматики / Учебно-методическое пособие по лабораторной работе в среде Electronics Workbench (EWB). – ТУСУР, 2006. – 32 с. (20 экз.)
3. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench (EWB) и её применение. Изд.3–е, переработанное и дополненное. – М.: СОЛОН – Пресс.2003 – 736 с.

2. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СИСТЕМ РАДИОАВТОМАТИКИ

2.1. Цель работы

Исследование качественных показателей замкнутых статической и астатической систем радиоавтоматики.

2.2. Краткие теоретические сведения

К основным показателям качества работы систем радиоавтоматики относятся:

- 1) точность работы;
- 2) устойчивость;
- 3) качество переходного процесса.

Точность работы системы задается и определяется в установившихся режимах. Устойчивость гарантирует затухание переходного процесса, после чего обеспечивается желаемое качество переходного процесса.

Система является замкнутой, если в ней имеется обратная связь с выхода на вход. Любая сложная структурная многоконтурная схема системы радиоавтоматики после преобразования может быть представлена одноконтурной обобщенной структурной схемой с задающим $X(p)$ и возмущающим $Z(p)$ воздействием, приведенной на рис. 2.1.

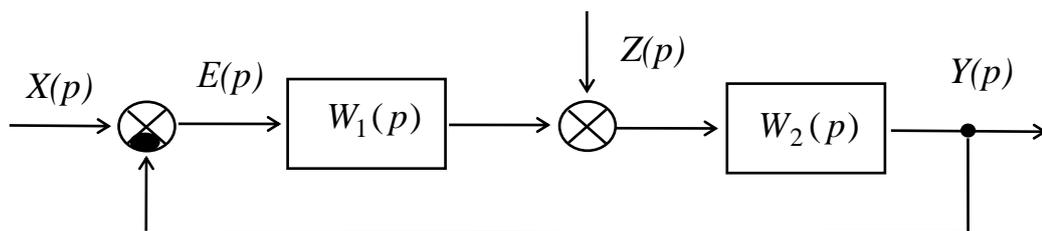


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема замкнутой системы радиоавтоматики

Система радиоавтоматики, структурная схема которой после приведения ее к одноконтурной схеме содержит только статические звенья, называется **статической** системой.

Система радиоавтоматики, структурная схема которой после приведения ее к одноконтурной схеме содержит интегрирующее звено, называется **астатической** системой.

2.3. Точность работы систем радиоавтоматики

Для линейной системы радиоавтоматики с постоянными параметрами изображение по Лапласу выходной величины запишется

$$Y(p) = Y_X(p) + Y_Z(p) = W_{X \rightarrow Y}(p) X(p) + W_{Z \rightarrow Y}(p) Z(p), \quad (2.1)$$

где $Y_X(p), Y_Z(p)$ - изображение составляющих выходной величины, обусловленной соответственно задающим воздействием $X(p)$ и возмущением $Z(p)$,

$W_{X \rightarrow Y}(p), W_{Z \rightarrow Y}(p)$ - передаточные функции замкнутой системы соответственно по задающему воздействию $X(p)$ и возмущению $Z(p)$.

Ошибка системы для обобщенной структурной схемы (см. рисунок 1) запишется

$$E(p) = E_X(p) + E_Z(p) = W_{X \rightarrow E}(p) X(p) + W_{Z \rightarrow E}(p) Z(p), \quad (2.2)$$

где $E_X(p), E_Z(p)$ - изображение составляющих ошибки, обусловленной соответственно задающим воздействием $X(p)$ и возмущением $Z(p)$,

$W_{X \rightarrow E}(p), W_{Z \rightarrow E}(p)$ - передаточные функции замкнутой системы соответственно по задающему воздействию $X(p)$ и возмущению $Z(p)$.

Или с учетом передаточных функций звеньев получим

$$E(p) = \frac{1}{1+W(p)} X(p) - \frac{W_2(p)}{1+W(p)} Z(p), \quad (2.3)$$

где $W(p) = W_1(p)W_2(p)$ - передаточная функция разомкнутой системы.

Тогда для установившегося режима статическая ошибка замкнутой системы запишется

$$E(0) = \frac{1}{1+W(0)} X(0) - \frac{W_2(0)}{1+W(0)} Z(0) = \frac{1}{1+K} X(0) - \frac{K_2}{1+K} Z(0). \quad (2.4)$$

Из выражения (4) можно определить меру статической точности по задающему воздействию и возмущению соответственно в следующем виде

$$\Delta_{XCT} = \frac{1}{1+K}, \quad (2.5)$$

$$\Delta_{ZCT} = \frac{-K_2}{1+K} . \quad (2.6)$$

Величины Δ_{CT} являются мерой статической точности системы и называются **статизмом**. Из выражений (5) и (6) видно, что для повышения точности работы статической системы необходимо увеличивать коэффициент передачи системы K .

Для замкнутой астатической системы статическая ошибка $E(0)=0$.

2.4. Устойчивость систем радиоавтоматики

2.4.1. Корневой критерий устойчивости

Устойчивость - это свойство системы возвращаться в исходное состояние после прекращения внешнего воздействия, выведшего систему из этого состояния. Устойчивость линейных САР определяется ее характеристиками и не зависит от действующих воздействий.

Рассмотрим, от чего зависит устойчивость системы, чем она определяется. Для этого запишем выражение для передаточной функции замкнутой системы в обобщенном виде

$$W(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} \quad (2.7)$$

или компактно передаточная функция системы запишется

$$W(p) = \frac{B(p)}{A(p)} , \quad (2.8)$$

где $B(p)$ и $A(p)$ - полиномы числителя и знаменателя передаточной функции.

Полином знаменателя $A(p)$ в выражении (8) для передаточной функции системы называется **характеристическим уравнением** и описывает свойства самой системы.

Общим условием устойчивости или затухания переходного процесса является отрицательность действительных частей всех корней характеристического уравнения системы, т. е. всех полюсов (нулей знаменателя) передаточной функции системы.

Если изобразить корни характеристического уравнения системы точками на комплексной плоскости, то общее условие устойчивости линейной системы можно сформулировать еще так: условием устойчивости

системы является расположение всех корней характеристического уравнения, т. е. полюсов передаточной функции системы, в левой комплексной полуплоскости.

Для суждения об устойчивости системы практически не требуется находить корни ее характеристического уравнения в связи с тем, что разработаны косвенные признаки, по которым можно судить о знаках действительных частей этих корней и тем самым об устойчивости системы, не решая самого характеристического уравнения. Эти косвенные признаки называются критериями устойчивости.

Математически все критерии устойчивости эквивалентны, так как они определяют условия, при которых все корни характеристического уравнения лежат в левой полуплоскости комплексной плоскости. Существует несколько критериев устойчивости: частотные (Михайлова, Найквиста, по виду ЛАЧХ и ЛФЧХ) и алгебраический критерий Гурвица.

При исследовании устойчивости систем радиоавтоматики наиболее используемыми являются алгебраический критерий Гурвица и критерий устойчивости на основе логарифмических частотных характеристик.

2.4.2. Критерий устойчивости Гурвица

Критерий Гурвица - алгебраический критерий, позволяющий в аналитической форме связать условие устойчивости с параметрами системы.

Сущность критерия Гурвица заключается в следующем: из коэффициентов исследуемого характеристического уравнения n -ой степени вида $A(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0$ необходимо построить определитель Гурвица Δ_n по следующему правилу: по диагонали определителя слева направо записываются все коэффициенты характеристического уравнения от a_{n-1} до a_0 в порядке убывания индексов, затем заполняются столбцы - сверху от данного коэффициента записываются коэффициенты с убывающими индексами, а снизу - с возрастающими индексами. На место коэффициентов с индексами больше n и меньше нуля проставляются нули.

Для характеристического уравнения n -го порядка определитель Гурвица имеет вид

$$\Delta_n = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & 0 & 0 \\ \hline a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & 0 & 0 \\ \hline 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & 0 & 0 \\ \hline \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \hline 0 & 0 & 0 & a_1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & a_2 & a_0 \\ \hline \end{array}, \quad (2.9)$$

Формулировка критерия Гурвица: чтобы действительные части всех корней характеристического уравнения были отрицательными, необходимо и достаточно, чтобы при всех положительных коэффициентах $a_n > 0, \dots, a_0 > 0$ определитель Гурвица и все его главные диагональные миноры (миноры отчеркнуты в определителе (2.9) линиями) были положительны.

Главные диагональные миноры или определители Гурвица для устойчивой системы из выражения (9) запишутся

$$\Delta_1 = a_{n-1} > 0, \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0, \\ \Delta_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} > 0, \dots, \Delta_n = \Delta_{n-1} a_0 > 0 \quad (2.10)$$

Так как $a_0 > 0$, то из выражения (2.10) видно, что для проверки устойчивости системы достаточно уточнить знаки только до Δ_{n-1} определителя.

Если определитель $\Delta_n = 0$, то система находится на границе устойчивости. Тогда из условия $\Delta_{n-1} = 0$ можно определить параметры, при которых система радиоавтоматики находится на границе устойчивости. Например, можно вычислить критический коэффициент усиления соответствующий границе устойчивости.

2.4.3. Критерий устойчивости Найквиста

Критерий Найквиста - это частотный критерий, позволяющий судить об устойчивости системы, замкнутой единичной обратной связью, по виду АФХ разомкнутой системы. АФХ разомкнутой системы представляет собой

кривую или годограф, описываемый концом вектора комплексного коэффициента передачи $W(i\omega)$ при изменении частоты ω от 0 до ∞ . Выражение для комплексного коэффициента передачи $W(i\omega)$ можно получить на основе передаточной функции разомкнутой системы $W_P(p)$, переходя в частотную область путем замены оператора p на $i\omega$

$$W_P(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0} \xrightarrow{p \rightarrow i\omega} W_P(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \dots + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \dots + a_0} \quad (2.11)$$

или

$$W_P(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega), \quad (2.12)$$

где $U(\omega)$ и $V(\omega)$ - действительная и мнимая части комплексного коэффициента передачи.

В случае статической системы ($a_0 \neq 0$) АФХ при частоте $\omega = 0$ начинается на положительной вещественной полуоси в точке $W(i\omega) = a_0/b_0 = K$, где K коэффициент передачи системы. При $\omega = \infty$ АФХ реальной системы по условию физической реализуемости равна нулю. На рис. 2.2а приведены АФХ для статических систем.

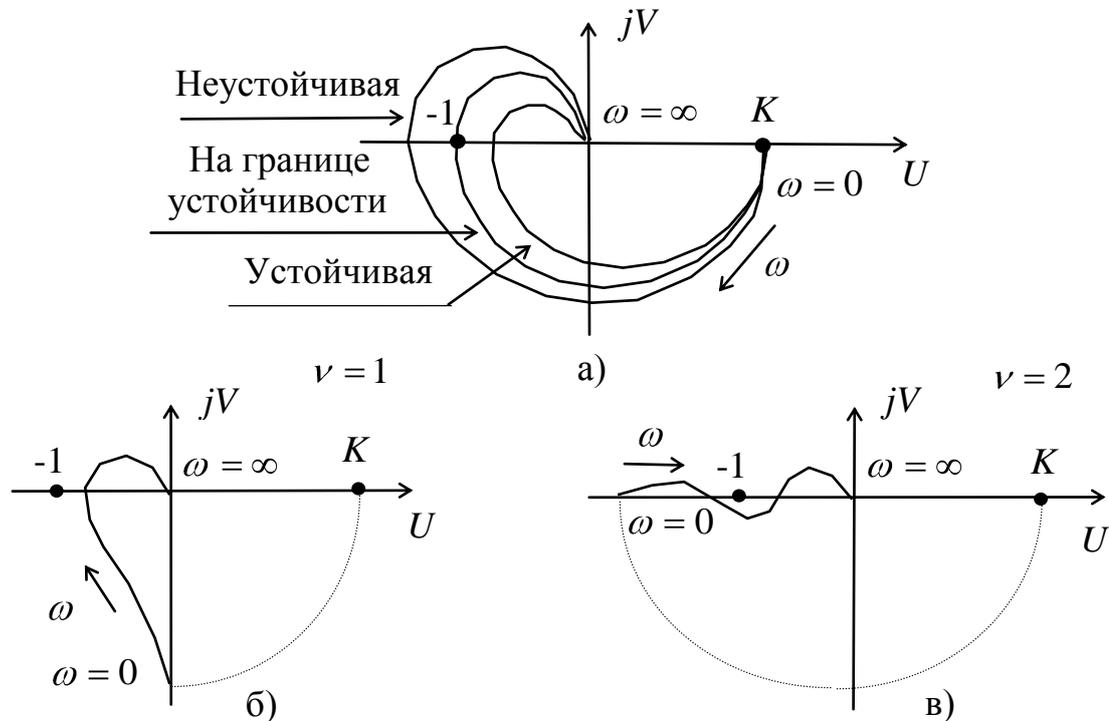


Рис. 2.2. АФХ статической системы (а) и астатических систем с $\nu = 1$ (б) и $\nu = 2$ (в)

В случае астатической системы ν -го порядка ($a_0 = a_1 = \dots = a_{\nu-1} = 0$) при $\omega \rightarrow 0$ АФХ уходит в бесконечность, т.к. в знаменателе выражения (2.11) для комплексного коэффициента передачи имеется множитель $(j\omega)^\nu$. Для определения устойчивости астатической системы находящееся в бесконечности начало ее АФХ, соответствующее $\omega = 0$, надо соединить с положительной действительной полуосью против часовой стрелки дугой бесконечного радиуса, как изображено на рис. 2.2б-2.2в.

Формулировка критерия Найквиста: замкнутая система будет устойчива, если АФХ или годограф комплексного коэффициента передачи устойчивой разомкнутой системы при изменении частоты ω от 0 до ∞ не охватывает точку с координатами $(-1, j0)$.

На рис. 2.2а приведены АФХ устойчивой, находящейся на границе устойчивости и неустойчивой статических систем. На рис. 2.2б-2.2в соответственно приведены АФХ устойчивых астатических систем с астатизмом первого и второго порядков.

На рис. 2.3а приведена АФХ условно устойчивой системы. При уменьшении или увеличении коэффициента передачи K условно устойчивая система становится неустойчивой и АФХ для этих случаев приведены на рис. 2.3б-2.3в.

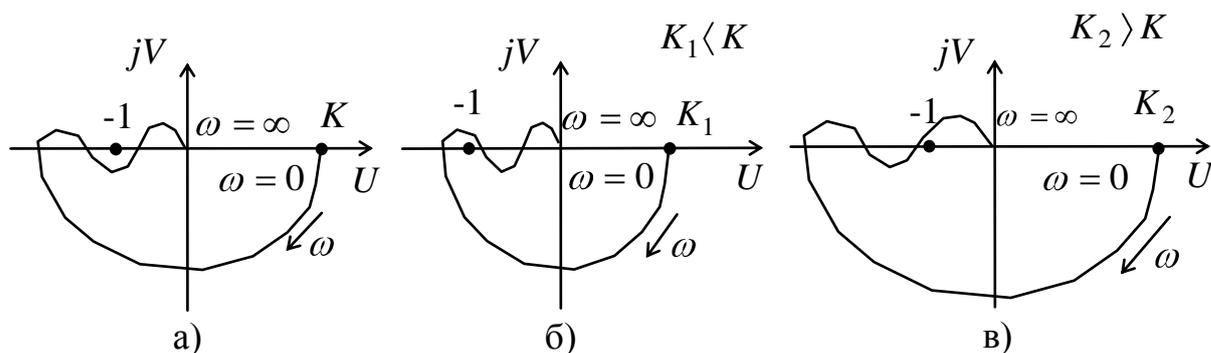


Рис. 2.3. ФХ условно устойчивой системы (а), неустойчивой при уменьшении коэффициента передачи $K_1 < K$ (б), неустойчивой при увеличении коэффициента передачи $K_2 > K$ (в)

Запасы устойчивости

В процессе эксплуатации систем радиоавтоматики её параметры (коэффициент усиления, постоянные времени) из-за изменения внешних условий, колебаний напряжений источников питания и других причин

отличаются от расчетных значений. Если не принять определенных мер, то система радиоавтоматики может стать неустойчивой. Для исключения этого явления при проектировании следует обеспечить определенные запасы устойчивости системы, которые характеризуют близость годографа АФХ разомкнутой системы к точке с координатами $(-1, j0)$. Запасы устойчивости определяются на двух частотах: частоте среза ω_{CP} и критической частоте ω_{KP} . На частоте среза коэффициент передачи разомкнутой системы равен единице $|W(\omega_{CP})|=1$, на критической частоте ФЧХ принимает значение $\varphi(\omega_{KP}) = -\pi$. Различают запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi(\omega_{CP})$ и усилению $\Delta W(\omega_{KP})$.

На рис. 2.4а-2.4б показаны соответственно запас устойчивости по фазе и запас устойчивости по усилению.

Запас устойчивости по фазе показывает, на какое значение ФЧХ разомкнутой системы на частоте среза отличается от значения $-\pi$ (см. рис. 2.4а)

$$\Delta\varphi(\omega_{CP}) = \pi - |\varphi(\omega_{CP})|. \quad (2.13)$$

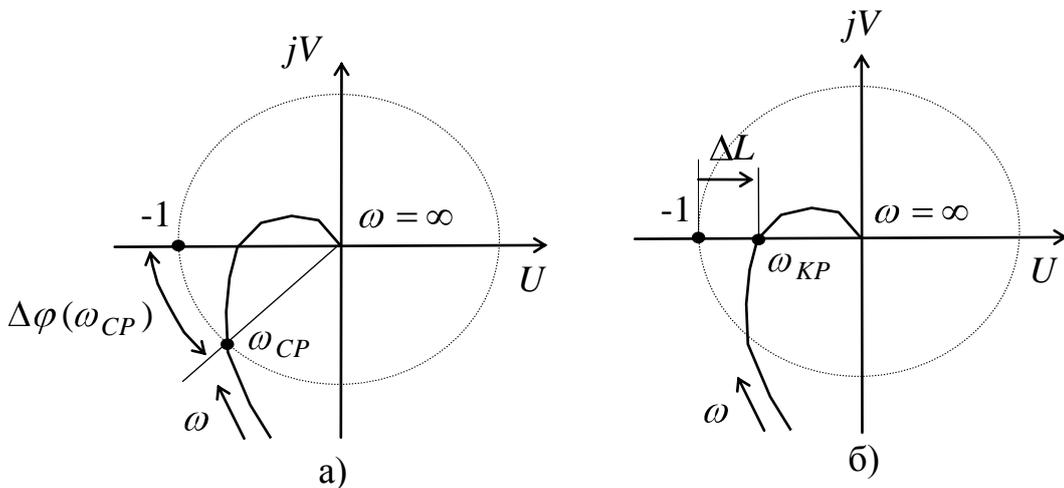


Рис. 2.4. Запас устойчивости по фазе (а) и запас устойчивости по усилению (б)

Запас устойчивости по усилению характеризует удаленность точки $W(\omega_{KP})$ от границы устойчивости и определяет, во сколько раз нужно увеличить коэффициент усиления, чтобы система оказалась на границе устойчивости и вычисляется по формуле

$$\Delta W(\omega_{KP}) = \frac{1}{|W(\omega_{KP})|} \quad (2.14)$$

или в децибелах

$$\Delta L(\omega_{KP}) = 20 \lg [\Delta W(\omega_{KP})] . \quad (2.15)$$

Для нормальной работы систем радиоавтоматики необходимо, чтобы для запаса устойчивости по фазе и запаса устойчивости по усилению соответственно выполнялись следующие условия:

$$\Delta \varphi(\omega_{CP}) > 30^0 , \quad (2.16)$$

$$\Delta L(\omega_{KP}) > 6 \text{дБ} . \quad (2.17)$$

Если запас устойчивости по фазе и по усилению мал, то процесс регулирования будет слабо затухать, и при небольшом изменении параметров, обусловленным случайными причинами, может потерять устойчивость.

2.4.4. Критерий устойчивости на основе ЛАЧХ и ЛФЧХ

ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы однозначно связаны с АФХ этой системы. Поэтому оценка устойчивости по ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы производится путем использования того же амплитудно-фазового критерия. При этом на частоте среза ω_{CP} ЛАЧХ пересекает ось частот, а на критической частоте ω_{KP} ЛФЧХ пересекает линию -180^0 .

Запас устойчивости по фазе на ЛФЧХ разомкнутой системы показывает угол превышения фазовой характеристики на частоте среза ω_{CP} над линией $\varphi = -180^0$ и равен

$$\Delta \varphi(\omega_{CP}) = 180 - |\varphi(\omega_{CP})| . \quad (2.18)$$

Запас устойчивости по усилению на ЛАЧХ разомкнутой системы показывает, на сколько децибел нужно увеличить усиление на критической частоте ω_{KP} , чтобы система оказалась на границе устойчивости и равен

$$\Delta L(\omega_{KP}) = -20 \lg W(\omega_{KP}) . \quad (2.19)$$

На рис. 2.5а-2.5б и рис. 2.6а-2.6б приведены соответственно АФХ, ЛАЧХ и ЛФЧХ абсолютно устойчивой ($\omega_{CP} < \omega_{KP}$), условно устойчивой (для самой правой критической частоты $\omega_{CP} < \omega_{KP}$), а на рис. 2.6а-2.6б —

находящейся на границе устойчивости ($\omega_{CP} = \omega_{KP}$) и неустойчивой ($\omega_{CP} > \omega_{KP}$) САР.

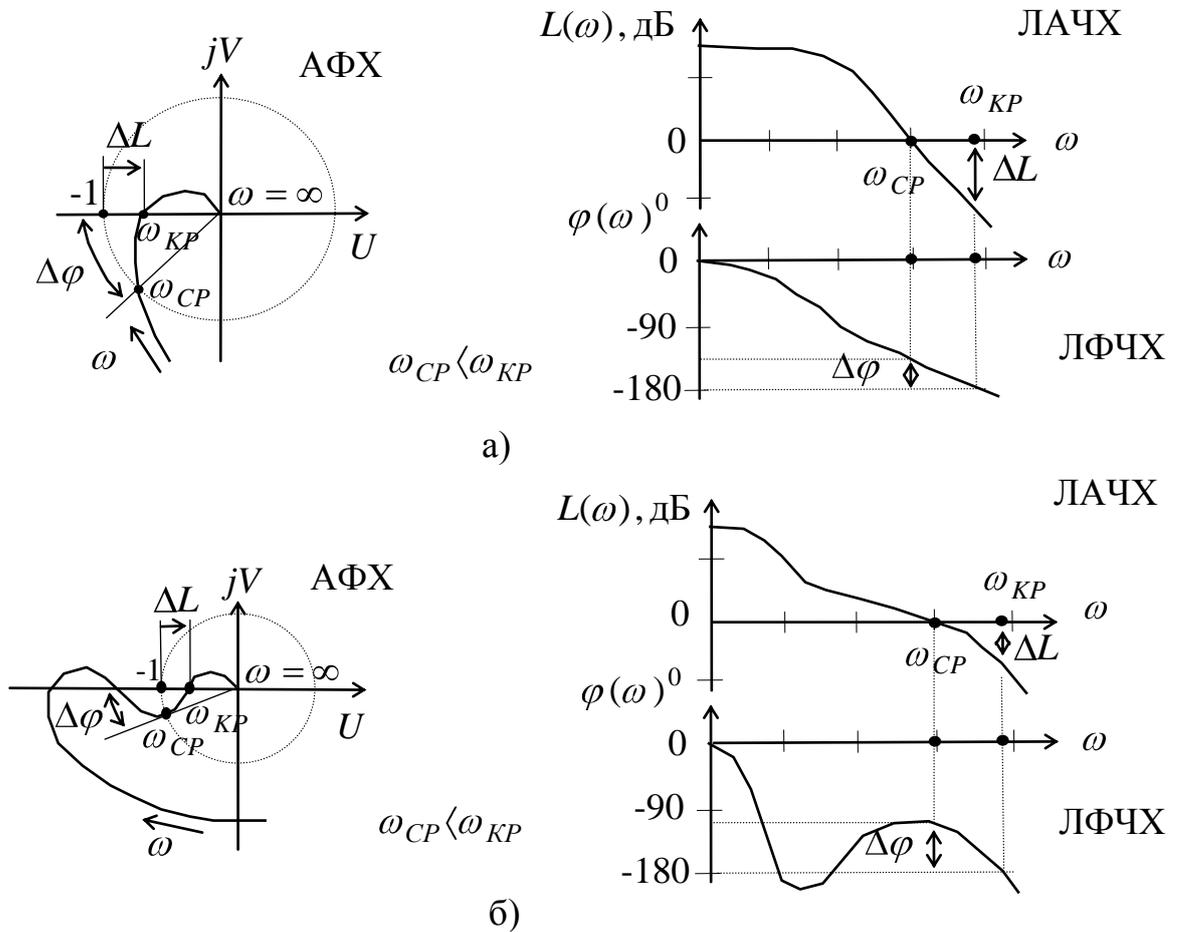


Рис. 2.5. АФХ, ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутых САР: устойчивой (а); условно устойчивой (б)

Из ЛАЧХ легко определить критический коэффициент усиления, т. е. максимальный коэффициент усиления при котором система будет находиться на границе устойчивости в следующем виде

$$L_{KP}(\omega) = 20 \lg K - \Delta L(\omega_{KP}) . \tag{2.20}$$

Формулировка Критерия Найквиста применительно к ЛЧХ: для устойчивой разомкнутой системы необходимым и достаточным условием устойчивости замкнутой системы является, чтобы в диапазоне частот ЛАЧХ, где $L(\omega) > 0$, ЛФЧХ $\varphi(\omega)$ не должна пересекать прямую $\pm 180^\circ$ или пересекать ее одинаковое число раз сверху вниз, т. е. четное число раз (см. рис. 2.5а-2.5б).

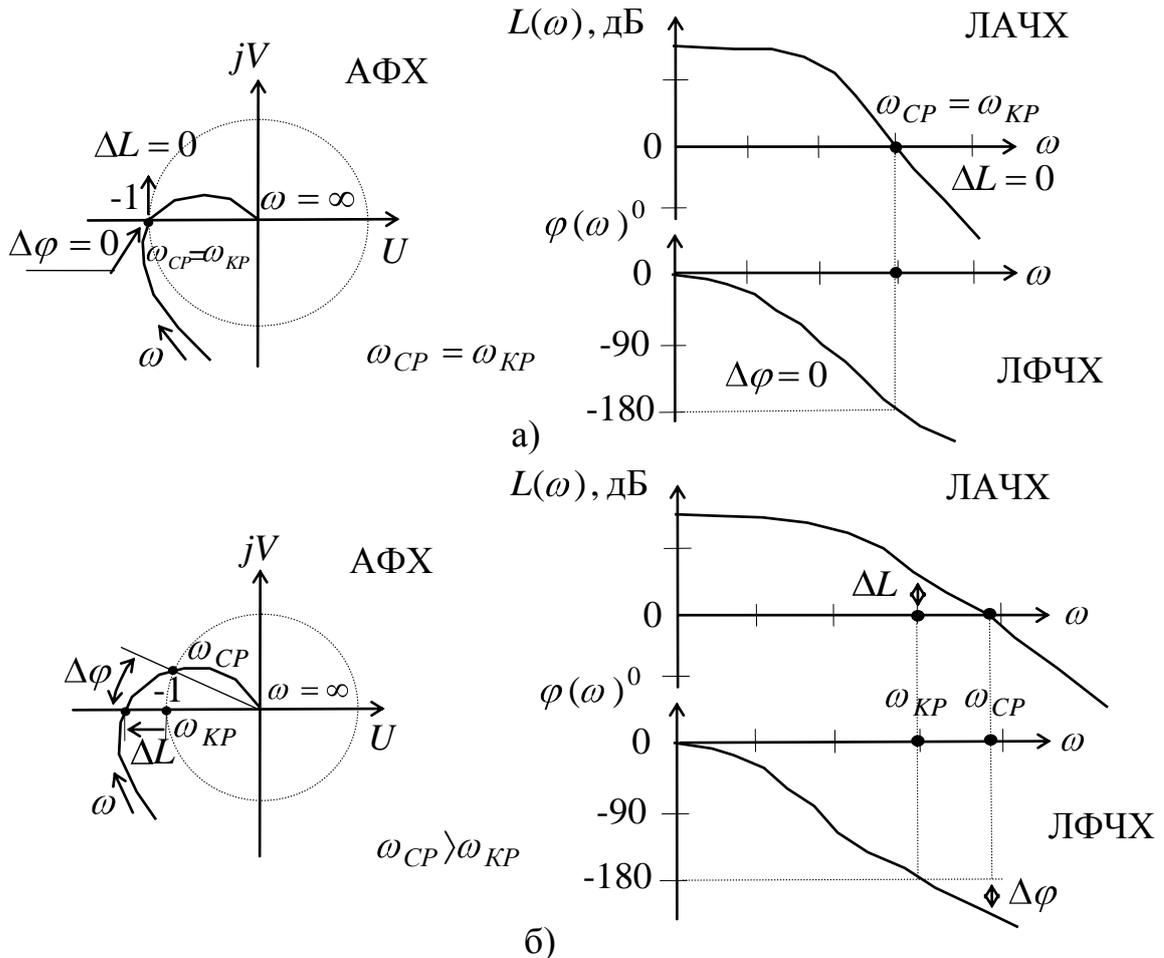


Рис. 2.6. АФХ, ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутых САР: находящейся на границе устойчивости (в); неустойчивой (г)

2.5. Качество переходного процесса

2.5.1. Показатели качества переходного процесса

Основные показатели качества переходного процесса приведены на рис. 2.7.

Длительность переходного процесса t_n - интервал времени от начала переходного процесса до момента времени, когда отклонение выходной величины от установившегося значения $h(\infty)$ становится меньше $\Delta = (1 \div 5)\%$, определяет быстродействие системы.

Время установления первого максимума t_y - время достижения первого максимума выходного сигнала, определяет скорость изменения выходного сигнала в переходном процессе.

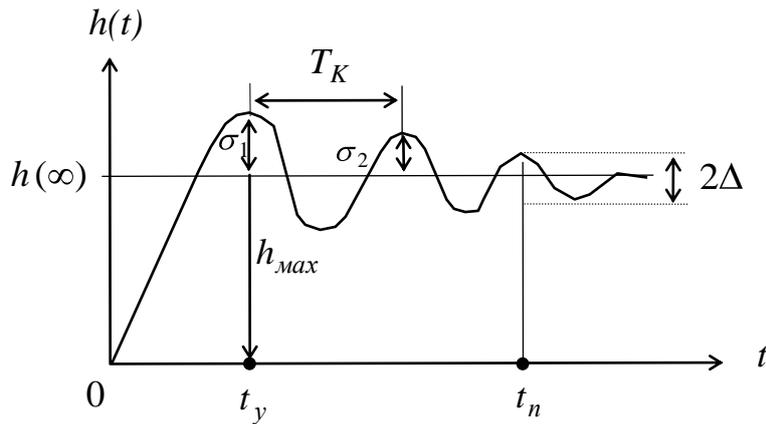


Рис. 2.7. Переходная характеристика с показателями качества переходного процесса

Перерегулирование σ - максимальное отклонение выходной величины от установившегося значения: $\sigma = \frac{h_{max} - h(\infty)}{h(\infty)} 100\%$.

Мера колебательности C - отношение первых соседних максимумов переходного процесса $C = \frac{\sigma_2}{\sigma_1} 100\%$.

Частота колебаний f_K - частота колебаний переходного процесса $f_K = \frac{1}{T_K}$, где T_K - период колебаний переходного процесса.

Число колебаний N - число колебаний за время переходного процесса (обычно число колебаний $N = 1 \div 2$).

Ошибка регулирования в установившемся режиме - отличие установившегося значения $h(\infty)$ от единицы.

Исчерпывающее представление о качестве переходных процессов дает сама переходная характеристика. Однако при синтезе систем радиоавтоматики необходимо иметь возможность судить об основных показателях качества переходных процессов в системе без построения переходных характеристик, по каким либо косвенным признакам, которые определяются более просто, чем переходные характеристики, и, кроме того, позволяют связать показатели качества непосредственно со значениями параметров системы. Такие косвенные признаки разработаны и называются критериями качества переходных процессов. При исследовании качества переходных процессов

они играют ту же роль, что и критерии устойчивости при исследовании устойчивости систем радиоавтоматики.

Существуют три группы критериев качества - частотные, корневые и интегральные.

2.5.2. Частотные критерии качества переходных процессов

Частотные критерии позволяют судить о качестве переходного процесса по частотным характеристикам системы, которые связаны с переходными характеристиками преобразованием Лапласа. Для минимально фазовых систем качество переходных процессов может быть оценено по одной АЧХ замкнутой системы, так как у таких систем существует однозначная связь между АЧХ и ФЧХ. На рис. 2.8 приведены АЧХ замкнутых САР, по которым можно оценить меру колебательности и длительность переходного процесса.

К частотным показателям качества работы САР относятся следующие параметры: полоса пропускания ω_{Π} , резонансная частота ω_{P} , показатель колебательности M .

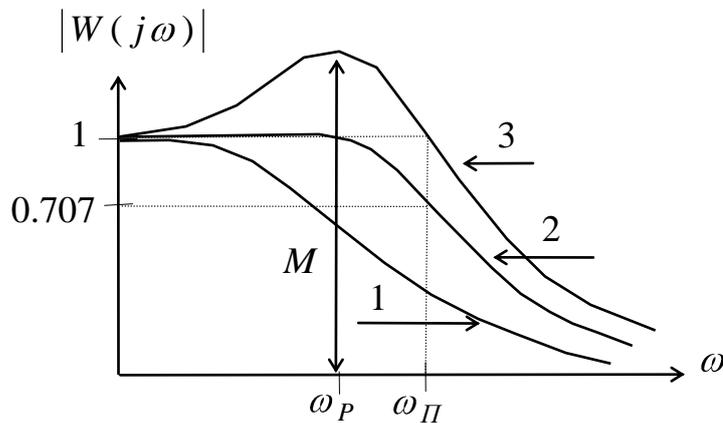


Рис. 2.8. АЧХ замкнутых систем радиоавтоматики

Полоса пропускания ω_{Π} - диапазон частот, в котором АЧХ больше или равно единице и отсчитывается по уровню 0.707 для монотонно убывающей АЧХ (см. рис. 2.8). Для монотонной АЧХ переходная характеристика

является аperiodической и длительность переходного процесса $t_{II} \approx \frac{3}{\omega_{II}}$, а величина перерегулирования $\sigma = 0$.

Резонансная частота ω_P - частота, соответствующая максимуму АЧХ замкнутой системы. Эта частота характеризует частоту колебаний в переходном процессе. В первом приближении длительность переходной характеристики может быть оценена по величине резонансной частоты ω_P . Так как частота колебаний переходной характеристики примерно равна ω_P , время установления первого максимума t_y переходной характеристики близко половине периода колебаний этой частоты $t_y \approx \frac{\pi}{\omega_P}$. Если при этом предположим, что переходная характеристика системы имеет 1-2 колебания, то длительность переходного процесса $t_{II} \approx (1 \div 2) \frac{2\pi}{\omega_P}$.

Показатель колебательности M - максимальное значение АЧХ замкнутой системы. Показатель колебательности M определяет амплитуду и длительность колебаний переходного процесса. Для максимально плоской АЧХ, когда показатель колебательности $M = 0$ (см. кривую 2 на рисунке 8), величина перерегулирования $\sigma \approx 18\%$. При показателе колебательности $M \rightarrow \infty$ амплитуда колебаний возрастает до получения незатухающих колебаний с частотой ω_P , соответствующих границе устойчивости САР. Оптимальным обычно считается показатель колебательности $M = 1.1 \div 1.5$, при этом переходная характеристика имеет малую амплитуду колебаний с частотой близкой к резонансной частоте АЧХ.

Проанализируем типовую ЛАЧХ системы, приведенную на рисунке 9.

Рассмотрим некоторые приближенные соотношения, устанавливающие связь между параметрами частотных характеристик замкнутой и разомкнутой систем, которые позволяют оценить частотные показатели качества работы САР без построения АЧХ замкнутой системы.

На этой характеристике различают три диапазона частот. Вид характеристики в диапазоне низких частот (ДНЧ) характеризует порядок астатизма и точность работы системы относительно управляющего воздействия.

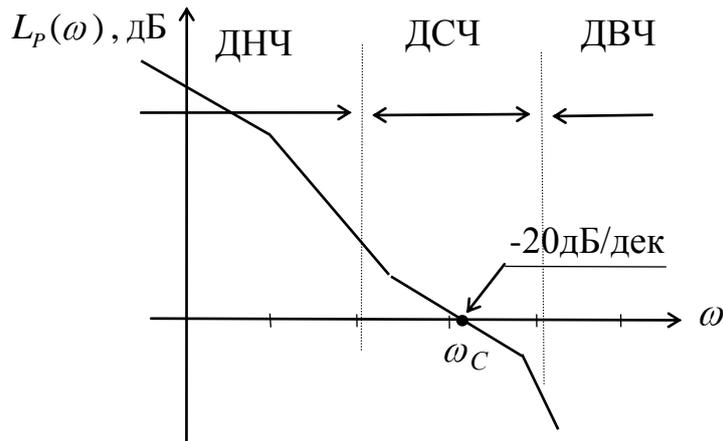


Рис. 2.9. Желаемая типовая ЛАЧХ разомкнутой САР

В диапазоне средних частот (ДСЧ) находится частота среза. В этом диапазоне частот вид характеристики определяет запас устойчивости по фазе, полосу пропускания, показатели качества переходного процесса, поэтому наклон ЛАЧХ в этом диапазоне обычно выбирают равным минус 20 дБ/дек. Вид характеристики в диапазоне высоких частот (ДВЧ) влияет на запасы устойчивости в САР, определяет фильтрацию высших гармоник и уменьшает величину флуктуационных ошибок, обусловленную широкополосными воздействиями.

АФХ замкнутой системы и разомкнутой системы связаны соотношением

$$W_3(j\omega) = \frac{W_P(j\omega)}{1 + W_P(j\omega)} = \frac{|W_P(j\omega)| [\cos \varphi_P(\omega) + i \sin \varphi_P(\omega)]}{1 + |W_P(j\omega)| [\cos \varphi_P(\omega) + i \sin \varphi_P(\omega)]} \quad (2.21)$$

или для АЧХ получим

$$|W_3(j\omega)| = \frac{|W_P(j\omega)|}{\sqrt{1 + 2|W_P(j\omega)| \cos \varphi_P(\omega) + |W_P(j\omega)|^2}}. \quad (2.22)$$

Из выражения (2.22) видно, что в диапазоне частот, в котором $|W_P(j\omega)| \geq 1$, модуль АЧХ замкнутой системы примерно равен единице, а ФЧХ мало отличается от нуля. В диапазоне частот, в котором $|W_P(j\omega)| \leq 1$, АЧХ и ФЧХ замкнутой системы совпадают с АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы. На частотах вблизи частоты среза разомкнутой системы характер АЧХ замкнутой системы сильно зависит от запаса устойчивости по фазе разомкнутой системы.

На основе соотношения (2.22) найдем выражения для определения запасов устойчивости по фазе и коэффициенту усиления через модуль коэффициента передачи замкнутой системы.

На частоте среза $|W_P(j\omega_{CP})| = 1$ и тогда выражение (2.22) запишется

$$|W_3(j\omega_{CP})| = \frac{1}{\sqrt{2 + 2 \cos \varphi_P(\omega_{CP})}} . \quad (2.23)$$

Отсюда получим

$$\cos \varphi_P(\omega_{CP}) = \frac{1}{2|W_3(j\omega_{CP})|^2} - 1 \quad (2.24)$$

или значение запаса устойчивости по фазе равно

$$\Delta \varphi_P(\omega_{CP}) = 180^\circ - |\varphi_P(\omega_{CP})| = 180^\circ - \left| \arccos \left(\frac{1}{2|W_3(j\omega_{CP})|^2} - 1 \right) \right| . \quad (2.25)$$

Задавая на частоте среза $|W_3(j\omega_{CP})| = 1$, получим требуемое значение запаса устойчивости по фазе равным

$$\Delta \varphi_P(\omega_C) = 60^\circ . \quad (2.26)$$

Продифференцировав уравнение (2.22) и приравняв его нулю, получим, что максимум АЧХ замкнутой системы получается при

$$|W_P(j\omega)| = \frac{1}{\cos[\Delta \varphi_P(\omega)]} . \quad (2.27)$$

Подставив (2.27) в выражение (2.22), найдем, что показатель колебательности системы связан с запасом устойчивости по фазе выражением

$$M = \frac{1}{\sin[\Delta \varphi_P(\omega)]} . \quad (2.28)$$

На критической частоте $\cos \varphi_P(\omega_{KP}) = -1$ и тогда выражение (2.22) запишется

$$|W_3(j\omega_{KP})| = \frac{|W_P(j\omega_{KP})|}{\sqrt{1 - 2|W_P(j\omega_{KP})| + |W_P(j\omega_{KP})|^2}} = \frac{|W_P(j\omega_{KP})|}{1 - |W_P(j\omega_{KP})|} . \quad (2.29)$$

Отсюда определим модуль коэффициента передачи разомкнутой системы через модуль коэффициента передачи замкнутой системы

$$|W_P(j\omega_{KP})| = \frac{|W_3(j\omega_{KP})|}{1 + |W_3(j\omega_{KP})|}. \quad (2.30)$$

Задавая значение модуля коэффициента передачи замкнутой системы на критической частоте $|W_3(j\omega_{KP})|$, можно из выражения (2.30) определить модуль коэффициента передачи разомкнутой системы на критической частоте $|W_P(j\omega_{KP})|$ или запас устойчивости системы по коэффициенту усиления. Полагая $|W_3(j\omega_{KP})| = 1$, получим требуемое значение запаса устойчивости по коэффициенту усиления равным

$$|W_P(j\omega_{KP})| = \frac{1}{2} \text{ или } |L(\omega)| = 6 \text{ дБ}. \quad (2.31)$$

Таким образом, для получения требуемого запаса устойчивости по фазе и коэффициенту усиления, а, следовательно, и качества переходного процесса замкнутой САР наклон желаемой АЧХ разомкнутой САР в ДСЧ на частоте среза и в пределах декады слева и справа от частоты среза (см. рис. 2.9) должен быть равен минус 20 дБ/дек.

Таким образом, о качестве переходного процесса можно косвенно судить по частотным характеристикам. Например, чем меньше запас устойчивости по фазе или усилению, тем выше колебательность переходного процесса. Если на ЛАЧХ имеется подъем на высоких частотах, то на переходной характеристике будет иметь место перерегулирование и колебательность.

2.6. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИССЛЕДУЕМЫХ СИСТЕМ

Структурная схема замкнутой статической системы приведена на рис. 2.10 и состоит из трёх апериодических звеньев 1-го порядка.

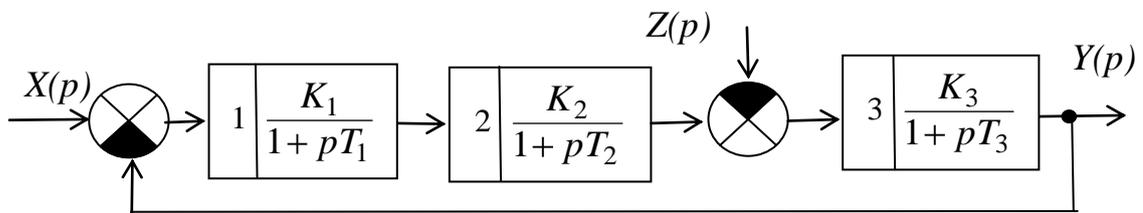


Рис. 2.10. Структурная схема статической системы

Структурная схема замкнутой астатической системы приведена на рис. 2.11 и собрана из одного интегрирующего звена и двух апериодических звеньев 1-го порядка.

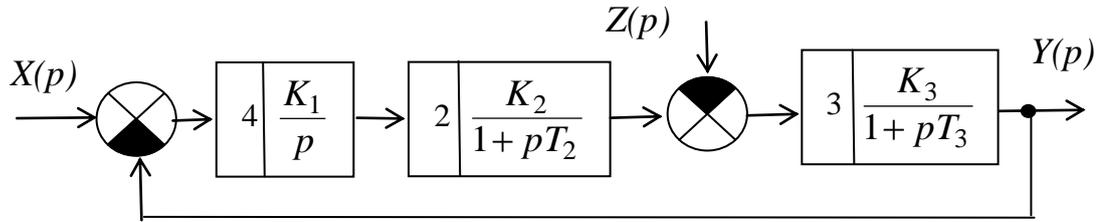


Рис. 2.11. Структурная схема астатической системы

Схемы моделей типовых звеньев, из которых собраны системы, пронумерованы и приведены в табл. 2.1.

Для статической системы, приведенной на рис. 2.10, выражение для изображения по Лапласу выходной величины запишется

$$Y(p) = \frac{K}{K + (1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} X(p) - \frac{K_3(1 + pT_1)(1 + pT_2)}{K + (1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} Z(p) . \quad (2.32)$$

Для астатической системы, приведенной на рисунке 11, выражение для изображения по Лапласу выходной величины запишется

$$Y(p) = \frac{K}{K + p(1 + pT_2)(1 + pT_3)} X(p) - \frac{K_3 p(1 + pT_2)}{K + p(1 + pT_2)(1 + pT_3)} Z(p) . \quad (2.33)$$

где $K = K_1 K_2 K_3$ - коэффициент передачи астатической системы.

Точность. Ошибка системы для статической системы (см. рис. 2.10) с учетом выражения (3) запишется

$$E(p) = \frac{1}{1 + \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)}} X(p) - \frac{\frac{K_3}{1 + pT_3}}{1 + \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)}} Z(p) , \quad (2.34)$$

Для установившегося режима ($p=0$) статическая ошибка замкнутой статической системы с учетом выражения (2.34) запишется

$$E(0) = \frac{1}{1 + K} X(0) - \frac{K_3}{1 + K} Z(0) . \quad (2.35)$$

Из выражения (2.35) можно определить меру статической точности по задающему воздействию и возмущению соответственно в следующем виде

$$\Delta_{XCT} = \frac{1}{1 + K} , \quad (2.36)$$

$$\Delta_{ZCT} = \frac{-K_3}{1 + K} . \quad (2.37)$$

Схемы моделей типовых звеньев

Номер звена	Тип звена	Схема	Коэффициенты передаточных функций
1	Апериодическое 1-го порядка		$W(p) = -k / (1 + pT),$ <p>где</p> $k = R_2 / R_1,$ $T = R_2 \cdot C_1$
2	Апериодическое 1-го порядка		$W(p) = -k / (1 + pT),$ <p>где</p> $k = R_2 / R_1,$ $T = R_2 \cdot C_1$
3	Апериодическое 1-го порядка		$W(p) = -k / (1 + pT),$ <p>где</p> $k = R_2 / R_1,$ <p>для 1 положения тумблера $T = R_2 \cdot C_1$</p> <p>для 2 положения тумблера $T = R_2 \cdot C_2$.</p>
4	Интегрирующее		$W(p) = -\frac{K}{p},$ <p>где $K = \frac{1}{T} = \frac{1}{R_1 C_1}$.</p>

Из выражений (2.36) и (2.37) видно, что для повышения точности работы статической системы необходимо увеличивать коэффициент передачи системы K .

Ошибка системы для астатической системы (см. рис. 2.11) с учетом выражения (3) запишется

$$E(p) = \frac{1}{1 + \frac{K}{p(1+pT_2)(1+pT_3)}} X(p) - \frac{\frac{K_3}{1+pT_3}}{1 + \frac{K}{p(1+pT_2)(1+pT_3)}} Z(p), \quad (2.38)$$

Таким образом, из выражения (2.38) видно, что для установившегося режима ($p=0$) статическая ошибка замкнутой астатической системы $E(0)=0$.

Устойчивость. Из выражения (32) характеристическое уравнение для замкнутой статической системы запишется

$$A(p) = K + (1+pT_1)(1+pT_2)(1+pT_3) = p^3 T_1 T_2 T_3 + p^2 (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) + p(T_1 + T_2 + T_3) + K + 1, \quad (2.39)$$

Все коэффициенты характеристического уравнения (39) положительные и определитель Гурвица примет вид

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 & K + 1 & 0 \\ T_1 T_2 T_3 & T_1 + T_2 + T_3 & 0 \\ 0 & T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3 & K + 1 \end{vmatrix}. \quad (2.40)$$

Из выражения (2.40) запишем условие устойчивости статической системы радиоавтоматики

$$\Delta_2 = (T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3) \cdot (T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2 T_3 \cdot (K + 1) > 0. \quad (2.41)$$

Отсюда, из условия $\Delta_2 = 0$ найдем критическое (граничное) значение коэффициента передачи, при котором статическая система окажется на границе устойчивости

$$K_{KP} = \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3} \right) \cdot (T_1 + T_2 + T_3) - 1. \quad (2.42)$$

Из выражения (2.33) характеристическое уравнение для замкнутой астатической системы запишется

$$A(p) = K + p(1+pT_2)(1+pT_3) = p^3 T_2 T_3 + p^2 (T_2 + T_3) + p + K. \quad (2.43)$$

Все коэффициенты характеристического уравнения (39) положительные и определитель Гурвица примет вид

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} T_2 + T_3 & K & 0 \\ T_2 T_3 & 1 & 0 \\ 0 & T_2 + T_3 & K \end{vmatrix} . \quad (2.44)$$

Из выражения (2.44) запишем условие устойчивости астатической системы радиоавтоматики

$$\Delta_2 = (T_2 + T_3) - T_2 T_3 K > 0 . \quad (2.45)$$

Отсюда, из условия $\Delta_2 = 0$ найдем критическое (граничное) значение коэффициента передачи, при котором астатическая система окажется на границе устойчивости

$$K_{KP} = \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3} . \quad (2.46)$$

Передающая функция для разомкнутой статической системы (см. рис. 2.10) запишется

$$W_P(p) = \frac{K}{(1 + pT_1)(1 + pT_2)(1 + pT_3)} , \quad (2.47)$$

где $K = K_1 K_2 K_3$ - коэффициент передачи статической системы.

Тогда, переходя в частотную область, заменив $p \rightarrow i\omega$, запишем выражения для ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой статической системы

$$L(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_1)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_3)^2} , \quad (2.48)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega T_1) - \arctg(\omega T_2) - \arctg(\omega T_3) . \quad (2.49)$$

Аналогично, получим передающую функцию для разомкнутой астатической системы (см. рис. 2.11) в следующем виде

$$W_P(p) = \frac{K}{p(1 + pT_2)(1 + pT_3)} , \quad (2.50)$$

а выражения для ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой астатической системы запишутся

$$L(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_2)^2} - 20 \lg \sqrt{1 + (\omega T_3)^2} , \quad (2.51)$$

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg(\omega T_2) - \arctg(\omega T_3) . \quad (2.52)$$

Построив на основе выражений (49)-(52) ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутых систем и определив частоту среза ω_{CP} и критическую частоту ω_{KP} , можно по выражениям (2.18) и (2.19) найти запасы устойчивости по фазе $\Delta\varphi(\omega_{CP})$ и усилению $\Delta L(\omega_{KP})$.

2.7. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

На рис. 2.12 приведена схема лабораторного макета для исследования частотных и переходных характеристик систем радиоавтоматики. Схема макета содержит обобщенную систему радиоавтоматики в виде подсхемы и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор, осциллограф и измеритель АЧХ и ФЧХ. Для исследования частотных характеристик систем радиоавтоматики используется измеритель АЧХ и ФЧХ, для исследования переходных характеристик - функциональный генератор и осциллограф.

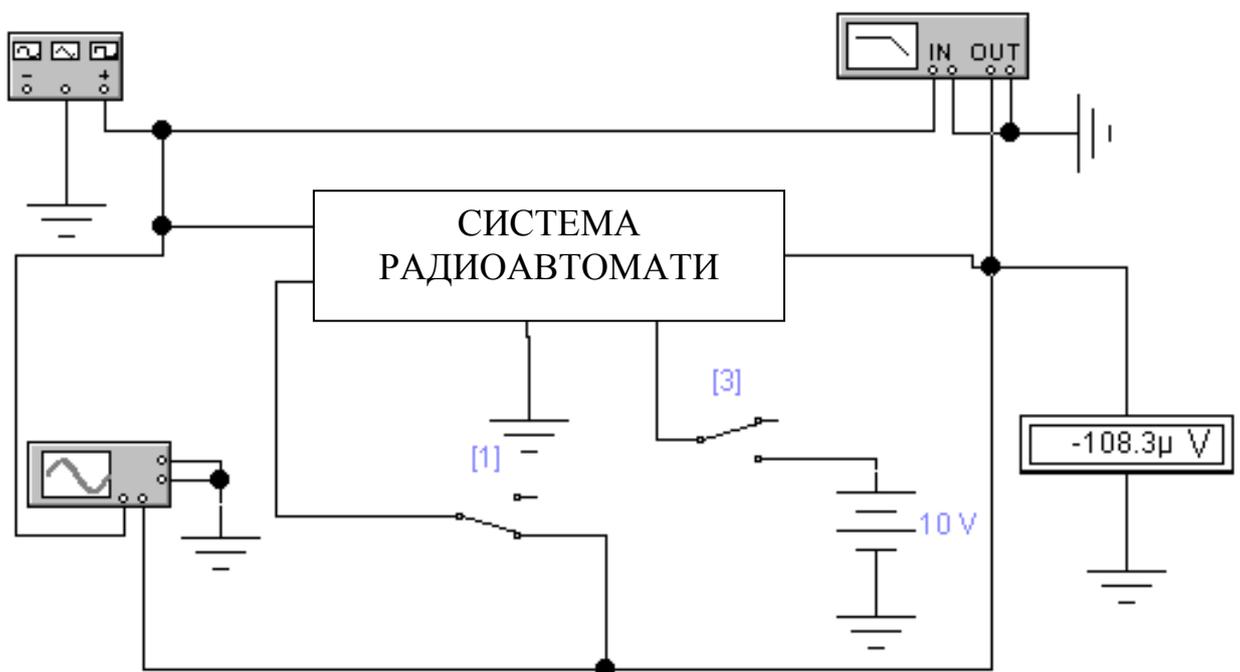


Рис. 2.12. Схема лабораторного макета

2.7.1. Краткое описание программы Electronics Workbench (EWB)

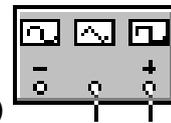
Electronics Workbench (EWB) – разработка фирмы Interactive Image Technologies (www.interactive.com). Особенностью программы EWB является наличие контрольно-измерительных приборов, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближенных к их промышленным аналогам, что способствует приобретению практических навыков работы с наиболее распространёнными приборами. Программа легко усваивается и достаточно удобна в работе.

2.7.2. Запуск программы EWB

После вызова EWB из среды WINDOWS на экране появляется чистое окно. Для загрузки лабораторной работы надо выбрать команду Open из меню, а затем открыть папку “Радиоавтоматика” в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования частотных и переходных характеристик типовых звеньев систем радиоавтоматики. Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

2.7.3. Контрольно-измерительные приборы

Функциональный генератор (Function Generator)



Лицевая функционального панель генератора показана на рис. 2.13.

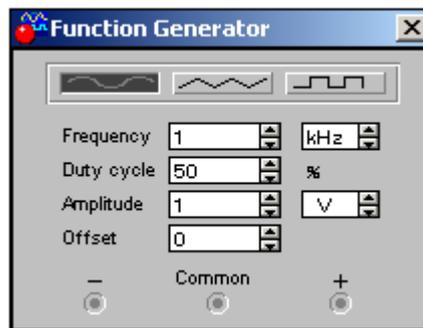


Рис. 2.13. Лицевая панель функционального генератора

Управление генератором осуществляется следующими органами управления:



- выбор формы выходного сигнала синусоидальной (выбрана по умолчанию), треугольной и прямоугольной;

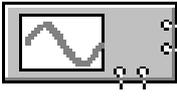


- установка частоты выходного сигнала;



- установка коэффициента заполнения в процентах: для импульсных сигналов это отношение длительности импульса к периоду повторения – величина обратная скважности, для треугольных сигналов – соотношение между переднего и заднего фронтов;

Amplitude - установка амплитуды выходного сигнала;
 Offset - установка смещения (постоянной составляющей) выходного сигнала;
 - Common + - выходные зажимы; при заземлении клеммы COM (общий) на клеммах “+” и “-” получаем парафазный сигнал.

Осциллограф (Oscilloscope) 

Лицевая панель осциллографа показана на рис. 2.14.

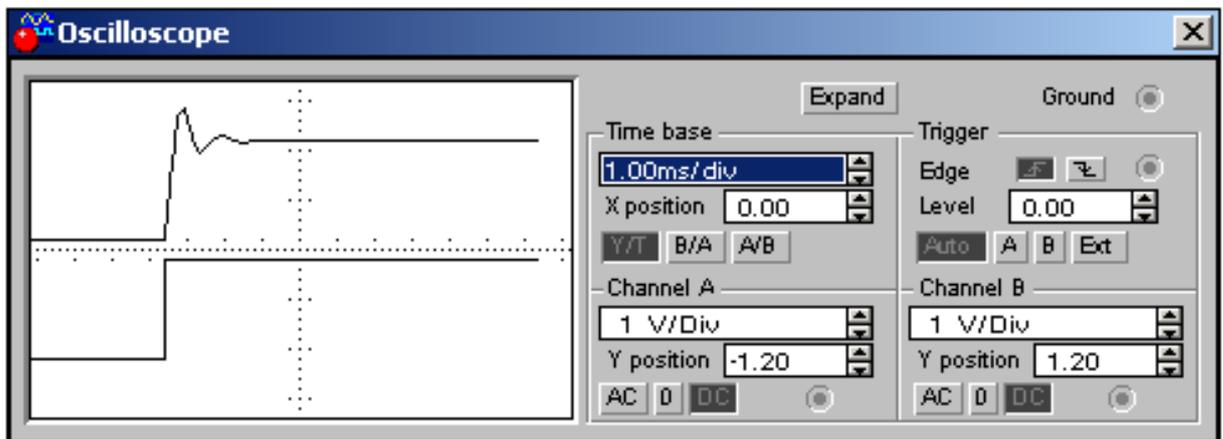


Рис. 2.14. Лицевая панель осциллографа

Осциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В с отдельной регулировкой чувствительности в диапазоне от 10 мкВ/дел (mV/Div) до 5кВ/дел (kV/Div) и регулировкой смещения по вертикали (Y POS). Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок AC 0 DC. Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока (его ещё называют режим “закрытого входа”, поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую). В режиме 0 входной зажим замыкается на землю. В режиме DC (включен по умолчанию) можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока. Этот режим ещё называют режим “открытого входа”, поскольку входной сигнал поступает на вертикальный вход непосредственно. С правой стороны от кнопки DC расположен входной зажим.

Режим развертки выбирается кнопками . В режиме Y/T (обычный режим) реализуются следующие режимы развертки: по вертикали – напряжение сигнала, по горизонтали – время; в режиме B/A: по вертикали – сигнал канала B, по горизонтали – сигнал канала A; в режиме A/B: по вертикали – сигнал канала A, по горизонтали – сигнал канала B.

В режиме Y/T длительность развертки (TIME BASE) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т. е. по оси X (X POS).

В режиме Y/T предусмотрен также ждущий режим (TRIGGER) с запуском развертки (EDGE) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием кнопок , при регулируемом уровне (LEVEL) запуска, а также в режиме AUTO (от канала A, от канала B или от внешнего источника (EXT), подключаемого к зажиму в блоке управления TRIGGER. Названные режимы работы выбираются кнопками .

Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы GROUND в правом верхнем углу прибора.

При нажатии кнопки ZOOM лицевая панель осциллографа существенно меняется (рис. 2.15) – увеличивается размер экрана, появляется возможность прокрутки изображения по горизонтали и его сканирования с помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены цифрами 1 и 2) могут быть курсором установлены в любом месте экрана. При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями).

Изображения можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE и записать данные в файл нажатием кнопки SAVE. Возврат к исходному состоянию осциллографа производится нажатием кнопки REDUCE.

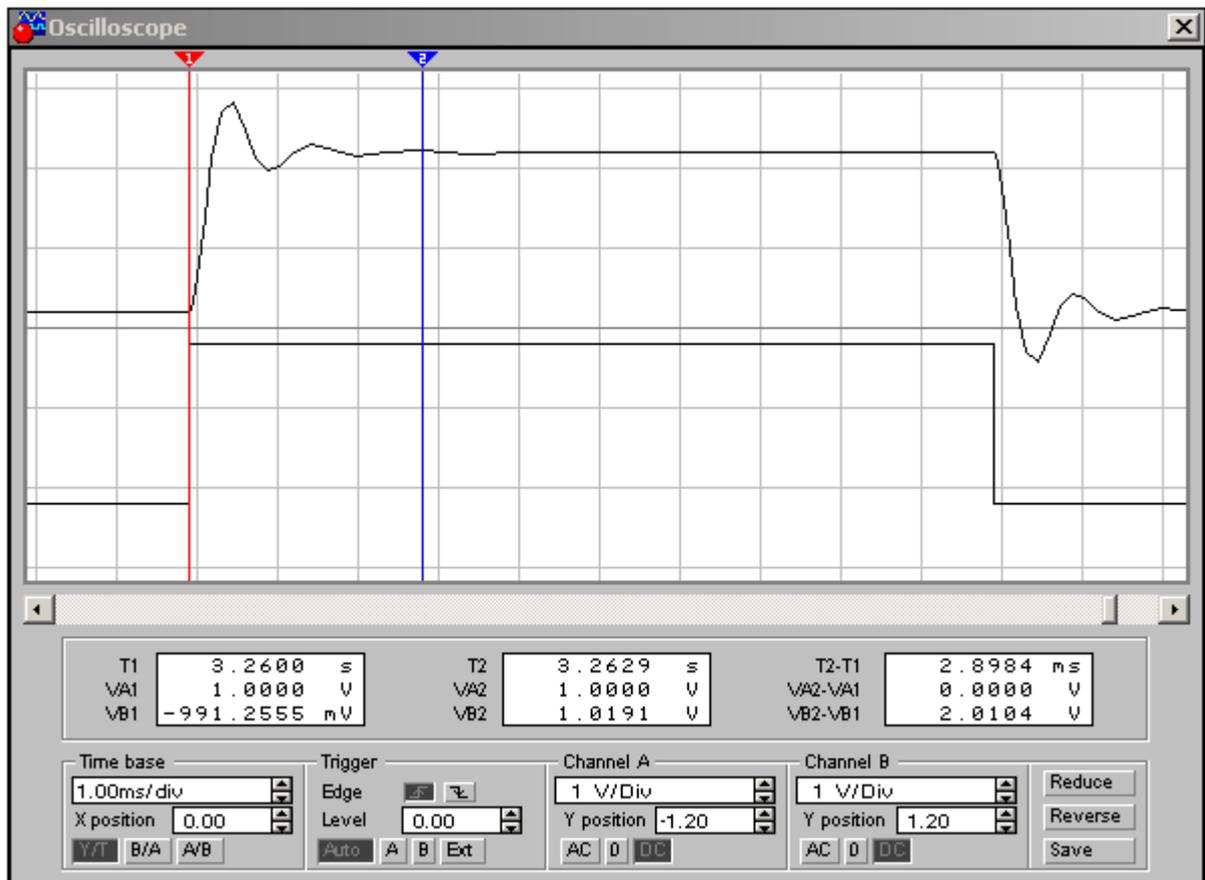


Рис. 2.15. Лицевая панель осциллографа в режиме ZOOM

Измеритель АЧХ и ФЧХ (Bode Plotter)



Лицевая панель измерителя АЧХ и ФЧХ показана на рисунке 8. Измеритель предназначен для анализа амплитудно-частотных (при нажатой кнопке MAGNITUDE, включена по умолчанию) и фазо-частотных (при нажатой кнопке PHASE) характеристик при логарифмической (кнопка LOG, включена по умолчанию) или линейной (кнопка LIN) шкале по осям Y (VERTICAL) и X (HORIZONTAL).

Настройка измерителя заключается в выборе пределов измерения коэффициента передачи и вариации частоты с помощью кнопок в окошках F – максимальное и I – минимальное значение. Значение частоты и соответствующее ей значение коэффициента передачи или фазы индицируются в окошках в правом нижнем углу измерителя. Значения указанных величин в отдельных точках АЧХ или ФЧХ можно получить с

помощью вертикальной визирной линейки, находящейся в исходном состоянии в начале координат и перемещаемой по графику мышью или кнопками ← и →. Результаты измерения можно записать также в текстовый файл. Для этого необходимо нажать кнопку SAVE и в диалоговом окне указать имя файла (по умолчанию предлагается имя схемного файла). В полученном таким образом текстовом файле с расширением .bod АЧХ и ФЧХ представляется в табличном виде.

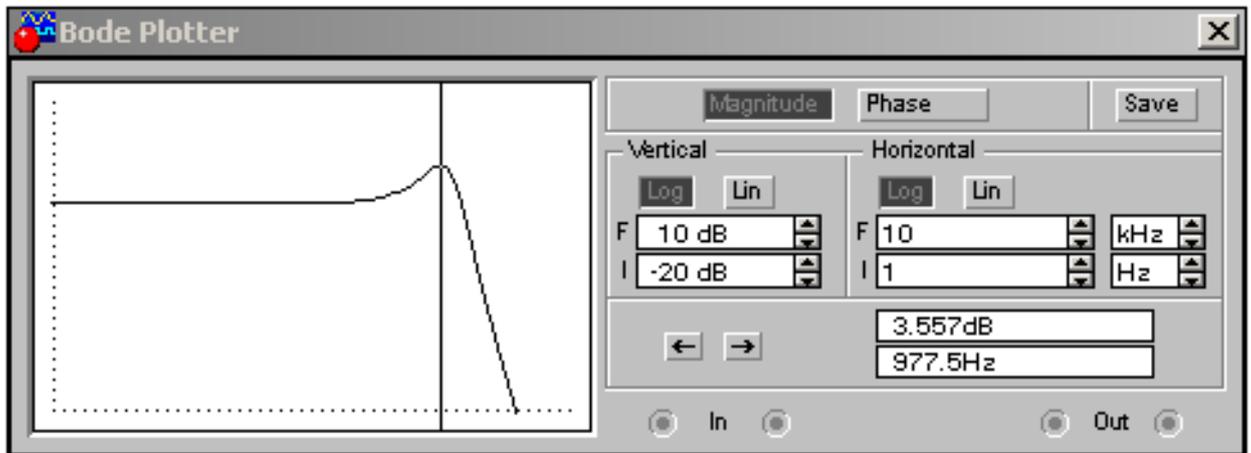


Рис. 2.16. Лицевая панель измерителя АЧХ и ФЧХ

Подключение прибора к исследуемой схеме осуществляется с помощью зажимов IN (вход) и OUT (выход). Левые клеммы зажимов подключаются соответственно к входу и выходу исследуемого устройства, а правые – к общей шине. К входу устройства необходимо подключить функциональный генератор или источник переменного напряжения, при этом каких-либо настроек в этих устройствах не требуется.

2.8. РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ

Статическая система.

Исходные данные: рис. 2.10 и табл. 2.1.

Для обоих положений тумблера рассчитать:

- 1) коэффициенты передачи замкнутой и разомкнутой систем;
- 2) меру статической точности Δ_{ZCT} и статическую характеристику для $Z(0)=0-10$ В;
- 3) асимптотическую ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы и по ним определить запасы устойчивости по фазе и усилению;

4) критические (граничные) значения коэффициентов передачи.

Астатическая система.

Исходные данные: рис. 2.11 и табл. 2.1.

Для обоих положений тумблера рассчитать:

- 1) коэффициенты передачи замкнутой и разомкнутой систем;
- 2) асимптотическую ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы и по ним определить запасы устойчивости по фазе и усилению;
- 3) критические (граничные) значения коэффициентов передачи.

2.9. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

Вызвать EWB из среды WINDOWS на экране, выбрать команду Open из меню, а затем открыть папку “Радиоавтоматика” в которой находятся файлы лабораторных макетов для исследования частотных и переходных характеристик систем радиоавтоматики. Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

Статическая система.

1. Измерить ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы и по ним определить запасы устойчивости по фазе и усилению для обоих положений тумблера.
2. Измерить ЛАЧХ замкнутой системы для обоих положений тумблера.
3. Исследовать качественные показатели переходного процесса замкнутой системы для обоих положений тумблера.
4. Проанализировать влияние запасов устойчивости по фазе и усилению на ЛАЧХ замкнутой системы и качество переходного процесса.
5. Исследовать влияние возмущающего воздействия на ошибку регулирования статической системы.

Астатическая система.

1. Измерить ЛАЧХ и ЛФЧХ разомкнутой системы и по ним определить запасы устойчивости по фазе и усилению для обоих положений тумблера.
2. Измерить ЛАЧХ замкнутой системы для обоих положений тумблера.
3. Исследовать качественные показатели переходного процесса замкнутой системы для обоих положений тумблера.
4. Проанализировать влияние запасов устойчивости по фазе и усилению на ЛАЧХ замкнутой системы и качество переходного процесса.

5. Исследовать влияние возмущающего воздействия на ошибку регулирования астатической системы.

2.10. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

При выборе диапазона часто для измерения частотных характеристик необходимо ориентироваться на величины постоянных времени звеньев, а также на сопрягающие частоты и частоты среза.

При исследовании переходных характеристик необходимо помнить, что длительность входных импульсов должна превышать длительность переходных процессов в звеньях.

2.11. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

В отчете экспериментальные и расчетные логарифмические частотные характеристики и переходные характеристики для каждого звена строятся, соответственно, на одном рисунке.

Выводы должны быть сделаны по каждому пункту исследований и должны содержать: ссылки на рисунки, характер зависимостей, физическое и теоретическое объяснение зависимостей, сравнительный анализ.

2.12. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назовите основные показатели качества работы систем радиоавтоматики.
2. Какие системы радиоавтоматики Вы знаете? Статическая точность их работы.
3. Устойчивость систем радиоавтоматики. Что такое критерии устойчивости? Какие критерии устойчивости Вы знаете?
4. Сформулируйте критерий устойчивости Михайлова.
5. Сформулируйте критерий устойчивости Найквиста.
6. Сформулируйте критерий устойчивости Гурвица.
7. Определите запасы устойчивости на основе логарифмических характеристик.
8. Определите показатели качества переходного процесса и частотные показатели.

9. Поясните связь частотных показателей качества работы с частотными характеристиками разомкнутой системы радиоавтоматики.
10. Сформулируйте правила построения асимптотической ЛАЧХ разомкнутой системы радиоавтоматики по известной передаточной функции.
11. Как определить передаточную функцию по известной ЛАЧХ разомкнутой системы радиоавтоматики.

2.13. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Якушевич Г.Н. Исследование качественных показателей систем радиоавтоматики / Учебно-методическое пособие по лабораторной работе в среде Electronics Workbench (EWB). – ТУСУР, 2006. – 35 с. (20 экз.)
2. Якушевич Г. Н. Радиоавтоматика: учеб. пособие / Г.Н. Якушевич; Федер. агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, - Томск: гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 228с.
3. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench (EWB) и её применение. Изд.3–е, переработанное и дополненное. – М.: СОЛОН – Пресс.2003 – 736 с.

3. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОА № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

3.1. Цель работы

Исследование статических и динамических характеристик системы автоматической регулировки усиления (АРУ).

3.2. Краткие теоретические сведения

В системах радиоавтоматики бытовой радиоаппаратуры напряжение сигнала на входе может изменяться в $10^2 - 10^3$ раз (40-60 дБ), в системах радиосвязи - в $10^3 - 10^4$ раз (60-80 дБ), а радиолокации - в 10^6 раз (120 дБ). Выходное напряжение при этом не должно изменяться более чем в 1.2-3 раза (1.6-9.6 дБ).

Регулировочные характеристики системы АРУ

Система АРУ предназначена для поддержания уровня выходного сигнала систем радиоавтоматики в заданных пределах при изменении уровня входного сигнала. Необходимость поддержания уровня выходного сигнала вблизи номинального значения $U_{ВЫХ\ НОМ}$ обусловлено большими пределами изменения уровня входного сигнала для различных систем. Динамический диапазон по входу $D_{ВХ}$ и выходу $D_{ВЫХ}$ определяются следующими выражениями

$$D_{ВХ} = \frac{U_{ВХ\ МАК}}{U_{ВХ\ МИН}}, \quad (3.1)$$

$$D_{ВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ\ МАК}}{U_{ВЫХ\ МИН}} \quad (3.2)$$

или в децибелах

$$DD_{ВХ} = 20 \lg \left(\frac{U_{ВХ\ МАК}}{U_{ВХ\ МИН}} \right), \quad (3.3)$$

$$DD_{ВЫХ} = 20 \lg \left(\frac{U_{ВЫХ\ МАК}}{U_{ВЫХ\ МИН}} \right), \quad (3.4)$$

где $U_{ВХ\ МАК}$, $U_{ВХ\ МИН}$ - максимальное и минимальное напряжение входного сигнала,

$U_{ВЫХ\ МАК}$, $U_{ВЫХ\ МИН}$ - максимальное и минимальное напряжение выходного сигнала.

На рис. 3.1 приведены регулировочные характеристики простой АРУ, АРУ с задержкой, АРУ с задержкой и усилением, наряду с ними для сравнения приведена амплитудная характеристика системы без АРУ.

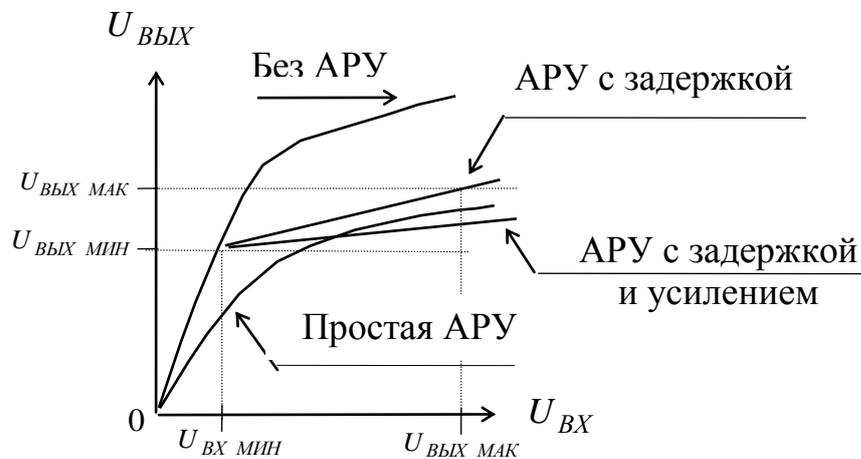


Рис. 3.1 - Регулировочные характеристики системы АРУ

В простой схеме АРУ действует, начиная с самых слабых сигналов и снижая тем самым чувствительность системы. Этот недостаток можно устранить, используя АРУ с задержкой. В такой системе регулировка начинается тогда, когда напряжение на входе достигнет некоторого порогового значения, равного $E_{ВХ\ МИН}$ соответствующего обычно чувствительности системы или когда напряжение с амплитудного детектора превысит напряжение задержки. Таким образом, регулирование коэффициента передачи в случае применения схемы АРУ с задержкой осуществляется при больших уровнях сигнала, превышающих чувствительность системы. Для повышения эффективности систем АРУ в цепь регулирования усилением вводят дополнительные усилительные

каскады. Такие системы получили название АРУ с задержкой и усилением (см. рис. 3.1).

Эффективность АРУ оценивается отношением динамического диапазона по входу $D_{ВХ}$ к динамическому диапазону по выходу $D_{ВЫХ}$ и запишется

$$N = D_{ВХ} / D_{ВЫХ} = \frac{U_{ВХ МАК}}{U_{ВХ МИН}} / \frac{U_{ВЫХ МАК}}{U_{ВЫХ МИН}} = K_0 / K_{МИН}, \quad (3.5)$$

$$\text{где } K_0 = \frac{U_{ВЫХ МИН}}{U_{ВХ МИН}}, \quad K_{МИН} = \frac{U_{ВЫХ МАК}}{U_{ВХ МАК}}.$$

Чем больше коэффициент эффективности N , тем лучше эффективность АРУ. При фиксированном динамическом диапазоне по выходу эффективность АРУ лучше той системы, у которой динамический диапазон по входу больше. При фиксированном динамическом диапазоне по входу эффективность АРУ лучше той системы, у которой динамический диапазон по выходу меньше.

Таким образом, из рисунка 1 видно, что эффективность системы АРУ с задержкой и усилением лучше эффективности системы АРУ с задержкой.

Классификация систем АРУ

По принципу действия различают системы АРУ без обратной связи, с обратной связью и комбинированные, функциональные схемы которых, содержащие регулируемый усилитель (РУ), амплитудный детектор (АД) и ФНЧ, и регулировочные характеристики приведены на рис. 3.2 – 3.4.

В системе без обратной связи (АРУ ``вперед``) управляющее напряжение определяется уровнем напряжения на входе регулируемого каскада, которое детектируется и через ФНЧ поступает ``вперед`` на регулирующий вход регулируемого каскада, уменьшая выходное напряжение. При этом напряжение на выходе может возрастать, быть постоянным или уменьшаться при перерегулировке в соответствии с регулировочными характеристиками 1, 2 и 3, приведенными на рис. 3.2б.

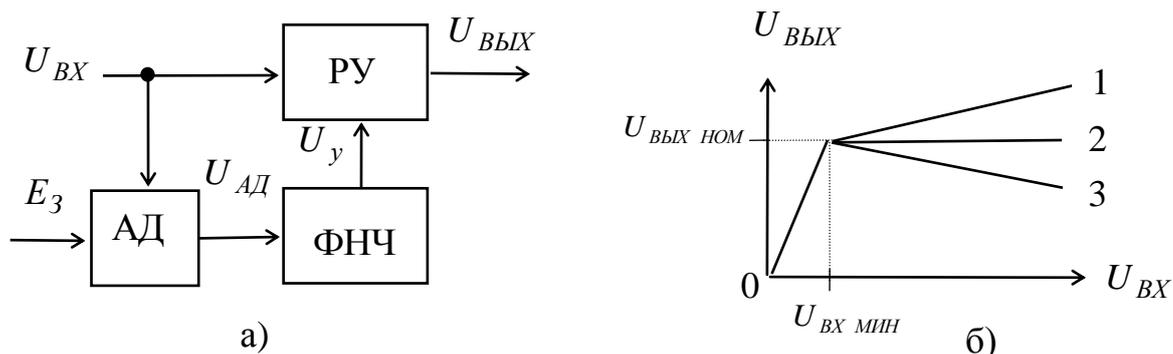


Рис. 3.2 - АРУ без обратной связи - АРУ ``вперед``: функциональная схема (а); регулировочная характеристика (б).

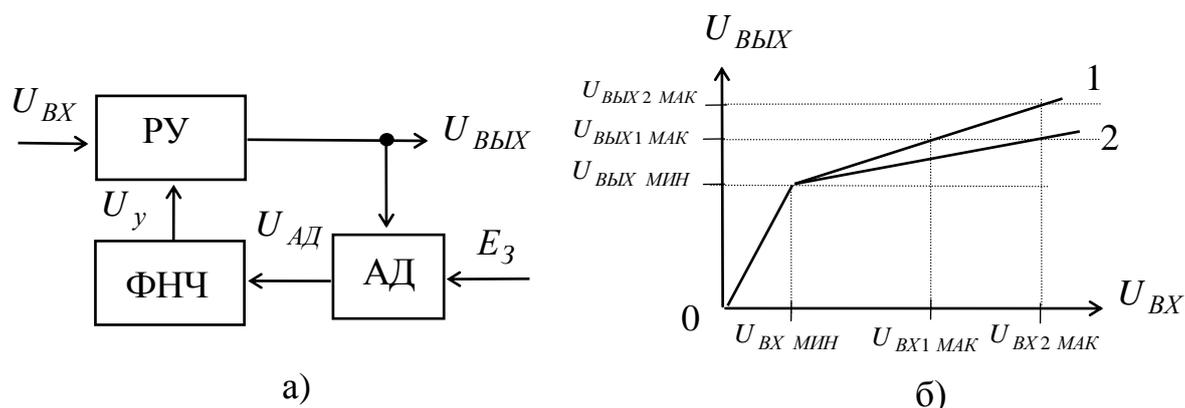


Рис. 3.3 - АРУ с обратной связью - АРУ ``назад``: функциональная схема (а); регулировочная характеристика (б).

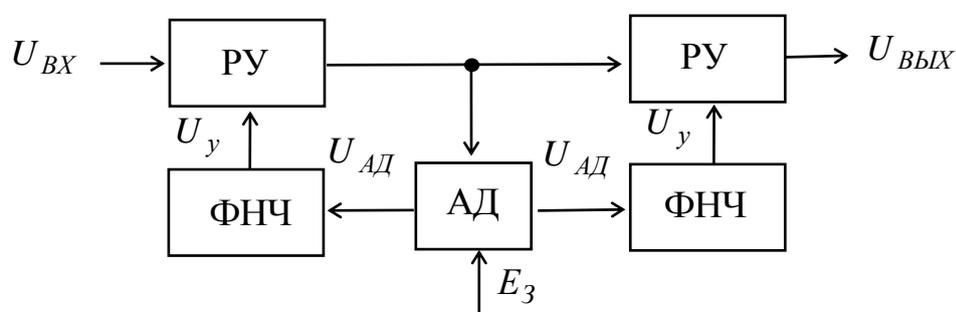


Рис.3. 4 - Функциональная схема комбинированной системы АРУ

Недостаток такой системы, как и любой системы без обратной связи, регулирующее напряжение не зависит от истинного уровня выходного напряжения и требует высокой точности и стабильности параметров системы.

В системе с обратной связью (АРУ ``назад``) управляющее напряжение определяется уровнем напряжения на выходе регулируемого каскада, которое детектируется и через ФНЧ поступает ``назад`` на регулирующий

вход регулируемого каскада, уменьшая выходное напряжение. Такая система АРУ является наиболее простой и универсальной. Регулировочные характеристики 1 и 2 двух систем АРУ с обратной связью приведены на рис. 3.3б. При этом эффективность системы АРУ ``назад`` с регулировочной характеристикой 2, приведенной на рис. 3.3б, лучше, чем системы АРУ ``назад`` с регулировочной характеристикой 1.

По скорости срабатывания различают следующие системы АРУ:

- а) **инерционные** - степень инерционности зависит от скорости изменения уровня сигнала на входе системы, а также от вида и частоты модуляции;
- б) **быстродействующие** – срабатывают в течение длительности импульса;
- в) **мгновенные** - срабатывают практически в течение фронта импульса;
- г) **временные** - используются, если заранее известен закон изменения уровня сигнала на входе системы.

Структурная схема системы АРУ с обратной связью

Функциональная схема системы АРУ с обратной связью содержит функциональные звенья РУ, АД и ФНЧ (см. рис. 3.3а). Поэтому необходимо смоделировать структурные схемы РУ, АД и ФНЧ.

Структурная схема регулируемого усилителя

РУ называется усилитель, коэффициент усиления которого изменяется в зависимости от управляющего напряжения, приложенного к входу управления.

Моделирование РУ

1) Математическое описание функциональной зависимости между входными и выходной величинами $U_{ВЫХ} = F(U_{ВХ}, U_y)$ функционального звена РУ, представленного на рис. 3.5а, запишется $U_{ВЫХ} = K_y U_{ВХ}$. На основе линеаризации реальной (сплошной линии) регулировочной характеристики, зависимости коэффициента усиления K_y от управляющего напряжения U_y приведенной на рисунке 5б, получим $K_y = K_0 - S_y U_y$, где K_0 - максимальный коэффициент усиления.

Математическое описание для функционального звена РУ запишется

$$U_{ВЫХ} = (K_0 - S_y U_y) U_{ВХ} = (K_0 - \Delta K) U_{ВХ}. \quad (3.6)$$

2. Структурная схема РУ для математического описания на основе соотношения (6) приведена на рисунке 3в и состоит из сумматора, звена направленного действия с коэффициентом передачи $-S_y$, звена с передаточной функцией $U_{ВХ}$.

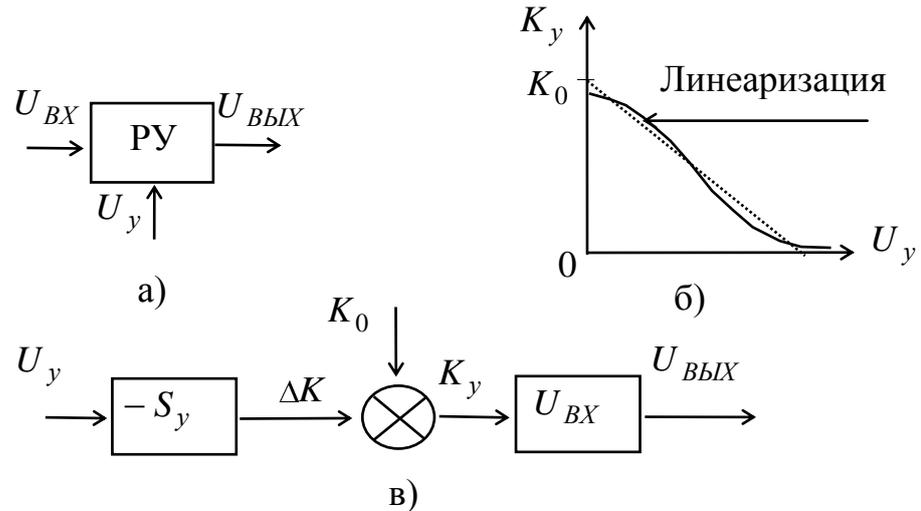


Рис. 3.5 - Регулируемый усилитель: функциональная схема (а); регулировочная характеристика (б); структурная схема (в).

Способы регулировки усиления

Регулировку усиления можно осуществить одним из следующих способов:

изменением режима регулируемого каскада по постоянному току (режимная регулировка);

изменением глубины ООС по переменному току в регулируемом каскаде;

изменением коэффициента передачи межкаскадных цепей (электрически управляемых аттенюаторов).

Схемотехника режимной регулировки

Коэффициент усиления РУ на биполярном транзисторе (см. рис. 3.6а) запишется

$$K_P = K_0 e^{\frac{U_y}{\varphi_T}}, \quad (3.7)$$

где φ_T — температурный потенциал равный при комнатной температуре 26мВ,

$K_0 = S_0 R_{H \approx}$ — коэффициент усиления РУ при напряжении управления равном нулю ($U_y = 0$),

$S_0 \approx \frac{1}{r_{\text{Э}} + r_{\Delta}}$ — крутизна транзистора в начальной рабочей точке,

$R_{H \approx}$ — сопротивление нагрузки по переменному току,

$r_{\text{Э}} = \frac{\varphi_T [\text{мВ}]}{I_{\text{Э}} [\text{мА}]}$ — сопротивление эмиттера при токе $I_{\text{Э}}$,

r_{Δ} — контактное сопротивление эмиттера равное примерно 0.5-5.0 Ом,

Из выражения (3.7) видно, что при уменьшении тока эмиттера коэффициент усиления уменьшается, но при этом будут увеличиваться нелинейные искажения. Поэтому были разработаны специальные транзисторы типов ГТ328 и ГТ346. Усиление каскадов, выполненных на этих биполярных транзисторах, уменьшается при увеличении тока эмиттера. Диапазон регулировки усиления каскада в селекторе каналов телевизионных приемников достигает 40-46 дБ.

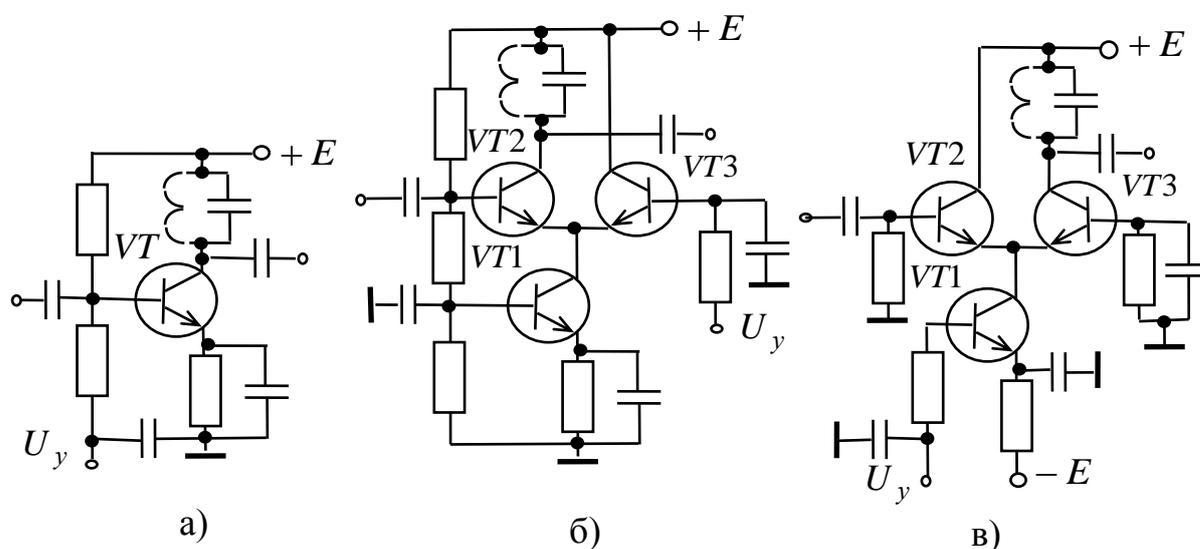


Рис. 3.6 - Принципиальные схемы РУ на биполярных транзисторах

В схеме РУ, приведенной на рис. 3.6б, для регулировки усиления служит дополнительный транзистор $VT3$. При подаче положительного управляющего напряжения U_y ток этого транзистора растет, а ток транзистора $VT2$ и, следовательно, усиление каскада уменьшаются.

Коэффициент усиления РУ на биполярных транзисторах (см. рис. 3.6б) запишется

$$K_P = K_0 \frac{U_y}{2 - e^{\frac{U_y}{U_T}}} e^{\frac{U_y}{U_T}}, \quad (3.7a)$$

где $K_0 = \frac{S_0}{2} R_{H \approx}$.

В схеме РУ, приведенной на рисунке бв, нагрузкой эмиттерного повторителя на транзисторе $VT2$ является цепь коллектора транзистора $VT1$ и входная проводимость каскада на транзисторе $VT3$, включенного по схеме с общей базой. Усиление регулируется изменением тока коллектора транзистора $VT1$ под действием управляющего напряжения U_y , подаваемого на его базу.

Коэффициент усиления РУ на биполярных транзисторах (см. рис. 3.6в) запишется

$$K_P = K_0 e^{\frac{U_y}{U_T}}, \quad (3.7б)$$

где $K_0 = \frac{S_0}{2} R_{H \approx}$.

На рис. 3.7а приведена принципиальная схема РУ на однозатворном полевом транзисторе. Для регулировки усиления используют зависимость крутизны стоко-затворной характеристики полевого транзистора от напряжения на затворе. Эта зависимость близка к линейной зависимости, что позволяет в процессе регулировки усиления значительно уменьшить нелинейные искажения РУ.

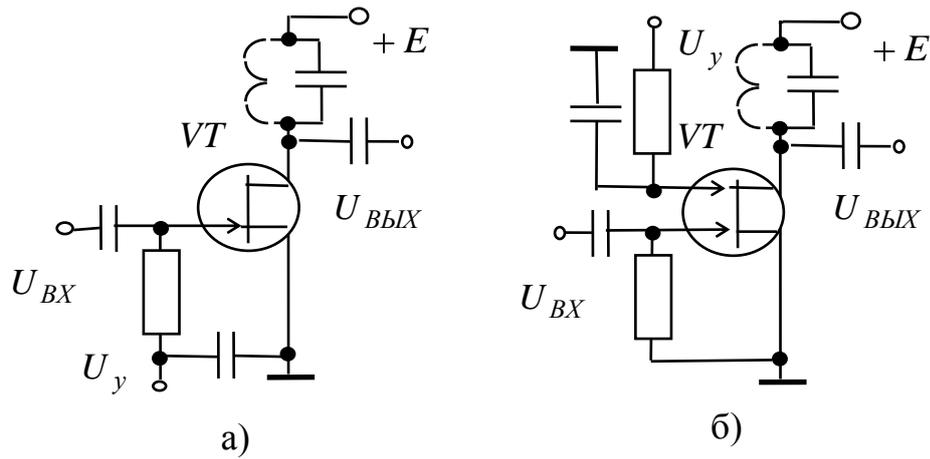


Рис. 3.7 - Схемы регулировки усиления с использованием полевых транзисторов

Для исключения влияния цепей управления на частотные характеристики РУ применяют схему на двухзатворном полевом транзисторе, приведенную на рисунке 7б, в которой управляющего напряжения U_y подается на второй затвор полевого транзистора.

Регулировка усиления изменением глубины ООС

На рис. 3.8 приведены схемы регулировки усиления в РУ на биполярном транзисторе и операционном усилителе путем изменения глубины ООС, где в качестве управляемого резистора применен канал сток-исток полевого транзистора, сопротивление которого при малой амплитуде переменного напряжения является линейным.

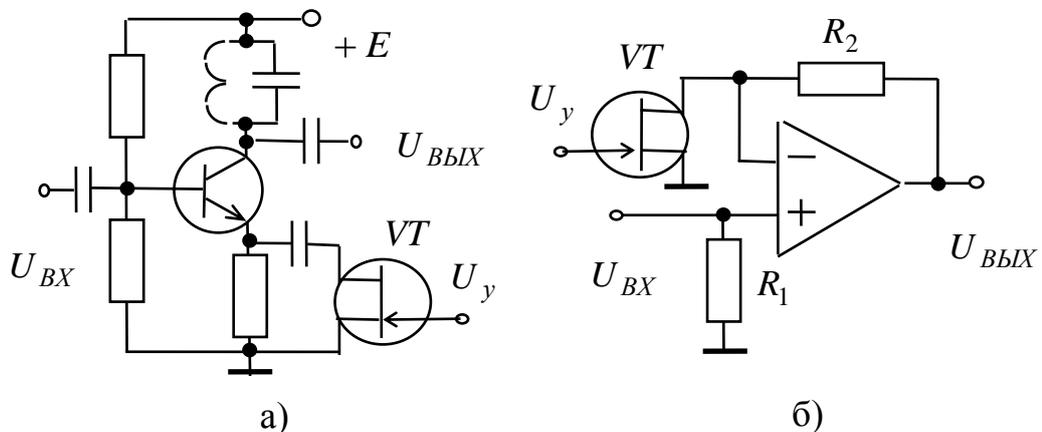


Рис. 3.8 - Схемы регулировки усиления изменением глубины ОС

Коэффициент усиления РУ с ООС, для схемы приведенной на рис. 3.8а запишется

$$K_{OC} = \frac{S_0 R_H}{1 + S_0 R_{OC}} \stackrel{R_{OC} S_0 \gg 1}{=} \frac{R_H}{R_{OC}}, \quad (3.8)$$

где R_{OC} – сопротивление канала сток-исток полевого транзистора VT .

Коэффициент усиления РУ с ООС, для схемы приведенной на рис. 3.8б запишется

$$K_{OC} = 1 + \frac{R_2}{R_{VT}}, \quad (3.9)$$

где $R_{VT} = \frac{R_0}{1 - \frac{U_Y}{\varphi_T}}$ сопротивление канала сток-исток полевого транзистора VT ,

R_0 сопротивление канала сток-исток полевого транзистора при $U_Y = 0$.

Изменение напряжения на затворе полевого транзистора VT приводит к изменению сопротивления канала сток - исток, изменению глубины ООС и изменению усиления РУ.

Регулировка коэффициента передачи межкаскадных цепей (электрически управляемых аттенуаторов)

На рис. 3.9 приведены схемы регулируемых делителей напряжения.

Γ – образный делитель напряжения, приведенный на рис. 3.9а, является простейшим. При увеличении сопротивления R_1 и уменьшении сопротивления R_2 коэффициент передачи уменьшается, но при этом изменяются входное и выходное сопротивления Γ – образного делителя.

Π – образный делитель напряжения, приведенный на рис. 3.9б, применяется в тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к стабильности АЧХ и ФЧХ, так как входное и выходное сопротивления остаются постоянными в процессе регулировки коэффициента передачи.

На рис. 9в- 9г приведены, соответственно, принципиальные схемы реализации Π – образного делителя напряжения на $p-i-n$ диодах и на

полевых транзисторах, используемых в качестве электрически управляемых сопротивлений.

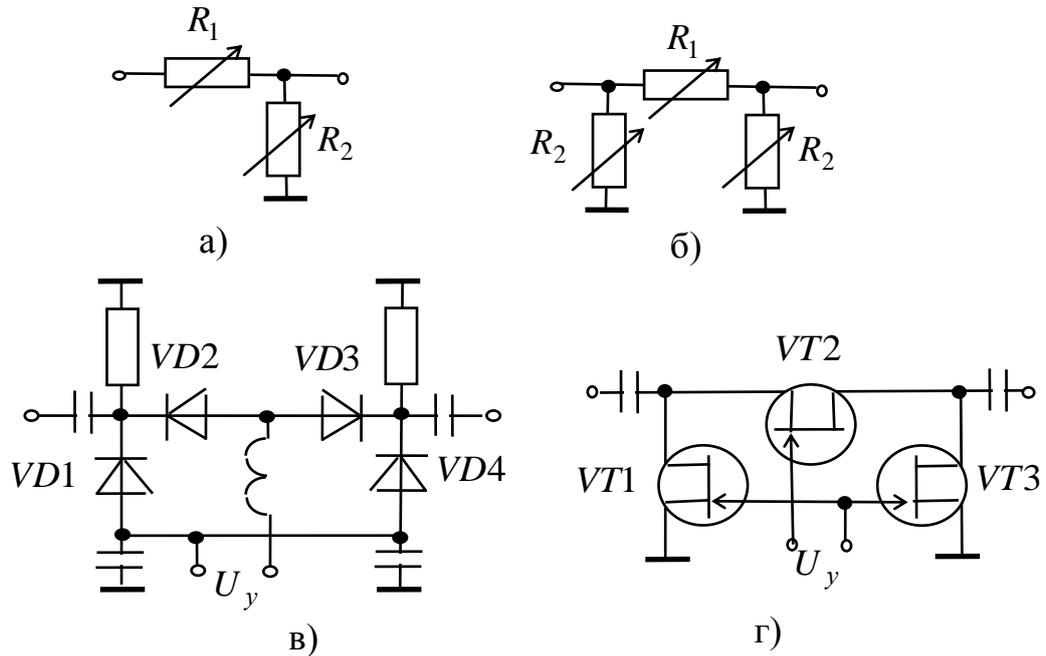


Рис. 3.9 - Схемы регулируемых делителей напряжения

Структурная схема функционального звена АД

АД предназначен для получения на выходе АД напряжения $U_{АД}$, пропорционального значению того параметра входного сигнала АД, которое в процессе регулирования должно быть постоянным.

Моделирование звена амплитудного детектора

1) Математическое описание функциональной зависимости между выходным напряжением АД $U_{АД}$, напряжением задержки E_3 и выходным напряжением $U_{ВЫХ}$ РУ $U_{АД} = F(U_{ВЫХ}, E_3)$ функционального звена АД, представленного на рисунке 10а, найдем на основе регулировочной характеристики, зависимости выходного напряжения АД $U_{АД}$ от выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ РУ, приведенной на рис. 3.10б.

Из регулировочной характеристики напряжение на выходе АД запишется в следующем виде

$$U_{АД} = \begin{cases} K_{АД} (U_{ВЫХ} - E_3), & \text{при } U_{ВЫХ} > E_3 \\ 0, & \text{при } U_{ВЫХ} < E_3 \end{cases}, \quad (3.10)$$

где K_{AD} - коэффициент передачи АД.

2) Структурная схема РУ для математического описания на основе соотношения (3.10) состоит из сумматора, функционального звена с коэффициентом передачи $F(U_{ВЫХ}) = \begin{cases} 1, & \text{при } U_{ВЫХ} > E_3 \\ 0, & \text{при } U_{ВЫХ} < E_3 \end{cases}$ и звена направленного действия с коэффициентом передачи K_{AD} , приведена на рис. 3.10в.

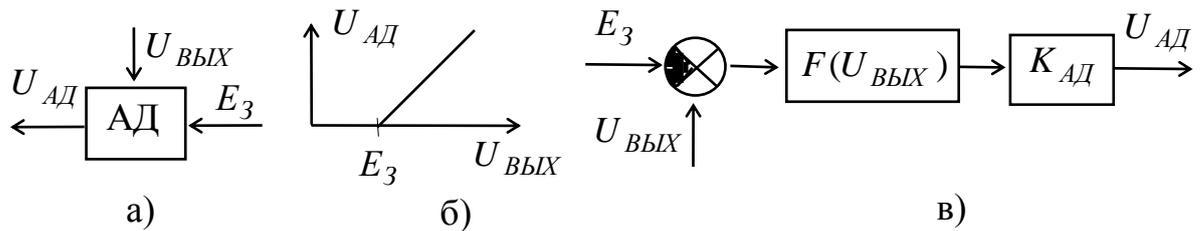


Рис. 3.10 - Амплитудный дискриминатор: функциональная схема (а); регулировочная характеристика (б); структурная схема (в).

На рис. 3.11 приведена принципиальная схема совмещенного диодного АД для системы АРУ.

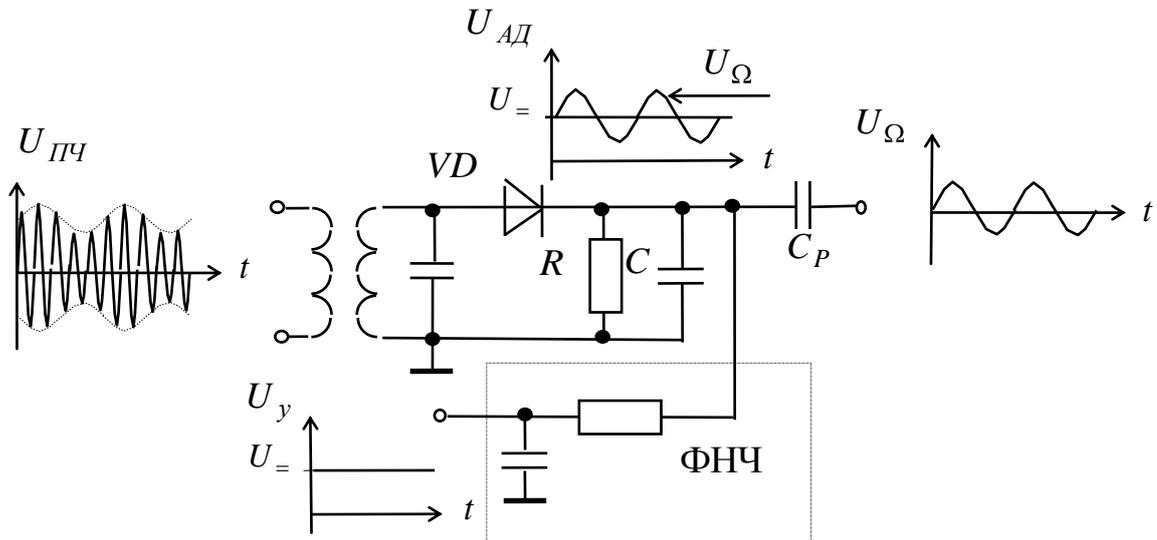


Рис. 3.11 - Принципиальная схема с совмещенным диодным АД сигнала и системы АРУ

На вход совмещенного диодного АД приходит амплитудно-модулированное напряжение ПЧ $U_{ПЧ}$, на нагрузке дискриминатора выделяется напряжение АД $U_{АД}$, состоящее из напряжения модулирующей частоты U_{Ω} , которое через разделительный конденсатор поступает на вход УНЧ, и постоянного напряжения $U_{=}$, которое проходит через ФНЧ и используется в виде управляющего напряжения U_y в системе АРУ. Напряжение задержки в диодной схеме АД получается за счет напряжения отсечки диода, которое для кремниевых диодов составляет $+ 0.6 \div 0.8$ В некоторых схемах постоянное запирающее напряжение задержки E_3 подается на один из регулируемых каскадов.

Моделирование ФНЧ

1) Математическое описание функциональной зависимости между входной и выходной величинами $U_y = F(U_{чД})$ функционального звена ФНЧ, представленного на рисунке 12а, запишется в следующем виде

$$U_y = W_{\Phi}(p) \cdot U_{чД} .$$

2) Структурная схема ФНЧ для математического описания $U_y = W_{\Phi}(p) \cdot U_{чД}$ состоит из звена направленного действия, коэффициент передачи которого равен $W_{\Phi}(p)$. Структурная схема ФНЧ приведена на рисунке 12б.

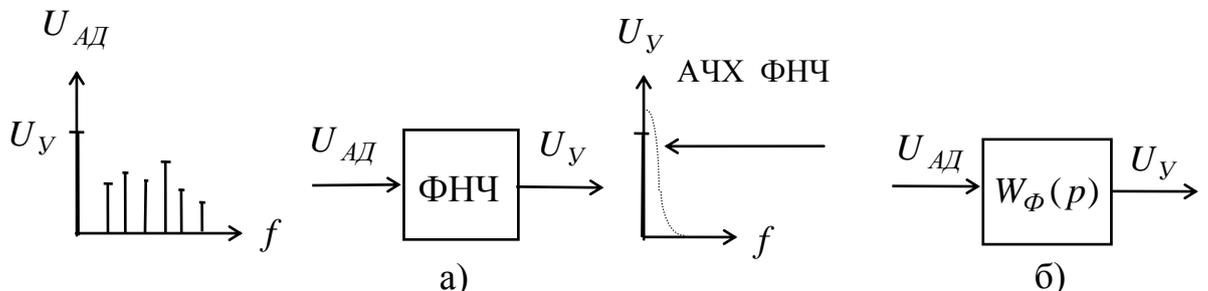


Рис. 3.12 Схемы ФНЧ: а) функциональная, б) структурная

На рис. 3.13а-3.13б приведены принципиальные схемы ФНЧ, реализованные на основе RC -звена и на основе операционного усилителя (ОУ), соответственно.

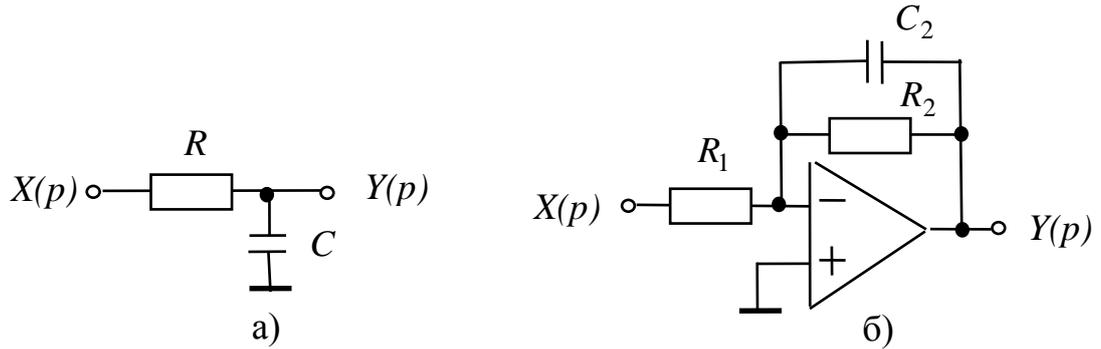


Рис. 3.13 - Принципиальные схемы ФНЧ:
а) на основе RC -звена, б) на основе ОУ

Операторный коэффициент передачи для схемы ФНЧ на основе RC -звена запишется в следующем виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{1/pC}{R + 1/pC} = \frac{1}{1 + pT}, \quad (3.11)$$

где $T = RC$ – постоянная времени.

Недостатком схемы ФНЧ на основе RC -звена является то, что коэффициент передачи не может быть больше 1 и необходимость введения буферных каскадов при последовательном соединении. Последнее обусловлено тем, что данная реализация ФНЧ не является однонаправленной.

Операторный коэффициент передачи для схемы ФНЧ на основе ОУ запишется в следующем виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = \frac{K}{1 + pT}, \quad (3.12)$$

где $K = -R_2/R_1$, $T = R_2 C_2$.

Таким образом, коэффициент передачи ФНЧ на основе ОУ определяется отношением R_2 к R_1 , а верхняя граничная частота $\omega = 1/T$.

Структурная схема системы АРУ

На основе структурных схем РУ, АД и ФНЧ смоделирована структурная схема системы АРУ, приведенная на рис. 3.13. Из-за нелинейного звена с передаточной функцией $F(U_{ВЫХ})$ система АРУ

является нелинейной системой. Зависимость коэффициента усиления системы АРУ от времени за счет наличия звена с передаточной функцией $U_{ВХ}$ делает ее нестационарной.

Таким образом, в отличие от систем ЧАПЧ и ФАПЧ система АРУ является нелинейной и нестационарной системах радиоавтоматики.

Проведем анализ системы АРУ для входного напряжения $U_{ВХ} = const$ в стационарном режиме при $F(U_{ВЫХ}) = 1$ и $U_{ВЫХ} > E_3$.

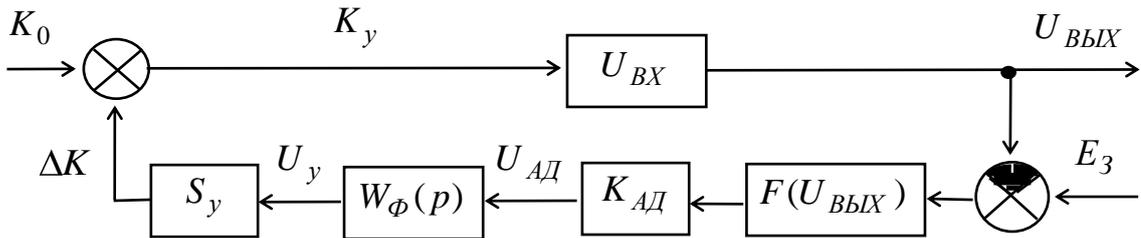


Рис. 3.13 - Структурная схема системы АРУ

Математическая связь между входным и выходным напряжениями для структурной схемы системы АРУ (см. рисунок 13) определится в виде

$$U_{ВЫХ} = K_y U_{ВХ} \quad (3.13)$$

На основе принципа суперпозиции для коэффициента передачи РУ запишем

$$K_y = W_{E_3 \rightarrow K_y} E_3 + W_{K_0 \rightarrow K_y} K_0 \quad (3.14)$$

где $W_{E_3 \rightarrow K_y}$ и $W_{K_0 \rightarrow K_y}$ – передаточные функции от точки приложения воздействия до точки, где ищем реакцию на это воздействие.

В выражении (3.14) первое слагаемое определяет вклад в коэффициент передачи K_y от напряжения задержки E_3 , второе слагаемое определяет вклад за счет максимального коэффициента передачи K_0 .

В статическом стационарном режиме $W_{Ф}(0) = K_{Ф}$ и тогда выражения для передаточных функций $W_{E_3 \rightarrow K_y}$ и $W_{K_0 \rightarrow K_y}$ из структурной схемы системы АРУ запишутся

$$W_{E_3 \rightarrow K_y} = \frac{K_{AD} K_{\Phi} S_y}{1 + K_{AD} K_{\Phi} S_y U_{BX}}, \quad (3.15)$$

$$W_{K_0 \rightarrow K_y} = \frac{1}{1 + K_{AD} K_{\Phi} S_y U_{BX}}. \quad (3.16)$$

С учетом соотношений (3.15) и (3.16) выражение (3.14) для коэффициента передачи РУ запишем

$$K_y = \frac{K_{AD} K_{\Phi} S_y E_3 + K_0}{1 + K_{AD} K_{\Phi} S_y U_{BX}}. \quad (3.17)$$

Тогда для регулировочной характеристики системы АРУ для статического стационарного режима с учетом соотношений (3.14) и (3.17) получим следующие соотношения

$$U_{ВЫХ} = \begin{cases} \frac{K_{AD} K_{\Phi} S_y E_3 + K_0}{1 + K_{AD} K_{\Phi} S_y U_{BX}} U_{BX}, & \text{при } \frac{E_3}{K_0} + \frac{1}{K_{AD} K_{\Phi} S_y} > U_{BX} > \frac{E_3}{K_0}. \\ K_0 U_{BX} & , \text{при } U_{BX} < \frac{E_3}{K_0}. \end{cases} \quad (3.18)$$

Для расчета регулировочной характеристики системы АРУ можно использовать другие соотношения, полученные из соотношения (3.18)

$$U_{BX} = \begin{cases} \frac{U_{ВЫХ}}{K_0 + K_{AD} K_{\Phi} S_y (E_3 - U_{ВЫХ})}, & \text{при } E_3 + \frac{K_0}{K_{AD} K_{\Phi} S_y} > U_{ВЫХ} > E_3. \\ \frac{U_{ВЫХ}}{K_0} & , \text{при } U_{ВЫХ} < E_3. \end{cases} \quad (3.19)$$

Выражения (3.18) и (3.19) определяют регулировочную характеристику системы АРУ с обратной связью (см. кривая 1 или 2 на рис. 3.3б).

Определим условие устойчивости системы АРУ. Для этого запишем передаточную функцию системы АРУ (18) в следующем виде

$$W_y(p) = \frac{W_{AD}(p) W_{\Phi}(p) W_{S_y}(p) E_3 + K_0}{1 + W_{AD}(p) W_{\Phi}(p) W_{S_y}(p) U_{BX}}, \quad (3.20)$$

где $W_{AD}(p) = \frac{K_{AD}}{1 + pT_{AD}}$, $W_{\Phi}(p) = \frac{K_{\Phi}}{1 + pT_{\Phi}}$, $W_{S_y}(p) = \frac{S_y}{1 + pT_y}$ - передаточные

функции АД, ФНЧ и РУ.

Подставив передаточные функции звеньев, получим

$$W_y(p) = \frac{\frac{K_{AD}}{1+pT_{AD}} \frac{K_{\Phi}}{1+pT_{\Phi}} \frac{S_y}{1+pT_y} E_3 + K_0}{1 + \frac{K_{AD}}{1+pT_{AD}} \frac{K_{\Phi}}{1+pT_{\Phi}} \frac{S_y}{1+pT_y} U_{BX}} \quad (3.21)$$

или

$$W_y(p) = \frac{K_0 (1+pT_{AD})(1+pT_{\Phi})(1+pT_y) + K_{AD} K_{\Phi} S_y E_3}{p^3 T_{AD} T_{\Phi} T_y + p^2 (T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y) + p(T_{AD} + T_{\Phi} + T_y) + K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1}. \quad (3.22)$$

Характеристическое уравнение для замкнутой системы АРУ из выражения передаточной функции (22) запишется в следующем виде

$$A(p) = p^3 T_{AD} T_{\Phi} T_y + p^2 (T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y) + p(T_{AD} + T_{\Phi} + T_y) + K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1. \quad (3.23)$$

На основе характеристического уравнения (23) для замкнутой системы при выполнении условий положительности коэффициентов

$$\left. \begin{aligned} a_3 &= T_{AD} T_{\Phi} T_y > 0, \\ a_2 &= (T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y) > 0, \\ a_1 &= (T_{AD} + T_{\Phi} + T_y) > 0, \\ a_0 &= (K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1) > 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

запишем определитель Гурвица в следующем виде

$$\Delta_n = \begin{vmatrix} T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y & K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1 & 0 \\ T_{AD} T_{\Phi} T_y & T_{AD} + T_{\Phi} + T_y & 0 \\ 0 & T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y & K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1 \end{vmatrix}. \quad (3.25)$$

Из определителя Гурвица (25) для устойчивости системы необходимо выполнение следующих условий

$$\Delta_1 = (T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y) > 0, \quad (3.26)$$

$$\Delta_2 = (T_{AD} T_{\Phi} + T_{AD} T_y + T_{\Phi} T_y)(T_{AD} + T_{\Phi} + T_y) - T_{AD} T_{\Phi} T_y (K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX} + 1) > 0. \quad (27)$$

Первое условие (26) выполняется при любых значениях параметров, второе условие (27) - в том случае, когда

$$\left(\frac{1}{T_{AD}} + \frac{1}{T_{\Phi}} + \frac{1}{T_y} \right) (T_{AD} + T_{\Phi} + T_y) > (1 + K_{AD} K_{\Phi} K_y U_{BX}). \quad (3.28)$$

На рис. 3.14а приведен спектр напряжения на выходе АД при подаче на его вход большого уровня амплитудно-модулированного сигнала. Это напряжение с выхода АД через ФНЧ подается на вход управления РУ.

На рис. 3.14б-3.14г приведены спектры управляющих сигналов для различных постоянных времени ФНЧ.

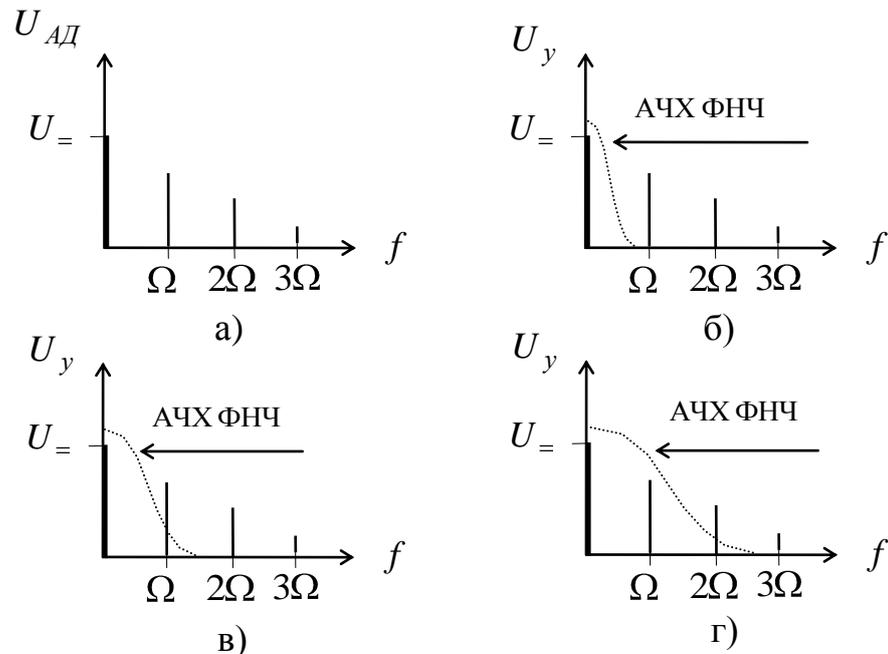


Рис. 3.14 - Спектр сигнала: а) на выходе АД; б) на выходе ФНЧ при T_1 ; в) на выходе ФНЧ при $T_2 \langle T_1$; г) на выходе ФНЧ при $T_3 \langle T_2$.

При постоянной времени ФНЧ $T_1 \gg \frac{1}{2\pi \Omega}$ на вход управления РУ

подается только управляющее напряжение в виде постоянного напряжения U_0 . При уменьшении постоянной времени фильтра $T_2 \langle T_1$ в спектре управляющего напряжения появляется модулирующая частота (см. рис.3.14в) и наблюдается, приведенная на рис. 3.15а, демодуляция амплитудно-модулированного сигнала (изменение глубины модуляции).

При этом, полагая $T_\Phi \gg T_{АД}, T_y$, величину демодуляции приближенно можно оценить из выражения

$$M_{ВЫХ} / M_{ВХ} = 2\pi F_M T_\Phi / (K_{АД} K_\Phi K_y U_{ВХМ}) . \quad (3.29)$$

где $M_{ВЫХ}, M_{ВХ}$ — соответственно выходной и входной индексы модуляции,

F_M — частота модулирующего сигнала,

$U_{ВХМ}$ — максимальная амплитуда сигнала.

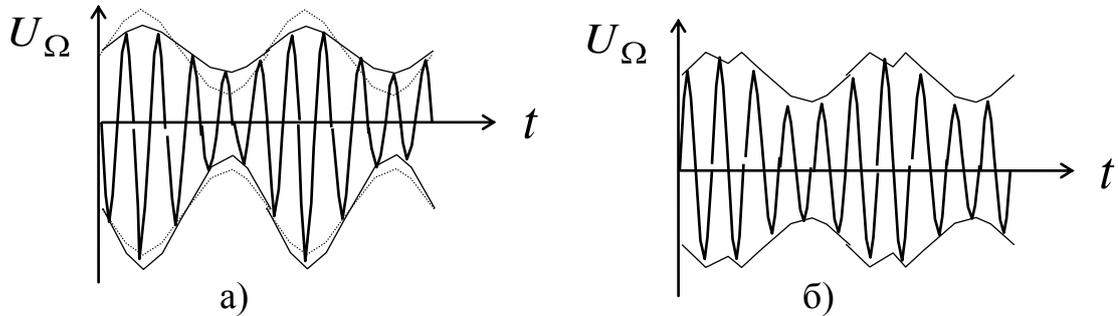


Рис. 3.15 - Демодуляция амплитудно-модулированного сигнала (а), искажение формы модулирующего сигнала (б).

При дальнейшем уменьшении постоянной времени ФНЧ $T_3 < T_2$ в спектре управляющего напряжения появляется вторая гармоника модулирующей частоты (см. рисунок 14г) и начинается искажение формы модулирующего сигнала, приведенного на рисунке 15б, что приводит к потере устойчивости при увеличении уровня входного сигнала.

3.3. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

На рис. 3.16 приведена схема лабораторного макета для исследований статических и динамических характеристик системы АРУ.

Схема макета содержит регулируемый усилитель (РУ), усилитель напряжения (У), амплитудный детектор (АД), фильтр нижних частот (ФНЧ) и контрольно-измерительные приборы: осциллограф, источник немодулированного и источник амплитудно-модулированного сигналов, источник постоянного напряжения и вольтметр постоянного напряжения. Схема макета содержит три тумблера: тумблер 1 подключает к входу системы АРУ источник немодулированного или источник амплитудно-модулированного сигналов, тумблеры 2 и 3 - замыкают или размыкают цепь

обратной связи, а также при разомкнутой системе подключают к входам управления РУ источники постоянного напряжения.

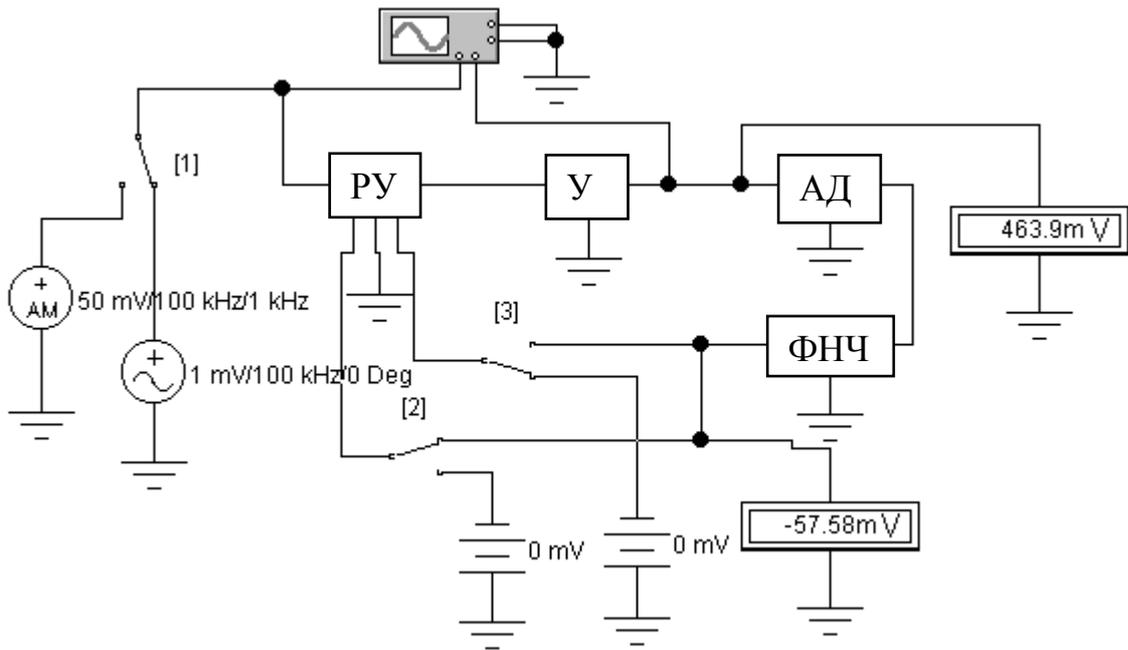


Рис. 3.16 – Схема лабораторного макета

На рис. 3.17 приведена принципиальная схема РУ, в котором используется режимная регулировка усиления. Регулируемый усилитель с двумя входами управления E_{y1} и E_{y2} содержит дифференциальный каскад на транзисторах $VT1$ и $VT3$ и регулируемый источник тока на транзисторе $VT2$ управляемый напряжением.

У – инвертированный усилитель на основе операционного усилителя, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.18а.

АД – диодный амплитудный детектор, принципиальная схема которого приведена на рис. 3.18б.

ФНЧ, принципиальная схема которого приведена на рисунке 19, содержит инвертированный усилитель на основе операционного усилителя с дискретным (тумблер 4) коэффициентом усиления и фильтра нижних частот на основе RC – звена с дискретными (тумблер 5-8) постоянными времени.

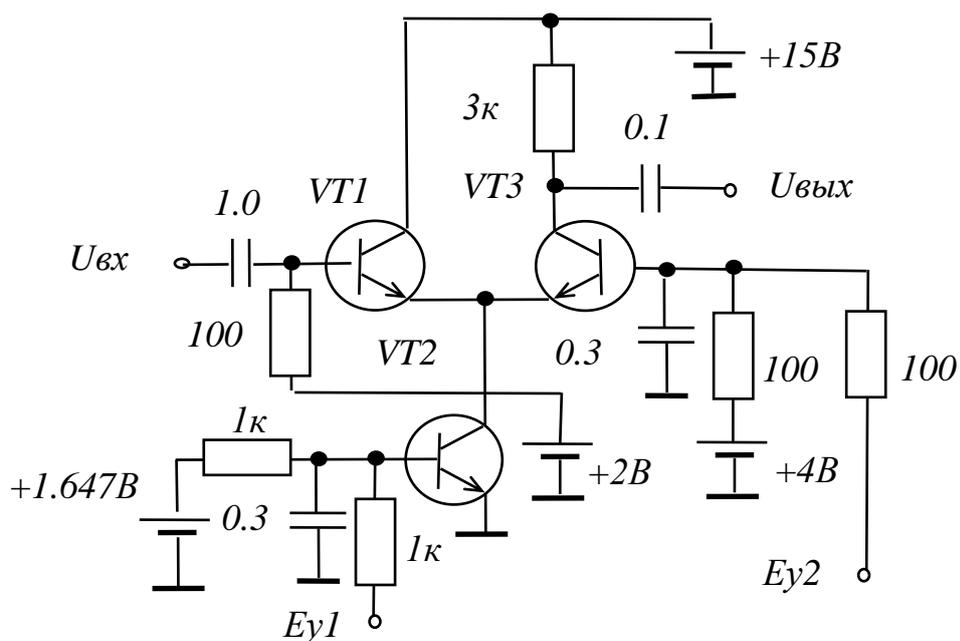


Рис. 3.17 - Принципиальная схема регулируемого усилителя

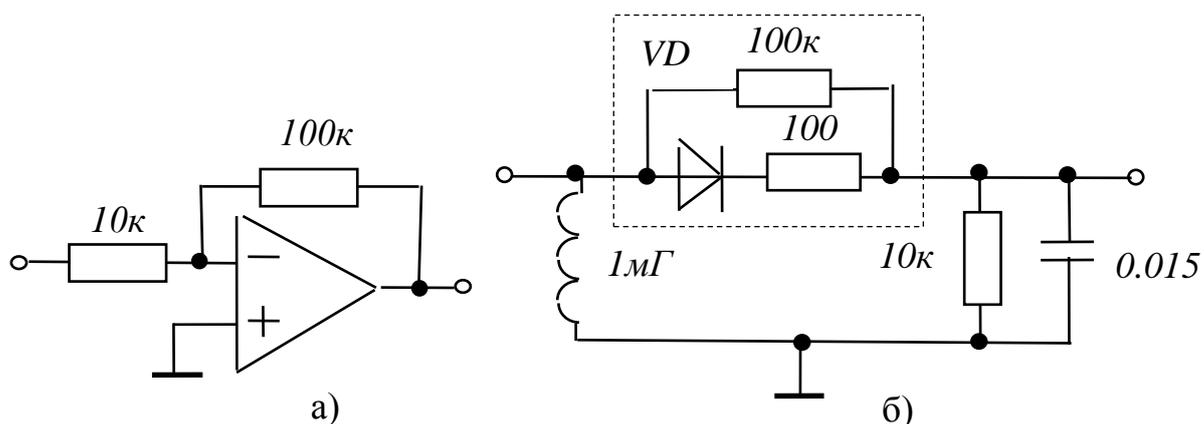


Рис. 3.18 - Принципиальные схемы: а) усилителя напряжения, б) амплитудного детектора

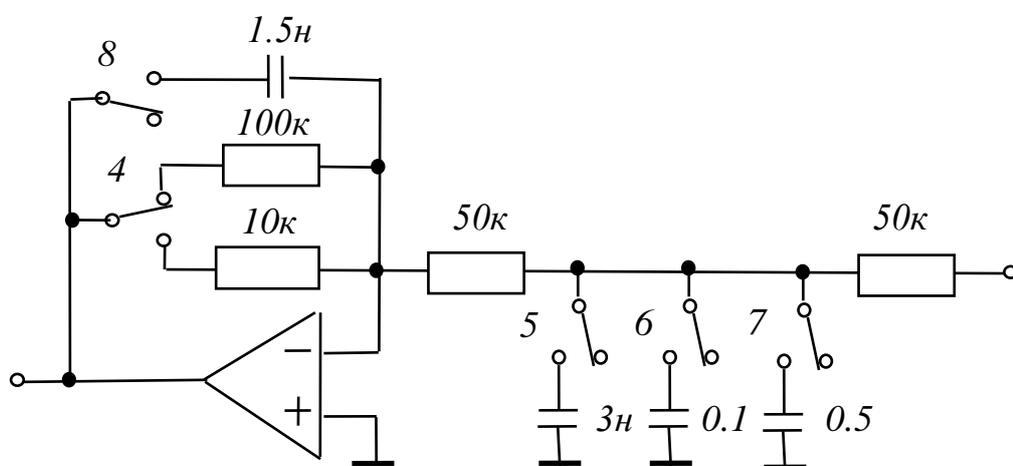


Рис. 3.19 - Принципиальная схема ФНЧ

3.4. Краткое описание программы Electronics Workbench (EWB)

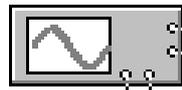
Electronics Workbench (EWB) – разработка фирмы Interactive Image Technologies (www.interactive.com). Особенностью программы EWB является наличие контрольно измерительных приборов, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближенных к их промышленным аналогам, что способствует приобретению практических навыков работы с наиболее распространёнными приборами. Программа легко усваивается и достаточно удобна в работе.

Запуск программы EWB

После вызова EWB из среды WINDOWS на экране появляется чистое окно. Для загрузки лабораторной работы надо выбрать команду Open из меню, а затем открыть папку “APY” в которой находится файл лабораторного макета для исследований статических и динамических характеристик системы автоматической регулировки усиления. Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

Контрольно-измерительные приборы

Осциллограф (Oscilloscope)



Лицевая панель осциллографа показана на рисунке 6. Осциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В с отдельной регулировкой чувствительности в диапазоне от 10 мкВ/дел (mV/Div) до 5кВ/дел (kV/Div) и регулировкой смещения по вертикали (Y POS). Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок .

Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока (его ещё называют режим “закрытого входа”, поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую). В режиме 0 входной зажим замыкается на землю. В режиме DC (включен по умолчанию) можно

проводить осциллографические измерения как постоянного, так и переменного тока. Этот режим ещё называют режим “открытого входа”, поскольку входной сигнал поступает на вертикальный вход непосредственно. С правой стороны от кнопки DC расположен входной зажим.

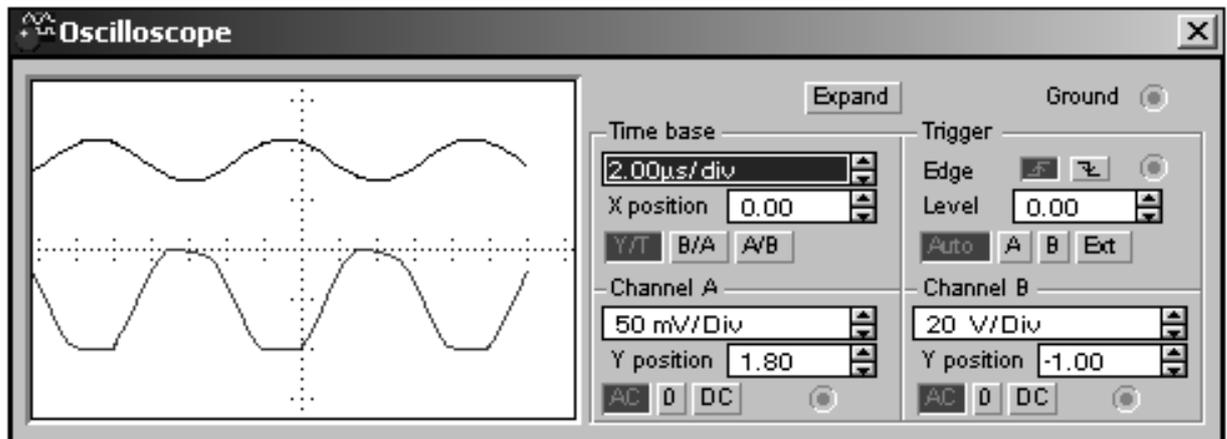


Рис. 3.20 - Лицевая панель осциллографа

Режим развертки выбирается кнопками . В режиме Y/T (обычный режим) реализуются следующие режимы развертки: по вертикали – напряжение сигнала, по горизонтали – время; в режиме B/A: по вертикали – сигнал канала B, по горизонтали – сигнал канала A; в режиме A/B: по вертикали – сигнал канала A, по горизонтали – сигнал канала B.

В режиме Y/T длительность развертки (TIME BASE) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т. е. по оси X (X POS).

В режиме Y/T предусмотрен также ждущий режим (TRIGGER) с запуском развертки (EDGE) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием кнопок , при регулируемом уровне (LEVEL) запуска, а также в режиме AUTO (от канала A, от канала B или от внешнего источника (EXT), подключаемого к зажиму в блоке

управления TRIGGER. Названные режимы работы выбираются кнопками



Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы GROUND в правом верхнем углу прибора.

При нажатии кнопки ZOOM лицевая панель осциллографа существенно меняется (рис. 3.21) – увеличивается размер экрана, появляется возможность прокрутки изображения по горизонтали и его сканирования с помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены цифрами 1 и 2) могут быть курсором установлены в любом месте экрана. При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями).

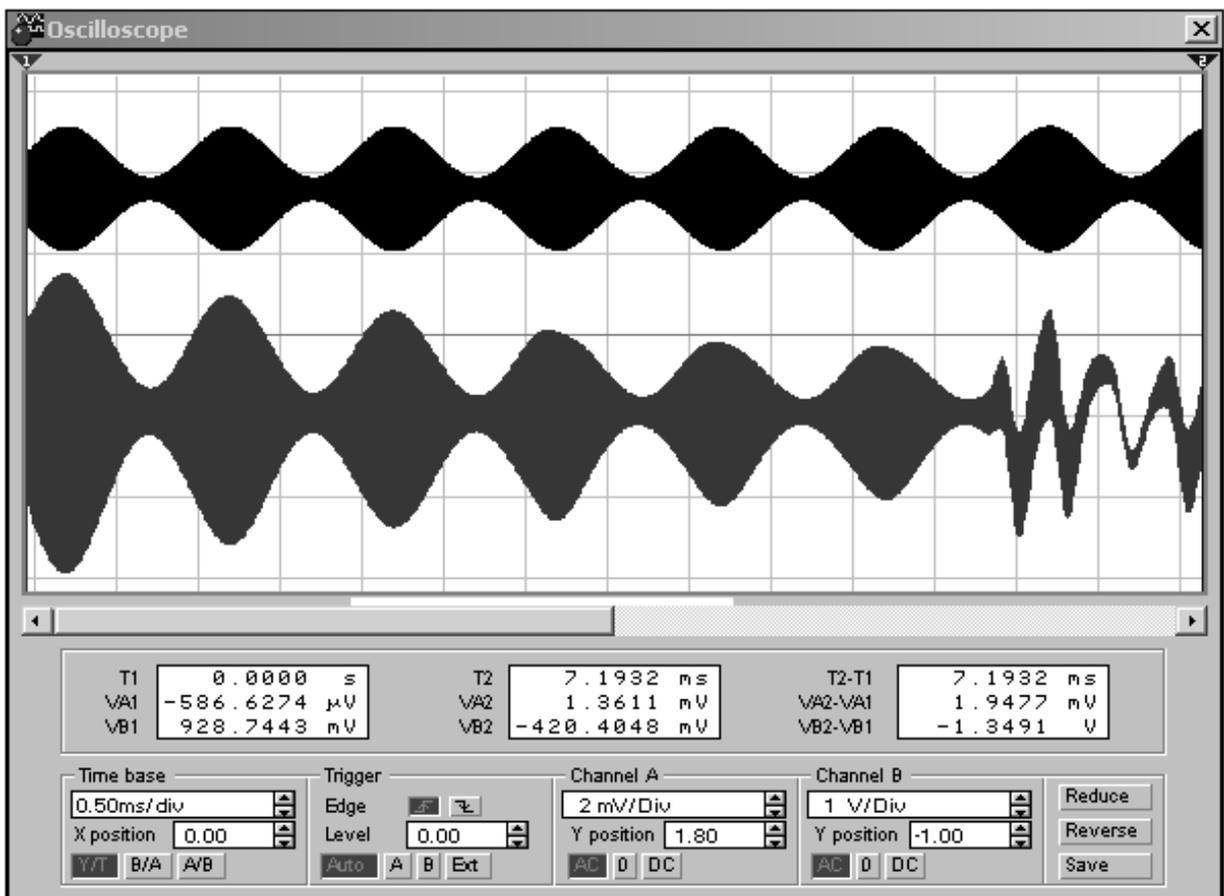
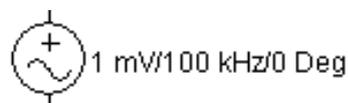


Рис. 3.21 - Лицевая панель осциллографа в режиме ZOOM

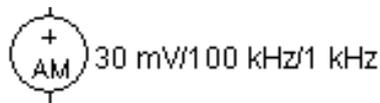
Изображения можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE и записать данные в файл нажатием кнопки SAVE. Возврат к исходному состоянию осциллографа производится нажатием кнопки REDUCE.

Источник немодулированного сигнала



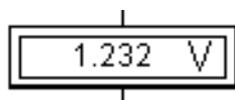
Для источника немодулированного переменного напряжения с помощью диалогового окна задаются: напряжение (Voltage), частота (Frequency) и начальная фаза (Phase) синусоидального сигнала.

Источник модулированного сигнала



Для источника амплитудно-модулированного напряжения с помощью диалогового окна задаются: амплитуда несущей (Carrier Amplitude), частота несущей (Carrier Frequency), коэффициент модуляции (Modulation Index) и частота модулирующего колебания (Modulation Frequency).

Вольтметр



Для вольтметра с помощью диалогового окна задаются: внутреннее сопротивление, режим измерения постоянного или переменного напряжения.

3.5. РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать и построить регулировочные характеристики РУ, приведенного на рис. 3.17, при подаче управляющего напряжения на вход E_{y1} , на вход E_{y2} и одновременно на входы E_{y1} и E_{y2} для тока в рабочей точке $I_{K0} = 3 \text{ mA}$.
2. Найти максимальное входное напряжение РУ, если напряжение источника питания усилителя напряжения равно 15В.
3. Рассчитать и построить регулировочную характеристику системы АРУ при подаче управляющего напряжения на вход E_{y1} , на вход E_{y2} и одновременно на входы E_{y1} и E_{y2} для двух значений коэффициента

передачи усилителя ФНЧ и $E_3 = 0.5B$. На основе регулировочных характеристик системы АРУ рассчитать эффективности работы системы АРУ.

4. Для трех значений T_{Φ} оценить устойчивость и определить допустимую амплитуду напряжения $U_{BXД}$, при которой система находится на границе устойчивости.

5. Для емкости тумблера 6, найденном значении $U_{BXД}$ и $F_M = 1000 Гц$ рассчитать коэффициент демодуляции АМ - сигнала.

3.6. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Измерить регулировочные характеристики разомкнутой системы АРУ для немодулированного сигнала, подавая управляющее напряжение с помощью источника постоянного напряжения на вход E_{y1} , на вход E_{y2} и одновременно на входы E_{y1} и E_{y2} .

2. Измерить амплитудную характеристику разомкнутой системы АРУ, задавая входное напряжение с помощью генератора немодулированного сигнала. Определить с помощью осциллографа максимально допустимое входное напряжение, при котором появляются искажения выходного сигнала.

3. Измерить регулировочные характеристики системы АРУ при подаче управляющего напряжения на вход E_{y1} , на вход E_{y2} и одновременно на входы E_{y1} и E_{y2} для двух значений коэффициента передачи усилителя ФНЧ (тумблеры 6-8 отключены).

4. Исследовать нелинейные искажения в замкнутой системе АРУ при амплитудно-модулированном сигнале на входе для различных постоянных времени ФНЧ. Определить быстродействие системы АРУ и коэффициент демодуляции АМ - сигнала.

3.7. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

При измерении АХ и регулировочных характеристик фиксируются показания генератора немодулированного сигнала, источника постоянного напряжения и вольтметра, включенного на выходе системы АРУ.

При исследовании искажений немодулированного и амплитудно-модулированного сигналов устанавливается соответствующая развертка осциллографа.

3.8. УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

Выводы должны быть сделаны по каждому пункту исследований и должны содержать: ссылки на рисунки, характер зависимостей, физическое и теоретическое объяснение зависимостей, сравнительный анализ.

3.9. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какая АРУ называется инерционной? Усиленной? Задержанной?
2. Каким параметром регулировочной характеристики оценивается эффективность АРУ, от чего он зависит?
3. Объясните причины демодуляции АМ – сигнала на выходе замкнутой системы АРУ.
4. Объясните причины потери устойчивости замкнутой системы АРУ.
5. Каковы функции ФНЧ в системе АРУ? Из каких соображений выбирается постоянная времени ФНЧ?

3.10. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Якушевич Г.Н. Исследование систем автоматической регулировки усиления / Учебно-методическое пособие по лабораторной работе в среде Electronics Workbench (EWB). – ТУСУР, 2007. – 36 с. (100 экз.)
2. Якушевич Г. Н. Радиоавтоматика: учеб. пособие / Г.Н. Якушевич; Федер. агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, - Томск: гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 228с.
3. Карлацук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench (EWB) и её применение. Изд.3–е, переработанное и дополненное. – М.: СОЛОН – Пресс.2003 – 736 с.

4. ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

4.1. Цель работы

Исследование регулировочных характеристик системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

4.2. Краткие теоретические сведения

Система ФАПЧ применяется для получения высокостабильных колебаний в системах радиоавтоматики, в которых ошибка отклонения по частоте должна быть равна нулю. К таким системам радиоавтоматики относятся системы использующие телевидение, демодуляцию фазомодулированные сигналы, когерентный и корреляционный прием сигналов, синхронизацию коммутаторов каналов.

На рис. 4.1 приведены эюры сигналов, поясняющие принцип работы системы ФАПЧ. Принцип работы системы ФАПЧ основан на том, что постоянство разности фаз $\Delta\varphi$ двух синусоидальных сигналов приводит к равенству частот этих сигналов $f_1 = f_2$.

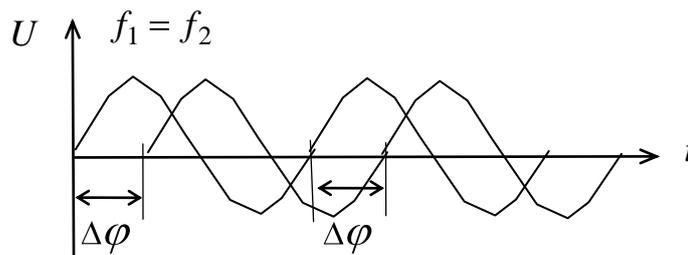


Рис. 4.1 - Эюры сигналов, поясняющие принцип работы системы ФАПЧ

Функциональная схема системы ФАПЧ, представленная на рис. 4.2, содержит эталонный генератор (ЭГ), фазовый дискриминатор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ) и подстраиваемый генератор (ПГ).

Система ФАПЧ стабилизирует частоту ПГ по частоте сигнала высокостабильного ЭГ. ФД это устройство, предназначенное для преобразования разности фаз двух синусоидальных колебаний одинаковой

частоты ЭГ f_C и ПГ f_G в напряжение ФД $U_{\Phi Д}$, которое через ФНЧ в виде управляющего напряжения U_Y подается на вход управляющего элемента ПГ. В установившемся режиме в системе устанавливается постоянная разность фаз между напряжением ЭГ и ПГ, при этом напряжение на выходе ФД также будет постоянным, в результате частота сигнала с ПГ окажется равной частоте сигнала с ЭГ (см. рис. 4.1).

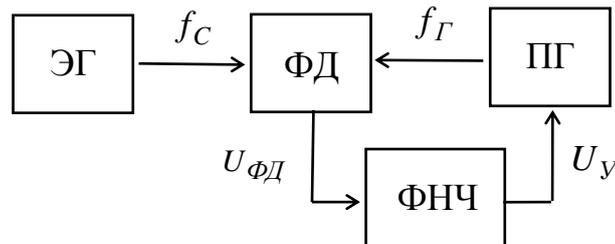


Рис. 4.2 - Функциональная схема системы ФАПЧ

4.3. Структурная схема системы ФАПЧ

Структурная схема системы ФАПЧ моделируется на основе структурных схем функциональных звеньев: ФД, ПГ и ФНЧ. Чтобы построить структурные схемы звеньев, для каждого из них необходимо найти связь между входным воздействием и выходной величиной в виде математического описания.

4.3.1. Структурная схема фазового дискриминатора

ФД это устройство, у которого амплитуда и знак выходного напряжения определяется сдвигом фаз между двумя колебаниями.

Дискриминационная характеристика ФД (рис. 4.3б) является периодической функцией определяемой следующей зависимостью $U_{\Phi Д} = K_{\Phi Д} \cdot \cos(\varphi)$.

Поэтому дискриминационная характеристика ФД имеет бесчисленное множество состояний равновесия, отличающихся на угол $\pm 2\pi n$. Проведем линеаризацию дискриминационной характеристики ФД, считая, что устойчивым состоянием является левый скат косинусоиды. Тогда математическое описание функциональной зависимости между входными и

выходной величинами $U_{\Phi Д} = F(\varphi)$ звена ФД, представленного на рис. 4.3а, на основе рис. 4.3б запишется в следующем виде

$$\Delta U_{\Phi Д} = K_{\Phi Д} \cdot \Delta \varphi,$$

где $\Delta \varphi = \int_0^t 2\pi(f_{Г} - f_{С}) dt$.

Отсюда в операторной форме запишется

$$\Delta U_{\Phi Д} = K_{\Phi Д} \cdot \frac{2\pi}{p} \cdot \Delta f,$$

где $\Delta f = f_{Г} - f_{С}$.

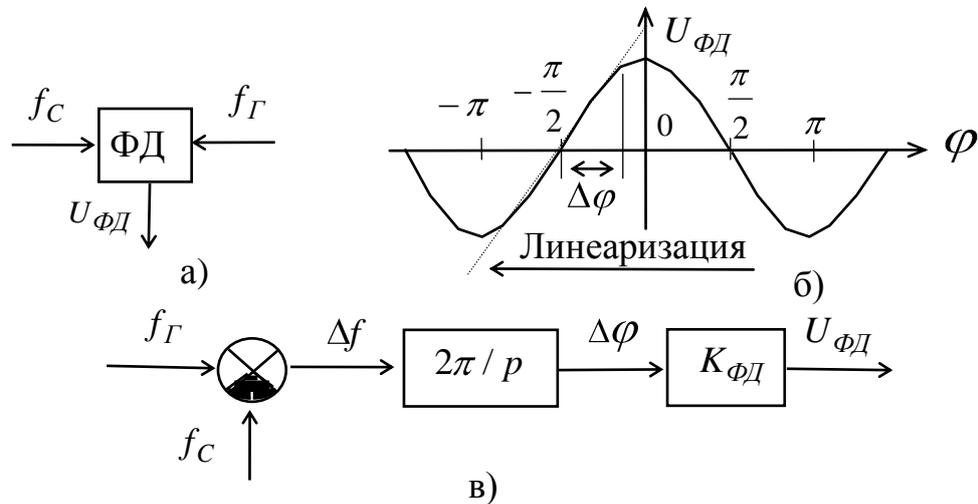


Рис. 4.3 - Фазовый дискриминатор: функциональная схема (а), дискриминационная характеристика (б), структурная схема (в)

Структурная схема ФД для математического описания $\Delta U_{\Phi Д} = K_{\Phi Д} \cdot \frac{2\pi}{p} \cdot \Delta f$ содержит сумматор, интегратор и звено направленного действия с коэффициентом передачи $K_{\Phi Д}$ (рис. 4.3в).

Рассмотрим принципиальную схему ключевого ФД (рис. 4.4а).

Ключевой ФД на основе делителя напряжения, содержит сопротивление R и полевой транзистор VT , работающий в режиме управляемого сопротивления. На рис. 4.4б приведены эпюры напряжений, поясняющие работу ключевого ФД.

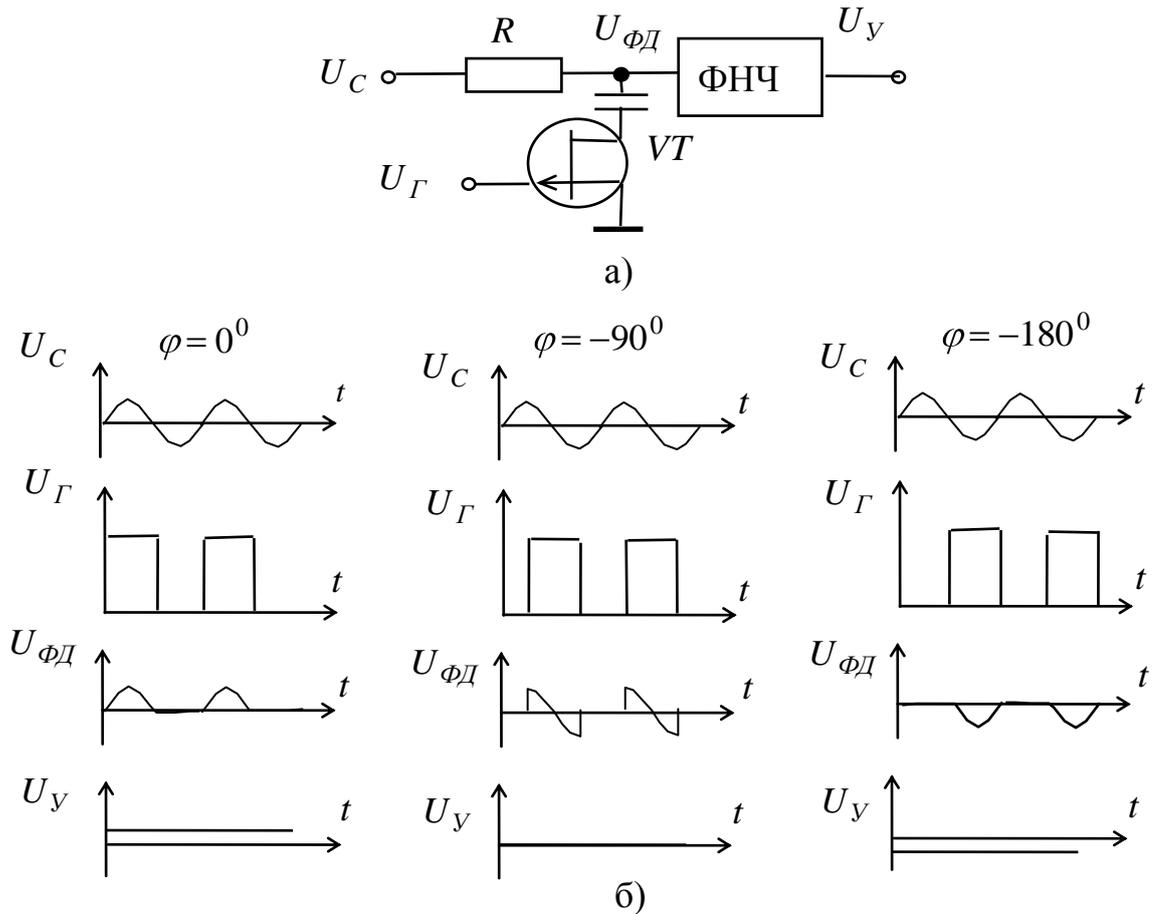


Рис. 4.4 - Ключевой ФД: а) принципиальная схема, б) эпюры напряжений

При подаче на затвор полевого транзистора VT положительного импульса напряжения U_{Γ} сопротивление канала полевого транзистора возрастает, и напряжение сигнала U_C появляется на стоке в виде напряжения $U_{\Phi Д}$. При нулевом напряжении на затворе полевого транзистора сопротивление канала мало и напряжение сигнала U_C на стоке отсутствует. Напряжение ФД $U_{\Phi Д}$, соответствующее фазовому сдвигу, со стока полевого транзистора VT подается на вход ФНЧ, проходит через ФНЧ и на выходе ФНЧ выделяется управляющее напряжение U_Y . Знак и величина управляющее напряжение U_Y зависит от фазового сдвига между напряжениями сигнала U_C и генератора U_{Γ} и определяется следующим выражением

$$U_Y = \frac{U_{амп} C}{\pi} \cos(\varphi),$$

где $U_{амп} C$ - амплитудное напряжение сигнала.

Из эюр напряжений рис. 4.4б видно также, что при выполнении условия $U_{Г} > U_{С}$ максимальное выходное напряжение ключевого ФД зависит как от фазового сдвига $\Delta\varphi$, так и от амплитуды входного сигнала $U_{С}$. Поэтому для постоянства максимального выходного напряжения ключевого ФД при изменении амплитуды входного сигнала вводят ограничители амплитуды.

4.3.2 Структурная схема подстраиваемого генератора

Подстраиваемый генератор содержит гетеродин и управляющий элемент, который под действием управляющего напряжения изменяет частоту гетеродина так, что в результате частота ПГ окажется равной частоте ЭГ $f_{Г} = f_{С}$.

Математическое описание функциональной зависимости между входной и выходной величинами $f_{Г} = F(U_{Y})$ для звена ПГ (рис. 4.5а) найдем на основе линеаризации реальной (сплошная линия на рис. 4.5б) регулировочной характеристики ПГ при верхней настройке.

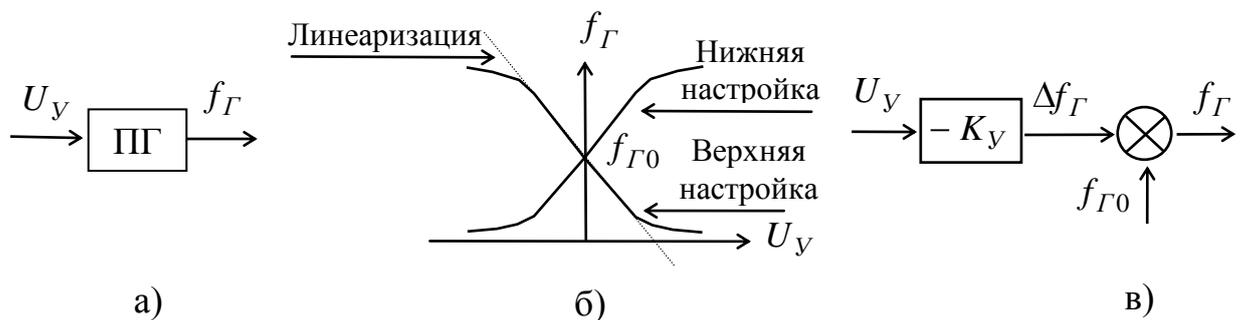


Рис. 4.5 - Схемы ПГ: а) функциональная схема, б) регулировочная характеристика (верхняя настройка: $f_{Г} > f_{С}$ и $K_{Y} * K_{ФД} < 0$; нижняя настройка: $f_{Г} < f_{С}$ и $K_{Y} * K_{ФД} > 0$), в) структурная схема

Из рис. 4.5б видно, что при малых отклонениях частоты гетеродина от ее номинального значения регулировочную характеристику ПГ можно

считать линейной и представить математическую взаимосвязь в следующем виде

$$f_{\Gamma} = -K_{\gamma} \cdot U_{\gamma} + f_{\Gamma 0} = \Delta f_{\Gamma} + f_{\Gamma 0},$$

где $f_{\Gamma 0}$ – частота настройки гетеродина,

K_{γ} – коэффициент передачи ПГ, определяемый крутизной регулировочной характеристики ПГ.

Структурная схема ПГ для математического описания $f_{\Gamma} = -K_{\gamma} \cdot U_{\gamma} + f_{\Gamma 0} = \Delta f_{\Gamma} + f_{\Gamma 0}$ содержит звено направленного действия с коэффициентом передачи $-K_{\gamma}$ и сумматор (рис. 4.5в).

Управление частотой гетеродина осуществляется с помощью управляемых элементов. Для этого в LC -генераторах используются варикапы, в RC -генераторах – полевые транзисторы в режиме управляемого сопротивления.

На рис. 4.6а приведена схема LC -генератора, резонансная частота $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ его подстраивается с помощью включенных параллельно контуру соединенных последовательно варикапов $VB1$ и $VB2$, емкость которых зависит от управляющего напряжения U_{γ} и напряжения смещения E_{CM} , подаваемые на них через высокоомные резисторы R_{VD} .

На рисунке 4.6б приведена зависимость емкости варикапа, обратного смещенного $p-n$ перехода, от управляющего напряжения. Напряжение смещения E_{CM} обеспечивает рабочую точку на характеристике, что позволяет, как увеличивать, так и уменьшать емкость C_{V0} варикапа с помощью управляющего напряжения U_{γ} и, соответственно, уменьшать или увеличивать резонансную частоту параллельного LC контура.

При нижней настройке ПГ увеличение частоты гетеродина приводит к увеличению напряжения ФД $U_{ФД}$ и управляющего напряжения U_{γ} , при

этом приложенное к варикапу напряжение ΔU уменьшается, и емкость варикапа C_{VD} увеличивается (см. рис. 4.6б), частота ПГ уменьшается:

$$\uparrow f_{\Gamma} \rightarrow \uparrow U_{\Phi Д} \rightarrow \uparrow U_{Y} \rightarrow \downarrow \Delta U \rightarrow \uparrow C_{VD} \rightarrow \downarrow f_{\Gamma}.$$

и наоборот:

$$\downarrow f_{\Gamma} \rightarrow \downarrow U_{\Phi Д} \rightarrow \downarrow U_{Y} \rightarrow \uparrow \Delta U \rightarrow \downarrow C_{VD} \rightarrow \uparrow f_{\Gamma}.$$

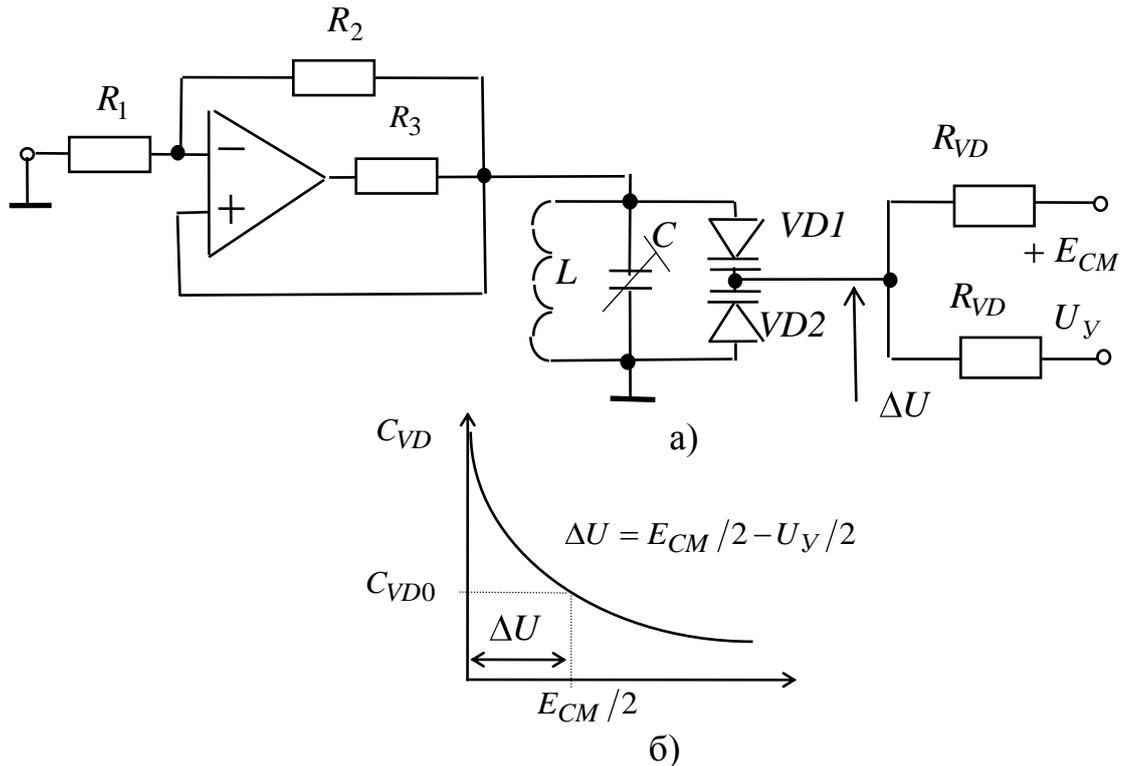


Рис. 4.6 - Принципиальная схема подстраиваемого LC -генератора на основе ОУ (а), вольт-фарадная характеристика варикапа (б)

На рис.4.7 приведены принципиальные схемы RC -генераторов на основе фазосдвигающей цепи и моста Вина с использованием ОУ, частота колебаний которых соответственно запишется

$$f = \frac{1}{2\pi RC \sqrt{5 \frac{R_{II}}{R} + 1}} \quad \text{и} \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{T_1 T_2} \sqrt{K K_{OC}}},$$

$$\text{где } T_1 = RC, T_2 = R_{II} C, K = 1 + \frac{R_2}{R_1}, K_{OC} = \frac{1}{2 + R/R_{II}}.$$

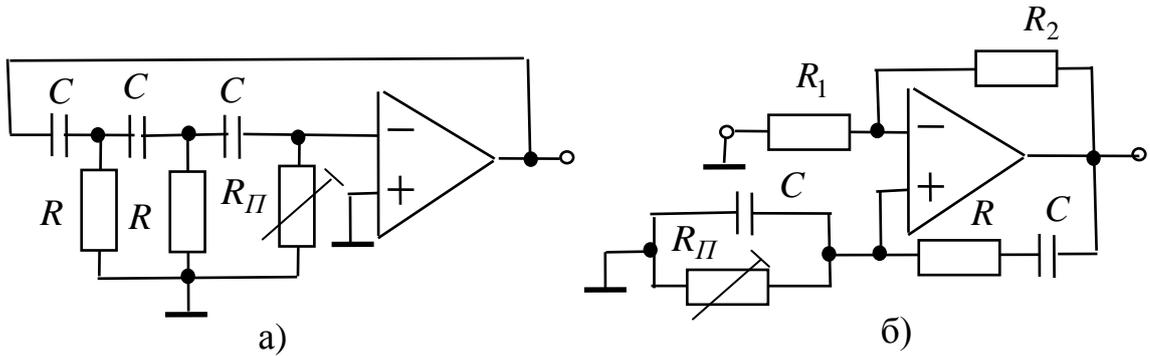


Рис. 4.7 - Принципиальные схемы RC-генераторов на ОУ:
а) на основе фазосдвигающей цепи, б) на основе моста Вина

В качестве переменного сопротивления $R_{П}$ можно использовать электрически управляемое сопротивление на основе полевого транзистора. Сопротивление канала полевого транзистора находится из выражения

$$R_{П} = R_0 \frac{1}{1 - U_Y / U_{ОТС}},$$

где R_0 - сопротивление канала полевого транзистора при напряжении на затворе равно нулю, $U_{ОТС}$ - напряжение отсечки полевого транзистора.

4.3.3. Структурная схема фильтра низких частот

С выхода ФД, как нелинейного звена, на вход ФНЧ поступает постоянное напряжение и спектр частот. ФНЧ предназначен для выделения из поступающего на его вход напряжения ФД $U_{ФД}$ постоянного управляющего напряжения U_Y и подавления спектра комбинационных частот и гармоник.

Математическое описание функциональной зависимости между входной и выходной величинами $U_Y = F(U_{ФД})$ функционального звена ФНЧ, представленного на рис. 4.8а, запишется в следующем виде

$$U_Y = W_{\Phi}(p) \cdot U_{ФД} .$$

Структурная схема ФНЧ для математического описания $U_Y = W_{\Phi}(p) \cdot U_{\Phi Д}$ состоит из звена направленного действия, коэффициент передачи которого равен $W_{\Phi}(p)$ (рис. 4.8б).

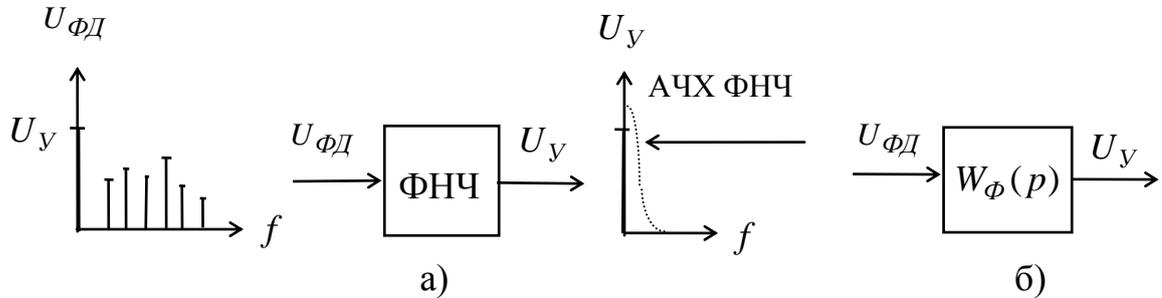


Рис. 4.8 - Схемы ФНЧ: а) функциональная, б) структурная

На рис. 4.9а-4.9б приведены принципиальные схемы ФНЧ, реализованные на основе RC -звена и на основе операционного усилителя (ОУ), соответственно.

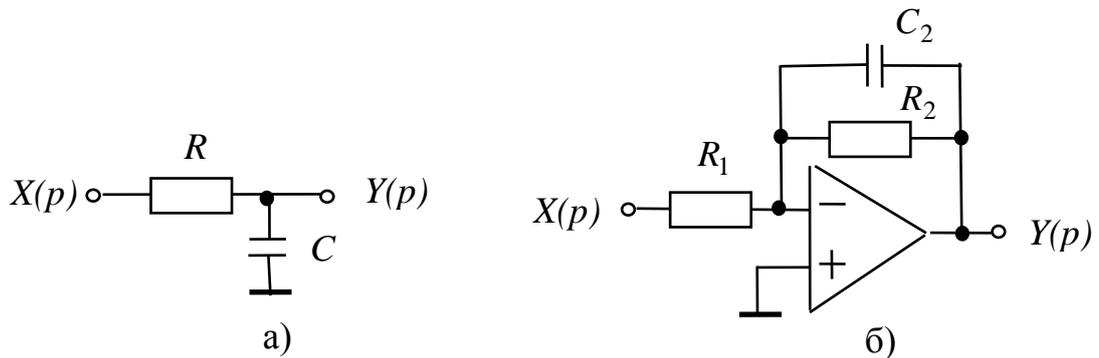


Рис. 4.9 - Принципиальные схемы ФНЧ:
а) на основе RC -звена, б) на основе ОУ

Операторный коэффициент передачи для схемы ФНЧ на основе RC -звена запишется в следующем виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{1/pC}{R + 1/pC} = \frac{1}{1 + pT},$$

где $T = RC$ – постоянная времени.

Недостатком схемы ФНЧ на основе RC -звена является то, что коэффициент передачи не может быть больше 1 и необходимость введения буферных каскадов при последовательном соединении. Последнее

обусловлено тем, что данная реализация ФНЧ не является однонаправленной.

Операторный коэффициент передачи для схемы ФНЧ на основе ОУ запишется в следующем виде

$$W_{\Phi}(p) = \frac{Y(p)}{X(p)} = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = \frac{K}{1 + pT},$$

где $K = -R_2/R_1$, $T = R_2 C_2$.

Таким образом, коэффициент передачи ФНЧ на основе ОУ определяется отношением R_2 к R_1 , а верхняя граничная частота $\omega = 1/T$.

4.3.4. Структурная схема системы ФАПЧ в терминах частот

На рис. 4.10 приведена структурная схема системы ФАПЧ в терминах частот, состоящая из структурных схем звеньев ФД, ФНЧ и ПГ в терминах частот.

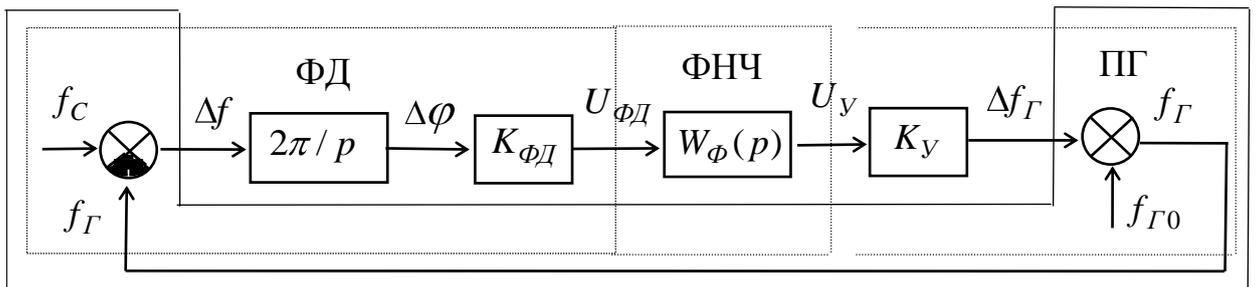


Рис. 4.10 - Структурная схема системы ФАПЧ в терминах частот

Полученная структурная схема системы ФАПЧ в терминах частот не удобна для анализа: во-первых, из-за наличия опорной частоты $f_{Г0}$; во-вторых, как отмечалось выше, при анализе системы ФАПЧ важно относительное отклонение частоты. Поэтому упростим структурную схему ФАПЧ в терминах частот обведенную на рис. 10 сплошной тонкой линией и определим структурную схему системы ФАПЧ в терминах расстроек.

4.3.5. Структурная схема системы ФАПЧ в терминах расстроек

Для структурной схемы системы ФАПЧ в терминах расстроек запишем:

- 1) текущее значение частоты гетеродина $f_G = f_{G0} + \Delta f_G$,
- 2) текущее значение частоты сигнала $f_C = f_{C0} + \Delta f_C$,
- 3) ошибку системы ФАПЧ $\Delta f = f_G - f_C = (f_{G0} + \Delta f_G) - (f_{C0} + \Delta f_C)$.

С учетом того, что для системы ФАПЧ $f_{G0} = f_{C0}$ получим

$$\Delta f = \Delta f_G - \Delta f_C,$$

что соответствует сумматору в структурной схеме системы ФАПЧ в терминах расстроек. Теперь можно построить структурную схему системы ФАПЧ в терминах расстроек (рис. 11).

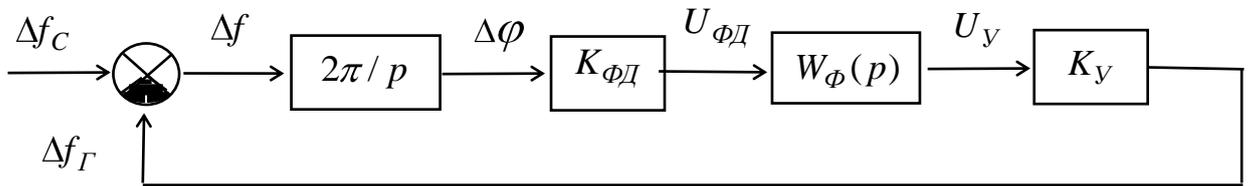


Рис. 4.11 - Структурная схема системы ФАПЧ в терминах расстроек

На основе структурной схемы системы ФАПЧ в терминах расстроек (рис. 4.11), ошибка регулирования Δf запишется в следующем виде

$$\Delta f = \Delta f_C - \Delta f_G = \Delta f_C - \Delta f \cdot \frac{2\pi}{p} \cdot K_{\Phi Д} \cdot W_{\Phi}(p) \cdot K_Y.$$

Отсюда получим

$$\Delta f = \frac{\Delta f_C}{1 + \frac{2\pi}{p} \cdot K_{\Phi Д} \cdot W_{\Phi}(p) \cdot K_Y}.$$

Таким образом, статическая ошибка регулирования системы ФАПЧ $\Delta f = 0$, так как для статического стационарного режима $p = 0$.

При больших начальных расстройках начинают проявляться нелинейности элементов системы ФАПЧ. Проведем графический анализ работы системы ФАПЧ при больших расстройках.

Регулировочная характеристика системы ФАПЧ (рис. 4.12) в режиме слежения представляет прямую линию, совпадающую с осью абсцисс Δf_C .

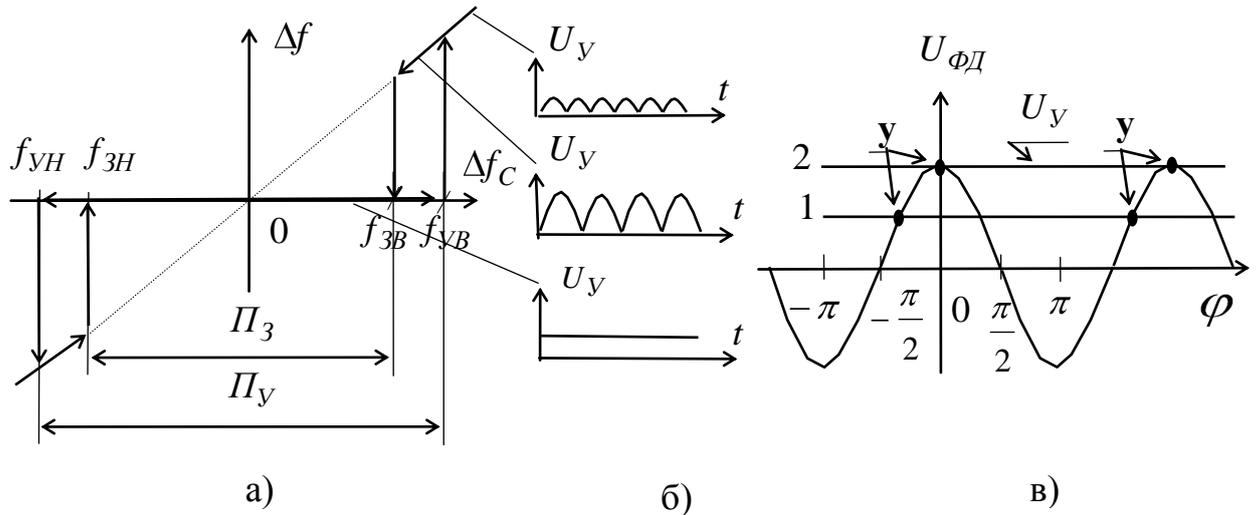


Рис. 4.12 - Регулировочная характеристика системы ФАПЧ (а), эюры управляющих напряжений U_y при вхождении в режим слежения (б), дискриминационная характеристика ФД с различными точками y стационарного режима (в)

Полосой удержания Π_y называют область отклонений частот сигнала, соответствующей режиму слежения, если система вначале находилась в этой области, при этом полоса удержания равна $\Pi_y = f_{yB} - f_{yH}$, где f_{yB} и f_{yH} - верхняя и нижняя частоты удержания, соответственно.

Полосой захвата Π_3 называют область отклонений частот сигнала, соответствующей режиму слежения, если система вначале находилась вне этой области, при этом полоса захвата равна $\Pi_3 = f_{3B} - f_{3H}$, где f_{3B} и f_{3H} - верхняя и нижняя частоты захвата, соответственно. При этом всегда выполняется соотношение $\Pi_y > \Pi_3$ (см. рис. 4.12а).

Таким образом, в полосе удержания в режиме слежения ошибка регулирования системы ФАПЧ $\Delta f = 0$ (рис. 4.12а). При этом между частотами колебаний ЭГ и ПГ устанавливается разность фаз $\Delta\varphi$, определяемая точками пересечения дискриминационной характеристики ФД с горизонтальными прямыми 1 или 2 (на рис. 4.12в точки y). Вне полосы удержания ошибка регулирования $\Delta f = \Delta f_C$ (см. рис. 4.12а). При этом колебания ЭГ и ПГ образуют биения, которые детектируются ФД и

ослабленные ФНЧ поступают на вход управляющего элемента. При сближении частот ЭГ и ПГ частота биений, поступающих на вход управляющего элемента, уменьшается, а амплитуда колебаний за счет уменьшения ослабления ФНЧ увеличивается. Форма напряжений при приближении к частоте захвата приведена на двух верхних эпюрах рис. 4.12б. На частоте захвата амплитуды биений становится достаточной для вхождения системы ФАПЧ в режим слежения и появляется постоянное управляющее напряжение (нижняя эпюра рис. 4.12б). При этом полоса захвата в системе ФАПЧ меньше полосы удержания $P_3 < P_y$. Это неравенство определяется наличием в системе ФАПЧ функционального звена ФНЧ.

Полосы удержания и захвата определяются из выражений

$$P_y = 2 K_y U_{y \text{ MAX}}, \quad P_3 = 1.21 \sqrt{\frac{P_y}{T_{\text{ФНЧ}}}},$$

где - $U_{y \text{ MAX}} = \frac{U_{\text{ампС}}}{\pi} K_{\text{ФД}} K_{\text{ФНЧ}}$, а $T_{\text{ФНЧ}}$ - постоянная времени ФНЧ.

Таким образом, в системе ФАПЧ ошибка регулирования по частоте равна нулю за счет того, что в системе происходит слежение за разностью фаз колебаний ЭГ и ПГ.

4.5. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОГО МАКЕТА

На рис. 4.13 приведена схема лабораторного макета для исследований регулировочных характеристик подстраиваемого генератора и системы ФАПЧ.

Схема лабораторного макета содержит подстраиваемый генератор (ПГ), фазовый детектор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ), усилитель-инвертор (Уинв), сумматор (СУМ) и контрольно-измерительные приборы: функциональный генератор, генератор синусоидального сигнала, осциллограф, источники постоянного напряжения и вольтметр постоянного

напряжения. Схема макета содержит три тумблера: тумблер 1 и тумблер три в положении 1 используются для исследования регулировочных характеристик подстраиваемого генератора, а в положении 2 - регулировочных характеристик системы ФАПЧ, тумблер 2 - замыкает или размыкает цепь обратной связи системы ФАПЧ.

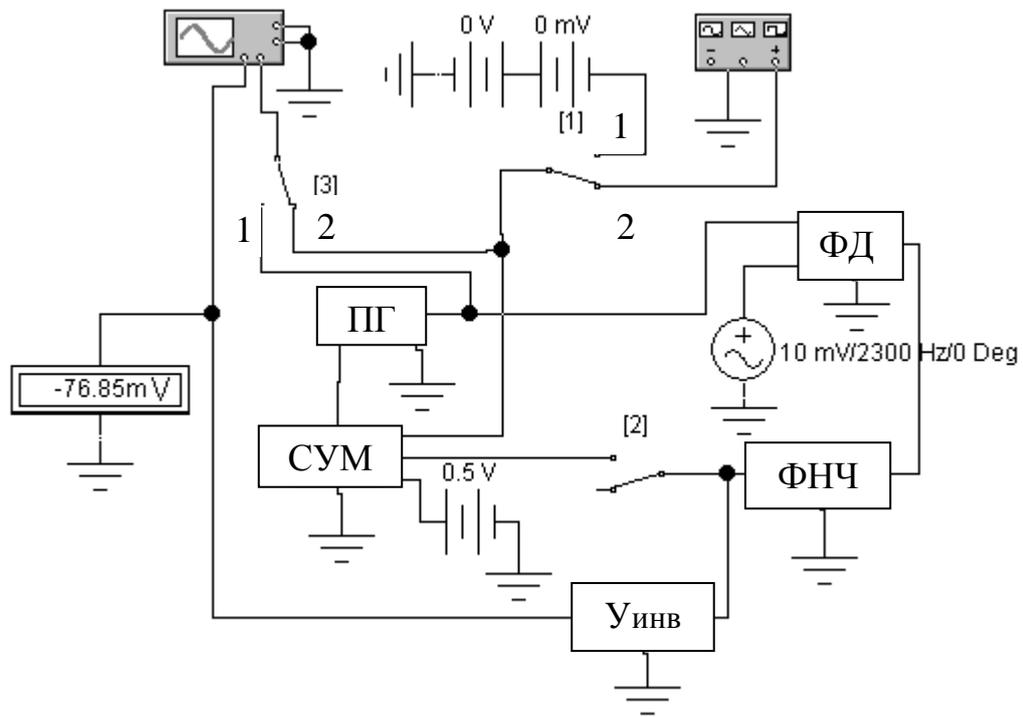


Рис. 4.13 – Схема лабораторного макета

На рис. 4.14 приведена принципиальная схема подстраиваемого RC -генератора на основе операционного усилителя и моста Вина.

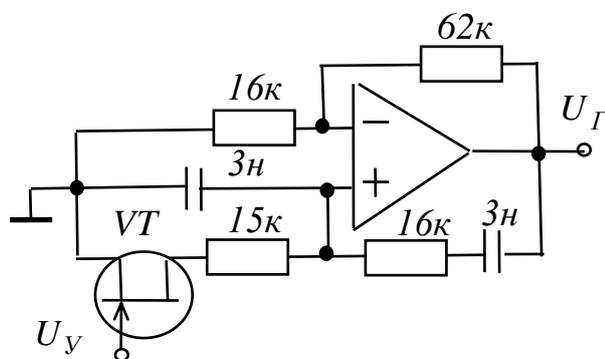


Рис. 4.14 – Принципиальная схема RC -генератора на основе моста Вина

На рис. 4.15 приведены принципиальные схемы ФД и ФНЧ на основе операционных усилителей.

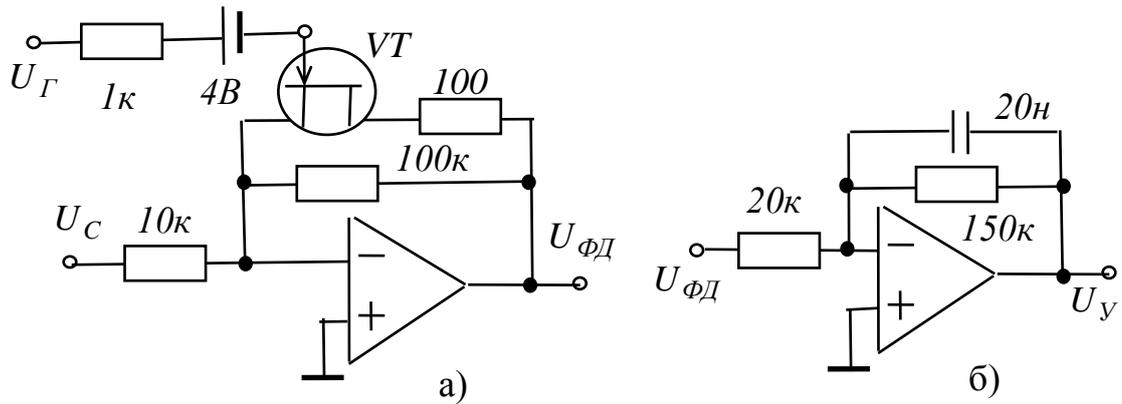


Рис. 4.15 – Принципиальные схемы ФД (а) и ФНЧ (б)

На рис. 4.16 приведены принципиальные схемы усилителя-инвертора и сумматора на основе операционных усилителей.

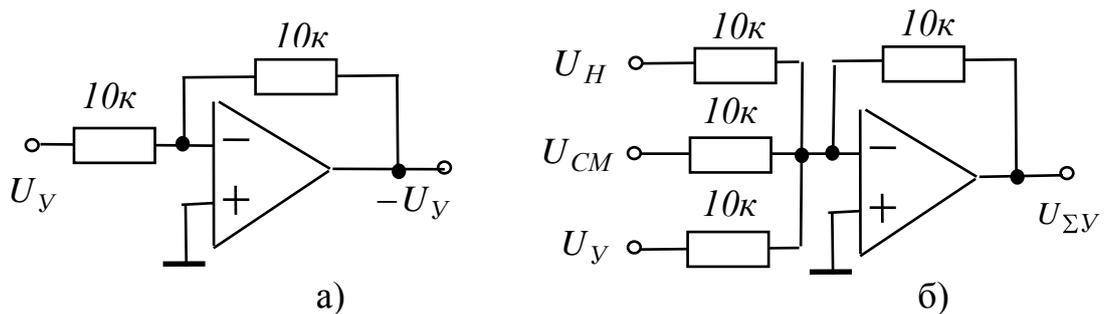


Рис. 4.16 – Принципиальные схемы Уинв (а) и СУМ (б)

4.5.1. Краткое описание программы Electronics Workbench (EWB)

Electronics Workbench (EWB) – разработка фирмы Interactive Image Technologies (www.interactive.com). Особенностью программы EWB является наличие контрольно измерительных приборов, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближенных к их промышленным аналогам, что способствует приобретению практических навыков работы с наиболее распространёнными приборами. Программа легко усваивается и достаточно удобна в работе.

Запуск программы EWB

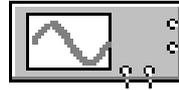
После вызова EWB из среды WINDOWS на экране появляется чистое окно. Для загрузки лабораторной работы надо выбрать команду Open из

меню, а затем открыть папку “ФАПЧ” в которой находится файл лабораторного макета для исследований регулировочных характеристик системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

Запуск программы анализа производится кнопкой “Пуск”.

Контрольно-измерительные приборы

Осциллограф (Oscilloscope)



Лицевая панель осциллографа показана на рис. 4.17.

Осциллограф имеет два канала (CHANNEL) А и В с отдельной регулировкой чувствительности в диапазоне от 10 мкВ/дел (mV/Div) до 5кВ/дел (kV/Div) и регулировкой смещения по вертикали (Y POS). Выбор режима по входу осуществляется нажатием кнопок .

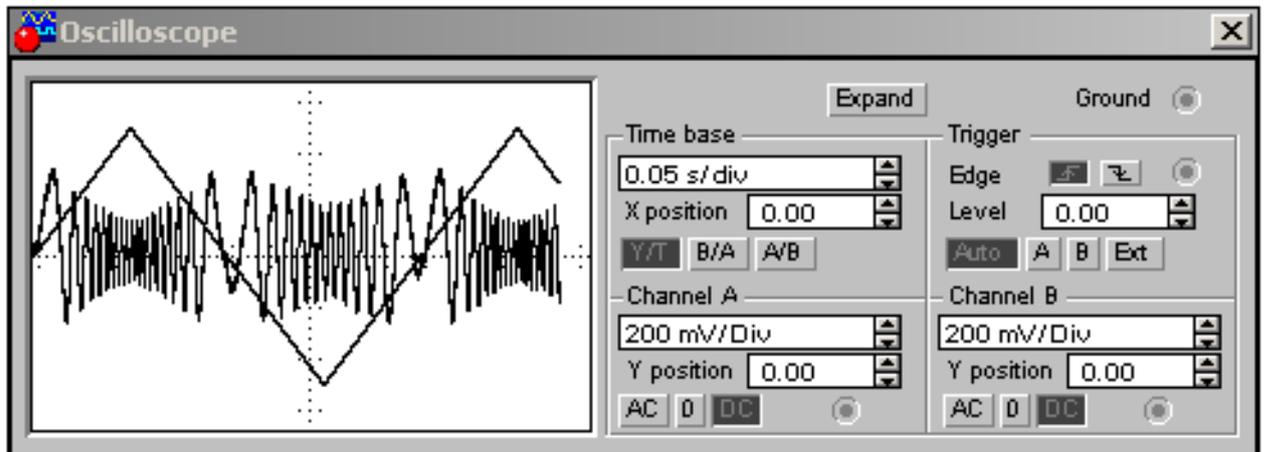


Рис. 4.17 - Лицевая панель осциллографа

Режим AC предназначен для наблюдения только сигналов переменного тока (его ещё называют режим “закрытого входа”, поскольку в этом режиме на входе усилителя включается разделительный конденсатор, не пропускающий постоянную составляющую). В режиме 0 входной зажим замыкается на землю. В режиме DC (включен по умолчанию) можно проводить осциллографические измерения как постоянного, так и

переменного тока. Этот режим ещё называют режим “открытого входа”, поскольку входной сигнал поступает на вертикальный вход непосредственно. С правой стороны от кнопки DC расположен входной зажим.

Режим развертки выбирается кнопками . В режиме Y/T (обычный режим) реализуются следующие режимы развертки: по вертикали – напряжение сигнала, по горизонтали – время; в режиме B/A: по вертикали – сигнал канала B, по горизонтали – сигнал канала A; в режиме A/B: по вертикали – сигнал канала A, по горизонтали – сигнал канала B.

В режиме Y/T длительность развертки (TIME BASE) может быть задана в диапазоне от 0,1 нс/дел (ns/div) до 1 с/дел (s/div) с возможностью установки смещения в тех же единицах по горизонтали, т. е. по оси X (X POS).

В режиме Y/T предусмотрен также ждущий режим (TRIGGER) с запуском развертки (EDGE) по переднему или заднему фронту запускающего сигнала (выбирается нажатием кнопок , при регулируемом уровне (LEVEL) запуска, а также в режиме AUTO (от канала A, от канала B или от внешнего источника (EXT), подключаемого к зажиму в блоке управления TRIGGER. Названные режимы работы выбираются кнопками .

Заземление осциллографа осуществляется с помощью клеммы GROUND в правом верхнем углу прибора.

При нажатии кнопки ZOOM лицевая панель осциллографа существенно меняется (рис. 4.18) – увеличивается размер экрана, появляется возможность прокрутки изображения по горизонтали и его сканирования с помощью вертикальных визирных линий (синего и красного цвета), которые за треугольные ушки (они обозначены цифрами 1 и 2) могут быть курсором установлены в любом месте экрана. При этом в индикаторных окошках под экраном приводятся результаты измерения напряжения, временных интервалов и их приращений (между визирными линиями).

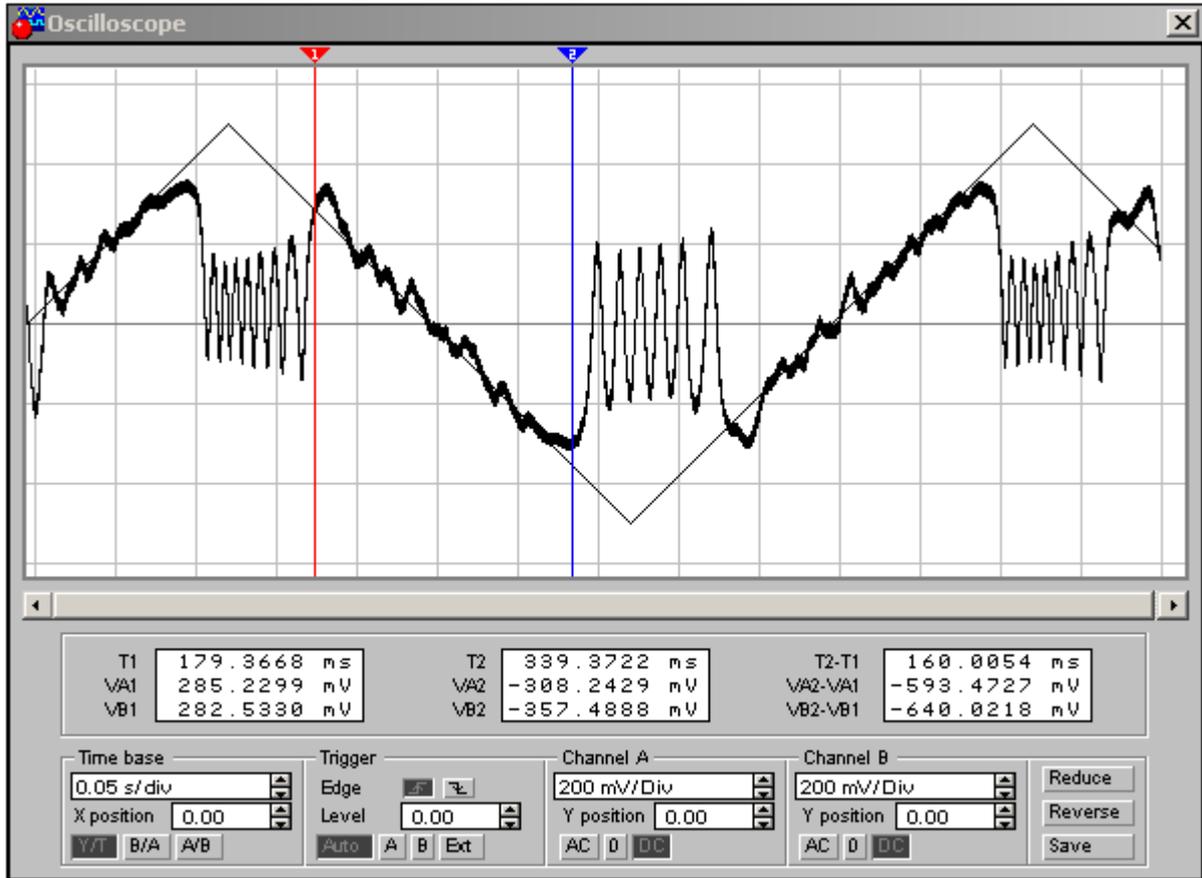
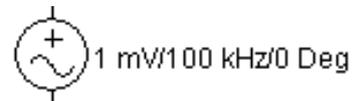


Рис. 4.18 - Лицевая панель осциллографа в режиме ZOOM

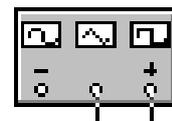
Изображения можно инвертировать нажатием кнопки REVERSE и записать данные в файл нажатием кнопки SAVE. Возврат к исходному состоянию осциллографа производится нажатием кнопки REDUCE.

Источник немодулированного сигнала



Для источника немодулированного переменного напряжения с помощью диалогового окна задаются: напряжение (Voltage), частота (Frequency) и начальная фаза (Phase) синусоидального сигнала.

Функциональный генератор (Function Generator)



Лицевая функционального панель генератора показана на рис. 4.19.

Управление генератором осуществляется следующими органами управления:



- выбор формы выходного сигнала синусоидальной (выбрана по умолчанию), треугольной и прямоугольной;

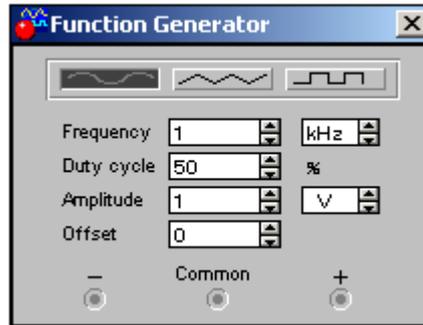


Рис. 4.19 - Лицевая панель функционального генератора



- установка частоты выходного сигнала;



- установка коэффициента заполнения в процентах: для импульсных сигналов это отношение длительности импульса к периоду повторения – величина обратная скважности, для треугольных сигналов – соотношение между переднего и заднего фронтов;



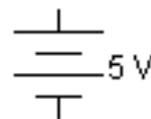
- установка амплитуды выходного сигнала;



- установка смещения (постоянной составляющей) выходного сигнала;



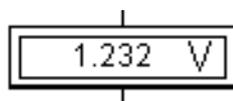
- выходные зажимы; при заземлении клеммы COM (общий) на клеммах “+” и “-” получаем парафазный сигнал.



Источник постоянного напряжения

Для источника постоянного напряжения с помощью диалогового окна, вызываемого двойным щелчком мыши по значку источника, задается значение ЭДС.

Вольтметр



Для вольтметра с помощью диалогового окна задаются: внутреннее сопротивление, режим измерения постоянного или переменного напряжения.

4.6. РАСЧЕТНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать и построить регулировочную характеристику ПГ, приведенного на рисунке 14, для сопротивления канала полевого транзистора при напряжении на затворе равном нулю $R_0 = 2\text{кОм}$ и напряжении отсечки $U_{отс} = 2\text{В}$.
2. По построенной регулировочной характеристике определить передаточную функцию управляемого элемента (крутизну) K_U .
3. Рассчитать максимальное напряжение управления $U_{У МАХ}$, полосу удержания $П_U$, полосу захвата $П_З$ и построить регулировочную характеристику системы ФАПЧ для значения напряжения смещения на затворе $U_{см} = 0.5\text{В}$.
4. Оценить устойчивость работы системы ФАПЧ.

4.7. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ЗАДАНИЕ

1. Измерить регулировочную характеристику ПГ для разомкнутой системы ФАПЧ для значения напряжения смещения на сумматоре $U_{см} = 0.5\text{В}$ (на затворе -0.5В), задавая значения напряжения настройки U_H от -1В до $+1\text{В}$.
2. Измерить с помощью осциллографа регулировочную характеристику управления замкнутой системы ФАПЧ для значения напряжения смещения на сумматоре $U_{см} = 0.5\text{В}$, задавая напряжение настройки U_H треугольной формы с помощью функционального генератора.
3. Определить по регулировочной характеристике управления замкнутой системы ФАПЧ максимальные напряжения управления $U_{У МАХ}$ на частотах $f_{УВ}, f_{УН}, f_{ЗВ}, f_{ЗН}$, полосу удержания $П_U$, полосу захвата $П_З$ и построить регулировочную характеристику системы ФАПЧ.

4. Измерить регулировочные характеристики системы ФАПЧ в режиме слежения и вне режима слежения.
5. Измерить переходные характеристики системы ФАПЧ в режиме слежения.
6. Определить максимальное напряжение сигнала $U_{C\ MAX}$ при котором система ФАПЧ теряет устойчивость.

4.8. УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ РАБОТЫ

При измерении регулировочной характеристики ПГ для определения значения частоты используется осциллограф.

При исследовании регулировочных характеристик ПГ и системы ФАПЧ устанавливается соответствующая развертка осциллографа.

4.9 УКАЗАНИЯ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

Выводы должны быть сделаны по каждому пункту исследований и должны содержать: ссылки на рисунки, характер зависимостей, физическое и теоретическое объяснение зависимостей, сравнительный анализ.

4.10. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дайте определение регулировочной характеристики ПГ и системы ФАПЧ.
2. Объясните принцип регулировки частоты.
3. Дайте определение полосы захвата и полосы удержания.
4. Почему полоса удержания в системе ФАПЧ больше полосы захвата, могут ли они быть равны?
5. Каковы функции ФНЧ в системе ФАПЧ? Из каких соображений выбирается постоянная времени ФНЧ?
6. Объясните причины потери устойчивости системы ФАПЧ.

4.11. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Якушевич Г.Н. Исследование систем фазовой автоподстройки частоты / Учебно-методическое пособие по лабораторной работе в среде Electronics Workbench (EWB). – ТУСУР, 2007. – 28 с. (100 экз)
2. Якушевич Г. Н. Радиоавтоматика: учеб. пособие / Г.Н. Якушевич; Федер. агентство по образованию, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, - Томск: гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2005. – 228с.
3. Карлащук В. И. Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench (EWB) и её применение. Изд.3–е, переработанное и дополненное. – М.: СОЛОН – Пресс.2003 – 736 с.