

- \* R11 ... R19 – резисторы, которые совместно с соответствующими конверторами образуют суперемкости, эмитирующие конденсаторы исходного лестничного полосового LC-фильтра (фильтра-прототипа);
- \* R20 ... R28 – резисторы, эмитирующие катушки индуктивности фильтра-прототипа;
- \* C11 и C12 – конденсаторы, имитирующие резисторы на входе и выходе фильтра-прототипа.

### **7.1.5. Измерительные приборы:**

- \* XFG1 – функциональный генератор; является источником входного гармонического сигнала;
- \* XMM1 – вольтметр переменного тока; используется для измерения напряжения  $E_r$  на входе In фильтра;
- \* XMM2 – вольтметр переменного тока; используется для измерения напряжения  $U_{вых}$  на выходе Out фильтра;
- \* XSC1 – осциллограф; используется для контроля формы выходного сигнала.

## **7.2. Экспериментальное исследование**

Экспериментальное исследование фильтров (рис. 7.1, 7.3, 7.5) заключается в выявлении зависимости коэффициента передачи  $F(f) = U_{вых}(f)/E_r$  от частоты  $f$  входного сигнала и определении на основе выявленной зависимости основных параметров фильтра: номинального коэффициента передачи  $F_0$ ; нижней и/или верхней частоты полосы пропускания ( $f_{nn}$ ,  $f_{ne}$ ); нижней и/или верхней частоты полосы режекции ( $f_{pn}$ ,  $f_{pe}$ ); неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания ( $\sigma$ ); гарантированного затухания в полосе режекции ( $\lambda$ ); коэффициента прямоугольности АЧХ ( $\nu$ ); в случае полосового фильтра дополнительно – центральной частоты  $f_c$  и относительной ширины полосы пропускания  $W$ .

### **7.2.1. Фильтр нижних частот.**

При выключенном питании схемы, не открывая панели измерительных приборов, включить режим (Simulate/Analyses/) AC Analysis и произвести следующие установки:

Frequency Parameters	
Start frequency (FSTART)	100 Hz
Stop frequency (FSTOP)	100 kHz
Sweep type	Decade
Number of points per decade	1000
Vertical scale	Decibel

(выходной узел – 1), после чего запустить процесс, щелкнув левой клавишей мыши на кнопке Simulate. Подведя курсор мыши к графику АЧХ и щелкнув ее правой клавишей, выбрать Trace Properties / Left Axis и установить более приемлемое значение минимального коэффициента передачи, например, как показано на рис. 7.2,а.

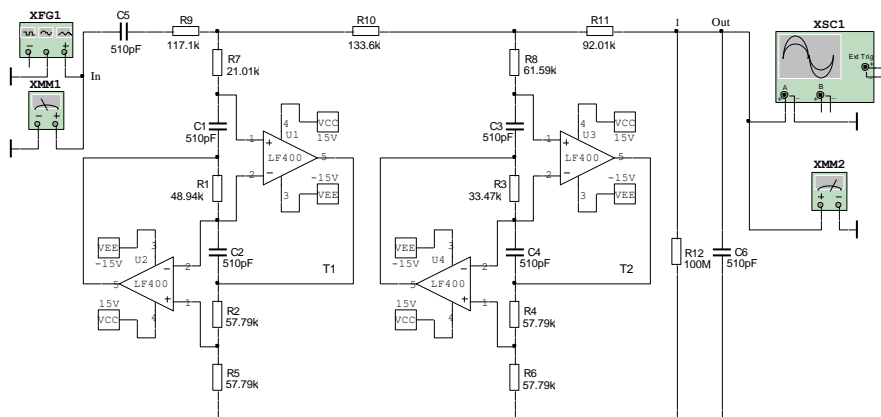


Рис. 7.1. Схема опыта для исследования АЧХ фильтра нижних частот

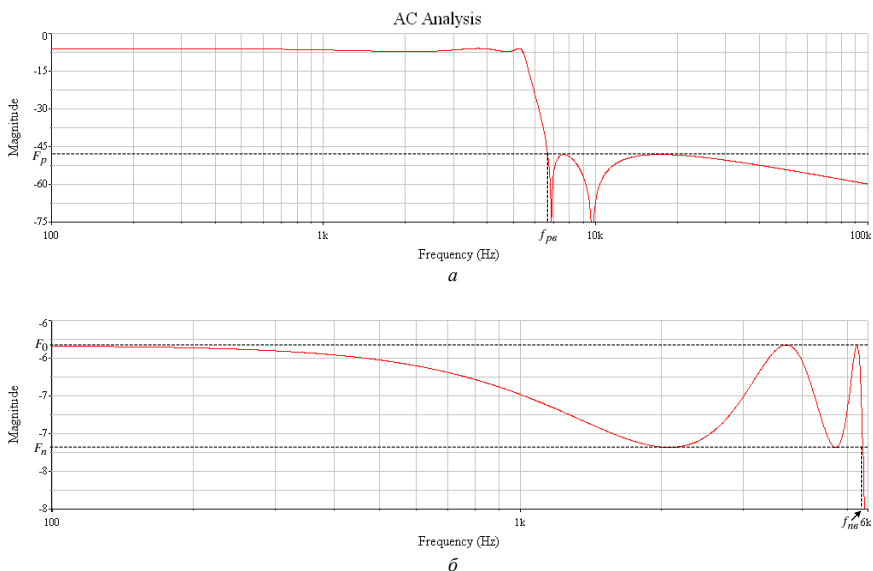


Рис. 7.2. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ: *a* – общая; *б* – в полосе пропускания

На поле графика АЧХ, убрав вначале маркеры (View/Show/Hide Select Marks), ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты кривой ( $f = x_1$  и  $F(f) = y_1$ ), заполнив подготовленную для этого таблицу. Значениями частот  $f = x_1$  можно задаться произвольно, но так, чтобы по этим точкам можно было построить на миллиметровой бумаге график

АЧХ, соответствующий его истинному виду. Среди выбранных точек  $f$  обязательно должны быть граничные частоты полосы пропускания ( $f_{пв}$ ) и полосы режекции ( $f_{рв}$ ), а также частоты экстремумов АЧХ, в том числе частота  $f_0$ , где коэффициент передачи фильтра максимален (номинальный коэффициент передачи  $F_0$ ; измеряется в полосе пропускания). Способ определения граничных частот  $f_{рв}$  и  $f_{пв}$  показан на рис. 7.2,а и б. Чтобы получить график, изображенный на рис. 7.2,б, следует выделить мышью соответствующий фрагмент АЧХ (полосу пропускания). Положение пунктирных прямых на рис. 7.2,а и б соответствует уровням наибольшего максимума и наименьшего минимума в соответствующей полосе (пропускания или режекции). Для установки курсора в заданную точку, необходимо щелкнуть правой клавишей мыши на флажке курсора и в открывшемся окне задать требуемое значение  $y = F(f)$ .

Параметры фильтра определяются из следующих соотношений ( $F_0$ ,  $F_n$  и  $F_p$  выражены в децибелах):

$$\sigma = F_0 - F_n; \lambda = F_0 - F_p; \nu = f_{рв}/f_{пв}.$$

Полученные данные внести в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Схема	$f_0(f_c)$ кГц	$f_{пв}$ кГц	$f_{пн}$ кГц	$f_{рв}$ кГц	$f_{рн}$ кГц	$F_0$ дБ	$\sigma$ дБ	$\lambda$ дБ	$\nu$	$W$
ФНЧ			—		—					—
ФВЧ		—		—						—
ПФ										

Вернуться к схеме опыта (рис. 7.1). Раскрыть панели всех измерительных приборов. Установить на панели прибора XFG1 частоту  $f = f_0$  и амплитуду  $E_{гн} = 1,4142$  В. Включить питание схемы. Измерить вольтметрами ХММ2 и ХММ1 напряжения  $U_{вых}$  и  $E_r$ ; вычислить

$$F_0 = 20 \lg \frac{U_{вых}}{E_r} \text{ [дБ]}$$

и сравнить это значение с соответствующей записью в таблице.

Убедиться по осциллограмме в отсутствии на выходе фильтра нелинейных искажений.

### 7.2.2. Фильтр верхних частот.

При выключенном питании схемы, не открывая панели измерительных приборов, включить режим (Simulate/Analyses/) AC Analysis и произвести следующие установки:

Frequency Parameters  
 Start frequency (FSTART) 100 Hz  
 Stop frequency (FSTOP) 100 kHz  
 Sweep type Decade  
 Number of points per decade 1000  
 Vertical scale Decibel

(выходной узел – 1), после чего запустить процесс, щелкнув левой клавишей мыши на кнопке Simulate. Подведя курсор мыши к графику АЧХ и щелкнув ее правой клавишей, выбрать Trace Properties / Left Axis и установить более приемлемое значение минимального коэффициента передачи, например, как показано на рис. 7.4,а.

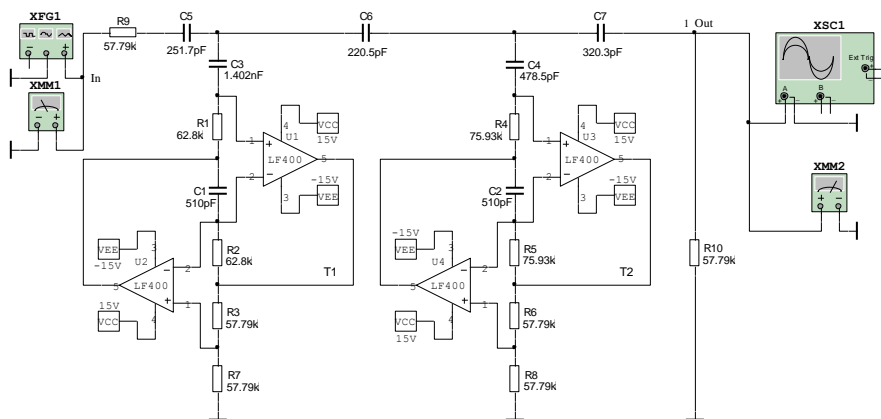


Рис. 7.3. Схема опыта для исследования АЧХ фильтра верхних частот

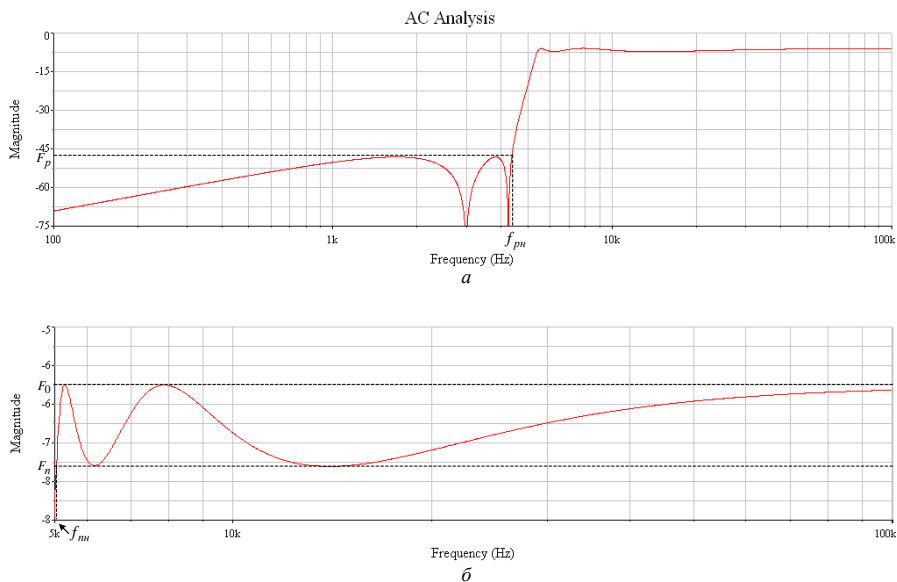


Рис. 7.4. Амплитудно-частотная характеристика ФВЧ: а – общая; б – в полосе пропускания

На поле графика АЧХ, убрав вначале маркеры (View/Show/Hide Select Marks), ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры

(View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты кривой ( $f = x_1$  и  $F(f) = y_1$ ), заполнив подготовленную для этого таблицу. Значениями частот  $f = x_1$  можно задаться произвольно, но так, чтобы по этим точкам можно было построить на миллиметровой бумаге график АЧХ, соответствующий его истинному виду. Среди выбранных точек  $f$  обязательно должны быть граничные частоты полосы пропускания ( $f_{nn}$ ) и полосы режекции ( $f_{pn}$ ), а также частоты экстремумов АЧХ, в том числе частота  $f_0$ , где коэффициент передачи фильтра максимален (номинальный коэффициент передачи  $F_0$ ; измеряется в полосе пропускания). Способ определения граничных частот  $f_{pn}$  и  $f_{nn}$  показан на рис. 7.4,а и б. Чтобы получить график, изображенный на рис. 7.4,б, следует выделить мышью соответствующий фрагмент АЧХ (полосу пропускания). Положение пунктирных прямых на рис. 7.4,а и б соответствует уровням наибольшего максимума и наименьшего минимума в соответствующей полосе (пропускания или режекции). Для установки курсора в заданную точку, необходимо щелкнуть правой клавишей мыши на флажке курсора и в открывшемся окне задать требуемое значение  $y = F(f)$ .

Параметры фильтра определяются из следующих соотношений ( $F_0$ ,  $F_n$  и  $F_p$  выражены в децибелах):

$$\sigma = F_0 - F_n; \lambda = F_0 - F_p; \nu = f_{nn}/f_{pn}.$$

Полученные данные внести в табл. 7.1.

Вернуться к схеме опыта (рис. 7.3). Раскрыть панели всех измерительных приборов. Установить на панели прибора XFG1 частоту  $f = f_0$  и амплитуду  $E_{гн} = 1,4142$  В. Включить питание схемы. Измерить вольтметрами ХММ2 и ХММ1 напряжения  $U_{вых}$  и  $E_r$ ; вычислить

$$F_0 = 20 \lg \frac{U_{вых}}{E_r} \text{ [дБ]}$$

и сравнить это значение с соответствующей записью в таблице.

Убедиться по осциллограмме в отсутствии на выходе фильтра нелинейных искажений.

### 7.2.3. Полосовой фильтр.

При выключенном питании схемы, не открывая панели измерительных приборов, включить режим (Simulate/Analyses/) AC Analysis и произвести следующие установки:

Frequency Parameters	
Start frequency (FSTART)	1 kHz
Stop frequency (FSTOP)	10 kHz
Sweep type	Linear
Number of points per decade	10000
Vertical scale	Decibel

(выходной узел – 1), после чего запустить процесс, щелкнув левой клавишей мыши на кнопке Simulate. Подведя курсор мыши к графику АЧХ и щелкнув

Рис. 7.5. Схема опыта для исследования АЧХ полосового фильтра

ее правой клавишей, выбрать Trace Properties / Left Axis и установить более приемлемое значение минимального коэффициента передачи, например, как показано на рис. 7.6,а.

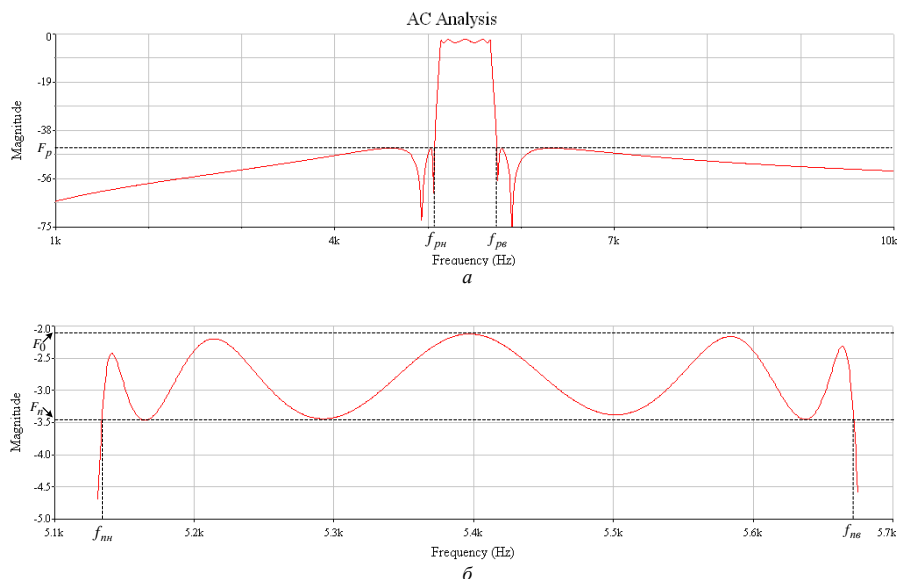


Рис. 7.6. Амплитудно-частотная характеристика  
ПФ: а – общая; б – в полосе пропускания

На поле графика АЧХ, убрав вначале маркеры (View/Show/Hide Select Marks), ввести координатную сетку (View/Show/Hide Grid) и курсоры (View/Show/Hide Cursors). Перемещая курсор 1, считать из таблицы AC Analysis координаты кривой ( $f = x_1$  и  $F(f) = y_1$ ), заполнив подготовленную для этого таблицу. Значениями частот  $f = x_1$  можно задаться произвольно, но так, чтобы по этим точкам можно было построить на миллиметровой бумаге график АЧХ, соответствующий его истинному виду. Среди выбранных точек  $f$  обязательно должны быть граничные частоты полосы пропускания ( $f_{nn}$ ,  $f_{ne}$ ) и полос режекции ( $f_{pn}$ ,  $f_{pe}$ ), а также частоты экстремумов АЧХ, в том числе частота  $f_0$ , где коэффициент передачи фильтра максимален (номинальный коэффициент передачи  $F_0$ ; измеряется в полосе пропускания). Способ определения граничных частот  $f_{pn}$ ,  $f_{pe}$  и  $f_{nn}$ ,  $f_{ne}$  показан на рис. 7.6,а и б. Отличие снятой АЧХ от расчетной (что проявляется, в частности, в нарушении равноволнового характера АЧХ и увеличении неравномерности  $\sigma$ ) вызваны частотными свойствами операционных усилителей LF400). Чтобы получить график, изображенный на рис. 7.6,б, следует выделить мышью соответствующий фрагмент АЧХ (полосу пропускания). Положение пунктирных прямых на рис. 7.6,а и б соответствует уровням наибольшего максимума и наименьшего

минимума в соответствующей полосе (пропускания или режекции). Для установки курсора в заданную точку, необходимо щелкнуть правой клавишей мыши на флажке курсора и в открывшемся окне задать требуемое значение  $y = F(f)$ .

Параметры фильтра определяются из следующих соотношений ( $F_0$ ,  $F_n$  и  $F_p$  выражены в децибелах):

$$\sigma = F_0 - F_n; \lambda = F_0 - F_p; \nu = (f_{pв} - f_{pн}) / (f_{нв} - f_{нн});$$

$$f_c = \sqrt{f_{нн} f_{нв}}; W = (f_{нв} - f_{нн}) / f_c.$$

Полученные данные внести в табл. 7.1 (в табл. 7.1 вносится  $f_c$ , а не  $f_0$ ).

Вернуться к схеме опыта (рис. 7.5). Раскрыть панели всех измерительных приборов. Установить на панели прибора XFG1 частоту  $f = f_0$  и амплитуду  $E_{гн} = 1,4142$  В. Включить питание схемы. Измерить вольтметрами ХММ2 и ХММ1 напряжения  $U_{вых}$  и  $E_r$ ; вычислить

$$F_0 = 20 \lg \frac{U_{вых}}{E_r} \text{ [дБ]}$$

и сравнить это значение с соответствующей записью в таблице.

Убедиться по осциллограмме в отсутствии на выходе фильтра нелинейных искажений.

Определить коэффициенты динамической перегрузки  $\Gamma_k$  на выходах всех операционных усилителей схемы рис. 7.5. С этой целью вначале необходимо узнать номера соответствующих узлов, задав опцию (Options/Sheet Properties/Circuit/Net Names/) Show All. После этого для каждого из этих узлов получить АЧХ в режиме (Simulate/Analyses/) AC Analysis и определить максимальные коэффициенты передачи  $F_{k\max}$ . Тогда  $\Gamma_k = F_{k\max} - F_{\max}$ , где

$F_{\max} = F_0$  и  $F_{k\max}$  выражены в децибелах.

### 7.3. Содержание отчета:

- \* цель работы;
- \* схемы конверторных фильтров;
- \* таблица опытных данных;
- \* графики амлитудно-частотных характеристик;
- \* выводы по результатам экспериментального исследования.

### 7.4. Сведения и комментарии

#### 7.4.1. Характеристики и параметры фильтров.

В общем случае электрический фильтр – это цепь с заданной реакцией на данное воздействие. Под частотным фильтром понимается устройство, пропускающее сигналы одних частот и задерживающее сигналы других частот. Область частот, в которой сигналы пропускаются фильтром, называется полосой пропускания, а в которой задерживаются – полосой режекции. Между полосой пропускания и полосой режекции расположена переходная область.

Взаимное положение полос пропускания и режекции является классификационным признаком различных типов фильтров. По этому признаку фильтры подразделяются на ФНЧ – фильтры нижних частот, ФВЧ – фильтры верхних частот, ПФ – полосовые фильтры и РФ – режекторные фильтры. Об-



ший вид их амплитудно-частотных характеристик показан на рис. 7.7. Они могут быть как колебательными (в частности, равноволновыми), так и монотонными (на рис. 7.7 изображены равноволновые АЧХ), причем не обязательно одинаковой формы в полосах пропускания и режекции. Нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания ( $\omega_{пн}$ ,  $\omega_{пв}$ ) и полосы режекции ( $\omega_{рп}$ ,  $\omega_{рв}$ ) являются параметрами фильтра (у полосового фильтра две полосы режекции, а у режекторного – две полосы пропускания). В пределах полосы пропускания модуль функции передачи фильтра  $F(\omega)$  должен быть постоянен с заданной величиной ошибки  $\sigma$ , а в пределах полосы режекции не должен превышать некоторого малого значения  $F_p$ . Параметр

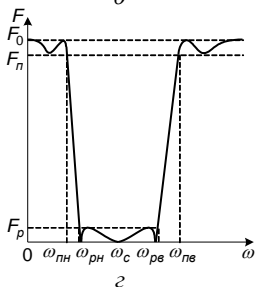
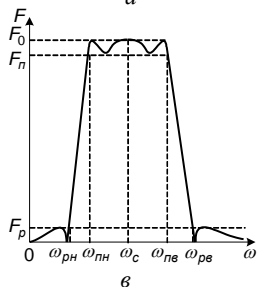
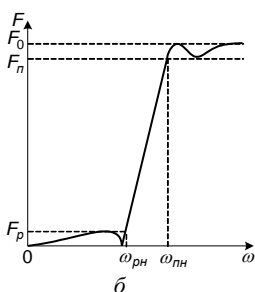
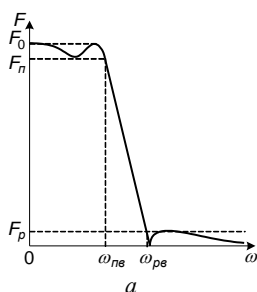


Рис. 7.7. Амплитудно-частотные характеристики: а – ФНЧ; б – ФВЧ; в – ПФ; г – РФ

$$\sigma = 20 \lg \frac{F_0}{F_n}$$

называется неравномерностью амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания, а

$$\lambda = 20 \lg \frac{F_0}{F_p}$$

– гарантированным затуханием в полосе режекции ( $\sigma$  и  $\lambda$  измеряются в децибелах). Чем уже переходная область между полосой пропускания и полосой режекции, тем выше селективность (избирательность) фильтра, т.е. тем меньше (ближе к единице) коэффициент прямоугольности ( $\nu > 1$ ), который для разных типов фильтров имеет следующие выражения:

$$\nu = \frac{\omega_{рв}}{\omega_{пв}} \text{ (ФНЧ); } \nu = \frac{\omega_{пн}}{\omega_{рп}} \text{ (ФВЧ); } \nu = \frac{\omega_{рв} - \omega_{рп}}{\omega_{пв} - \omega_{пн}} \text{ (ПФ); } \nu = \frac{\omega_{пв} - \omega_{пн}}{\omega_{рв} - \omega_{рп}} \text{ (РФ).}$$

Стабильность (неизменность) амплитудно-частотной характеристики фильтра зависит как от стабильности параметров схемных элементов, так и степени их влияния на АЧХ, что оценивается коэффициентами параметрической чувствительности АЧХ в полосе пропускания и полосе режекции

$$S_{\rho}^F = \frac{\partial F(\omega)/F(\omega)}{\partial \rho/\rho}; \quad S_{\rho}^H = \frac{\partial F(\omega)/F_0}{\partial \rho/\rho},$$

где  $S_{\rho}^F$  – относительная чувствительность АЧХ в полосе пропускания;  $S_{\rho}^H$  – полотноносительная чувствительность АЧХ в полосе режекции;  $\partial F(\omega)$  – приращение модуля функции передачи при бесконечно малом относительном приращении

$(\partial\rho/\rho)$  параметра  $\rho$   $i$ -го схемного элемента;  $F_0$  – номинальный (максимальный) коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания.

Чтобы оценить дестабилизирующее действие всех элементов схемы используется или матрица чувствительностей, или коэффициенты многопараметрической чувствительности в полосе пропускания и полосе режекции:

$$\theta_{\rho}^F = \sqrt{\frac{1}{n_{\omega}} \sum_{j=1}^{n_{\omega}} \sum_{i=1}^{n_{\rho}} (S_{\rho i}^{F(\omega_j)})^2} ; \quad \theta_{\rho}^H = \sqrt{\frac{1}{n_{\omega}} \sum_{j=1}^{n_{\omega}} \sum_{i=1}^{n_{\rho}} (S_{\rho i}^{H(\omega_j)})^2} ,$$

где  $S_{\rho i}^{F(\omega_j)}$  и  $S_{\rho i}^{H(\omega_j)}$  – чувствительности АЧХ на частоте  $\omega_j$  к  $i$ -у схемному элементу соответственно в полосе пропускания и полосе режекции;  $n_{\rho}$  – число дестабилизирующих элементов;  $n_{\omega}$  – число точек частотного диапазона анализа.

Перечисленные меры чувствительности удобно использовать на этапе синтеза различных структур фильтров и их вариантов. На этапе проектирования промышленных образцов используются статистические меры оценки стабильности характеристик фильтров, в частности многопараметрическая статистическая чувствительность. Статистические характеристики спроектированного изделия определяются методом Монте-Карло.

По характеру влияния на стабильность активного  $RC$ -фильтра все его пассивные элементы можно разделить на две группы. К первой группе относятся элементы, в основном определяющие положение нулей и полюсов передаточной функции фильтра и характеризующие значения постоянных времени звеньев. Эти элементы оказывают доминирующее влияние на стабильность фильтра, причем тем большее, чем выше его селективность. Ко второй группе относятся элементы, определяющие коэффициенты передачи звеньев с различных входов. Поскольку коэффициенты передачи звеньев характеризуются отношением параметров однотипных элементов (резисторов) и чувствительность АЧХ к этим элементам не зависит от селективных свойств фильтра, степень их влияния на стабильность АЧХ вторична и при оптимизации чувствительности чаще всего не учитывается.

Активный  $RC$ -фильтр, как и другие линейные электронные устройства, может работать только в определенном диапазоне входных (выходных) напряжений, т.е. в определенном динамическом диапазоне

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{ex.max}}}{U_{\text{ex.min}}} [\text{дБ}],$$

нижний уровень ( $U_{\text{ex.min}}$ ) которого ограничен величиной шумов электронных компонентов, а верхний уровень ( $U_{\text{ex.max}}$ ) – допустимыми нелинейными искажениями сигнала, возникающими в результате перегрузки усилителей, являющихся компонентами активного  $RC$ -фильтра. Динамический диапазон уменьшается, если ограничение сигнала (динамические перегрузки) наступает во внутренних узлах схемы раньше, чем на выходе фильтра. Поэтому при разработке фильтра производится оптимизация максимальных коэффициентов передачи с входа фильтра в критические узлы его схемы.

#### 7.4.2. Конструирование функций передачи фильтров.

На начальном этапе синтеза фильтра решается задача аппроксимации его амплитудно-частотной характеристики, заданной в виде требований к рабочим параметрам  $\sigma$ ,  $\lambda$ ,  $\nu$  и, реже, к форме АЧХ. Решением задачи аппроксимации является функция передачи некоторой цепи минимального порядка, удовлетворяющей заданным требованиям и условиям физической реализуемости. Передаточные функции могут конструироваться как аналитическим, так и численными методами в зависимости от наличия или отсутствия дополнительных требований к форме АЧХ, например, таких как многополосность или ограниченность полосы (полос) пропускания (режекции), что отличает эти АЧХ от стандартных, показанных на рис. 7.7. При наличии дополнительных требований к форме АЧХ задача аппроксимации решается численными методами, обладающими большими возможностями, а при их отсутствии (на практике это наиболее часто встречающийся случай) – аналитическим методом.

При использовании аналитического метода задача аппроксимации решается не для конкретного типа фильтра, а для некоторого ФНЧ-прототипа, переход к которому осуществляется путем частотного преобразования вида

$$\frac{\omega}{\omega_{нс}} = \Omega \text{ (ФНЧ)}; \quad \frac{\omega_{nn}}{\omega} = \Omega \text{ (ФВЧ)}; \quad \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega \omega_c W} = \Omega \text{ (ПФ)}; \quad \frac{\omega \omega_c W}{\omega^2 - \omega_c^2} = \Omega \text{ (РФ)},$$

где  $\omega$  – текущая частота АЧХ реального фильтра;  $\Omega$  – текущая нормированная частота АЧХ ФНЧ-прототипа;  $\omega_c = \sqrt{\omega_{нс} \omega_{nn}} = \sqrt{\omega_{pс} \omega_{pn}}$  – центральная частота ПФ (РФ);  $W = (\omega_{нс} - \omega_{nn})/\omega_c$  – относительная ширина полосы пропускания ПФ (РФ).

При переходе к ФНЧ-прототипу от полосового или режекторного фильтра предполагается, что у последних амплитудно-частотная характеристика симметрична в геометрическом смысле, т.е. у такой характеристики любая пара частот  $\omega_+ > \omega_c$  и  $\omega_- < \omega_c$ , на которых коэффициенты передачи  $F(\omega)$  одинаковы, подчиняется закону  $\omega_c = \sqrt{\omega_+ \omega_-}$  (на практике тип симметрии АЧХ часто не имеет значения, поэтому выбирается геометрическая симметрия, при которой получается более простая реализация).

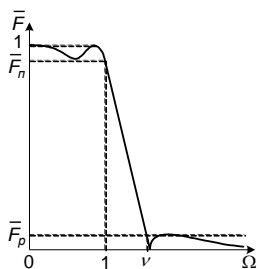


Рис. 7.8. АЧХ ФНЧ-прототипа

В результате указанного частотного преобразования АЧХ любого типа фильтра (см. рис. 7.7) приводится к нормированной АЧХ, показанной на рис. 7.8, где  $\bar{F} = F/F_0$ ;  $\bar{F}_n = F_n/F_0$ ;  $\bar{F}_p = F_p/F_0$ . При этом как форма АЧХ (колебательная или монотонная), так и значения параметров  $\sigma$ ,  $\lambda$ ,  $\nu$  исходного фильтра не изменяются. Чтобы решить задачу аппроксимации, математическое выражение АЧХ ФНЧ-прототипа

записывается в такой форме:

$$F(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \Phi_n^2(\Omega)}},$$

где  $\Phi_n(\Omega)$  – аппроксимирующая функция  $n$ -го порядка (полином или дробь), нормированная таким образом, чтобы на частоте  $\Omega=1$  она равнялась единице, т.е.  $\Phi_n(\Omega=1)=1$ ;  $\varepsilon$  – параметр, характеризующий неравномерность АЧХ на границе полосы пропускания:  $\sigma = 10 \lg(1 + \varepsilon^2)$ .

В качестве  $\Phi_n(\Omega)$  используются специальные функции, наилучшим образом приближающиеся к нулю на интервале  $\Omega = [-1; 1]$  и резко возрастающие (по модулю) вне этого интервала, что важно, поскольку такие свойства  $\Phi_n(\Omega)$  определяют высокую селективность синтезируемого фильтра. Среди полиномиальных функций этим требованиям в наибольшей степени отвечает полином Чебышева

$$\Phi_n(\Omega) = \cos(n \arccos \Omega) \text{ при } |\Omega| \leq 1, \quad \Phi_n(\Omega) = \operatorname{ch}(n \operatorname{Arch} \Omega) \text{ при } |\Omega| > 1,$$

а среди дробных функций – дробь Золотарева, являющаяся наилучшей по критерию селективности. Дробь Золотарева – это частный случай дроби Чебышева

$$\Phi_n(\Omega) = \cos \left( e \cdot \arccos \Omega + \sum_{i=1}^{(n-e)/2} \arccos \left( \frac{\Omega^2 (2\Omega_{0i}^2 - 1) - \Omega_{0i}^2}{\Omega_{0i}^2 - \Omega^2} \right) \right) \text{ при } |\Omega| \leq 1,$$

$$\Phi_n(\Omega) = \operatorname{ch} \left( e \cdot \operatorname{Arch} \Omega + \sum_{i=1}^{(n-e)/2} \operatorname{Arch} \left( \frac{\Omega^2 (2\Omega_{0i}^2 - 1) - \Omega_{0i}^2}{\Omega_{0i}^2 - \Omega^2} \right) \right) \text{ при } |\Omega| > 1,$$

полюсы  $\Omega_{0i}$  которой выбраны из условия изогэкстремальности характеристики дроби  $\Phi_n(\Omega)$  в диапазоне переменной  $|\Omega| \geq \nu$  ( $e=0$  при  $n$  четном,  $e=1$  при  $n$  нечетном). Оптимальные в этом смысле значения полюсов  $\Omega_{0i}$  обычно вычисляются через эллиптические функции Якоби, однако их можно определить и методом последовательных приближений. В последнем случае процедура отыскания  $\Omega_{0i}$  выглядит следующим образом: вначале задаются большие значения  $\Omega_{0i} \rightarrow \infty$  и вычисляются нули  $\Omega_i$  функции  $\Phi_n(\Omega)$  при  $|\Omega| \leq 1$ , затем принимается  $\Omega_{0i} = \nu / \Omega_i$  и вновь определяются нули  $\Omega_i$  этой функции, и так до тех пор, пока последующие значения  $\Omega_{0i}$  не будут отличаться от предыдущих на величину допустимой ошибки. У фильтров с аппроксимацией дробью Золотарева (фильтров Золотарева–Кауэра) амплитудно-частотная характеристика является равноволновой как в полосе пропускания, так и в полосе режекции, а у фильтров с аппроксимацией полиномом Чебышева (фильтров Чебышева) – равноволновой в полосе пропускания и монотонной в полосе режекции.

При четном порядке  $n$  фильтра Золотарева асимптотическое значение его коэффициента передачи  $F(\Omega)$  при  $\Omega \rightarrow \infty$  не стремится к нулю, что является недостатком такой аппроксимации и объясняется наличием у дроби Золотарева полного набора конечных полюсов ( $\Omega_{0i} < \infty$  при  $i=1, 2, \dots, n/2$ ). Поэтому с целью уменьшения на единицу числа полюсов функции  $\Phi_n(\Omega)$ , т.е. числа нулей функции  $F(\Omega)$ , используется преобразование вида

$$\Omega_{0i}^* = \Omega_{0,i+1} \sqrt{\frac{\Omega_{01}^2 - 1}{\Omega_{01}^2 - \Omega_{0,i+1}^2}},$$

где  $\Omega_{0i}^*$  и  $\Omega_{0,i+1}$  – новое и прежнее значения полюса дроби Золотарева (при этом  $\Omega_{0,n/2}^* = \infty$ );  $\Omega_{01}$  – прежний первый (наибольший) полюс дроби Золотарева. Чтобы сохранить равноволновый характер АЧХ в полосе пропускания и полосе режекции, необходимо преобразовать и нули  $\Omega_\kappa$  функции  $\Phi_n(\Omega)$ :

$$\Omega_\kappa^* = \Omega_\kappa \sqrt{\frac{\Omega_{01}^2 - 1}{\Omega_{01}^2 - \Omega_\kappa^2}}.$$

В результате решения задачи аппроксимации становятся известными порядок фильтра  $n$ , а также значения корней полиномов числителя и знаменателя передаточной функции ФНЧ-прототипа

$$F(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-2} s^{m-2} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + b_{n-2} s^{n-2} + \dots + b_0},$$

где  $s = j\Omega$ ;  $m \leq n + e - 2$  – степень (четная) полинома числителя (при полиномиальной аппроксимации  $m = 0$ );  $n$  – степень полинома знаменателя, являющегося полиномом Гурвица. Степень полинома числителя определяет число нулей передачи, а степень полинома знаменателя – число экстремумов АЧХ в полосе пропускания (при равноволновом характере АЧХ). Для перехода от функции передачи ФНЧ-прототипа  $F(s)$  к функции передачи реального фильтра  $F(p)$  используется соответствующее стандартное частотное преобразование

$$s = \frac{p}{\omega_{ng}} \text{ (ФНЧ); } s = \frac{\omega_{nn}}{p} \text{ (ФВЧ); } s = \frac{p^2 + \omega_c^2}{p\omega_c W} \text{ (ПФ); } s = \frac{p\omega_c W}{p^2 + \omega_c^2} \text{ (РФ).}$$

Значения корней полиномов числителя и знаменателя функции  $F(s)$  при различных аппроксимирующих функциях  $\Phi_n(\Omega)$  табулированы и приведены в справочниках по расчету фильтров. При конструировании активных RC-фильтров после этапа аппроксимации АЧХ проводится этап синтеза структурной и (или) принципиальной схемы фильтра одним из известных ме-

тодов, к числу которых, прежде всего, относятся методы имитации лестничных  $LC$ -фильтров.

#### 7.4.3. Элементная имитация лестничных $LC$ -фильтров.

Низкочувствительные активные  $RC$ -фильтры строятся как модели двусторонне нагруженных лестничных  $LC$ -фильтров, отличающихся наиболее низкой параметрической чувствительностью. Поэтому после этапа аппроксимации АЧХ проводится вначале синтез лестничного  $LC$ -фильтра, а затем уже непосредственно синтезируется активный  $RC$ -фильтр. Используемые при этом методы синтеза активных  $RC$ -фильтров подразделяются на методы элементной имитации и методы операционной имитации лестничных  $LC$ -фильтров.

При синтезе методами элементной имитации каждый элемент реального  $LC$ -фильтра заменяется элементом или макроэлементом активной  $RC$ -техники, базовыми элементами которой являются операционные усилители, резисторы и конденсаторы. Для перехода от  $LC$ -ФНЧ-прототипа к реальному  $LC$ -фильтру используются стандартные частотные преобразования (см. п. 7.4.2), что, в конечном счете, приводит к замене одних реактивных элементов на другие, поэтому такие преобразования еще называют реактансными частотными преобразованиями.

Частотные свойства  $LC$ -фильтров основаны на свойствах конденсаторов и катушек индуктивности изменять свое сопротивление при изменении частоты сигнала, а также образовывать последовательные и параллельные  $LC$ -контуры, характеризующиеся резким изменением сопротивления вблизи частоты резонанса (последовательного или параллельного).

На рис. 7.9 приведены схемы **А** и **В**  $LC$ -ФНЧ-прототипа четного (конкретно – 6-го) порядка, нагруженные на входе и выходе резисторами  $R_r^o$  и  $R_n^o$ . На нулевой частоте сопротивления катушек индуктивности близки к нулю, а сопротивления конденсаторов – к бесконечности, поэтому коэффициент передачи как схемы рис. 7.9,а, так и схемы рис. 7.9,б равен

$$F_0 = \frac{R_n^o}{R_r^o + R_n^o}.$$

С увеличением частоты входного сигнала сопротивление катушек индуктивности увеличивается, а сопротивление конденсаторов уменьшается, уменьшается и коэффициент передачи фильтра. Чтобы получить близкие к нулю коэффициенты передачи на отдельных частотах в полосе режекции, т.е. реализовать нули передачи, в схеме рис. 7.9,а включены параллельные контуры в последовательные ветви, а в схеме рис. 7.9,б – последовательные контуры в параллельные ветви. У полиномиального лестничного  $LC$ -фильтра схемы **А** и **В** одинаковы, поскольку у них отсутствуют элементы, обеспечивающие нули передачи (конденсаторы с нечетными номерами в схеме **А** и катушки

индуктивности с четными номерами в схеме **В**). Схемы лестничного  $LC$ -ФНЧ-прототипа нечетного порядка отличаются от соответствующих схем четного порядка отсутствием катушки индуктивности  $L_1^0$  (в схеме **А**) или конденсатора  $C_{n+1}^0$  (в схеме **В**, где  $n$  – нечетный порядок фильтра). В справочниках по расчету фильтров имеются обширные таблицы нормированных значений параметров элементов схем **А** и **В**, рассчитанных при различных требованиях к амплитудно-частотным характеристикам фильтров.

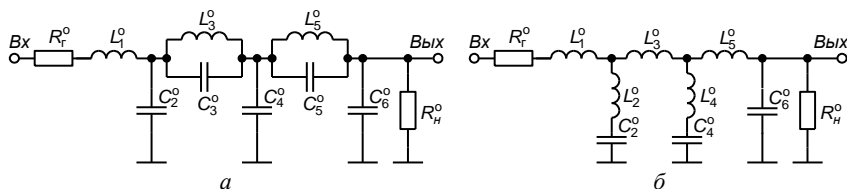


Рис. 7.9. Схемы **А** (а) и **В** (б) лестничного  $LC$ -ФНЧ-прототипа

Для изменения характера сопротивления (например, емкостного в индуктивное) используется конвертор сопротивления (КС), одна из возможных схем которого, вместе с нагружающим его внешним элементом  $Z_5$ , приведена на рис. 7.10, где  $Z_\kappa$  – конденсатор или резистор ( $\kappa = 1, 2, \dots, 5$ ). Полагая, что операционные усилители идеальные, матрицу проводимостей конвертора  $T$  можно записать в таком виде:

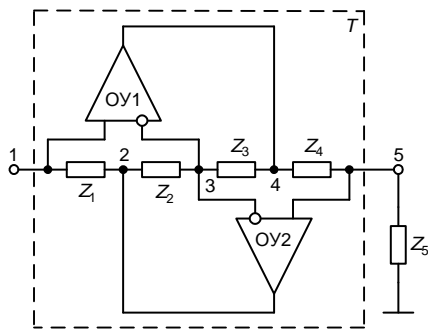


Рис. 7.10. Конвертор сопротивления

$$T = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 5 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 5 \end{matrix} & \begin{bmatrix} \frac{\mu Y_1 Y_3 + Y_1 Y_2}{Y_2 + Y_3} & -\frac{\mu Y_1 Y_3 + Y_1 Y_2}{Y_2 + Y_3} \\ -\frac{\mu Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4}{Y_2 + Y_3} & \frac{\mu Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4}{Y_2 + Y_3} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

где  $Y_\kappa$  – проводимости элементов КС;  $\mu$  – коэффициенты усиления операционных усилителей.

Из выражений матричных элементов следует, что конвертор сопротивления – это невзаимная цепь, реализующая разные проводимости с разных входов (1 или 5), поэтому КС нельзя непосредственно использовать для имитации незаземленной индуктивности. В связи с этим при синтезе фильтра нижних частот схему **В**  $LC$ -ФНЧ-прототипа преобразуют таким образом, чтобы исключить незаземленные элементы, моделируемые с помощью конверторов сопротивления. Для этого проводимости всех элементов схемы **В** умножают на оператор  $s$ , в результате чего изменяется характер проводимостей элементов, и схема приобретает вид, показанный на

рис. 7.11, где  $D_i$  – суперемкость, которая реализуется схемой, состоящей из конвертора сопротивления и элемента  $Z_5$  (см. рис. 7.10). Выражение проводимости  $Y_{11}$  в узле 1 конвертора  $T$ , нагруженного на элемент  $Z_5$ , имеет вид

$$Y_{11} = \frac{Y_1 Y_3 Y_5}{Y_2 Y_4},$$

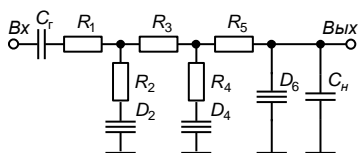


Рис. 7.11. Лестничный активный RC-фильтр нижних частот

где  $Y_k$  – проводимость  $k$ -го элемента схемы рис. 7.10. Если в схеме конвертора  $Z_1$  и  $Z_3$  – конденсаторы ( $C_1^k$  и  $C_3^k$ ), а  $Z_2$ ,  $Z_4$  и  $Z_5$  – резисторы ( $R_2^k$ ,  $R_4^k$  и  $R_5^k$ ), то такой  $D$ -элемент будет суперемкостью, имеющей

проводимость  $Y_{11} = p^2 C_1^k C_3^k R_2^k R_4^k / R_5^k = p^2 D$ .

Поскольку в исходной схеме рис. 7.9,б параметры всех элементов нормированные, для определения реальных параметров элементов схемы рис. 7.11 необходимо вначале перейти от  $s$  к  $p$  ( $s = p/\omega_{н\phi}$ ) и задаться денормирующим сопротивлением  $r^0$ . Тогда

$$R_j = r^0 L_j^0; D_i = \frac{C_i^0}{(\omega_{н\phi})^2 r^0}; C_r = \frac{1}{\omega_{н\phi} r^0 R_r^0}; C_n = \frac{1}{\omega_{н\phi} r^0 R_r^0},$$

где  $i = 2, 4, \dots; j = 1, 2, 3, \dots$ .

В случае фильтра верхних частот применение реактансного частотного преобразования к схеме **В** LC-ФНЧ-прототипа приводит к схеме рис. 7.12, т.е. к замене в схеме рис. 7.9,б катушек индуктивности на конденсаторы и наоборот. На очень высокой частоте сопротивления конденсаторов близки к нулю, а сопротивления катушек индуктивности – к бесконечности, поэтому номинальный коэффициент передачи  $F_0$  определяется, как и в случае ФНЧ, только соотношениями сопротивлений  $R_n^0$  и  $R_r^0$ .

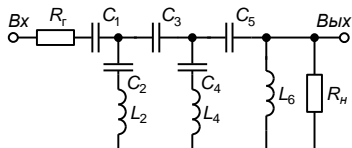


Рис. 7.12. Схема **В** лестничного LC-фильтра верхних частот

При уменьшении частоты входного сигнала сопротивления конденсаторов возрастают, а сопротивления катушек индуктивности падают, что приводит к уменьшению коэффициента передачи фильтра. На отдельных частотах, расположенных в полосе режекции, сопротивления последовательных контуров в параллельных ветвях стремятся к нулю, поэтому близкими к нулю будут и коэффициенты передачи фильтра на этих частотах.

Поскольку в схеме **В** ФВЧ все катушки индуктивности оказываются заземленными, они могут быть реализованы макроэлементами на основе конверторов сопротивления (см. рис. 7.10), если положить  $Y_k = 1/R_k^k$ , кроме  $Y_2 = pC_2^k$ , что дает следующее выражение проводимости:



$$Y_{11} = \frac{1}{pC_2^\kappa R_1^\kappa R_3^\kappa R_5^\kappa / R_4^\kappa} = \frac{1}{pL^\kappa}.$$

Расчет схемы активного ФВЧ выполняется, исходя из соотношений

$$R_r = r^0 R_r^0; R_n = r^0 R_n^0; C_j = \frac{1}{\omega_{n6} r^0 L_j^0}; L_i^k = \frac{r^0}{\omega_{n6} C_i^0},$$

где  $i = 2, 4, 6, \dots; j = 1, 2, 3, \dots$

При синтезе полосового фильтра в качестве исходной берется схема **A** LC-ФНЧ-прототипа (см. рис. 7.9,а). В результате применения реактансного частотного преобразования каждый конденсатор этой схемы заменяется параллельным, а каждая катушка индуктивности – последовательным LC-контуром (рис. 7.13,а), что в случае фильтров четного и нечетного порядков (здесь  $n = 4$  и  $5$ ) приводит к схемам, изображенным на рис. 7.13,б и в. Эти схемы описываются следующими матрицами проводимостей:

$$\begin{bmatrix} G_r + \bar{p}C_{01} & -\bar{p}C_{01} & 0 & 0 & 0 \\ -\bar{p}C_{10} & Y_{11} & -1/\bar{p}L_{12} & 0 & 0 \\ 0 & -1/\bar{p}L_{21} & Y_{22} & -\bar{p}C_{23} & -\bar{p}C_{24} - 1/\bar{p}L_{24} \\ 0 & 0 & -\bar{p}C_{32} & Y_{33} & -1/\bar{p}L_{34} \\ 0 & 0 & -\bar{p}C_{42} - 1/\bar{p}L_{42} & -1/\bar{p}L_{43} & G_n + Y_{44} \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} G_r + Y_{11} & -\bar{p}C_{12} & -\bar{p}C_{13} - 1/\bar{p}L_{13} & 0 & 0 \\ -\bar{p}C_{21} & Y_{22} & -1/\bar{p}L_{23} & 0 & 0 \\ -\bar{p}C_{31} - 1/\bar{p}L_{31} & -1/\bar{p}L_{32} & Y_{33} & -\bar{p}C_{34} & -\bar{p}C_{35} - 1/\bar{p}L_{35} \\ 0 & 0 & -\bar{p}C_{43} & Y_{44} & -1/\bar{p}L_{45} \\ 0 & 0 & -\bar{p}C_{53} - 1/\bar{p}L_{53} & -1/\bar{p}L_{54} & G_n + Y_{55} \end{bmatrix},$$

где  $\bar{p} = p/\omega_c$ ;  $Y_{ii} = \sum_j (\bar{p}C_{ij} + 1/\bar{p}L_{ij})$  (индекс параметра указывает на номера

узлов, между которыми расположен соответствующий элемент; индекс “ $ij$ ” говорит о том, что элемент расположен между  $i$ -м узлом и общей шиной).

У полосовых LC-фильтров коэффициенты передачи, как на очень высоких, так и на очень низких частотах, близки к нулю, поскольку близки к нулю сопротивления или конденсаторов, или катушек индуктивности, расположенных в параллельных ветвях. Дополнительные полюсы затухания в полосах режекции (нули передачи) реализуются последовательными ветвями, включающими в себя параллельно соединенные последовательный и параллельный контуры. Каждая такая цепь характеризуется двумя частотами параллельного резонанса, расположенными слева и справа от полосы пропуска-

ния фильтра, и частотой последовательного резонанса в пределах полосы пропускания. Поскольку на частотах последовательного резонанса эти цепи обладают минимальным сопротивлением, а контуры в параллельных ветвях – максимальным сопротивлением на собственных резонансных частотах, реализуется полоса пропускания фильтра.

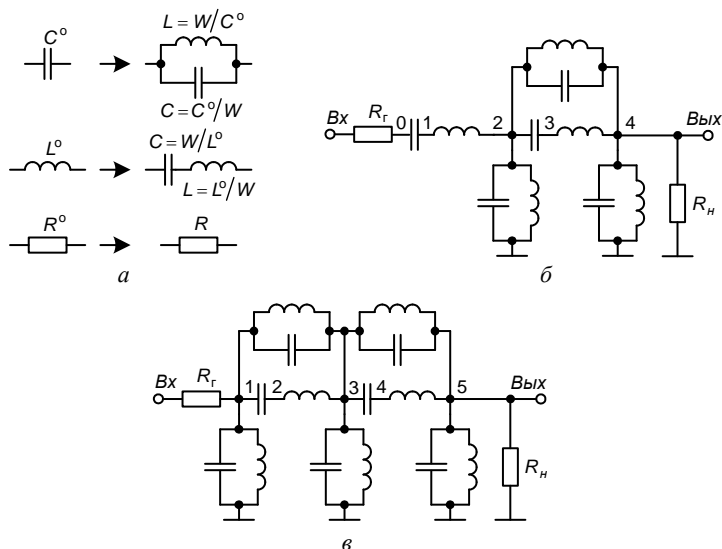


Рис. 7.13. Полосовые лестничные LC-фильтры: а – преобразование элементов; б – фильтр 4-го порядка; в – фильтр 5-го порядка

Как у LC-фильтров, так и у их конверторных моделей наблюдаются динамические перегрузки, когда максимальное напряжение во внутренних узлах схемы превышает максимальное выходное напряжение, что характеризуется коэффициентами динамической перегрузки

$$\Gamma_k = F_{k\max} / F_{\max},$$

где  $F_{\max}$  – максимальный коэффициент передачи с входа на выход фильтра;  $F_{k\max}$  – максимальный коэффициент передачи с входа в  $k$ -й узел схемы.

Особенно остро эта проблема встает при моделировании полосовых LC-фильтров с узкой полосой пропускания. Чтобы получить оптимальные коэффициенты  $\Gamma_k$ , необходимо каждый  $k$ -й столбец и каждую  $k$ -ю строку матрицы проводимостей полосового LC-фильтра умножить на коэффициент

$$\chi_k = F'_{k\max} / F''_{k\max},$$

где  $F'_{\kappa\max}$  – максимальные значения частных коэффициентов передачи до оптимизации  $\Gamma_{\kappa}$ ;  $F''_{\kappa\max}$  – желаемое (или возможное) значение  $F_{\kappa\max}$ , которое получится после оптимизации  $\Gamma_{\kappa}$ .

Если выбрать  $F''_{\kappa\max}$  одинаковыми и равными максимальному коэффициенту передачи на выход фильтра, то полностью исключаются перегрузки в  $\kappa$ -х узлах ( $\Gamma_{\kappa} = 1$ ), но при этом в некоторых случаях (например, при широкой полосе пропускания) могут потребоваться элементы с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Чтобы избежать применения таких элементов, необходимо изменить значение  $F''_{\kappa\max}$ .

После оптимизации коэффициентов динамической перегрузки вид вышеприведенных матриц не изменится, но элементы матриц  $Y_{ii}$  с нечетными  $i$  (в случае четного  $n$ ) или четными  $i$  (в случае нечетного  $n$ ) теперь будут содержать и составляющие  $\bar{p}C_{ii} + 1/\bar{p}L_{ii}$ , что означает появление заземленных параллельных LC-контуров в соответствующих узлах схемы (рис. 7.14).

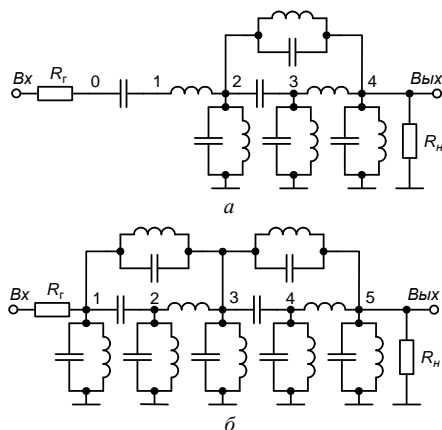


Рис. 7.14. Оптимизированные LC-фильтры:  
а – фильтр 4-го порядка; б – фильтр 5-го порядка

Чтобы конверторная модель схемы рис. 7.14,а (или б) не содержала избыточное число реактивных элементов, проводимости всех элементов (все строки матрицы, за исключением первой у фильтров с четным  $n$ ) умножаются на оператор  $\bar{p}$ , а незаземленные суперемкости, расположенные между узлами  $i$  и  $j$ , реализуются уже имеющимися в схеме конверторами сопротивления, составляющими заземленные суперемкости в узлах  $i$  и  $j$ .

В схеме фильтра четного порядка (рис. 7.14,а) между входным и первым зажимами расположена цепь, состоящая из последовательно соединенных резистора  $R_r$  и конденсатора  $C_{01}$ , который также используется совместно с

конвертором  $T'_1$  для реализации незаземленной суперемкости  $D_{10}$ .  $T'_1$  – это конвертор, содержащий, в отличие от остальных, один конденсатор  $C_{11}^K$  и три резистора  $R_{21}^K, R_{31}^K, R_{41}^K$ .

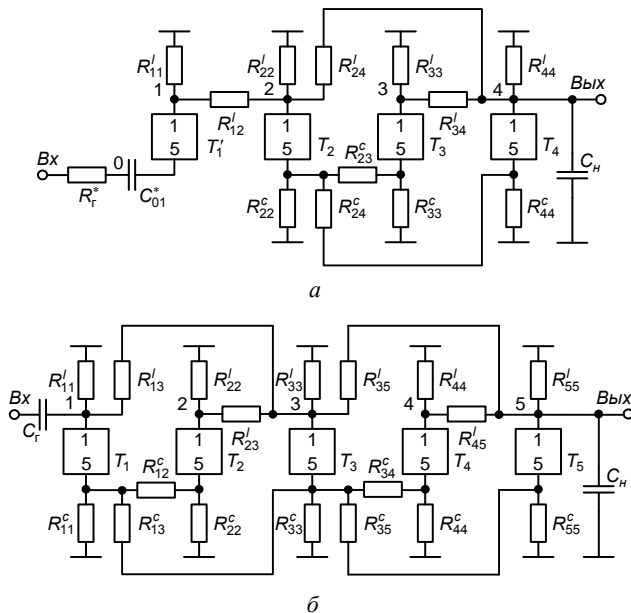


Рис. 7.15. Полосовые конверторные фильтры:  
а – 4-го порядка; б – 5-го порядка

Конверторные модели схем рис. 7.14, а и б приведены на рис. 7.15, где  $T_i$  –  $i$ -й конвертор сопротивления с двумя конденсаторами  $C_{li}^K$  и  $C_{3i}^K$ ;  $T'_1$  – конвертор с одним конденсатором  $C_{11}^K$ ;  $R_{ij}^l$  – резисторы, имитирующие соответствующие катушки индуктивности схем рис. 7.14, а и б;  $R_{ij}^c$  – резисторы, которые совместно с  $i$ -м и  $j$ -м конверторами имитируют соответствующие конденсаторы схемы LC-фильтра;  $C_\Gamma$  и  $C_n$  имитируют соответственно  $R_\Gamma$  и  $R_n$ . Расчет схем рис. 7.15 можно выполнить по данным вышеприведенных матриц, используя следующие соотношения:

$$R_{ij}^l = r^o L_{ij}; \quad R_{ij}^c = \frac{r^o}{C_{ij}}; \quad T'_1 = \frac{1}{\omega_c}; \quad T_i = \frac{1}{\omega_c^2};$$

$$C_\Gamma = \frac{G_\Gamma}{\omega_c r^o}; \quad C_n = \frac{G_n}{\omega_c r^o}; \quad C_{01}^* = \frac{C_{01}}{\omega_c r^o}; \quad R_\Gamma^* = \frac{r^o}{G_\Gamma},$$

где  $T'_1 = C_{11}^K R_{41}^K R_{21}^K / R_{31}^K$ ;  $T_i = C_{1i}^K C_{3i}^K R_{2i}^K R_{4i}^K$ .

В схеме конвертора сопротивления, приведенной на рис. 7.10, имеет место взаимная компенсация частотных искажений операционных усилителей, поэтому конверторные фильтры по сравнению с другими активными RC-фильтрами могут работать на более высоких частотах.

## 8. Лабораторная работа № 8

### ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

**Цель работы:** изучение схемотехники и принципов функционирования мультивибраторов и генераторов линейно изменяющегося напряжения, построенных на основе компараторов и таймеров; приобретение навыков в исследовании генераторов импульсов.

#### 8.1. Описание схем опытов

##### 8.1.1. Объекты исследования:

\* СМ (рис. 8.1) – симметричный мультивибратор; генератор прямоугольных импульсов, построенный на основе компаратора напряжений LM311Н, охваченного положительной (через цепь R2, R3) и отрицательной (через цепь R1, C1) обратной связью;

\* ГТН (рис. 8.2) – генератор треугольного напряжения; в отличие от схемы рис. 8.1 здесь вместо интегрирующей RC-цепи используется инвертирующий интегратор (операционный усилитель U2 с элементами C1, R1, R5);

\* НСМ (рис. 8.3) – несимметричный мультивибратор; генератор прямоугольных импульсов, построенный на основе таймера LMC555CN с интегрирующей цепью C1, R1, R2 в качестве частотозадающей;

\* ГПН (рис. 8.4) – генератор пилообразного напряжения; в отличие от схемы рис. 8.3 здесь вместо интегрирующей RC-цепи используется неинвертирующий интегратор (операционный усилитель U2 с элементами C1, R1...R4).

##### 8.1.2. Основные параметры микросхем.

*Микросхема компаратора LM311Н:*

- \*  $\mu = 2 \cdot 10^5$  – коэффициент усиления напряжения;
- \*  $U_{см} = 2$  мВ – напряжение смещения;
- \*  $I_{см} = 100$  нА – ток смещения;
- \*  $I_{сдв} = 6$  нА – ток сдвига;
- \*  $f_1 = 1$  МГц – частота единичного усиления;
- \*  $r_{вх} = 6$  МОм – входное сопротивление;
- \*  $r_{вых} = 75$  Ом – выходное сопротивление;
- \*  $E_{п}^+ = 15$  В и  $E_{п}^- = -15$  В – напряжения источников питания;
- \*  $U_{вых}^1 = 13,8$  В – высокий уровень выходного напряжения;
- \*  $U_{вых}^0 = -14,7$  В – низкий уровень выходного напряжения.

*Микросхема таймера LMC555CN:*

- \*  $U_{оп1} = E_{п}^+ / 3$  – внутреннее опорное напряжение для входа S (вывод THR);
- \*  $U_{оп2} = 2E_{п}^+ / 3$  – внутреннее опорное напряжение для входа R (вывод TRI);
- \*  $\delta = 1\%$  – погрешность выработки временных интервалов;
- \*  $t_{нар} = 20$  нс – время нарастания выходного напряжения;

- \*  $t_{спад} = 20 \text{ нс}$  – время спада выходного напряжения;
- \*  $E_{п}^+ = 15 \text{ В}$  – напряжение источника питания;
- \*  $I_{п} = 0,3 \text{ мА}$  – ток, потребляемый от источника питания;
- \*  $U_{вых}^1 = 15 \text{ В}$  – высокий уровень выходного напряжения;
- \*  $U_{вых}^0 = 0 \text{ В}$  – низкий уровень выходного напряжения.

### 8.1.3. Измерительные приборы:

- \* XSC1 – двухканальный осциллограф; используется для наблюдения за формой импульсов, а также для измерения их параметров – амплитуды, длительности, скорости нарастания (спада) напряжения;
- \* XFC1 – частотомер; используется для измерения частоты, периода следования и длительности импульсов.

## 8.2. Экспериментальное исследование

### 8.2.1. Измеряемые параметры генераторов импульсов:

- \*  $f_{г}$  – частота генерации;
- \*  $T = t_u + t_n$  – период следования импульсов;
- \*  $t_u$  – длительность положительного импульса;
- \*  $t_n$  – длительность паузы (отрицательного импульса);
- \*  $U_1^1$  и  $U_2^1$  – максимальное напряжение положительного импульса (высокий уровень) на выходах соответственно Out1 и Out2;
- \*  $U_1^0$  и  $U_2^0$  – минимальное напряжение импульса низкого уровня на выходах соответственно Out1 и Out2;
- \*  $\chi$  – коэффициент нелинейности изменения напряжения на выходе Out2.

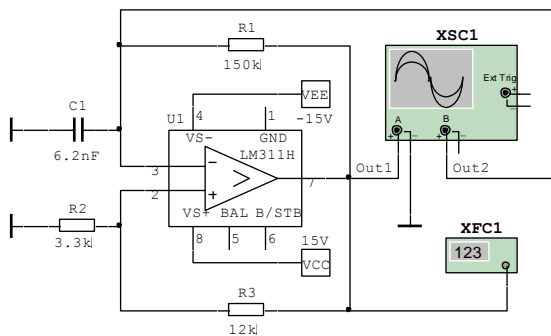


Рис. 8.1. Схема опыта для исследования симметричного мультивибратора

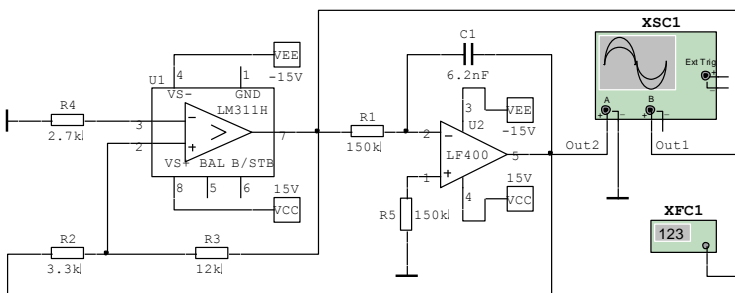


Рис. 8.2. Схема опыта для исследования генератора треугольного напряжения

### 8.2.2. Процедура исследования генераторов импульсов.

Открыть панели приборов XSC1 и XFC1 и включить питание схемы; после того как генерация станет устойчивой (установившийся режим), выключить питание схемы и приступить к измерению параметров генератора.

Частотомер XFC1, подключенный к выходу Out1, позволяет измерить  $f_T$ ,  $T$ ,  $t_u$  и  $t_n$  (Freq, Period, Pulse), а также оценить длительности фронтов по сравнению с длительностями импульсов (Rise/Fall).

Двухканальный осциллограф XSC1 используется для измерения амплитуды импульсов на выходах Out1 и Out2 и скорости нарастания (спада) напряжения на выходе Out2. При измерении амплитуды соответствующий вход осциллографа должен быть открыт для постоянного напряжения (кнопка DC), а другой вход (канал А либо В) может быть отключен (кнопка 0).

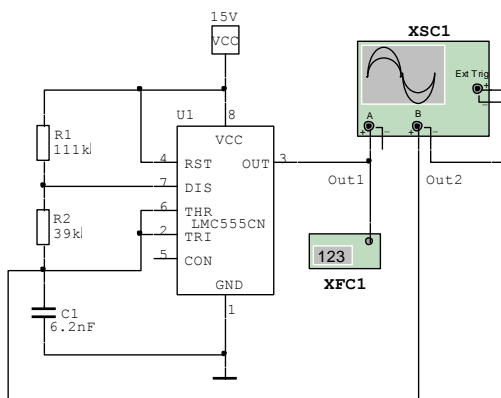


Рис. 8.3. Схема опыта для исследования несимметричного мультивибратора

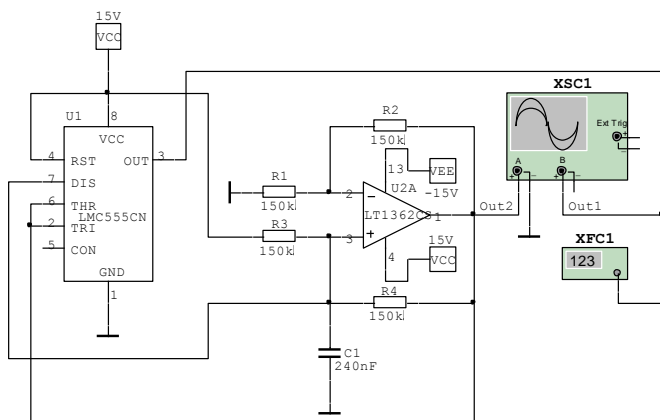
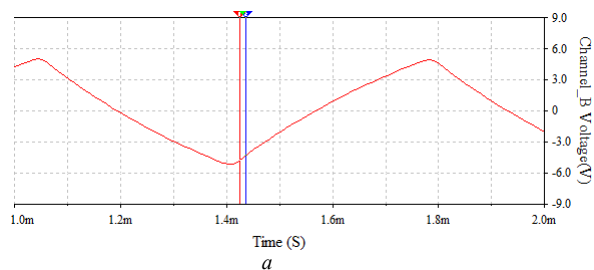


Рис. 8.4. Схема опыта для исследования генератора пилообразного напряжения

Чтобы рассчитать коэффициент нелинейности  $\chi$ , необходимо определить скорость нарастания напряжения  $v = \Delta U_2 / \Delta t$  (на выходе Out2) в начале участка нарастания напряжения ( $v_H$ ) и в конце этого участка ( $v_K$ ), тогда

$$\chi = \left| \frac{v_H - v_K}{v_H} \right| \cdot 100\%.$$

Приращения  $\Delta U_2$  и  $\Delta t$  удобно измерять, используя оба курсора, причем  $\Delta t$  необходимо выбирать небольшим, гораздо меньше длительности участка нарастания напряжения  $U_2$  (см. рис. 8.5). С помощью осциллографа могут быть измерены и параметры, контролируемые прибором XFC1.





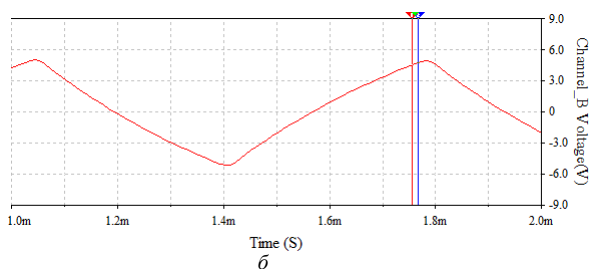


Рис. 8.5. Иллюстрация измерения  $v_n$  (а) и  $v_k$  (б)

Чтобы детально рассмотреть тот или иной участок осциллограммы, необходимо уменьшить (может, значительно, как в схеме рис. 8.4) время развертки (Time base) и вывести исследуемый участок на экран, сместив все изображение вдоль оси  $t$ .

Для каждой из исследованных схем заполнить свою табл. 8.1.

Таблица 8.1

Параметры	$f_{\Gamma}$ Гц	$t_u$ мкс	$t_n$ мкс	$U_1^1$ В	$U_1^0$ В	$U_2^1$ В	$U_2^0$ В	$\chi$ %
опытные								
расчетные								
Погрешность, %								

### 8.3. Поверочный расчет

#### 8.3.1. Симметричный мультивибратор:

$$t_u = \tau \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \left( 1 - \frac{U_1^0}{U_1^1} \right) \right); \quad t_n = \tau \ln \left( 1 + \frac{R_2}{R_3} \left( 1 - \frac{U_1^1}{U_1^0} \right) \right);$$

$$U_2^1 = U_1^1 \frac{R_2}{R_2 + R_3}; \quad U_2^0 = U_1^0 \frac{R_2}{R_2 + R_3}; \quad \chi = \left( 1 - \exp \left( -\frac{t_u}{\tau} \right) \right) \cdot 100\%,$$

где  $\tau = C_1 R_1$ ;  $U_1^1 = U_{вых}^1$ ;  $U_1^0 = U_{вых}^0$ ; значения уровней  $U_{вых}^1$  и  $U_{вых}^0$  выходного напряжения компаратора приведены в п. 8.1.2.

#### 8.3.2. Генератор треугольного напряжения:

$$t_u = \tau \frac{R_2}{R_3} \frac{U_1^1 - U_1^0}{U_1^1}; \quad t_n = \tau \frac{R_2}{R_3} \frac{U_1^0 - U_1^1}{U_1^0};$$

$$U_2^1 = -U_1^0 \frac{R_2}{R_3}; \quad U_2^0 = -U_1^1 \frac{R_2}{R_3},$$

где  $\tau = C_1 R_1$ ;  $U_1^1 = U_{вых}^1$ ;  $U_1^0 = U_{вых}^0$ ; значения уровней  $U_{вых}^1$  и  $U_{вых}^0$  выходного напряжения компаратора приведены в п. 8.1.2.

### 8.3.3. Несимметричный мультивибратор:

$$t_u = \tau_{zap} \ln \left( \frac{E_{\pi}^+ - U_2^0}{E_{\pi}^+ - U_2^1} \right); \quad t_n = \tau_{paz} \ln \left( \frac{U_{ocm} - U_2^1}{U_{ocm} - U_2^0} \right);$$
$$\chi = \left( 1 - \exp \left( - \frac{t_u}{\tau_{zap}} \right) \right) \cdot 100\%,$$

где  $\tau_{zap} = C_1(R_1 + R_2)$ ;  $\tau_{paz} = C_1 R_2$ ;  $U_2^1 = U_{on2}$ ;  $U_2^0 = U_{on1}$ ;  $U_{on1}$  и  $U_{on2}$  – параметры таймера (см. п. 8.1.2);  $E_{\pi}^+ = 15 \text{ В}$ ;  $U_{ocm} \approx 0 \text{ В}$  – остаточное напряжение на открытом транзисторе разрядного ключа таймера (вывод DIS таймера).

### 8.3.4. Генератор пилообразного напряжения:

$$t_u = C_1 R_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{U_2^1 - U_2^0}{E_{\pi}^+}; \quad t_n \approx 0,$$

где  $E_{\pi}^+ = 15 \text{ В}$ ;  $U_2^1 = U_{on2}$ ;  $U_2^0 = U_{on1}$ ;  $U_{on1}$  и  $U_{on2}$  – параметры таймера (см. п. 8.1.2).

### 8.3.5. Замечания:

– расчетное значение частоты генерации определить как обратную величину периода, т.е.

$$f_{\Gamma} = 1/T = 1/(t_u + t_n);$$

– для генераторов линейно изменяющегося напряжения (рис. 8.2 и 8.4) расчетные значения коэффициента нелинейности  $\chi$  принять равными нулю (в этом случае, естественно, не определяется погрешность);

– для генераторов на основе таймера (рис. 8.3 и 8.4) расчетные значения  $U_1^1$  и  $U_1^0$  равны соответственно  $U_{вых}^1$  и  $U_{вых}^0$  таймера (см. п. 8.1.2).

## 8.4. Содержание отчета:

- \* цель работы;
- \* схемы генераторов импульсов;
- \* расчет параметров устройств;
- \* таблицы опытных и расчетных данных;
- \* выводы по результатам экспериментального исследования.

## 8.5. Сведения и комментарии

### 8.5.1. Макроэлементы импульсных генераторов.

Импульсные генераторы строятся на основе порогового устройства, которое формирует на своем выходе перепад напряжения всякий раз, когда входное напряжение достигает определенного уровня – порога срабатывания. Пороговое устройство характеризуется двумя состояниями выхода: высоким

уровнем выходного напряжения  $U_{вых}^1$  (лог. “1”) и низким уровнем выходного напряжения  $U_{вых}^0$  (лог. “0”).

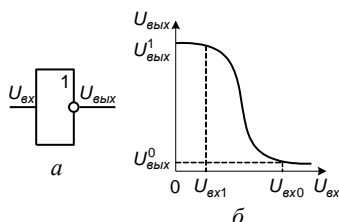


Рис. 8.6. Пороговое устройство на основе инвертора: а – схема; б – передаточная характеристика

Результатом такой зависимости  $U_{вых}^1 = f(U_{вх})$  и  $U_{вых}^0 = f(U_{вх})$ , является широкая зона нечувствительности (от  $U_{вх1}$  до  $U_{вх0}$ ), где состояние выхода неопределенное.

Значительно более высокой точностью срабатывания, т.е. меньшей зоной нечувствительности и большей стабильностью порога срабатывания, обладает пороговое устройство на основе операционного усилителя (рис. 8.7), поскольку ОУ имеет не только несравнимо более высокий коэффициент усиления, но и низкие значения напряжения и токов смещения. К тому же порог срабатывания в схеме с ОУ можно устанавливать произвольно путем подачи на другой вход ОУ опорного напряжения  $U_{оп}$  (при подаче  $U_{оп} > 0$  на неинвертирующий вход ОУ передаточная характеристика смещается вправо).

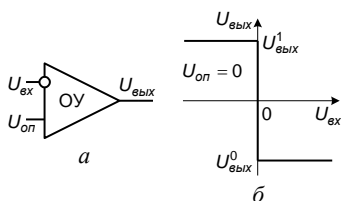


Рис. 8.7. Пороговое устройство на основе ОУ: а – схема; б – передаточная характеристика

Напряжения  $U_{вых}^1$  и  $U_{вых}^0$  близки к напряжениям питания  $E_{п}$  и  $-E_{п}$ , поскольку выходной каскад работает в режиме насыщения. Но при работе в таком режиме быстроедействие порогового устройства оказывается невысоким, что потребовало в свое время разработки специальных макроэлементов – компараторов напряжений, отличающихся от операционных усилителей в основном схе-

техникой выходного каскада.

В отличие от операционного усилителя, который является аналоговым (линейным) макроэлементом, компаратор имеет аналоговый вход и дискретный (логический) выход, что позволяет устранить режим насыщения выходного каскада сравнительно простыми мерами, в частности за счет ограничения сигнала в предварительном каскаде либо использования в выходном каскаде эмиттерно-связанной логики или транзисторов Шотки. Поскольку

уровни выходного напряжения  $U_{вых}^1$  и  $U_{вых}^0$  компаратора должны быть согласованы со стандартными уровнями логических элементов, питание компараторов чаще всего несимметричное или даже однополярное. Компараторы, кроме того, имеют дополнительный (стробирующий) вход, при подаче на который напряжения, соответствующего лог. “0”, они переводятся, вне зависимости от величины входного сигнала, в состояние “0” ( $U_{вых}^0$ ). Для некоторых типов компараторов это может быть состояние “1” ( $U_{вых}^1$ ) или состояние, которое было на выходе компаратора в момент подачи управляющего (стробирующего) сигнала. В остальном схемотехника, а также система параметров у компараторов такая же, как у операционных усилителей, аналогична и их классификация. Компараторы напряжений (КН) подразделяются на быстродействующие, прецизионные, общего применения и микромощные. Примерами компараторов как промышленных изделий могут служить микросхемы серий 521, 554, 597, 1401 (пример обозначения – 1401CA8).

Если пороговое устройство, выполненное на основе компаратора или операционного усилителя, работает в зоне неопределенности (в районе порога срабатывания), то случайные небольшие изменения входного напряжения (под действием наводок или шумов) могут вызвать неоднократные изменения состояния выхода (“дребезг” выхода). Чтобы исключить это нежелательное явление, передаточную характеристику порогового устройства делают с петлей гистерезиса (рис. 8.8, в и з), для чего компаратор (или ОУ) охватывается положительной обратной связью, как показано на рис. 8.8, а и б. Как и при отсутствии положительной ОС, переключение компаратора в схемах рис. 8.8, а и б происходит в момент, когда  $U_{вх}$  пересекает уровень  $U_{оп}$ , т.е. когда  $U_{вх} \approx U_{оп}$ , но за счет ПОС уровень  $U_{оп}$  (в схеме рис. 8.8, а) или  $U_{вх}$  (в схеме рис. 8.8, б) оказывается

зависимым от выходного напряжения компаратора, что и определяет такой вид передаточной характеристики (здесь принято  $U_{вых}^0 = 0$ ).

Если в схеме рис. 8.8, а  $E_{оп} > 0$ , а  $U_{вх} = 0$ , то на выходе компаратора действует высокое напряжение  $U_{вых}^1$ , которое через цепь ОС поступает на неинвертирующий вход КН, подтверждая высокое состояние его выхода. Поскольку на неинвертирующем

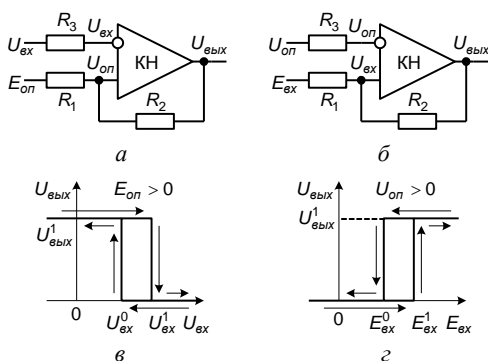


Рис. 8.8. Пороговые устройства с ПОС: а, б – схемы; в, з – передаточные характеристики

выходе КН действует высокое напряжение

$$U_{on}^1 = E_{on} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{вых}^1 \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

переключение компаратора в низкое состояние  $U_{вых}^0$  произойдет только тогда, когда входное напряжение превысит этот уровень опорного напряжения, т.е. когда  $U_{ex} = U_{ex}^1 \approx U_{on}^1$ . Но после переключения компаратора в состояние “0” уменьшится напряжение  $U_{on}$  –

$$U_{on}^0 = E_{on} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{вых}^0 \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

в связи с чем  $U_{ex}$  станет заметно больше  $U_{on}^0$ , что подтвердит низкое состояние выхода КН. При дальнейшем увеличении  $U_{ex}$  выходное напряжение компаратора  $U_{вых}^0$  не изменяется. Чтобы теперь перевести КН в состояние “1”, потребуется уменьшить  $U_{ex}$  ниже уровня  $U_{on}^0$  ( $U_{ex} = U_{ex}^0 \approx U_{on}^0$ ), в результате чего  $U_{on}$  возрастет до  $U_{on}^1$ , что закрепит высокое состояние выхода КН ( $U_{ex}^0 < U_{on}^1$ ). Ширина петли гистерезиса определяется разностью напряжений  $U_{ex}^1$  и  $U_{ex}^0$ , т.е.

$$\Delta U_{ex} = U_{ex}^1 - U_{ex}^0 = U_{on}^1 - U_{on}^0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{вых}^1 - U_{вых}^0),$$

и задается отношением сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

В схеме рис. 8.8,б при  $U_{on} > 0$  и  $E_{ex} = 0$  на выходе компаратора действует низкое напряжение  $U_{вых}^0$ , которое через цепь ОС поступает на неинвертирующий вход КН, подтверждая низкое состояние его выхода. Чтобы при низком выходном напряжении  $U_{вых}^0$  напряжение  $U_{ex}$  достигло уровня  $U_{on}$ , необходимо на вход подать высокое напряжение  $E_{ex}^1$ :

$$U_{ex} = E_{ex}^1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{вых}^0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx U_{on}.$$

При таком входном напряжении и произойдет переключение компаратора в состояние “1”, в результате чего  $U_{ex}$  увеличится и станет существенно больше  $U_{on}$ , что подтвердит состояние “1” компаратора. Чтобы теперь уменьшить  $U_{ex}$  до уровня  $U_{on}$ , потребуется уменьшить  $E_{ex}$  до значения  $E_{ex}^0$ . В этом случае

$$U_{ex} = E_{ex}^0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{вых}^1 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx U_{on},$$

и компаратор переключится в состояние “0”, а напряжение  $U_{ex}$  уменьшится и станет существенно меньше  $U_{on}$ , что закрепит состояние “0” компаратора. Ширина петли гистерезиса

$$\Delta E_{ex} = E_{ex}^1 - E_{ex}^0 = \frac{R_1}{R_2} (U_{вых}^1 - U_{вых}^0),$$

как и в схеме рис. 8.8,а, задается отношением сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ .

Компараторы широко применяются при построении различных аналого-дискретных и аналого-цифровых устройств. Более специализированным макроэлементом для использования в импульсных генераторах является таймер,

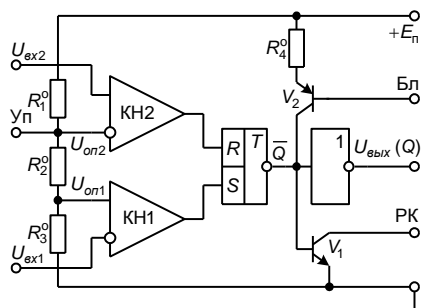


Рис. 8.9. Функциональная схема таймера

который, как и компаратор, имеет аналоговые (линейные) входы и логический выход. Функциональная схема таймера приведена на рис. 8.9, где КН1 и КН2 – компараторы напряжений;  $T$  –  $S$ -триггер; 1 – выходной инвертор;  $V_2$  – транзистор блокировки;  $V_1$  – разрядный ключ. Если транзистор  $V_2$  закрыт (например, за счет подачи на его базу напряжения  $E_n$ ), то работа таймера разрешена, в противном случае на выходе тай-

мера будет действовать низкое напряжение  $U_{вых}^0 \approx 0$  ( $Q=0$ ) вне зависимости от состояния его входов. Разрядный ключ на транзисторе  $V_1$  управляется напряжением с инвертирующего выхода  $S$ -триггера: если оно высокое ( $\bar{Q}=1$ ), то транзистор  $V_1$  полностью открыт; если же низкое ( $\bar{Q}=0$ ), то  $V_1$  закрыт. Опорные напряжения, подаваемые на соответствующие входы компараторов, вырабатываются резистивным делителем  $R_1^0, R_2^0, R_3^0$  из напряжения источника питания:

$$U_{on1} = E_n \frac{R_3^0}{R_1^0 + R_2^0 + R_3^0}; \quad U_{on2} = E_n \frac{R_2^0 + R_3^0}{R_1^0 + R_2^0 + R_3^0}.$$

Обычно  $R_1^0 = R_2^0 = R_3^0$ , поэтому  $U_{on1} = E_n/3$ , а  $U_{on2} = 2E_n/3$ . Опорными напряжениями можно управлять, для чего используется вывод Уп. Пример обозначения промышленных микросхем таймеров: 1006ВИ1, 512ВИ10.

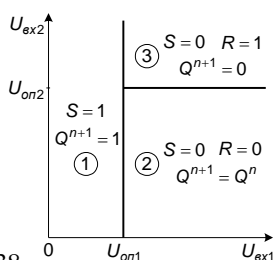


Рис. 8.10. Диаграмма состояний таймера

Таблица 8.2

$S$	$R$	$Q^{n+1}$
1	1	1
1	0	1
0	1	0

Таблица 8.3

$U_{ex1}$	$< U_{on1}$	$> U_{on1}$
$S$	1	0

Таблица 8.4

$U_{ex2}$	$< U_{on2}$	$> U_{on2}$
-----------	-------------	-------------

0	0	$Q^n$		R	0	1
---	---	-------	--	---	---	---

Диаграмма состояний таймера (рис. 8.10) строится на основе таблицы состояний  $S$ -триггера (табл. 8.2) и таблиц 8.3 и 8.4. Как видно из диаграммы, если  $U_{\text{ex}2} > U_{\text{on}2}$ , то относительно напряжения  $U_{\text{ex}1}$  таймер ведет себя подобно инвертирующему компаратору с пороговым напряжением  $U_{\text{on}1}$ . Если же объединить входы таймера ( $U_{\text{ex}1} = U_{\text{ex}2}$ ), то он будет эквивалентен компаратору, охваченному положительной обратной связью.

### 8.5.2. Одновибраторы.

Одновибратор – это генератор одиночных импульсов прямоугольной формы. Он формирует импульс определенной длительности после подачи на его вход короткого запускающего импульса и состоит из порогового устройства и времязадающей  $RC$ -цепи.

Схема одновибратора на основе компаратора, а также временные диа-

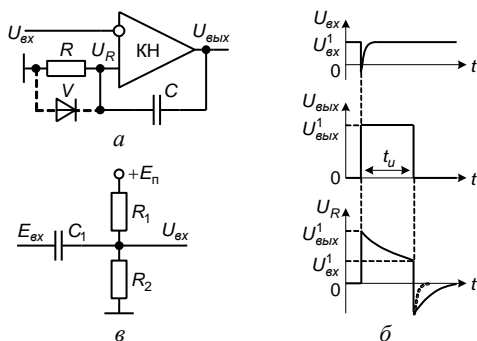


Рис. 8.11. Одновибратор на основе компаратора: а – схема одновибратора; б – временные диаграммы; в – схема формирователя запускающих импульсов

граммы его функционирования приведены на рис. 8.11. Устойчивое состояние одновибратора соответствует условиям:

$$U_{\text{ex}} = U_{\text{ex}}^1 > 0;$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^0 \approx 0; \quad U_R = 0.$$

Если входное напряжение на короткое время понизить до значения  $U_{\text{ex}} < 0$ , то напряжение на выходе компаратора повысится до  $U_{\text{вых}}^1$ , и все это

напряжение в первый момент передается без потерь через конденсатор  $C$  на неинвертирующий вход КН, в результате чего напряжение на резисторе  $R$  станет равным  $U_{\text{вых}}^1$  ( $U_R = U_{\text{вых}}^1$ ). Поскольку напряжение  $U_{\text{ex}}^1$  задается меньше  $U_{\text{вых}}^1$ , напряжение  $U_R$  на неинвертирующем входе КН остается больше напряжения  $U_{\text{ex}}$  на его инвертирующем входе и после прекращения действия запускающего импульса, поэтому компаратор сохраняет состояние “1”. Под действием  $U_{\text{вых}}^1$  конденсатор  $C$  заряжается, в результате  $U_R$  уменьшается, что происходит до тех пор, пока  $U_R$  не станет меньше  $U_{\text{ex}}^1$ . В этот момент напряжение на выходе компаратора уменьшится до  $U_{\text{вых}}^0 \approx 0$ , т.е. сформируется задний фронт импульса. К этому моменту напряжение на конденсаторе достигнет величины  $U_c = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{ex}}^1$ , и поскольку положительная обкладка конденсатора

после переключения компаратора в состояние “0” оказывается подключенной к общей шине, напряжение  $U_R$  станет отрицательным, т.е.  $U_R = -(U_{\text{бых}}^1 - U_{\text{ах}}^1)$ , что не изменит состояния выхода компаратора. Чтобы уменьшить величину выброса отрицательного напряжения на неинвертирующем входе КН, а также ускорить процесс разряда конденсатора  $C$ , т.е. уменьшить время готовности одновибратора к приему следующего запускающего импульса, параллельно резистору  $R$  включается диод  $V$ , как показано на рис. 8.11,а. На формирование импульса и его длительность

$$t_u = CR \ln \frac{U_{\text{бых}}^1}{U_{\text{ах}}^1}$$

диод практически не оказывает влияния, конечно, если его сопротивление в закрытом состоянии гораздо больше сопротивления резистора  $R$ .

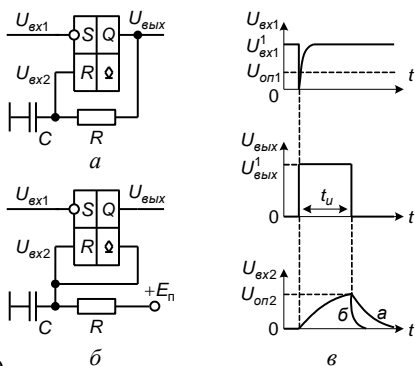
Для формирования коротких запускающих импульсов отрицательной полярности обычно используется схема, приведенная на рис. 8.11,б. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  рассчитываются из соотношений

$$U_{\text{ах}}^1 = E_{\text{п}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R.$$

В режиме ожидания (устойчивое состояние одновибратора) напряжение  $E_{\text{ах}} = E_{\text{ах}}^1 > U_{\text{ах}}^1$ , и конденсатор  $C_1$  малой емкости быстро заряжается до напряжения  $E_{\text{ах}}^1 - U_{\text{ах}}^1$  плюсом к источнику  $E_{\text{ах}}$ . В момент времени, когда  $E_{\text{ах}}$  станет равным  $E_{\text{ах}}^0 \approx 0$  (момент запуска одновибратора), положительная обкладка конденсатора  $C_1$  оказывается подсоединенной к общей шине с нулевым потенциалом, в результате напряжение с конденсатора  $C_1$  в отрицательной полярности  $(U_{\text{ах}}^1 - E_{\text{ах}}^1)$  поступит на инвертирующий вход компаратора. После этого конденсатор  $C_1$  быстро заряжается от источника  $E_{\text{п}}$  до напряжения  $U_{\text{ах}}^1$ , а после прекращения действия входного импульса

$E_{\text{ах}}$  — до напряжения  $E_{\text{ах}}^1 - U_{\text{ах}}^1$ .

Схемы одновибраторов на основе таймера приведены на рис. 8.12,а и б. В схеме рис. 8.12,а заряд и разряд конденсатора  $C$  времязадающей  $RC$ -цепи осуществляется через выходную цепь таймера, в то время как в схеме рис. 8.12,б заряд конденсатора  $C$  произ-





водится непосредственно от источника питания  $E_{\pi}$ , а разряд – через замкнутый разрядный ключ таймера. В состоянии устойчивости одновибратор характеризуется следующими значениями напряжений:  $U_{\text{ax1}} = U_{\text{ax1}}^1 > U_{\text{on1}}$ ;  $U_{\text{ax2}} \approx 0$ ;  $U_{\text{bblx}} = U_{\text{bblx}}^0 \approx 0$ , что соответствует положению рабочей точки на оси  $U_{\text{ax1}}$  в секторе 2 диаграммы состояний таймера (см. рис. 8.10). Если подать запускающий импульс, т.е. уменьшить напряжение  $U_{\text{ax1}}$ , сделав его меньше  $U_{\text{on1}}$  (рис. 8.12,а), то рабочая точка сместится в сектор 1 диаграммы, и таймер переключится в состояние “1”, в котором он останется и после прекращения действия входного импульса  $U_{\text{ax1}} < U_{\text{on1}}$ , поскольку таймер перейдет в режим хранения предыдущего состояния (сектор 2). В этом состоянии на выходе таймера действует высокое напряжение  $U_{\text{bblx}}^1$ , а разрядный ключ разомкнут, поэтому конденсатор  $C$  заряжается (от  $U_{\text{bblx}}^1$  в схеме рис. 8.12,а или от  $E_{\pi}$  в схеме рис. 8.12,б), вследствие чего напряжение на нем, а значит, и напряжение  $U_{\text{ax2}}$  увеличивается. Как только напряжение  $U_{\text{ax2}}$  станет больше  $U_{\text{on2}}$  (рабочая точка сместится в сектор 3 диаграммы), таймер переключится в состояние “0”, сформируется задний фронт импульса, напряжение на выходе таймера станет  $U_{\text{bblx}}^0 \approx 0$ , а разрядный ключ замкнется. Начнется разряд конденсатора  $C$  через выходное сопротивление таймера (в схеме рис. 8.12,а) или через замкнутый разрядный ключ (в схеме рис. 8.12,б). Длительность сформированного выходного импульса зависит как от значений  $R$  и  $C$ , так и от напряжений  $U_{\text{on2}}$  и  $U_{\text{bblx}}^1$  ( $E_{\pi}$ ):

$$t_u = CR \ln \frac{U_{\text{bblx}}^1 - U_{\text{bblx}}^0}{U_{\text{bblx}}^1 - U_{\text{on2}}} (a); \quad t_u = CR \ln \frac{E_{\pi} - U_{\text{ocm}}}{E_{\pi} - U_{\text{on2}}} (б)$$

( $U_{\text{ocm}}$  – остаточное напряжение разрядного ключа в замкнутом состоянии).

В схеме рис. 8.12,б не только выше готовность к приему следующего запускающего импульса, но и выше стабильность длительности импульса, поскольку  $E_{\pi}$  стабильнее  $U_{\text{bblx}}^1$ .

### 8.5.3. Мультивибраторы.

Мультивибратор – это генератор прямоугольных импульсов. Мультивибратор строится на основе порогового устройства с положительной обратной связью, функционирующего автоматически в пределах петли гистерезиса (см. рис. 8.8,а), что достигается за счет соответствующего управляющего напряжения ( $U_{\text{ax}}$ ), сформированного из выходного ( $U_{\text{bblx}}$ ) с помощью времязадающей  $RC$ -цепи.

Схема мультивибратора на основе компаратора приведена на рис. 8.13,а, а его временные диаграммы – на рис. 8.13,б. Если пороговое устрой-

ство обеспечивает на выходе  $U_{вых}^0 < 0$  (как в случае операционного усилителя), то  $E_{он} = 0$ , если же  $U_{вых}^0 \geq 0$ , то напряжение  $E_{он}$  выбирается таким, что-

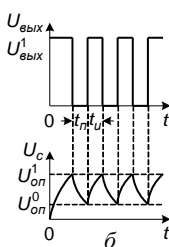
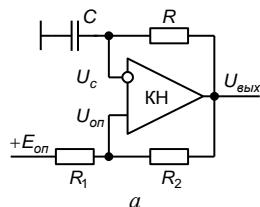


Рис. 8.13. Мультивибратор на основе компаратора: а – схема; б – временные диаграммы

бы  $U_{он}^0 > U_{вых}^0$ , а  $U_{он}^1 < U_{вых}^1$

(здесь рассматривается этот случай). В момент подачи напряжения питания напряжение на конденсаторе  $C$ , т.е. на инвертирующем входе КН, равно нулю ( $U_c = U_{ex} = 0$ ), а напряжение на неинвертирующем входе КН под действием  $E_{он}$  устанавливается больше нуля, поэтому  $U_{вых}$

будет высоким ( $U_{вых}^1$ ). Под действием этого напряжения, с одной стороны, скачком увеличится напряжение  $U_{он}$  до  $U_{он}^1$ , подтверждая состояние выхода компаратора, а с другой стороны, начнется заряд конденсатора  $C$  через резистор  $R$ . Увеличение напряжения  $U_c$  на конденсаторе происходит до тех пор, пока оно не станет равным  $U_{ex}^1 > U_{он}^1$  (см. рис. 8.8,б), после чего на выходе компаратора установится низкое напряжение  $U_{вых}^0 \approx 0$ , понизится и напряжение  $U_{он}$  до уровня  $U_{он}^0$ . Начнется разряд конденсатора  $C$  через  $R$  и выходное сопротивление компаратора – происходит уменьшение напряжения  $U_c$  до уровня  $U_{ex}^0 < U_{он}^0$ , при котором компаратор переключится в состояние “1” (см. рис. 8.8,б). В дальнейшем изменение напряжения на конденсаторе будет происходить в диапазоне от  $U_{ex}^0 < U_{он}^0$  до  $U_{ex}^1 > U_{он}^1$  (в пределах петли гистерезиса), поэтому и длительность импульса  $t_u$  в установившемся режиме будет меньше длительности первого (после включения схемы) импульса. Длительности импульса ( $t_u$ ) и паузы ( $t_n$ )

$$t_u = CR \ln \frac{U_{вых}^1 - U_{он}^0}{U_{вых}^1 - U_{он}^1}; \quad t_n = CR \ln \frac{U_{вых}^0 - U_{он}^1}{U_{вых}^0 - U_{он}^0}$$

в общем случае неодинаковые.

Как указывалось в п. 8.5.1, если объединить входы таймера, то он будет эквивалентен компаратору с положительной обратной связью. Поэтому схему мультивибратора на таймере можно получить, включив между выходом и объединенными входами таймера, как и в случае компаратора с ПОС, времязадающую  $RC$ -цепь (рис. 8.14,а). Если обратиться к схеме одновибратора

на таймере (см. рис. 8.12,а), то видим, что схема мультивибратора на рис. 8.14,а отличается от схемы одновибратора только местом подсоединения входа  $\bar{S}$  – в мультивибраторе входы  $\bar{S}$  и  $R$  таймера объединены. Поэтому и схема мультивибратора с ускоренным разрядом конденсатора может быть получена из соответствующей схемы одновибратора (см. рис. 8.12,б) путем объединения входов таймера, как показано на рис. 8.14,б.

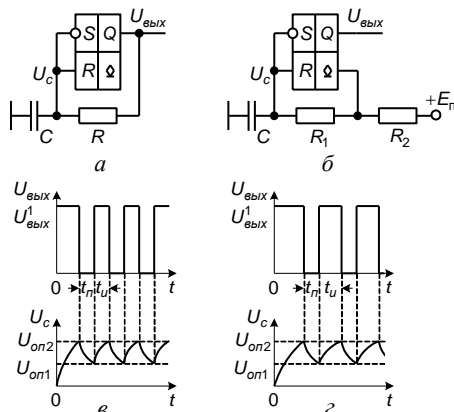


Рис. 8.14. Мультивибраторы на основе таймера: а, б – схемы; в, г – временные диаграммы

или через последовательно соединенные резисторы  $R_1$  и  $R_2$  от источника питания  $E_{\pi}$  (в схеме рис. 8.14,б). Рабочая точка таймера перемещается на диаграмме состояний по прямой, составляющей с осью  $U_{\text{вх1}}$  угол в  $45^\circ$  (входы объединены), поэтому рабочая точка непременно перейдет из сектора 1 в сектор 2, где сохранится предыдущее состояние выхода таймера. Такое состояние будет длиться до тех пор, пока напряжение на конденсаторе ( $U_c = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}}$ ) не превысит порог  $U_{\text{он2}}$ , после чего на выходе таймера установится низкое напряжение  $U_{\text{вых}}^0 \approx 0$  (сектор 3 диаграммы), а разрядный ключ замкнется. Начнется разряд конденсатора  $C$  через  $R$  и выходное сопротивление таймера (в схеме рис. 8.14,а) или через  $R_1$  и разрядный ключ (в схеме рис. 8.14,б). Напряжение на конденсаторе станет уменьшаться, а рабочая точка таймера снижаться по той же прямой на диаграмме состояний, пока она не пересечет границу  $U_{\text{он1}}$  между сектором 2 и сектором 1, после чего на выходе таймера установится высокое напряжение  $U_{\text{вых}}^1$  (разрядный ключ разомкнется), и начнется новый цикл заряда конденсатора  $C$ . В дальнейшем напряжение на

В момент подачи напряжения питания  $E_{\pi}$  напряжение на конденсаторе  $C$  равно нулю ( $U_c = U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = 0$ ), поэтому рабочая точка таймера расположится в секторе 1 диаграммы состояний (см. рис. 8.10), в результате чего на выходе таймера установится высокое напряжение  $U_{\text{вых}}^1$ , а разрядный ключ таймера окажется разомкнутым – начнется заряд конденсатора  $C$  через резистор  $R$  от  $U_{\text{вых}}^1$  (в схеме рис. 8.14,а)

конденсаторе  $C$  будет изменяться в границах от  $U_{c1} = U_{on1}$  до  $U_{c2} = U_{on2}$ , т.е. рабочая точка будет перемещаться преимущественно в границах сектора 2, опускаясь ниже  $U_{on1}$  и поднимаясь выше  $U_{on2}$  на очень незначительную величину.

Выражения для длительностей импульса и паузы имеют вид

$$t_u = CR \ln \frac{U_{бых}^1 - U_{on1}}{U_{бых}^1 - U_{on2}}, \quad t_n = CR \ln \frac{U_{бых}^0 - U_{on2}}{U_{бых}^0 - U_{on1}} \quad (a);$$

$$t_u = \tau_{зар} \ln \frac{E_{п} - U_{on1}}{E_{п} - U_{on2}}, \quad t_n = \tau_{раз} \ln \frac{U_{осм} - U_{on2}}{U_{осм} - U_{on1}} \quad (б),$$

где  $\tau_{зар} = C(R_1 + R_2)$  и  $\tau_{раз} = CR_1$  – постоянные времени заряда и разряда конденсатора  $C$ ;  $U_{осм}$  – остаточное напряжение разрядного ключа в замкнутом состоянии. Если  $R_1 = 0$ , то постоянная времени  $\tau_{раз}$  будет образована емкостью  $C$  и небольшим сопротивлением замкнутого разрядного ключа. Изменяя соотношение между  $R_1$  и  $R_2$ , можно изменять скважность импульсов.

#### 8.5.4. Генераторы линейно изменяющегося напряжения.

Напряжение на конденсаторе  $u_c(t)$ , как известно, связано с током  $i_c(t)$ , протекающим через конденсатор емкостью  $C$ , интегральным соотношением

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) dt,$$

откуда следует, что линейное изменение во времени напряжения  $u_c$  имеет место только при постоянном токе  $i_c(t) = I_c$ :

$$\Delta U_c = \Delta t \frac{I_c}{C},$$

когда заряд конденсатора осуществляется от генератора тока, имеющего бесконечное внутреннее сопротивление, что реализуется в схеме интегратора.

Таким образом, схема генератора линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН) может быть получена из схемы мультивибратора путем замены времязадающей  $RC$ -цепи неинвертирующим интегратором. В частности, если в качестве исходной взять схему мультивибратора, приведенную на рис. 8.13,а, то схема ГЛИН примет вид, показанный на рис. 8.15,а, где ОУ,  $C$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  и  $R_4$  составляют неинвертирующий интегратор, конечно, при условии  $R_1 = R_3$ ,  $R_2 = R_4$ . Схема рис. 8.15,а функционирует точно так же, как и схема рис. 8.13,а, за исключением того, что напряжение на конденсаторе  $C$  в схеме рис. 8.15,а изменяется линейно, а не по закону экспоненты, как это имело место в схеме рис. 8.13,а. Кроме того, в схеме рис. 8.15,а на инвертирующий вход компаратора поступает напряжение не с конденсатора ( $U_c$ ), а с выхода интегратора ( $U_2$ ), которое связано с напряжением  $U_c$  соотношением

$$U_2 = U_c \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Поскольку ошибка интегрирования у неинвертирующего интегратора больше, чем у инвертирующего, в схеме ГЛИН предпочтительнее использовать

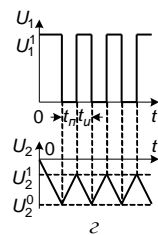
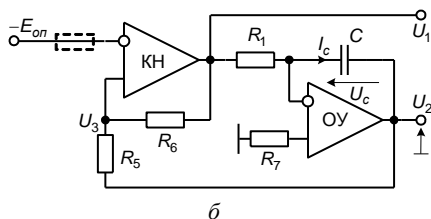
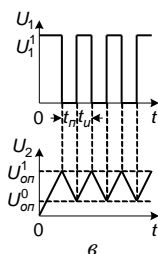
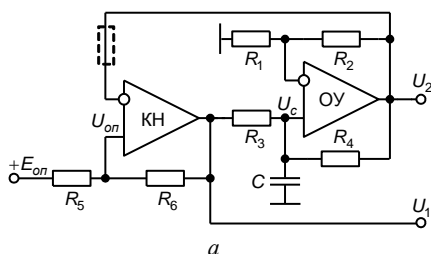


Рис. 8.15. Генераторы треугольных импульсов на основе компаратора: а, б – схемы; в, з – временные диаграммы

подачи питающих напряжений на выходе интегратора действует нулевое напряжение ( $U_2 = -U_c = 0$ ), а на инвертирующем входе КН – отрицательное  $E_{on}$ , поэтому на выходе компаратора и на его неинвертирующем входе будут высокие напряжения, соответственно  $U_1^1$  и  $U_3 > -E_{on}$ . Под действием  $U_1^1$  начнется заряд конденсатора  $C$  через  $R_1$  и выходное сопротивление ОУ, поэтому напряжение  $U_c$  будет увеличиваться, а напряжение  $U_2 = -U_c$  и  $U_3$  – уменьшаться, что продлится до тех пор, пока  $U_3$  не достигнет порога срабатывания компаратора, т.е. понизится до значения

$$U_3 = U_1^1 \frac{R_5}{R_5 + R_6} + U_2^0 \frac{R_6}{R_5 + R_6} = -E_{on},$$

где  $U_2^0$  – минимальное напряжение на выходе интегратора. После этого выходное напряжение компаратора станет низким  $U_1^0$ , уменьшится и напряжение  $U_3$ , что подтвердит низкое состояние выхода КН. Начнется разряд конденсатора  $C$  через  $R_1$  и выходные сопротивления КН и ОУ, в результате напряжение  $U_c$  станет уменьшаться, а напряжения  $U_2 = -U_c$  и  $U_3$  – увели-

инвертирующий интегратор. Чтобы при этом знак общей обратной связи остался прежним (отрицательным), выход инвертирующего интегратора необходимо подключить к неинвертирующему входу компаратора, а источник опорного напряжения – к его инвертирующему входу (с изменением знака  $E_{on}$ ), как показано на рис. 8.15,б. В момент

чиваться, причем последнее до уровня, при котором произойдет переключение компаратора в состояние “1”:

$$U_3 = U_1^0 \frac{R_5}{R_5 + R_6} + U_2^1 \frac{R_6}{R_5 + R_6} = -E_{on},$$

где  $U_2^1$  – максимальное напряжение на выходе интегратора.

Поскольку при протекании через конденсатор тока

$$I_c = \frac{U_1^1}{R_1}$$

напряжение на конденсаторе, как это видно из рис. 8.15,з, изменяется на величину

$$\Delta U_c = U_2^1 - U_2^0 = \frac{R_5}{R_6} (U_1^1 - U_1^0),$$

длительность импульса  $t_u$  (а также паузы  $t_n$ ) определится из соотношения

$$t_u = t_n = CR_1 \frac{R_5}{R_6} \frac{U_1^1 - U_1^0}{U_1^1} \approx CR_1 \frac{R_5}{R_6}.$$

После замены в мультивибраторах с таймером (см. рис. 8.14,а и б) времязадающей  $RC$ -цепи на неинвертирующий интегратор схемы ГЛИН примут вид, показанный на рис. 8.16,а и б (в отличие от схем рис. 8.14,а и б здесь в обозначении таймера показан управляющий вход  $V$ ). В то время как в генераторе треугольных импульсов (рис. 8.16,а) и заряд, и разряд конденсатора  $C$  происходит по линейному закону, в генераторе пилообразных импульсов (рис. 8.16,б) линейен только заряд, тогда как разряд – быстрый и нелинейный (через небольшое сопротивление разрядного ключа). Поскольку в процессе заряда ток через конденсатор постоянен:

$$I_c = \frac{U_1^1}{R_3} \text{ (а); } I_c = \frac{E_{\pi}}{R_3} \text{ (б),}$$

а изменение напряжения на нем при свободном выводе  $V$  составляет величину

$$\Delta U_c = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \Delta U_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{on2} - U_{on1}),$$

длительности импульсов в схемах рис. 8.16,а, б описываются следующими выражениями:

$$t_u = CR_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{U_{on2} - U_{on1}}{U_1^1} \text{ (а);}$$

$$t_u = CR_3 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{U_{on2} - U_{on1}}{E_{\pi}} \text{ (б).}$$

Длительность паузы  $t_n$  в схеме 8.16,а равна длительности импульса  $t_u$ .

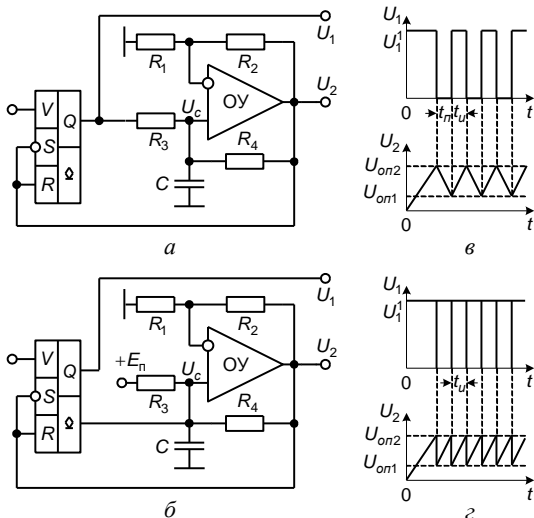


Рис. 8.16. ГЛИН на основе таймера: а – схема генератора треугольных импульсов; б – схема генератора пилообразных импульсов; в, г – временные диаграммы

генерации

$$f_r = 1/(t_u + t_n)$$

можно управлять, подавая управляющее напряжение  $U_y$  на вход V (рис. 8.16, а, б). В этом случае пороговые напряжения  $U_{on2}$  и  $U_{on1}$ , а также их разность являются линейными функциями управляющего напряжения  $U_y$ .

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Алексенко, А.Г. Микросхемотехника: Учебное пособие для вузов / А.Г. Алексенко, И.И. Шагурин. – М.: Радио и связь, 1982. – 416 с.
2. Алексенко, А.Г. Применение прецизионных аналоговых микросхем: Монография / А.Г. Алексенко, Е.А. Коломбет, Г.И. Стародуб. – М.: Радио и связь, 1985. – 304 с.
3. Вениаминов, В.Н. Микросхемы и их применение: Справочное пособие / В.Н. Вениаминов, О.Н. Лебедев, А.И. Мирошниченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
4. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике: Монография. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
5. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах: Монография. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
6. Калякин А.И. Электроника. Основы аналоговой схемотехники: Учебное пособие для вузов. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1996. – 178 с.

Так как в схемах рис. 8.15, а, б и 8.16, а, б переключающее напряжение  $U_2$  ( $U_c$ ) пересекает уровни пороговых напряжений под большим, чем в схемах рис. 8.13, а и 8.14, а, б, углом, стабильность длительности импульсов у ГЛИН выше. Поэтому они часто используются вместо мультивибраторов в качестве генераторов прямоугольных импульсов. В ГЛИН, выполненном на таймере, частотой

7. Калякин А.И. Электроника. Основы электронной техники: Учебное пособие для вузов. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2005. – 160 с.
8. Кучумов А.И. Электроника и схемотехника: Учебное пособие для вузов – М.: Гелиос АРВ, 2004. – 335 с.
9. Павлов, В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебник для вузов / В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 320 с.
10. Степаненко, И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003. – 488 с.
11. Христич В.В. Электроника: Тексты лекций. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2002. – 203 с.
12. Шилов В.Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре: Монография. – М.: Сов. радио, 1979. – 368 с.
13. Якубовский, С.В. Аналоговые и цифровые интегральные схемы: Монография / С.В. Якубовский, Н.А. Барканов, Б.П. Кудряшов. – М.: Сов. радио, 1979. – 336 с.

**Христич Вилен Васильевич**

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ**  
**по курсу**  
**Электроника**  
**Учебное пособие**

*Ответственный за выпуск*

*Христич В.В.*



*Редактор*

*Кочергина Т.Ф.*

*Корректор*

*Селезнева Н.И.*

*Компьютерная верстка*

*Христинич В.В.*

ЛР № 020565 от 25.06.1997

Подписано к печати 20.04.09

Формат 60×84  $\frac{1}{16}$ . Бумага офсетная.

Офсетная печать. Усл. печ. л. – 9,25. Уч.-изд. л. – 9,00.

Заказ № 133. Тираж 150 экз.

«С»

---

Издательство Технологического института  
Южного федерального университета  
ГСП 17А, Таганрог, 28, Некрасовский переулок, 44  
Типография Технологического института  
Южного федерального университета  
ГСП 17А, Таганрог, 28, ул. Энгельса, 1