

Лабораторная работа 1

ПРОХОЖДЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ RLC-ЦЕПИ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

Цель работы:

1. Ознакомиться с основными характеристиками импульсных сигналов и их измерением с помощью генератора импульсов и осциллографа.
2. Изучить влияния различных RLC-цепей на прохождения прямоугольных импульсов.
3. Изучить работу линии задержки в цепях формирования импульсов и их задержки.

1.1. Общие положения

Среди электрических импульсов (кратковременное отклонение напряжения или тока от какого-либо постоянного уровня U_0 , в частности, от нулевого значения) различают видеоимпульсы – отклонения напряжения или тока в цепи постоянного тока, и радиоимпульсы, представляющие собой модулированные по амплитуде посылки гармонических колебаний (несущей частоты). Видеоимпульсы в зависимости от их формы условно разделяют на прямоугольные, трапецеидальные, треугольные, колоколообразные и др.

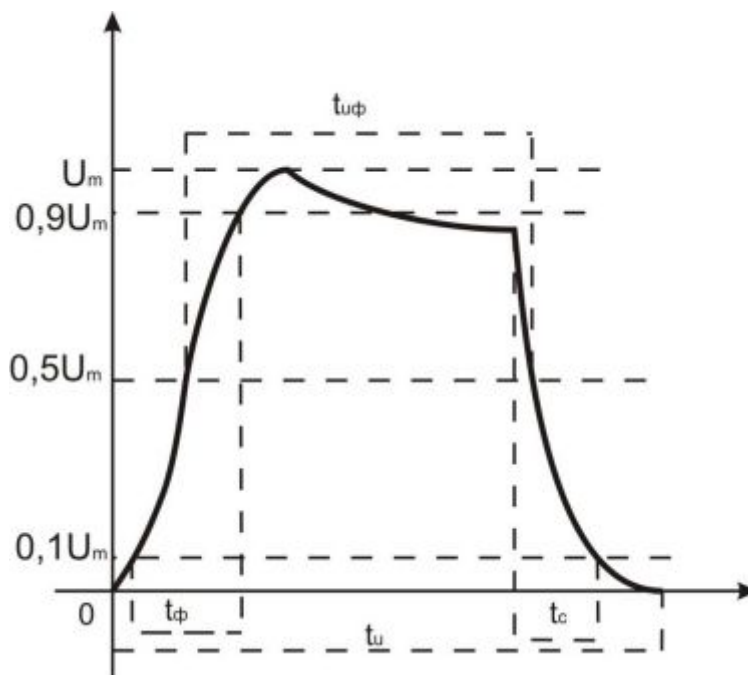


Рис. 1.1

Познакомимся с основными характеристиками импульсных сигналов на примере импульса напряжения, приведенного на рис. 1.1.

Амплитудой импульса (его максимальное значение U_m) измеряется в В, кВ, мВ, мкВ. Время, в течение которого амплитуда импульса возрастает от $0,1 U_m$ до $0,9 U_m$ (фронт импульса t_ϕ), измеряется в с, мс, мкс, нс, пс. Длительность

импульса измерения по основанию, t_u ; активная длительность импульса $t_{u\phi}$ измеряется на высоте от $0,5 U_m$. Время, в течение которого амплитуда импульса уменьшается от $0,9 U_m$, до $0,1 U_m$, спад t_{cn} . Отношение изменения напряжения плоской части импульса его амплитудному значению – относительный спад импульса $\delta = \Delta U / U_m$. Промежуток времени между двумя точками соседних, периодически повторяющихся импульсов, находящихся в одной фазе – период T . Величина обратная периоду, частота следования импульсов F . Отношение $\xi = t_u / T$ – коэффициент заполнения. Величина $r = (T - t_u) / t_u$ – скважность импульсов. Фронт и спад реальных импульсов во многих случаях имеют экспоненциальную форму.

По характеру своего возникновения импульсы могут быть одиночными, периодическими и хаотическими.

При прохождении импульсных сигналов через RLC–цепи их спектральный состав изменяется, а следовательно, изменяется и форма импульсов. В общем случае для RLC–цепи, изображенной на рис. 1.2 учитываются соотношения:

$$R = \frac{U_R}{I_R}, \quad L = \frac{U_L}{dI_L}, \quad \frac{1}{C} = \frac{U_C}{\int I_C dt} \quad \text{и законы Кирхгофа.}$$

Можно составить уравнение, связывающие мгновенным значением тока, протекающего в ней:

$$IR + L \frac{dI}{dt} + \frac{1}{C} \int I dt = U_1, \quad \text{или} \quad \frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{d\varphi}{dt} + \frac{1}{LC} I = \frac{1}{L} \cdot \frac{dU_1}{dt} \quad (1.1)$$

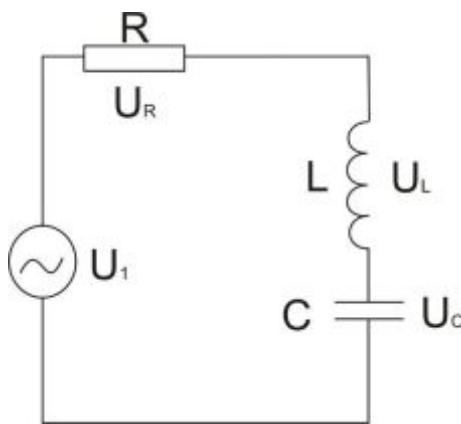


Рис. 1.2

Интегрирование уравнения при известной форме сигнала, т.е. при явно заданной функции $U(t)$, позволяет найти выражение для тока, протекающего через тот или иной элемент цепи и падения напряжения на этом элементе.

Для выполнения лабораторной работы нужно знать работу дифференцирующей и интегрирующей цепей.

1.1.1. Работа дифференцирующей цепи

Дифференцирующая цепь – линейный четырехполюсник, у которого выходное напряжение пропорционально производной по времени от входного:

$$U_{\text{вых}}(t) = k \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} \quad (1.2)$$

Работа дифференцирующих цепей (рис. 1.3) основана на том, что токи и напряжения для емкости и индуктивности математически связаны как функция и ее производная.

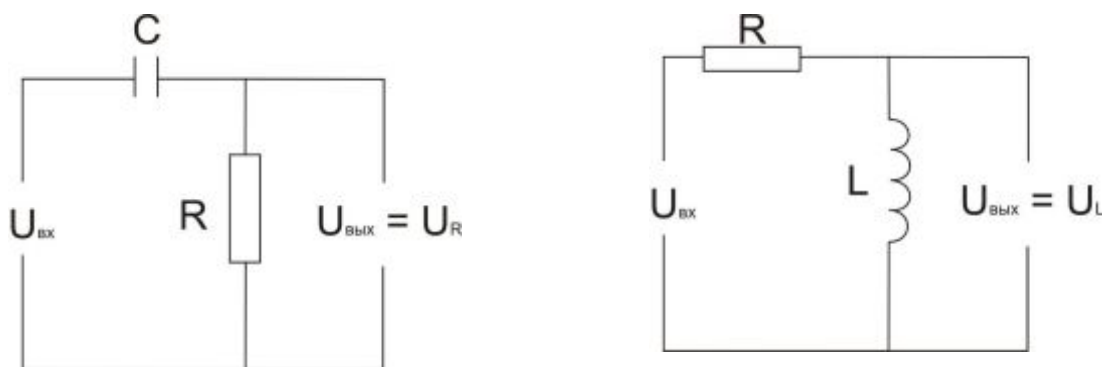


Рис. 1.3

Для емкости:

$$I_c = c \frac{dU_c}{dt} \quad (1.3)$$

Для индуктивности:

$$U_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (1.4)$$

1.1.2. Работа интегрирующей цепи

Интегрирующая цепь (рис. 1.4) – линейный четырехполюсник, выходное напряжение которого пропорционально интегралу входного:

$$U_{\text{вых}}(t) = \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt \quad (1.5)$$

Для RC–цепи, изображенной на рис. 1.4, на входе которой действует прямоугольный импульс (рис. 1.5), после интегрирования (1.1) получим:

$$U_R(t) = U_m e^{-t/RC} \quad (1.6)$$

если $t \leq t_1$ и

$$U_R(t) = U_m (e^{-t/RC} - e^{\frac{-t-t_1}{RC}}) \quad (1.7)$$

если $t > t_1$.

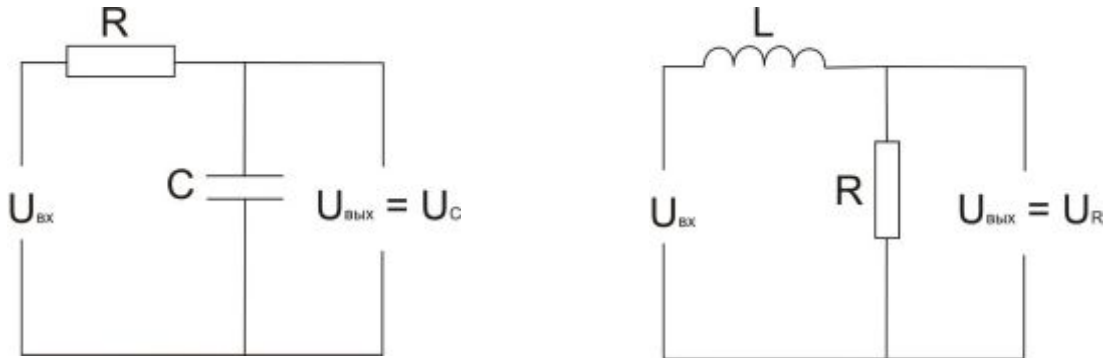


Рис. 1.4

В любой момент времени $U_R + U_C = U_m$, кроме того, напряжение на емкости не может изменяться скачком, поэтому в начальный момент времени все напряжения U_m падает на резисторе R , т.е. при $t = 0$ $U_R = U_m$ и $U_C = 0$. При этом в цепи течет ток $I_0 = \frac{U_m}{R}$. Далее начинается заряд емкости C , при этом потенциал на ней изменяется по закону:

$$U_C(t) = U_m (1 - e^{-t/RC}) \quad (1.8)$$

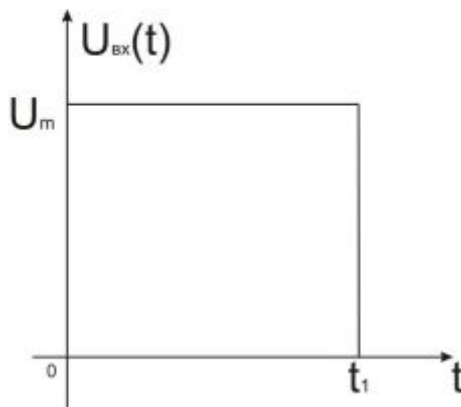


Рис. 1.5

Величина $\tau = RC$ — постоянная времени RC-цепи. Через время $t = \tau$ напряжение на емкости C и резисторе R будут соответственно (рис.1.6):

$$U_C(t) = U_m (1 - e^{-1}) = 0,63U_m;$$

$$U_R = U_m - U_C = 0,37U_m.$$

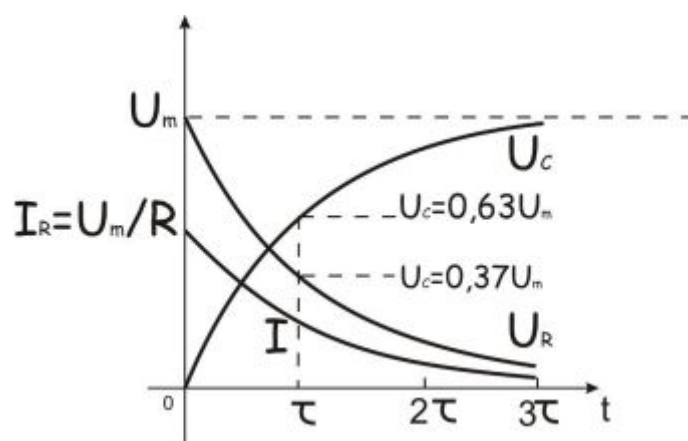


Рис. 1.2

Теоретически переходные процессы в RC-цепи длятся бесконечно долго и при $\tau \rightarrow \infty$; $U_C = U_m$, $U_R = 0$, $I = 0$.

На практике считают процесс завершенным, если разность между значением величины и ее пределом не превышает 5%, т.е. $0,95 \cdot U_m = U_m(1 - e^{-t_{\text{пер}}/\tau})$, откуда $e^{-t_{\text{пер}}/\tau} = \frac{1}{20}$.

Логарифмируя и переходя к десятичным логарифмам, получим:

$$t_{\text{перех}} = \tau \ln 20 = 2,3\tau \lg 20 = 2,3 \cdot 1,3\tau \sim 3\tau \quad (1.9)$$

При $t > t_1$ в RC-цепи протекает процесс разряда конденсатора. Так как на входе схемы теперь напряжение отсутствует, то в каждый момент времени $U_R + U_C = 0$, т.е. $U_R = -U_C$. В первый момент времени напряжение на конденсаторе $U_C = U_m$, поэтому напряжение на резисторе скачком уменьшается до $U_R = -U_m$, а ток в цепи до значения: $I = -U_m/R$ (рис. 1.7). Далее напряжение на конденсаторе уменьшается по закону:

$$U_C(t) = U_m e^{-t/\tau} \quad (1.10)$$

а напряжение на резисторе увеличивается по закону:

$$U_R(t) = -U_m e^{-t/\tau} \quad (1.11)$$

Выражение для тока в цепи имеет вид:

$$I = -U_m e^{-t/\tau} / R \quad (1.12)$$

Определим длительность фронта импульса на выходе интегрирующей RC-цепочки с постоянной времени τ :

$$0,1 \cdot U_m = U_m (1 - e^{-t_1/\tau}); 0,95 \cdot U_m = U_m (1 - e^{-t_2/\tau}); \ln 0,9 = -\frac{t_1}{\tau} \quad (1.13)$$

$$\ln 0,1 = -t_2/\tau; t_1 = -\tau \ln 0,9$$

$$t_2 = -\tau \ln 0,1, \text{ откуда } t_\phi = t_2 - t_1 = \tau (\ln 0,9 - \ln 0,1) = \tau \ln \frac{0,9}{0,1} = 2,3\tau \ln 9 \approx 2,2\tau.$$

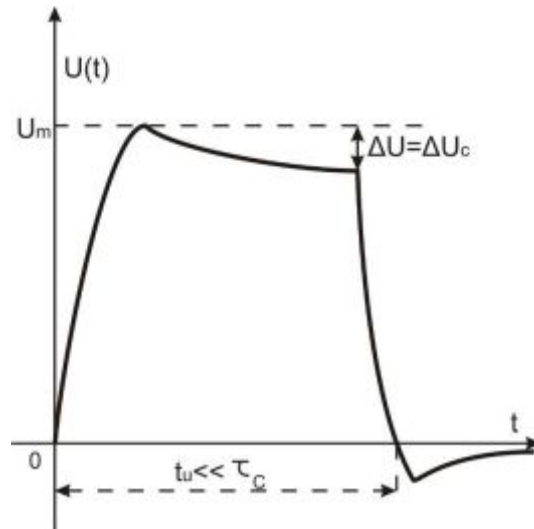


Рис. 1.7

При прохождении «короткого» импульса $t_u/\tau \ll 1$ через дифференцирующую цепочку (рис.1.8) за время t_u напряжение на конденсаторе изменится на величину $\Delta U_C(t) = U_m(1 - e^{-t_u/\tau})$, на эту же величину уменьшится выходное напряжение U_R .

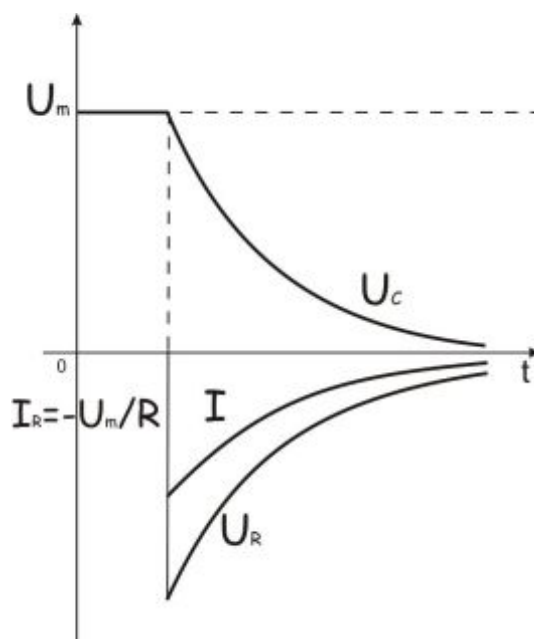


Рис. 1.8

После окончания импульса напряжение на резисторе U_m изменится скачком, т.е. станет равным $-\Delta U$. В случае $t_u \ll \tau$ скорость заряда емкости можно считать постоянной, равной: $V = U_m / \tau$, откуда $\Delta U = V t_u = \frac{U_m}{\tau} t_u$. Отсюда относительный спад импульса $\delta = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{t_u}{\tau}$, т.е. для неискаженной передачи плоской части импульса необходимо, чтобы $\tau \gg t_u$. Рассмотрим переходные процессы на RL-цепи, изображенной на рис. 1.3. На вход цепи подаем, как и в предыдущем случае, импульс напряжения с амплитудой U_m и длительностью t_u . Ток в цепи с индуктивностью не может изменяться скачком, поэтому в момент времени $t = 0$ ток в цепи $I = 0$ и все напряжение выделяется на катушке индуктивности: $U_L = U_m - U_R = U_m - IR = U_m$. Далее ток в цепи и напряжение растут по экспоненциальному закону, а U_L падает:

$$I(t) = \frac{U_m}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (1.14)$$

$$U_R(t) = IR = U_m (1 - e^{-t/\tau}) \quad (1.15)$$

$$U_L(t) = U_m e^{-t/\tau} \quad (1.16)$$

где $\tau = \frac{L}{R}$ – постоянная времени RL-цепи.

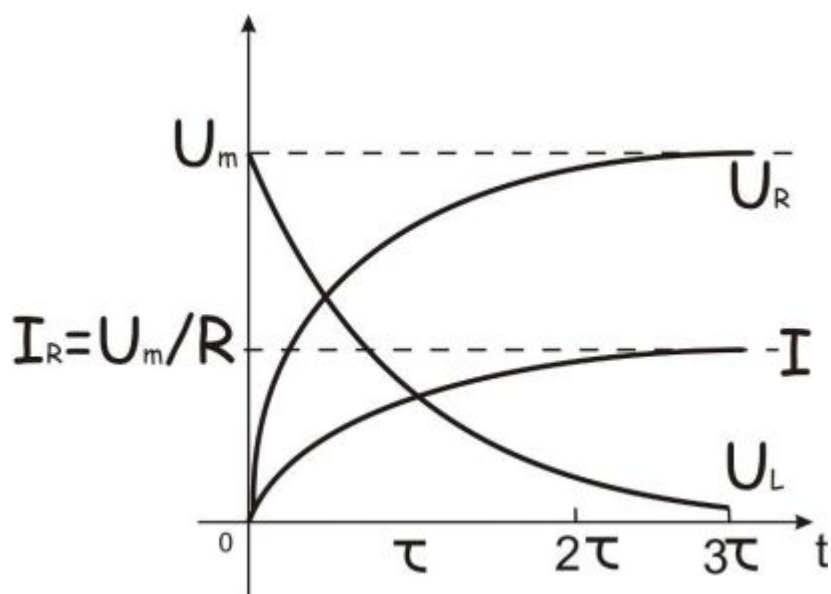


Рис. 1.9

На рис. 1.9 изображены кривые изменения $I(t)$, $U_R(t)$, $U_L(t)$, для моментов времени от $t = 0$, до $t < t_u$. Если считать, что в момент времени $t = t_1$ переходный процесс закончен, то в цепи установятся стационарные значения величины: $I = \frac{U_m}{R}$, $U_R = U_m$ и $U_L = 0$.

Если в момент времени $t = t_u$, на входе RL-цепи перестанет действовать напряжение U_m , в первый момент ток в цепи и напряжение U_R сохранит свое значение, а скачком изменится до значения $-U_m$ (рис.1.10). Затем напряжение U_R и ток I начнут экспоненциально уменьшаться:

$$I(t) = \frac{U_m}{R} e^{-t/\tau} \quad (1.17)$$

$$U_R(t) = U_m e^{-t/\tau} \quad (1.18)$$

а напряжение U_L – возрастет до нуля:

$$U_L = -U_m e^{-t/\tau} \quad (1.19)$$

Таким образом, можно сделать вывод, что RL-цепь аналогична по своему влиянию на проходящий через нее импульс напряжения RC-цепи.

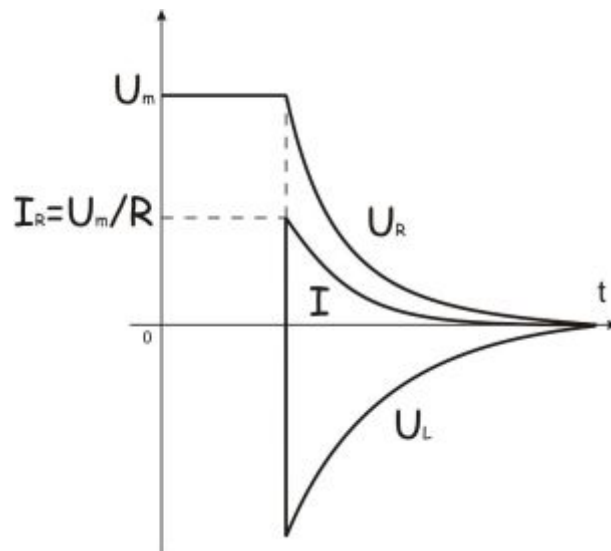


Рис. 1.10

В заключение отметим, что дифференцирующие цепи широко применяются для получения электрическим путём математической производной по времени, укорачивая длительность импульсов, интегрирующие цепи – в схемах генерирования пилообразного напряжения, удлинения импульсов и т.д.

1.1.3. Линии задержки

В электронике часто бывают случаи, когда нужно задержать какой-либо сигнал во времени. Одним из простейших устройств, позволяющих решить эту задачу, является линия задержки с распределенными параметрами. Она может состоять из двух параллельных проводников, проводников и проводящих поверхностей, двух коаксиальных проводящих цилиндров и т.д.

В бесконечно длинной идеальной линии скорость распространения электромагнитной волны

$$V = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

где L – погонная индуктивность линии, а C – её погонная ёмкость. Под идеальной линией мы будем понимать линию, в которой отсутствуют потери.

Если бесконечно длинную линию разорвать и нагрузить на конце на сопротивление $R_H = R_B$ волновому сопротивлению $\left(R_B = \sqrt{\frac{L}{C}}\right)$, то отношение

напряжения к току на R_H будут теми же, что и для падающей волны бесконечно длинной линии в данной точке в данный момент времени. Когда падающая волна дойдет до конца линии, в нагрузке установится ток $I = \frac{U_n}{R_B}$ и никаких

новых явлений не возникнет. Поэтому линия конечной длины, нагруженная на $R_H = R_B$, не искажает распространяющейся вдоль нее волны, а лишь осуществляет её задержку на время

$$t_3 = \frac{l}{V},$$

где l – длина волны; или $t_3 = l\sqrt{LC}$.

Рассмотрим конкретный случай, когда сопротивление источника сигнала R_r равно волновому сопротивлению линии R_B и линия разомкнута на конце. Начиная с момента появления напряжения E , вдоль линии начнет распространяться падающая волна с амплитудой $U_n = \frac{E}{2}$ и тока $I_n = \frac{E}{2R_B}$. Так как напряжение на конце линии после окончания переходных процессов должно возрасти до величины E , то в момент достижения падающей волной линии возникнет отраженная волна с тем же знаком и амплитудой $U_{omp} = \frac{E}{2}$.

Одновременно возникает отраженная волна тока с противоположным знаком, так как ток в линии должен после окончания переходного процесса упасть до нуля.

Когда отраженная волна достигает начала линии, вдоль всей линии установится стационарное значение напряжения $U = E$ и тока $I = 0$, так как линия вначале согласована на R_B . В коротко замкнутой на конце линии отраженная волна напряжения будет равна по амплитуде падающей, но противоположной по знаку: $U_{omp} = -U_n = -\frac{E}{2}$ при длительности импульса $t_u < t_3$,

отраженный импульс придет к началу линии через время $2t_3$ и будет иметь отрицательную полярность.

В случае, когда линия нагружена на конце на $R_H \neq R_B$ (при $R_r = R_B$), от конца линии происходит отражение, причем,

$$U_{omp} = U_{\Pi} K_0; \quad I_{omp} = -\frac{U_{omp}}{R_B} = I_{\Pi} K_{omp},$$

где $K_{omp} = \frac{(R_H - R_B)}{R_H + R_B}$ – коэффициент отражения.

K_{omp} показывает, во сколько раз отличается по значению отраженная от сопротивления нагрузки волна тока и напряжения по сравнению с падающей волной. Знак K_{omp} указывает на полярность отражённых волн относительно падающих.

На практике вместо длинных линий с распределительными параметрами применяют искусственные линии с сосредоточенными параметрами (рис.1.11).

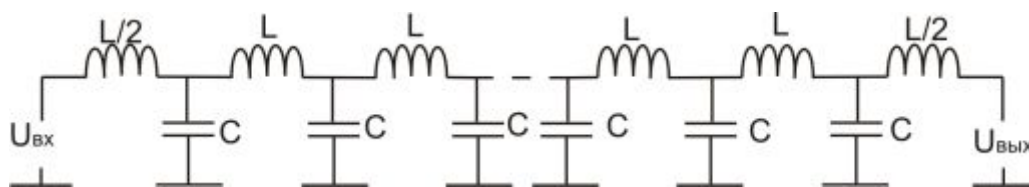


Рис. 1.11

Эквивалентом длины l линии с распределительными параметрами в цепочечной линии является число ячеек линии n .

Время задержки $t_3 = n\sqrt{LC}$. Процессы установления тока и напряжения в искусственных линиях подобны процессам в длинной линии и аналогия тем ближе, чем больше n .

Чтобы в цепочечной линии можно было передать импульс длительностью t_u без искажений, но с задержкой t_3 , необходимо, чтобы частотная характеристика линии была равномерной, а фазовая – линейной в области частот $(2-4)/t_u$. Такие требования удовлетворяются лишь приближенно. Это приводит к тому, что импульсный сигнал, имеющий широкий спектр, передается линией с искажениями: уменьшается крутизна фронта и спада, а на вершине могут появиться выбросы. При расчете линии задержки величины L , C и n можно найти по заданным R_H , t_3 , t_u , используя следующие приближенные соотношения:

$$n = t_3 / \sqrt{RC}; \quad L = 0,1 \frac{t_u}{R_H}; \quad C = 0,1 \frac{t_u}{R_H}.$$

Для задержки импульсов на времена порядка десятков микросекунд и более используют акустические либо электронные линии задержки.

1.2. Описание лабораторного макета для изучения RLC-цепей и линии задержки

На рис. 1.12 представлена схема лабораторного макета. Прямоугольные импульсы с генератора подаются на излучаемые схемы через эмиттерный повторитель на транзисторе VI – КТ-315. Выход эмиттерного повторителя подключен к контактам 2 разъемов P1-P4. К контактам 1 разъемов подключены входы элементов R , L и C . Контакты 3 разъемов подключены к выходу макета, контакты 4 заземлены. С помощью контактных разъемов П1-П3, снабженных перемычками, возможно коммутирование различных RLC-цепей. (Подача входного импульса на вход цепи, заземление соответствующего элемента и подключение цепи к выходу разобрать самостоятельно).

Переключателями S2 и S3 переключаются различные значения емкостей C и резисторов R .

Через согласующий резистор $R_c=600\text{Ом}$ к эмиттерному повторителю подключена твердотельная линия задержки ЛЗТ-2.0-600 с волновым сопротивлением 600Ом и максимальным временем задержки $t_3=2\text{мкс}$. Линия нагружена на резистор с переменным сопротивлением $R_H=1\text{кОм}$. Переключатель позволяет отключить нагрузку от линии задержки.

1.3. Подготовка к выполнению лабораторной работы:

1. Изучить описание лабораторной работы.
2. Изучить принципиальную схему лабораторного макета.
3. Подготовить миллиметровую бумагу для графиков и напряжений.
4. Составить таблицы коммутации цепей согласно рисунку.

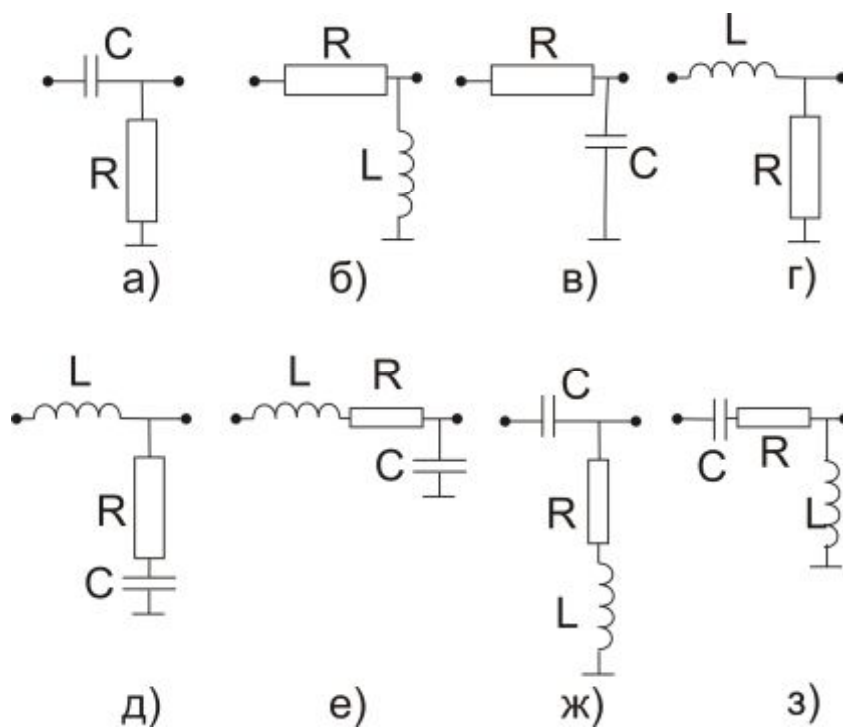


Рис. 1.13

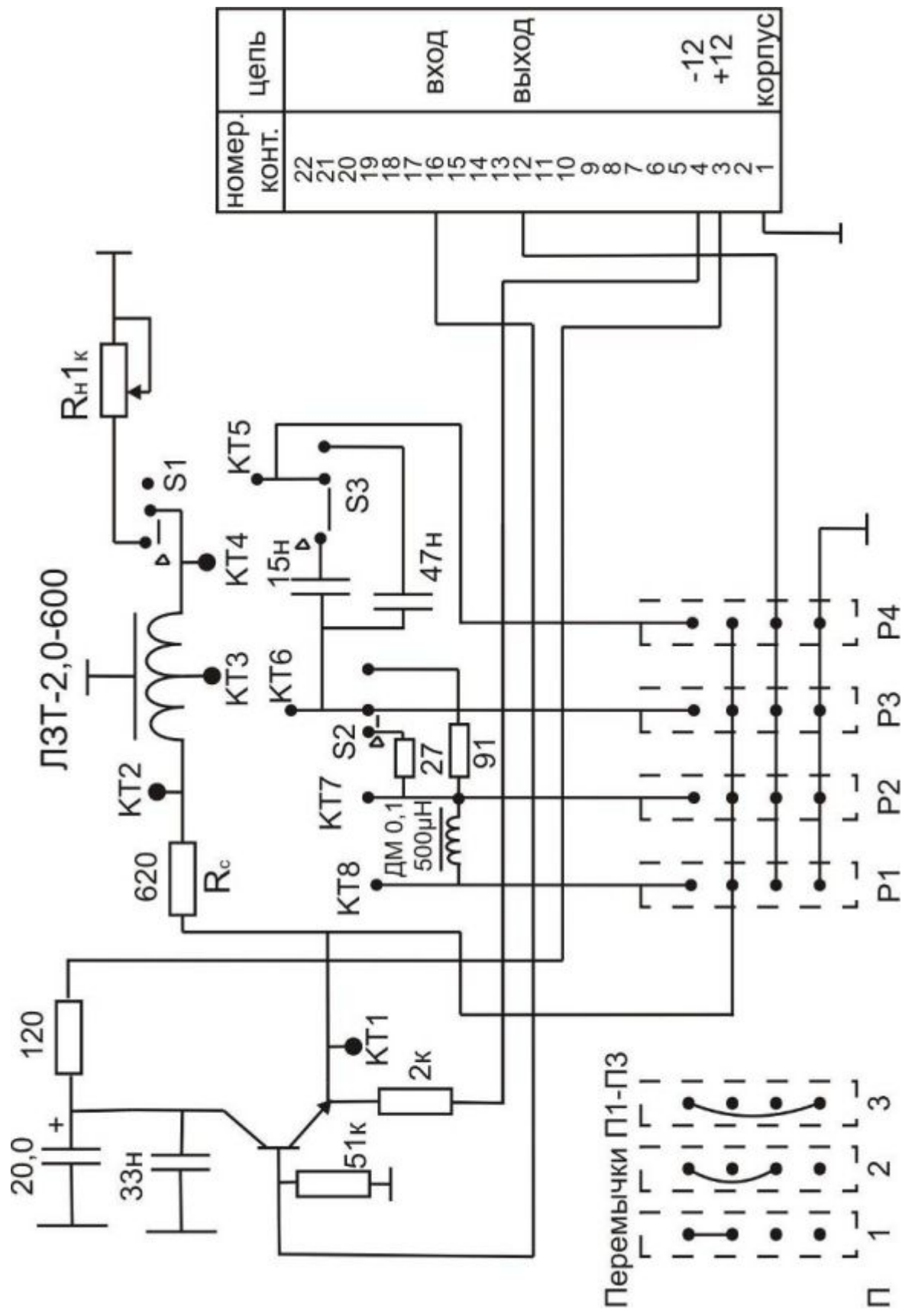


Рис. 1.12

Пример: для цепи а)

Р \ П	1	2	3	4
1				X
2			X	
3		X		

1.4. Порядок выполнения работы

1. Изучить расположение деталей на лабораторном макете согласно принципиальной схеме.
2. Подключить лабораторный макет, генератор и осциллограф согласно рис. 1.14.
3. Включить питание СЛУ, осциллограф и генератор согласно их инструкций по эксплуатации.
4. Установить на генераторе амплитуду импульсов положительной полярности 5-6 В, длительностью 100 мкс, частоту следования 1 кГц, задержку импульсов 10 мкс.
5. Наблюдения проводить на осциллографе в режиме внешней синхронизации.
6. Наблюдая входной импульс в контрольной точке КТ1 и выходной с выхода макета, зарисовать эпюры напряжений для следующих цепей (рис. 1.13):
 - а) дифференцирующая RC –цепь (для различных R и C, переключаемых переключателями S2 и S3);
 - б) дифференцирующая RL –цепь (для различных R);
 - в) интегрирующая RC –цепь (для различных значений R и C);
 - г) интегрирующая RL –цепь (для различных R);
 - д) RLC –цепь (для различных R и C);
 - е) RLC –цепь (для различных R и C);
 - ж) RLC –цепь (для различных R и C);
 - з) RLC –цепь (для различных R и C).
7. Рассчитать постоянные времени дифференцирования и интегрирования по известным номиналам элементам и сравнить их с экспериментально наблюдаемыми.
8. Установить на генераторе амплитуду импульсов положительной полярности 3-4 В, длительностью 2 мкс, частоту следования 1 кГц, задержку 3,5 мкс.
9. С помощью осциллографа в режиме внешней синхронизации в контрольных точках КТ1-КТ4 наблюдать и зарисовать задержки и формы импульсов для следующих случаев:
 - а) линия разомкнута на конце;
 - б) линия короткозамкнута;
 - в) линия нагружена на конце на $R_H = R_B$;
 - г) нагрузка линии $R_H > R_B$;
 - д) нагрузка линии $R_H < R_B$.

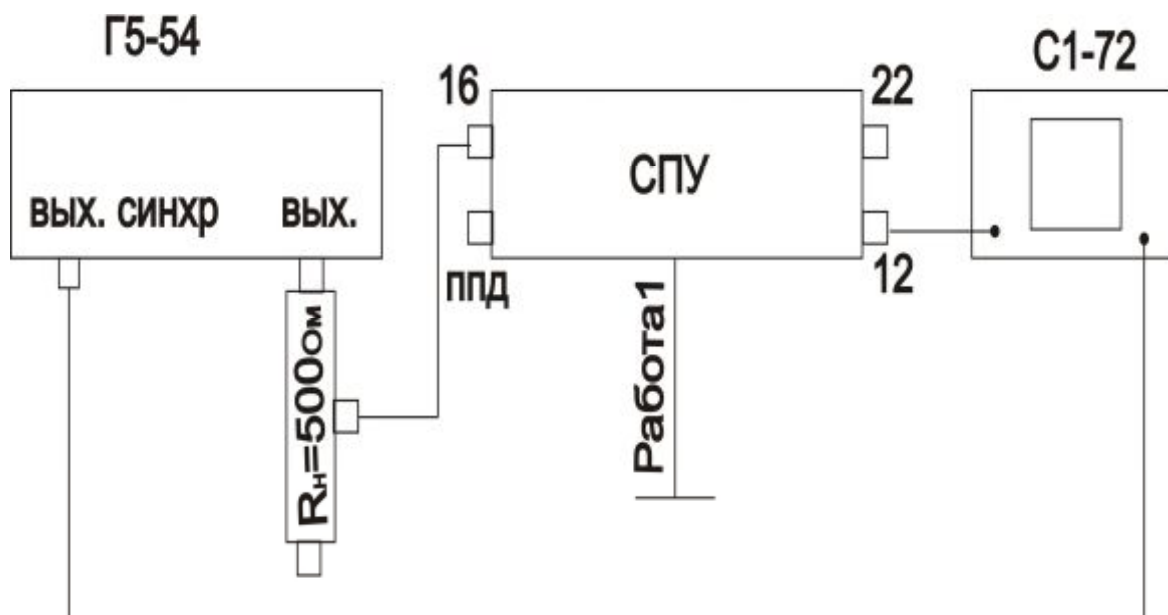


Рис. 1.14

10. Найти индуктивность L и емкость C одного звена линии задержки, число звеньев n .

1.5. Контрольные вопросы

1. Перечислить основные параметры импульсных сигналов.
2. Классификация импульсных сигналов по их форме.
3. Определение дифференцирующей цепи и ее схематическое обозначение.
4. Определение интегрирующей цепи и ее схематическое обозначение.
5. Записать аналитические выражения $U_{\text{вых}}(t)$ для дифференцирующей и интегрирующей цепей.
6. Чем определяется время задержки импульсов в линии задержки?
7. Соотношение между L , C , n и t_u , t_z , R_H .

Лабораторная работа №2 **ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ (ОУ) И НЕКОТОРЫЕ СХЕМЫ ИХ ВКЛЮЧЕНИЯ**

Цель работы:

1. Изучить характеристики идеального ОУ.
2. Ознакомиться с основными схемами включения ОУ в электронной аппаратуре и влияние цепей обратной связи на выходные параметры.

2.1. Общие положения

Внедрение цифровых ИС в аппаратуру привело к тому, что лимитировать общую точность систем обработки данных стали ЛИС, обслуживающие вычислительные блоки. Достижения технологии изготовления цифровых ИС способствовали чрезвычайно быстрому развитию монолитных ЛИС, в первую очередь – ОУ. Наименование “операционные” по традиции присваивается усилителям, с помощью которых можно решать операторные уравнения при замыкании выхода ОУ на инвертирующий вход, через соответствующие пассивные цепи отрицательной обратной связи. В этом случае передаточная характеристика замкнутой системы с большой точностью соответствует операторному уравнению для передаточной характеристики цепи ООС и практически не зависит от характеристик ОУ. Схемотехнически полупроводниковые интегральные ОУ строятся по схеме прямого усиления с дифференциальными равноправными по электрическим параметрам входами и двухтактным биполярным (по амплитуде сигнала) выходом. Таким образом, если нет управляющих сигналов, входы и выходы ОУ находятся под нулевым потенциалом, поэтому такие усилители весьма просто охватываются любыми цепями обратных связей и непосредственно соединяются последовательно.

2.1.1. Изучение идеального ОУ

Студенты должны знать, что *идеальный ОУ* – это усилитель постоянного тока, который должен обладать следующими *свойствами*: иметь бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивление, собственный коэффициент усиления должен стремиться к бесконечности в бесконечно широкой полосе частот, причем амплитуда выходного сигнала должна оставаться постоянной на любой частоте. Кроме того, усилитель не должен иметь статических ошибок, а так же шумовых и дрейфовых ошибок, появляющихся в диапазоне температур и с течением времени.

Перечисленные свойства на практике могут быть достигнуты только с известными приближениями, однако из них вытекает два очень существенных *правила* анализа схем включения ОУ.

1. Входы идеального ОУ не потребляют ток от цепи источника сигнала (из-за того, что $R_{вх} \rightarrow \infty$).
2. При наличии ООС между входами идеального ОУ в любой схеме включения напряжение управления равно 0.

В настоящей работе рассмотрены случаи применения ОУ, наиболее часто встречающиеся в электронике. Некоторые схемы включения ОУ, такие как дифференциальные дискриминаторы, компараторы, сумматор и т.д. будут рассмотрены в других работах.

2.1.2. Основные схемы включения ОУ

Инвертирующий усилитель

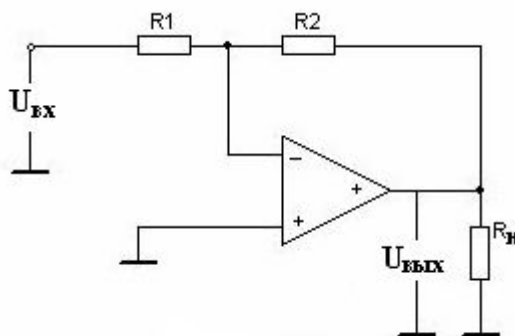


Рис. 2.1. Инвертирующее включение операционного усилителя

На рис. 2.1 представлена схема инвертирующего включения ОУ.

Если принять во внимание, что напряжение между входами ОУ в линейном режиме стремится к нулю (правило 2), а потенциал неинвертирующего входа равен 0 (вход заземлен), то и потенциал инвертирующего входа (потенциал точки суммирования токов) примерно равен 0. Если входное сопротивление $R_{вх}$ достаточно велико, то, используя правило 1, можно считать, что ток от источника сигнала в ОУ не втекает и, следовательно, весь ток сигнала $I_c = \frac{U_c}{R_1}$ может протекать только по резистору обратной связи

R_2 , создавая на нем падение напряжения:

$$U_{R_2} = I_{oc} R_2 = -I_c R_2 = -\left(\frac{U_c}{R_1}\right) R_2.$$

Падение напряжения на R_2 практически равно напряжению выходного сигнала $U_{вых}$, так как потенциал левого по схеме полюса R_2 практически равен нулю, т.е.:

$$U_{вых} = U_{R_2} = -\left(\frac{U_c}{R_1}\right) R_2$$

Отсюда коэффициент усиления схемы по напряжению:

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = -\frac{R_2}{R_1}$$

В случае, если $R_2 = R_1$, мы будем иметь инвертирующий повторитель напряжения.

Неинвертирующий усилитель

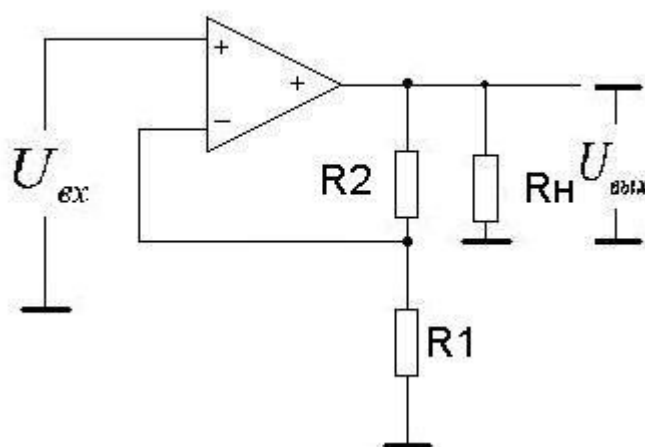


Рис. 2.2. Неинвертирующее включение операционного усилителя

Схема неинвертирующего включения ОУ представлена на рис 2.2.

В данной схеме напряжение обратной связи, подаваемое на инвертирующий вход

$$U_{oc} = \beta U_{вблх} = U_{вблх} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right).$$

Так как $U_{oc} = U_{вх}$, то коэффициент усиления схемы

$$K_u = \frac{U_{вблх}}{U_{вх}} = \frac{1}{\beta} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

В частном случае, если $R_1 \rightarrow \infty$, а $R_2 \rightarrow 0$, мы имеем неинвертирующий повторитель напряжения.

Мультивибратор на основе ОУ

На рис. 2.3 представлены принципиальная схема мультивибратора и диаграммы, поясняющие его работу.

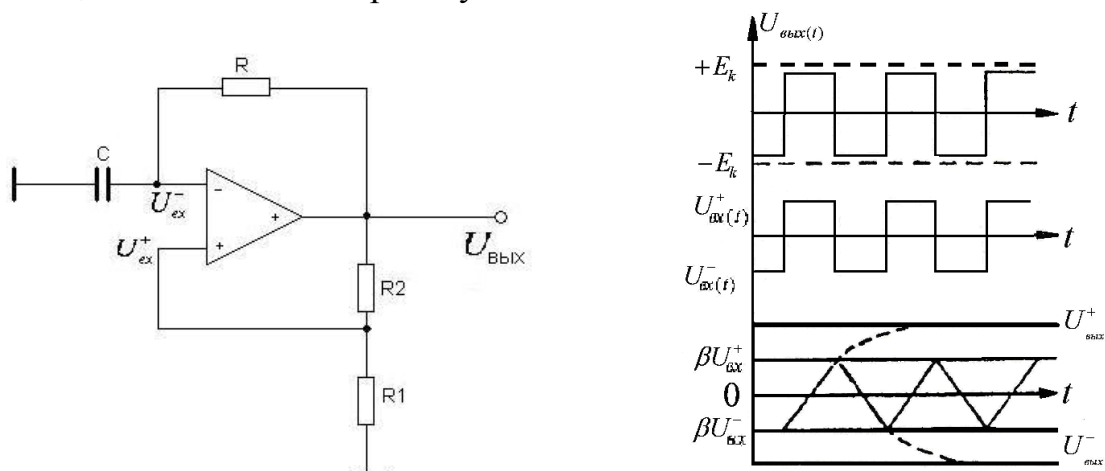


Рис. 2.3. Мультивибратор на основе ОУ

На верхнем графике показана форма симметричного выходного напряжения, уровни которого $U_{\text{ВЫХ}}^+$ и $U_{\text{ВЫХ}}^-$ практически достигают E_k^+ и E_k^- . На инвертирующий вход ОУ поступает часть этого напряжения $\beta U_{\text{ВЫХ}}^+$ и $\beta U_{\text{ВЫХ}}^-$, где $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Так как напряжение между входами ОУ в линейном режиме приближается к нулю, то усилитель будет изменять свое выходное состояние в тот момент, когда напряжение на конденсаторе достигает величин $\beta U_{\text{ВЫХ}}^+$ или $\beta U_{\text{ВЫХ}}^-$, в остальное время конденсатор C перезаряжается током через резистор R . Так как полное напряжение, до которого может зарядиться емкость C , равно $U_{\text{ВЫХ}}^+$ и $U_{\text{ВЫХ}}^-$, а при напряжениях $\beta U_{\text{ВЫХ}}^+$ и $\beta U_{\text{ВЫХ}}^-$ изменяется полярность выходного сигнала ОУ, то периоды времени t_1 и t_2 , в течение которых конденсатор заряжается, можно определить:

$$t_1 = RC \ln \left\{ \frac{\left(U_{\text{ВЫХ}}^+ + \beta U_{\text{ВЫХ}}^- \right)}{\left[U_{\text{ВЫХ}}^+ - \beta U_{\text{ВЫХ}}^- \right]} \right\}$$

$$t_2 = RC \ln \left\{ \frac{\left(U_{\text{ВЫХ}}^- + \beta U_{\text{ВЫХ}}^+ \right)}{\left[U_{\text{ВЫХ}}^- - \beta U_{\text{ВЫХ}}^+ \right]} \right\}$$

Если выходной сигнал симметричен, то

$$t_1 = t_2 = RC \ln \left[\frac{\beta + 1}{\beta - 1} \right]$$

Триггер Шмитта на ОУ

На рис. 2.4 представлена схема триггера Шмитта и характеристика его переключения.

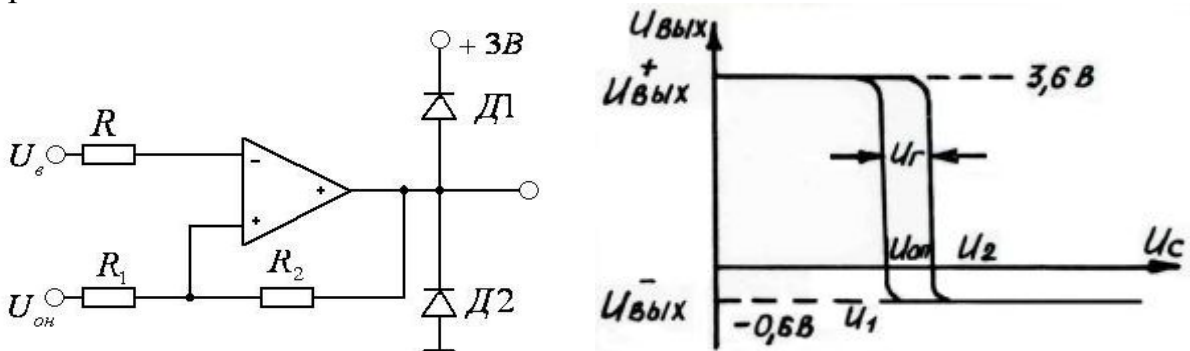


Рис. 2.4. Триггер Шмитта на ОУ

Изменение выходного сигнала ОУ произойдет тогда, когда амплитуда входного сигнала на инвертирующем входе будет равна:

$$U_2 = U_{\text{он}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}^+ - U_{\text{он}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

Обратное опрокидывание триггера наступит когда амплитуда входного сигнала уменьшится до величины

$$U_1 = U_{он} + \frac{U_{вых}^- - U_{он}}{1 + \frac{R_2}{R}},$$

т.е. при напряжении, меньше, чем

$$U_r = U_2 - U_1 = \frac{U_{вых}^+ - U_{вых}^-}{1 + \frac{R_2}{R_1}}.$$

Таким образом, передаточная характеристика ТШ будет иметь гистерезис. Изменением $U_{вых}^+$, $U_{вых}^-$, $\frac{R_2}{R_1}$ можно изменять ширину области гистерезиса.

Введение гистерезиса целесообразно в том случае, если сигнал приходит на фоне помех: после переключения состояния ТШ сигналом большой амплитуды, большей, чем $U_{он}$, напряжение U_r является запасом на помехоустойчивость. Возврат ТШ в исходное состояние произойдет тогда, когда сигнал уменьшится на заданную величину U_r .

2.1.3. Изучение характеристик схем с различными способами включения ОУ.

Полная принципиальная схема лабораторной работы приведена на рис.2.5. Она включает в себя макет №1 – для изучения характеристик ОУ в линейном включении, макет №2 – для изучения свойств мультивибратора и генератора пилы и макет №3 – для работы триггера Шмитта.

Л и н е й н о е в к л ю ч е н и е О У

Схема для изучения характеристик ОУ в линейном включении выполнена на макете №1 (рис. 2.5). В работе производится начальная балансировка ОУ с помощью потенциометра R_3 , измеряются передаточные характеристики для инвертирующего и не инвертирующего включения, а также влияние параметров корректирующей цепи на частотные свойства усилителя при различных значениях коэффициента усиления.

Изучение работы мультивибратора и генератора пилообразного напряжения

Работа ОУ в симметричном мультивибраторе и генераторе пилы изучается на макете №2. Исследуется зависимость частоты следования прямоугольных импульсов (меандра) от величины постоянной времени заряда емкости $C(R_3 + R_4)$ для тех положений движка потенциометра R_4 , а также зависимость частоты и амплитуды меандра(и пилы) от величины отношения плеча делителя цепи обратной связи ОУ($R_1 - R_2$) для трех положений движка потенциометра R_1 .

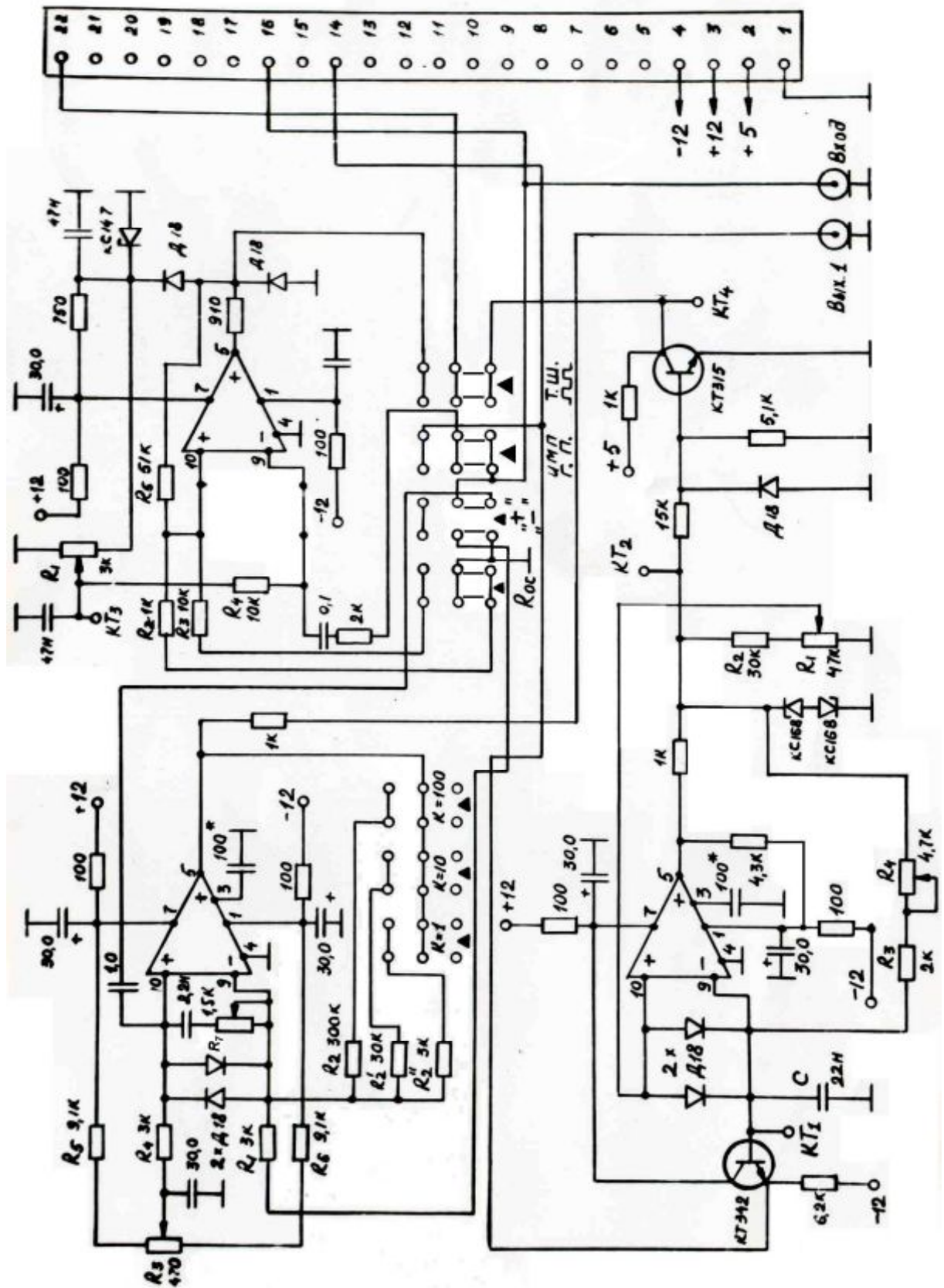


Рис.2.5

Изучение работы триггера Шмитта

В работе на макете №3 изучается зависимость порога срабатывания ТШ от величины $U_{он}$ с помощью импульсных входных сигналов от генератора

Г5-54(Г5-15), характеристика переключения ТШ снимается с помощью генератора пилы и осциллографа, а также зависимость ширины зоны гистерезиса ТШ от соотношения плечей делителя обратной связи, переключаемого кнопкой “ОС”.

2.2. Порядок выполнения работы

1. Проверка преподавателем домашней подготовки к работе.
2. Знакомство со схемами лабораторных макетов, расположением деталей, элементов регулировок; назначением переключателей.
3. Установка платы со схемами в лабораторный стенд и включение питания.
4. Включение необходимых измерительных приборов согласно их инструкциям по эксплуатации.
5. Изучение передаточных характеристик ОУ в линейном включении.
6. Перед каждым новым измерением (инвертирующее и не инвертирующее включение, различные коэффициенты усиления) при помощи R_7 сбалансировать ОУ по постоянной составляющей, подключите к его выходу цифровой вольтметр и при помощи R скорректировать частотную характеристику, наблюдая выходной импульс при помощи осциллографа (для каждого коэффициента усиления).
7. Установить переключателем на передней панели КУ = 1. Снять при помощи генератора и осциллографа зависимость $U_{вых} = f(U_{вх})$ для инвертирующего и не инвертирующего включений, а также для положительных и отрицательных входных импульсов. Данные занести в табл.1.

КУ = 1

Таблица 1.

$U_{вх}^{\pm} (В)$	0,1	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,5	6
$U_{вых.ин}^{-}$													
$U_{вых.н}^{+}$													
$U_{вых.ин}^{+}$													
$U_{вых.н}^{-}$													

8. Измерения согласно предыдущему пункту провести для КУ = 10 и КУ = 100. Данные занести в табл. 2 и 3.

$$K_U = 10$$

Таблица 2.

$U_{\text{вх}}^{\pm} (B)$	0,01	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4	0,45	0,5	0,55	0,6
$U_{\text{вых.ин}}^{-}$													
$U_{\text{вых.н}}^{+}$													
$U_{\text{вых.ин}}^{+}$													
$U_{\text{вых.н}}^{-}$													

$$K_U = 100$$

Таблица 3.

$U_{\text{вх}}^{\pm} (mB)$	1	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60
$U_{\text{вых.ин}}^{-}$													
$U_{\text{вых.н}}^{+}$													
$U_{\text{вых.ин}}^{+}$													
$U_{\text{вых.н}}^{-}$													

9. Передаточные характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ вычертить на миллиметровой бумаге (для каждого коэффициента усиления).
10. Из графиков определить коэффициенты передачи ОУ в различных схемах включения и сравнить их с расчетными значениями.

2.2.1. Изучение работы мультивибратора и генератора пилы.

Работы ОУ в симметричном мультивибраторе и генераторе пилы изучается на макете №2. Для наблюдения импульсов мультивибратора и генератора пилы необходимо подключить вход внешней синхронизации осциллографа к разъему вых. 1 СЛУ.

В контрольных точках КТ1 и КТ2 наблюдать зависимость величины постоянной времени $C(R_3 + R_4)$ для 3 – 4 положений движка потенциометра R_4 .

В точках КТ1 и КТ2 наблюдать зависимость частоты и амплитуды пилы и меандра от соотношения плечей делителя ($R_1 - R_2$) (для 3 – 4 положений движка потенциометра).

Эпюры напряжений в КТ1 и КТ2 зарисовать на миллиметровой бумаге, соблюдая временной и амплитудный масштаб.

Пользуясь формулой для длительности импульса $t = RC \ln \left[\frac{\beta + 1}{\beta - 1} \right]$,

где $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, а $R = R_3 + R_4$ для известных величин сопротивлений резисторов ($R_4 = 0, R_4 = 4,7K, R_4 = 47K$) рассчитать длительность импульсов и сравнить её экспериментально с полученной.

4.2.2. Изучение работы триггера Шмитта на макете №3 (рис. 2.5)

1. Для изучения зависимости порога срабатывания ТШ величины $U_{он}$ необходимо подключить выход генератора к разъему вход 1 СЛУ, а вход усилителя вертикального отклонения осциллографа к разъему выход 1. кнопку М / Т на макете нажать.
2. Величину $U_{он}$ установить с помощью потенциометра R_7 и измерить цифровым вольтметром в контрольной точке КТЗ.
3. Увеличивая от нулевого значения амплитуду отрицательных импульсов с выхода генератора, наблюдать на осциллографе момент срабатывания ТШ. Измерения провести для различных значений $U_{он}$. Данные занести в табл.4.

Таблица 4.

$U_{он}$	0,5	1	1,5	2	2,5	3
U_r						

4. Изучить передаточную характеристику ТШ. Для этого подключить выход генератора пилы (ГП) к входу ТШ нажатием кнопки И / П. Вход внешней синхронизации осциллографа подключите к вых. 1 СЛУ, а вход усилителя вертикального отклонения – к выходу ТШ (кнопка М / Т отжата)
5. На экране осциллографа наблюдать передаточную характеристику ТШ. Определить напряжение срабатывания ТШ(U_2) и обратного опрокидывания(U_1) сопоставлением временных диаграмм $U_{вых} = f(t)$ ТШ и $U_{вых} = f(t)$ ГП.
6. По известным величинам $U_{вых}^+$ и $U_{вых}^-$ определить $U_r = U_2 - U_1 = \frac{U_{вых}^+ - U_{вых}^-}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$ и сравнить эту величину с измеренной.
7. Переключателем “ОС” изменить соотношение плечей в цепи обратной связи и измерить ширину петли гистерезиса согласно п.4 – 6.

8. Зарисовать временные диаграммы ТШ и ГП на миллиметровой бумаге в одно масштабе.

4.3. Контрольные вопросы

1. Какими свойствами обладает идеальный ОУ?
2. Чему равен коэффициент усиления ОУ в инвертирующем включении?
3. Чему равен коэффициент усиления ОУ в не инвертирующем включении?
4. Как обеспечить режим не инвертирующего повторителя?
5. Как обеспечить режим инвертирующего повторителя?
6. Чему равен период колебаний мультивибратора на основе ОУ?
7. Какие элементы определяют период колебаний мультивибратора?
8. Что такое триггер Шмита?
9. Что такое гистерезис триггера Шмита?
10. При каком входном напряжении происходит изменение состояния ТШ?
11. При каком входном напряжении происходит обратное опрокидывание ТШ?
12. Чему равна ширина области гистерезиса ТШ?

Лабораторная работа № 3

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Цель работы:

1. Ознакомиться с назначением и характеристиками фильтров.
2. Изучить работу активных фильтров Баттерворта.

3.1. Общие положения

Электрический фильтр – это схема, пропускающая сигналы в определенной полосе частот и препятствующая их прохождению вне пределов этой полосы.

Фильтры делятся на пассивные – содержащие только резисторы R , индуктивности L и конденсаторы C , и активные, которые наряду с элементами R , L и C включают в себя транзисторы или операционные усилители.

По своему назначению фильтры делятся на 4 типа:

а) фильтр нижних частот (ФНЧ) – пропускает сигналы всех частот до некоторой определенной, называемой частотой среза f_{cp} и подавляющей более высокие (рис. 3.1а);

б) фильтр верхних частот (ФВЧ) – пропускает частоты выше f_{cp} и подавляет низшие (рис. 3.1б);

в) полосовой фильтр – пропускает сигналы в определенной полосе частот и подавляет низшие и высшие частоты (рис. 3.1в);

г) режекторный фильтр (заграждающий) – фильтр, подавляющий определенную полосу частот и пропускающий частоты вне этой полосы (рис. 3.1г).

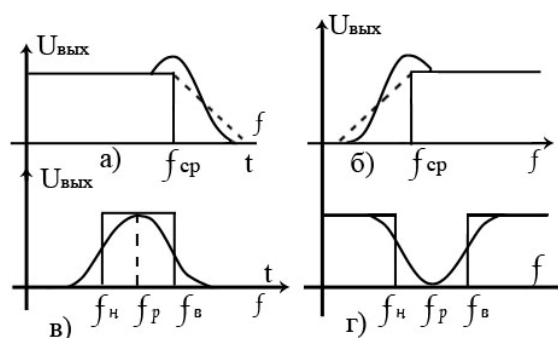


Рис. 3.1

На рис. 3.1 сплошными линиями обозначены характеристики идеальных фильтров, пунктирными – отклонения от идеальности в реальных фильтрах.

Диапазон частот, в котором сигнал проходит через фильтр без ослабления, – полоса пропускания.

Диапазон частот, в котором сигнал, проходящий через фильтр, ослабляется, – полоса заграждения.

Частота среза, как правило, определяется на уровне 0,707 или 3 дБ, т.е. в том месте, где амплитуда выходного сигнала изменяется на 3 дБ.

3.1.1. Описание пассивных RC – фильтров

Простейшими фильтрами являются RC-цепи. Низкие частоты подавляются дифференцирующей RC-цепью (рис. 3.2а), высокие – интегрирующей (рис.3.2б).

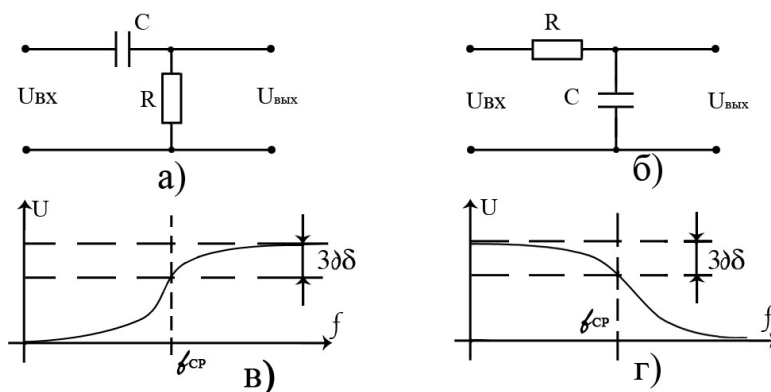


Рис. 3.2

На рис. 3.2 (в) и (г) соответственно приведены частотные характеристики фильтров. Действительно, напряжение на выходе таких схем зависит от отношения активного сопротивления R, реактивного X, полного Z.

Для схемы рис. 3.2а

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R}{Z} = \frac{U_{\text{вх}} R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} \quad (3.1)$$

где $1/\omega C = X$ – реактивное сопротивление емкости. Для частот среза по уровню 0,707, т.е. для случая $\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 0,707$, выполняется равенство: $\frac{R}{\sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2}} = 0,707$

отсюда:

$$\omega_{\text{ср}} = 1/RC \quad \text{или} \quad f_{\text{ср}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.2)$$

Аналогичные формулы получаются и для схемы рис.9.2б. Комбинируя ФВЧ и ФНЧ, можно получить полосовой фильтр.

Однозвенные RC-фильтры не обеспечивают резкого перехода от полосы пропускания к полосе заграждения. Поэтому на практике чаще применяют многозвенные фильтры (рис. 9.3). На рис. 9.3а изображен многозвенный ФВЧ, на рис.9.3б – многозвенный ФНЧ.

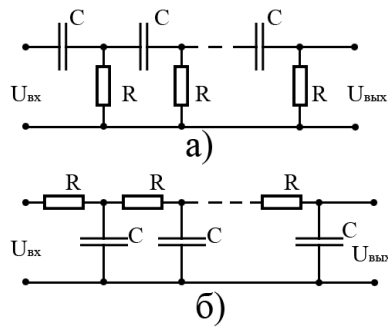


Рис. 3.3

3.1.2. Описание пассивных LC – фильтров

LC-фильтры имеют лучшие по сравнению с RC – фильтрами характеристики. Это обусловлено тем, что реактивное сопротивление X_L и X_C по отношению к переменному току ведут себя взаимнообратно:

$$X_L = \omega L \quad (3.3)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (3.4)$$

т.е. X_L с ростом частоты растет, X_C – падает.

Поэтому переход от полосы пропускания к полосе заграждения в LC-фильтрах более резкий. На рис. 3.4 изображены ФНЧ (а) и ФВЧ (б) и их частотные характеристики (в) и (г).

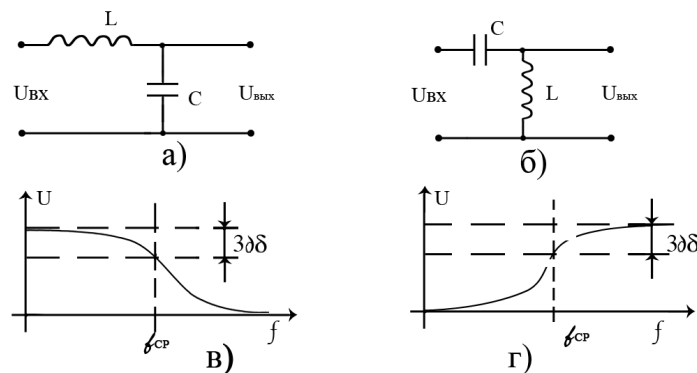


Рис. 3.4

Значение частоты среза для ФНЧ равно:

$$f_{cp} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} \quad (3.5)$$

для ФВЧ:

$$f_{cp} \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.6)$$

Для приведенных на рис. 3.4 фильтров произведение индуктивного X_L и емкостного X_C сопротивлений остается постоянным. Такие фильтры называются фильтрами К-типа.

3.1.3. Описание режекторных и полосовых LC -фильтров

На рис. 3.5 изображены схемы режекторного (а) и полосового (б) фильтров. На рис. 3.5 (в) и (г) соответственно их амплитудно–частотные характеристики.

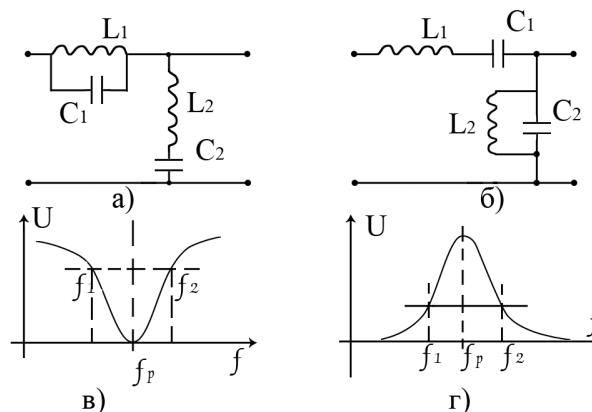


Рис. 3.5

Эти фильтры построены на качественном различии сопротивлений последовательной и параллельной резонансных LC-цепей. На частоте резонанса $W_{рез} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ сопротивление последовательного контура минимально и в обе стороны от частоты $W_{рез}$ увеличивается. Сопротивление параллельного контура на $W_{рез}$ максимально и в обе стороны от $W_{рез}$ уменьшается.

3.1.4. Описание активных фильтров

На основе ОУ и нескольких реактивных элементов (обычно конденсаторов) можно спроектировать усилители, обладающие свойствами фильтров, это активные фильтры.

Наиболее эффективными такие фильтры оказываются в диапазоне низких частот. В этом диапазоне невыгодно применять в качестве реактивных элементов индуктивности большого номинала, имеющие невысокую добротность и стабильность. В то же время к быстродействию и стабильности работы ОУ особых требований в этом случае не предъявляется.

На рис. 3.6 приведена схема простейшего активного фильтра нижних частот и его амплитудно–частотная характеристика; так как данная схема включения ОУ является повторителем напряжения, то

$$U_{\text{вых}} = U_c = \frac{1}{\omega C} \cdot U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{\sqrt{(RC\omega)^2 + 1}} \quad (3.7)$$

Коэффициент усиления всей схемы тогда будет :

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{\sqrt{(RC\omega)^2 + 1}} \quad (3.8)$$

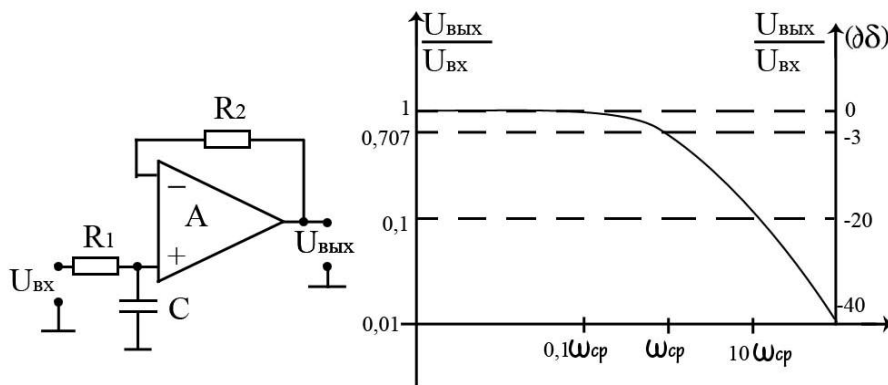


Рис. 3.6

Анализ выражения K показывает, что при $\omega \rightarrow 0$, $K \rightarrow 1$, а при $\omega \rightarrow \infty$, $K \rightarrow 0$.

При $\omega = \frac{1}{RC}$, $K = \frac{1}{\sqrt{2}}$ или $K \approx 0,707$, т.е. частота среза $\omega_{\text{ср}} = \frac{1}{RC}$, а наклон частотной характеристики составляет 20 дБ/декаду или, что то же самое, коэффициент усиления падает в 10 раз при увеличении частоты ω 10 раз.

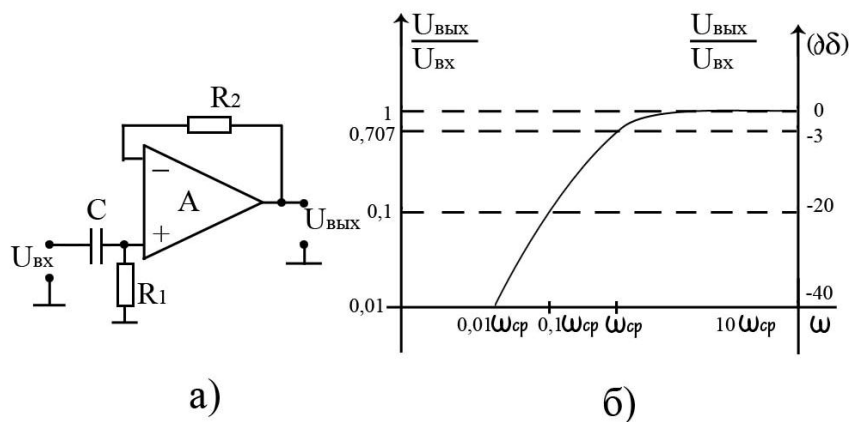


Рис. 3.7

Аналогично с помощью дифференцирующей цепочки можно построить и ФВЧ (рис. 3.7.а). На рис. 3.7б приведена амплитудно–частотная характеристика этого фильтра.

Его частота среза:

$$\omega_{cp} = \frac{1}{RC} \quad (3.9)$$

Во многих практических случаях применение фильтров требуется, чтобы коэффициент K в полосе пропускания был как можно ближе к 1. Такие фильтры с максимально плоской характеристикой называют фильтрами Баттерворта.

Часто спад за пределами полосы пропускания в 20 дБ/декаду не удовлетворяет, поэтому строятся фильтры с большим наклоном характеристики.

3.1.5 Фильтр нижних частот Баттерворта с наклоном 40дБ/декаду

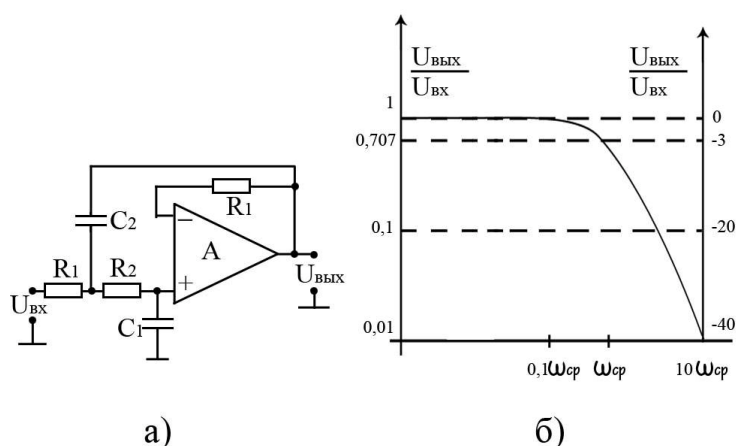


Рис. 3.8

На рис. 3.8. изображена схема активного ФНЧ с наклоном 40дБ/декаду. На рис. 3.8б приведены его амплитудно–частотные характеристики. Для расчета элементов фильтра примем:

$$R_1 = R_2 = R_3 \text{ и } R_3 = 2R \quad (3.10)$$

По заданой частоте среза находим величины:

$$C = \frac{0,707}{\omega_{cp} R} \text{ и } C_2 = 2C_1 \quad (3.11)$$

3.1.6. Фильтр верхних частот Баттерворта с наклоном характеристики 40дБ/декаду

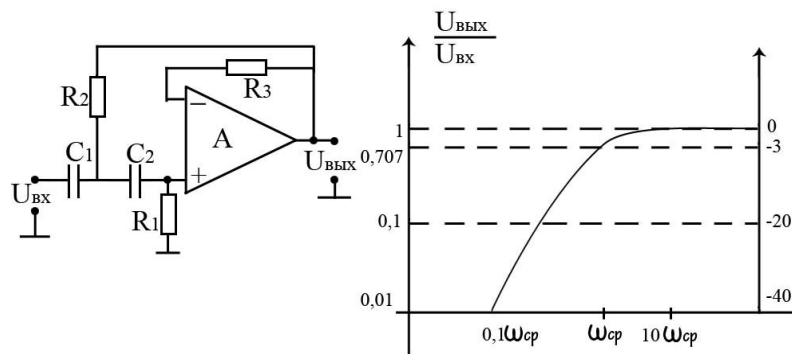


Рис. 3.9

ФБЧ строится аналогично ФНЧ с таким же наклоном характеристики, но резисторы в фильтре меняют местами (рис. 3.9а).

На рис. 3.9б приведена амплитудно–частотная характеристика ФВЧ. Для расчета задается частота среза $\omega_{ср}$ и полагается $C_1 = C_2 = C$. Тогда:

$$R_1 = \frac{1,414}{\omega_{ср} C}, \text{ а } R_2 = \frac{1}{2} R_1 \text{ и } R_1 = R_3 \quad (3.12)$$

3.1.7. Полосовой активный фильтр

Полосовой активный фильтр можно также построить, комбинируя ФНЧ и ФВЧ, однако его можно выполнить и на одном ОУ. Характеристика полосового фильтра приведена на рис. 3.10. На характеристике имеется две частоты среза: нижняя и верхняя ω_n и $\omega_в$, а также частота резонанса ω_p .

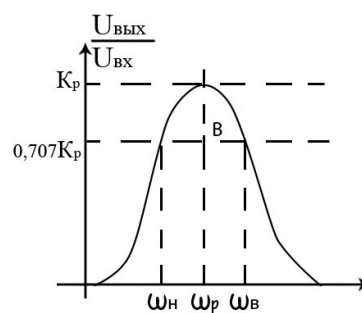


Рис. 3.10

Полоса пропускания фильтра:

$$B = \omega_в - \omega_n \quad (3.13)$$

Полосовые фильтры могут быть узкополосными (условно $B < 0, I\omega_p$) и широкополосными ($B > 0, I\omega_p$).

Отношения частоты резонанса к полосе пропускания – добротность Q :

$$Q = \frac{\omega_p}{B} \quad (3.14)$$

Если $Q > 10$ – фильтр узкополосный, если $Q < 10$ – широкополосный.

На рис. 3.11 приведена схема полосового фильтра, выполненного на одном ОУ.

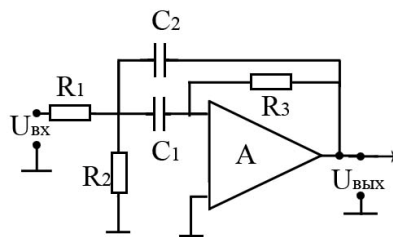


Рис. 3.11

Для расчета задается ω_p и B и вычисляется $Q = \frac{\omega_p}{B}$. Для упрощения выбирается $C_1 = C_2 = C$ и определяется R_1, R_2, R_3 :

$$R_2 = \frac{2}{BC}, \quad R_1 = \frac{R_2}{2K_p}, \quad R_3 = \frac{R_2}{4Q^2 - 2K_p} \quad (3.15)$$

Необходимо, чтобы $4Q^2 > 2K_p$. В данном случае коэффициент усиления на частоте резонанса в общем не равен 1.

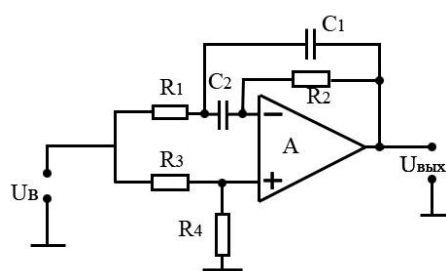
3.1.8. Режекторный активный фильтр

Схема режекторного фильтра на одном ОУ приведена на рис. 3.12а, а его АЧХ на рис. 3.12б.

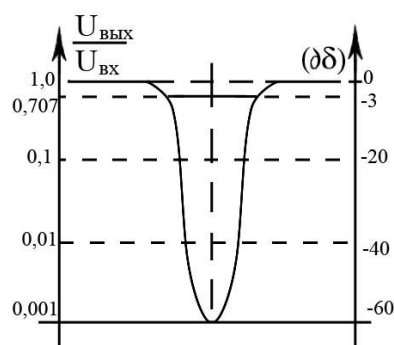
Для расчета задается W_p и B (или Q) и выбирается для удобства $C_1 = C_2 = C$ и R_3 .

После этого находим R_1, R_2 и R_4 по формулам:

$$R_2 = \frac{2}{BC}, \quad R_1 = \frac{R_2}{4Q^2}, \quad R_4 = 2Q^2 R_3 \quad (3.16)$$



а)



б)

Рис. 3.12

3.2. Изучение работы активных фильтров

На рис. 3.13. приведена схема лабораторного макета «Активные фильтры».

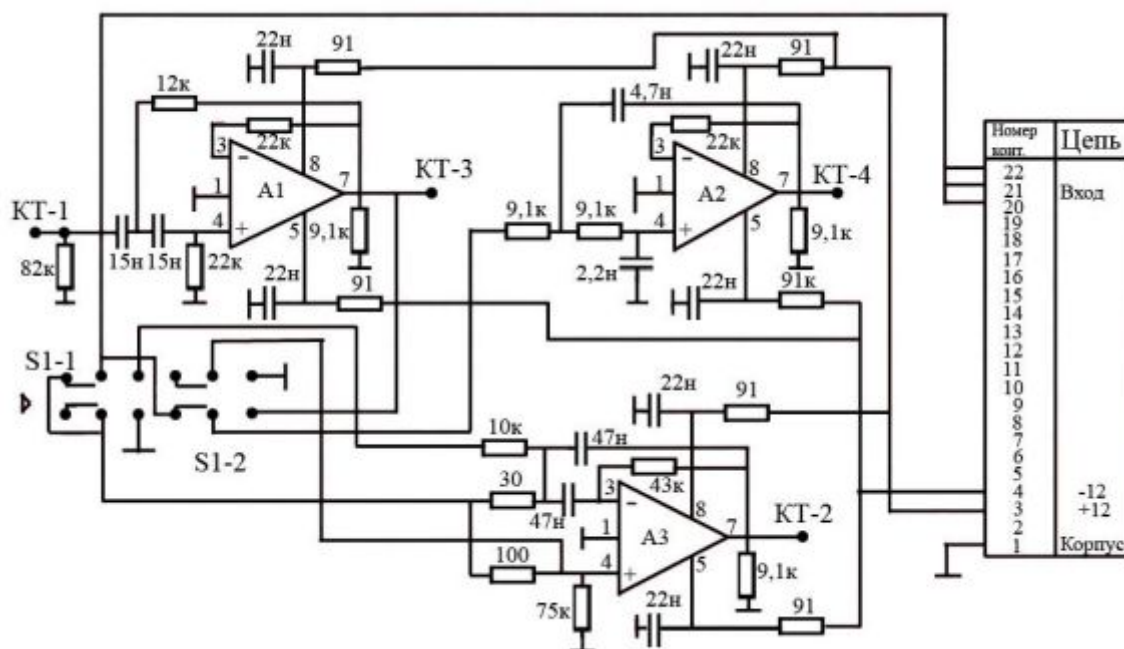


Рис. 3.13

На ОУ1 выполнен активный фильтр Баттерворта верхних частот с наклоном АЧХ 40 дБ/дек. Выходное напряжение фильтра наблюдается в контрольной точке КТ3.

На ОУ2 выполнен ФНЧ Баттерворта с наклоном АЧХ 40 дБ/декаду. Выход его подключен к КТ4. С помощью переключателя S1-2 ФВЧ и ФНЧ соединяются последовательно для образования широкополосного полосового фильтра (выход КТ4).

На ОУ3 выполнен режекторный фильтр и узкополосный полосовой, коммутация которых осуществляется переключателем S1-1; Выход фильтров подключен к контрольной точке КТ2.

Выходной сигнал наблюдается во всех случаях в КТ1.

3.3. Подготовка к выполнению работы

1. Изучить описание лабораторной работы.
2. Подготовить миллиметровую бумагу для графиков.
3. Получить допуск на выполнение работы у преподавателя.

3.4. Выполнение лабораторной работы

1. Подключить лабораторные макеты 8 и 9 к СЛУ, частотомер, и осциллограф согласно рис.3.14.

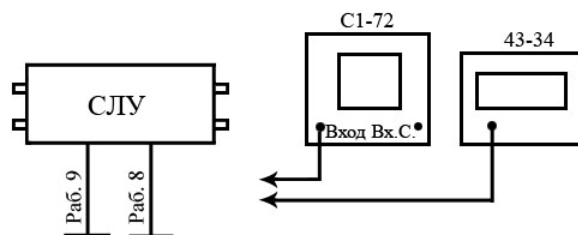


Рис. 3.14

2. Включить СЛУ, частотомер и осциллограф согласно их инструкции по эксплуатации.
3. Наблюдая вход схемы в КТ1, а выход в КТ3, снять АЧХ ФВЧ.
4. Наблюдая вход схемы в КТ1, а выход в КТ4, снять АЧХ ФНЧ.
5. Снять амплитудно-частотную характеристику режекторного фильтра (вых. КТ2).
6. Нажать кнопку S1.
7. Снять АЧХ широкополосного полосового фильтра (КТ4).
8. Снять АЧХ узкополосного полосового фильтра (КТ2).
9. Определить f_{cp} и ω_{cp} ФНЧ и ФВЧ.
10. Определить f_n , f_v , f_p ($\omega_n, \omega_v, \omega_p$), В и Q полосовых и режекторного фильтров.
11. Определить наклон АЧХ всех фильтров.
12. Сравнить полученные экспериментальные данные с расчетными, используя номиналы деталей фильтров, указанные в схеме лабораторного макета.

3.5. Контрольные вопросы

1. Каких типов бывают фильтры? Дать определение.
2. Как определяется частота среза?
3. Начертить АЧХ ФНЧ и ФВЧ, режекторного и полосового фильтров.
4. На какие зоны делится АЧХ фильтров? Дать определение.
5. Формулы для ω_{cp} и f_{cp} ФВЧ на RC-цепях (тоже для ФНЧ).
6. Формулы для ω_{cp} и f_{cp} ФВЧ и ФНЧ на LC-цепях.

7. Нарисовать схемы и АЧХ активных ФНЧ, ФВЧ, полосового и режекторного фильтров.
8. Рассчитать схему активного фильтра с заданными характеристиками.

Лабораторная работа №4
**ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ТРАНЗИСТОРНО-
ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКОЙ (ТТЛ ИС) И ПРИМЕРЫ ИХ
ВКЛЮЧЕНИЯ**

Цель работы

1. Изучить базовый элемент (вентиль) ТТЛ ИС.
2. Изучить основные характеристики вентиля с помощью цифрового вольтметра и осциллографа.
3. Ознакомиться с некоторыми примерами включения ТТЛ ИС.

Для выполнения настоящей лабораторной работы студенту необходимо ознакомиться с особенностями интегральных схем транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).

4.1. Базовый ТТЛ – вентиль

Интегральные схемы с транзисторно-транзисторной логикой, или ТТЛ ИС, являются в настоящее время самыми распространенными логическими схемами, которые применяются в ядерной электронике, в цифровых схемах радиоэлектронной аппаратуры и цифровых вычислительных машин.

Хорошие технико-экономические характеристики, большой набор логических элементов (сотни типов), постоянное расширение номенклатуры ИС с повышенной степенью интеграции, высоким быстродействием и сериями с малой мощностью потребления при совместимости по уровням сигналов делают ТТЛ ИС пригодными для использования в аппаратуре различного назначения.

Основной ТТЛ – вентиль представляет собой многовходовую переключательную схему, состояние на выходе которой определяется логической комбинацией электрических состояний её входов (рис. 1.1).

ТТЛ ИС различных серий работают от одного источника питания +5В и совместными по уровням выходных напряжений: низкому выходному уровню (логический «0») соответствует напряжение не более 0,5В относительно шины «земля», и высокому (состояние логической «1» на выходе) – соответствует напряжение не менее +2,5В.

ТТЛ ИС обладают высоким быстродействием. Фронты сигналов ТТЛ – схем равны 2-12 нс, а задержки распространения 6-50 нс/вентиль. Потребляемая мощность колеблется для различных серий в пределах 5-50 мВт/вентиль.

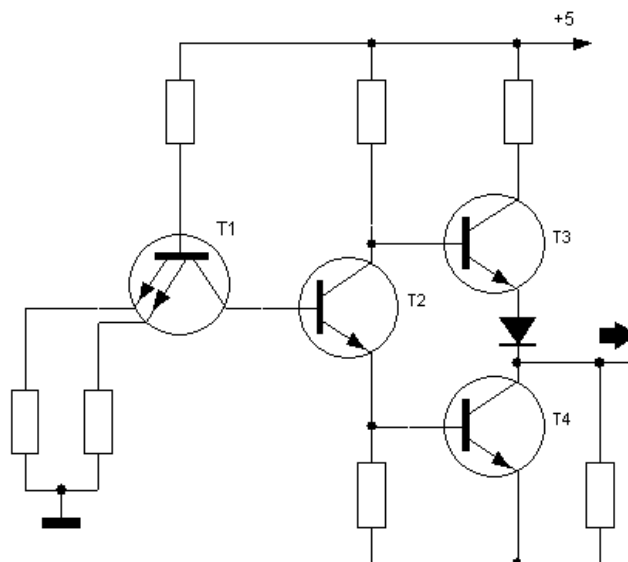


Рис. 4.1

Она содержит три основных каскада: входной, реализующий функцию «И» на многоэмиттерном транзисторе T1; фазоразделительный с возможностью реализации на нем функции «ИЛИ» на транзисторе T2 и выходной усилитель на транзисторах T3 и T4. Принцип действия входного каскада легко понять, если представить коллектор и эмиттеры T1 в виде диодов, подключенных к его базе (рис. 4.2). Если оба диода на входе подключены к шине с высоким напряжением (2,5 – 5В), то ток резистора R1 будет течь через открытый диод коллекторного перехода в базу T2.

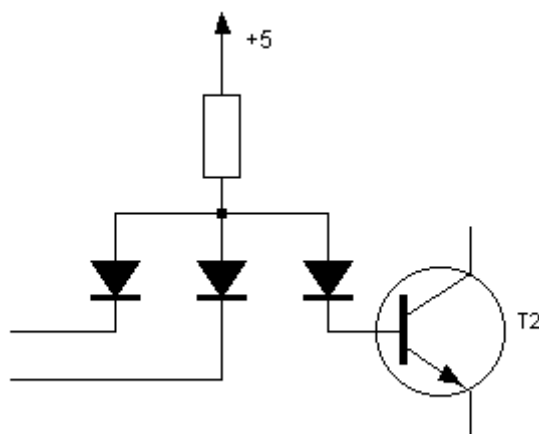


Рис. 4.2

Если же хотя бы один из входных диодов будет подключен к шине с низким напряжением, то ток сопротивления R1 будет вытекать из схемы через этот диод. Потенциал базы T1 будет низким (превышающим входное напряжение на величину $U_{\phi\phi}$), и базовый ток T2 будет равен 0. В зависимости от состояния фазоразделительного транзистора T2 выходные транзисторы T3 и

T4 могут находиться в состоянии насыщения либо отсечки. Если на все входы T1 подан высокий уровень напряжения, то транзисторы T2 и T4 открыты и напряжение на выходе будет равно $U_{нас}$.

Если хотя бы на одном из входов будет низкий уровень напряжения, то T2 и T4 будут закрыты, а T3 и диод Д1 открыты. Через R2 будет течь только ток утечки T2 (базовым током T3 можно пренебречь), поэтому напряжение на коллекторе T2 будет близко к напряжению источника питания E_n , а напряжение на выходе вентиля будет ниже потенциала коллектора T2 и $U_{Д1} + U_{Д3}$, то есть мало отличается от E_n . Таким образом, в базовом ТТЛ-вентиле низкое выходное напряжение появляется только при подаче высокого напряжения на все входы, то есть он выполняет операцию «И-НЕ» для положительной логики:

$$\bar{X} = A \cdot B \quad \text{или} \quad X = \bar{A} \cdot \bar{B} = \bar{A} + \bar{B}$$

Важными параметрами логических элементов, определяющими возможность их использования при построении различных схем, являются коэффициенты объединения по входу «m» и разветвления по выходу – «n».

Коэффициент объединения по входу показывает, какое наибольшее число может иметь данный логический элемент.

Коэффициент разветвления по выходу показывает, на сколько входов может быть нагружена выходная цепь данного элемента. При этом в качестве нагрузочных могут быть любые элементы из данной серии микросхем. Критерием максимально допустимой нагрузки служит уменьшение (увеличение) выходного напряжения сигнала логической единицы или нуля до предельного значения (2,3 и 0,5В).

Коэффициент разветвления по выходу определяется величинами входных токов элементов в совокупности с максимальным входным током.

4.2 Изучение некоторых схем ядерной электроники на базе ТТЛ-вентиля

Прежде чем приступить к выполнению практических занятий лабораторной работы студент должен ознакомиться с некоторыми простейшими схемами на базе ТТЛ-вентиля, применяемый в современной ядерной электронике.

4.2.1. Формирователь импульсов на RC – цепочке и логическом вентиле без обратной связи.

Схема формирователя с использованием RC-цепочки и одного ТТЛ-вентиля показана на рисунке 4.3(а, б).

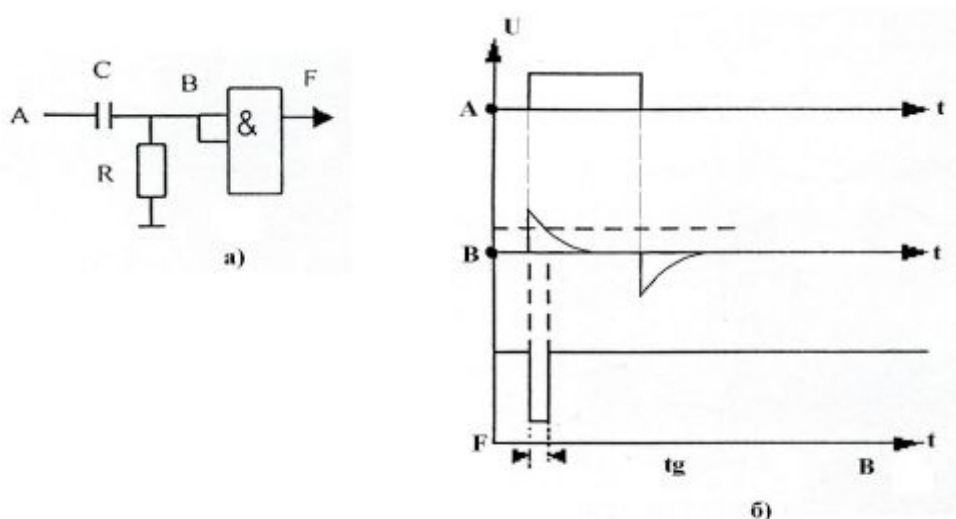


Рис. 4.3

Такой способ формирования импульсов применяется, когда необходимо получить выходной импульс короче, чем длительность входного. Схема работает следующим образом: положительный входной импульс амплитудой 2,5–4 В дифференцируется RC-цепочкой, при этом на входе вентиля устанавливается высокий уровень напряжения (лог. «1»), а на его выходе уровень становится низким (лог. «0»). В момент времени, когда напряжение в точке B понизится до величины 1–2 В, на выходе вентиля установится исходное значение (логическая «1»).

Включение интегрирующей цепочки (рис. 4.3в) на входе вентиля позволяет задержать входные импульсы. Принцип работы схемы поясняется эпюрами напряжений на рис. 4.3г.

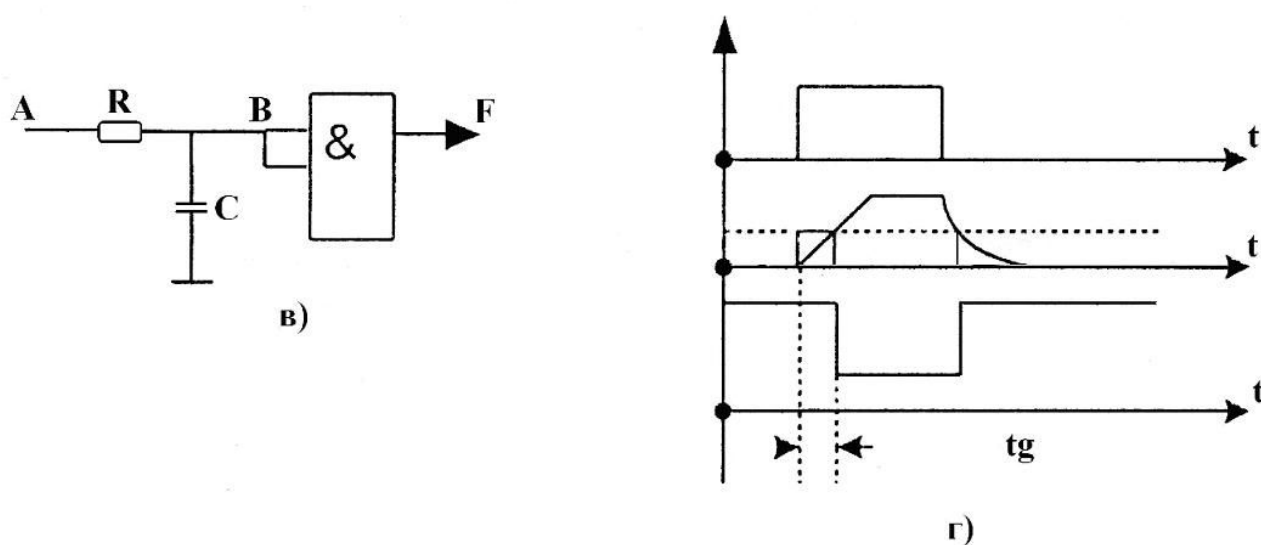


Рис. 4.3

4.2.2. Формирователь на RC-цепочке и двух вентилях, схваченных обратной связью.

Схема формирователя приведена на рис. 4.4(а, б).

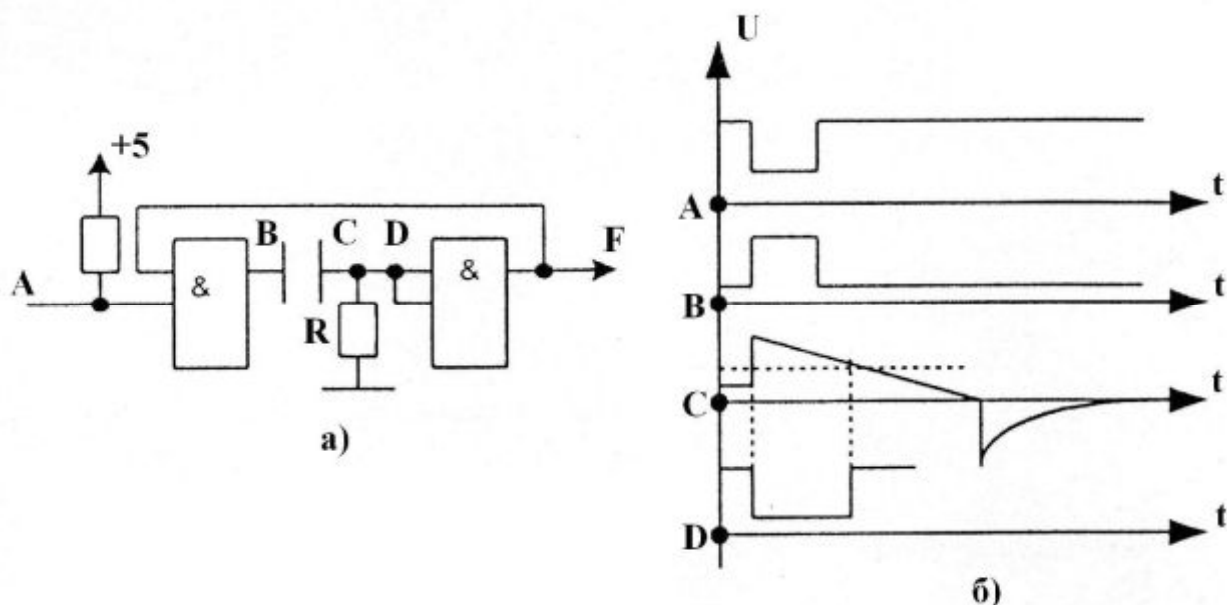


Рис. 4.4

Эта схема применяется, когда необходимо сформировать импульс, длительность которого больше, чем длительность входного. Схема работает следующим образом: в исходном состоянии потенциал в точке В низкий, а на выходе вентиля 2 и на соединенном входе вентиля 1 – высокий. Второй вход вентиля 1 находится так же под высоким потенциалом, поэтому на выходе D вентиля 1 логический «0». Если на А приходит отрицательный импульс, соответствующий уровню 0, на выходе D устанавливается лог. «1», и емкость С заряжается до 2–4 В. На выходе F при этом установится состояние лог. «0», которое благодаря наличию обратной связи передается на вход вентиля 1, обеспечивая выходное состояние «1» последнего, до того момента, пока емкость С не разрядится через резистор и входное сопротивление вентиля 2 до напряжения 1–2 В. В этот момент произойдет запираение вентиля 2 и возврат схемы в исходное состояние.

4.2.3. Генератор прямоугольных импульсов

Схема генератора (мультивибратора) приведена на рис. 4.5.

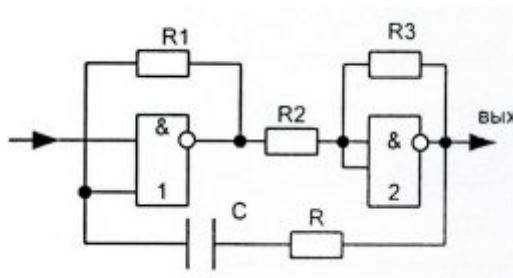


Рис. 4.5

Мультивибратор выполнен на двух логических элементах, охваченных положительной обратной связью. Выбором величины резисторов R_1 , R_2 и R_3 задают рабочую точку вентилей на линейном участке характеристики. Период колебаний определяется постоянной времени RC -цепи положительной обратной связи. Для обеспечения большей стабильности частоты f – последовательно с времязадающей цепочкой включается кварцевый резонатор.

4.2.4 Триггеры интегральных элементных структур

Триггер – электронная запоминающая цепь, которая может неограниченно долго находится в одном из двух электрических состояний устойчивого равновесия и переходить из одного состояния в другое скачком, при воздействии управляющего сигнала на входе. Состояние триггера и значение хранимой двоичной информации определяется прямым (Q) и инверсным ($\bar{Q}$) выходным сигналом. Поведение триггера описывается таблицей переходов, указывающей состояние входов и выходов триггера в момент времени t , предшествующий его срабатыванию, и в момент времени $t+1$ после срабатывания. В зависимости от назначения триггеры делятся на несколько типов: L – с одним входом, RS – с двумя входами, T – со счетным входом, JK – универсальные и могут быть несинхронизируемые и синхронизируемые (смена состояний может происходить только во время действия синхроимпульса).

RS-триггер с раздельными входами (рис. 4.6а) работает следующим образом. При подаче сигнала, равного 1 на вход установки нуля R (reset) триггер переходит в нулевое состояние ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$), а при подаче на вход S (set) – в единичное состояние ($\bar{Q} = 0$, $Q = 1$). Из таблицы переходов можно найти и минимальную форму переходов триггера:

$$Q(t+1) = \bar{R}(t)[S(t) + Q(t)]$$

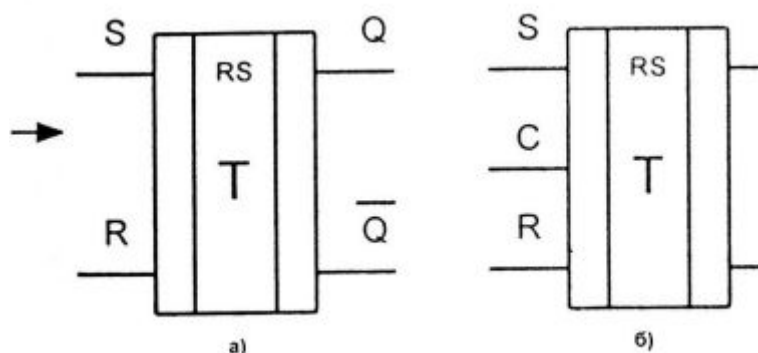


Рис. 4.6

Комбинация $S = R = 1$ – запрещена (триггер может установиться в любое состояние). В интегральных структурах RS-триггеры обычно выполняются

синхронизируемыми (рис. 4.6б). На рис. 4.7а приведена схема синхронизируемого RS-триггера на элементах «И-НЕ».

Д-триггер с одним входом выполняет простую функцию задержки сигнала на один такт (Д – первая буква английского слова Delay – задержка); рис. 4.7б

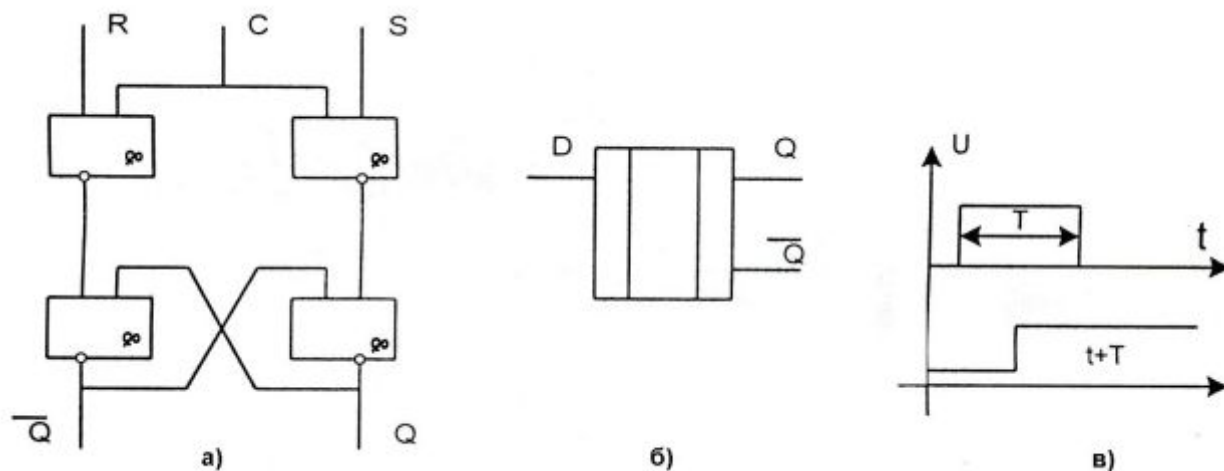


Рис. 4.7

Информация $D(t)$, подаваемая на триггер в момент времени t , задерживается в нем и появляется на выходе в момент времени $t+1$ (рис. 4.7в).

T – триггер со счетным входом обычно выполняет операцию сложения по табл. 2 (т. е. пересчет на 2). Закон его функционирования приведен в табл. 1.

Таблица 1

T(t)	O(t+1)
0	O(t)
1	O(t)

На основании таблицы функция переходов запишется в виде:

$$Q(t+1) = \bar{Q}(t)$$

JK-триггер универсальный (рис. 1.10), широко применяется в интегральных структурах. Вход J является входом установки, а K – входом считывания. При $J=K=1$ триггер работает как счетный со входом T. Его функция переходов записывается в виде:

$$Q(t+1) = [\bar{R}(t)Q(t) + J(t)\bar{Q}(t)]$$

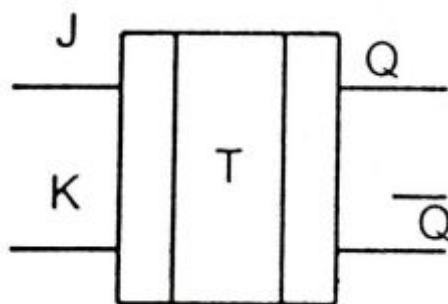


Рис. 4.8

4.4. Практическое изучение основных характеристик ТТЛ – вентиля, примеров его включения, а также основных типов триггеров

На макете 1 собрана схема ТТЛ–инвертора на дискретных элементах. Полная принципиальная схема лабораторного макета приведена на рис. 4.9. Коммутируя кнопкой «0/1» черного цвета состояние «0» и «1» на входе инвертора и измеряя цифровым вольтметром напряжения в контрольных точках КТ1–КТ7, по известным номиналам сопротивлений R1–R6 определяют направления протекания и величины токов в цепях инвертора для различных выходных состояний. На макете №2 расположен ТТЛ–вентиль в интегральном исполнении, на котором изучается передаточная характеристика по схеме, приведенной на рис. 4.10.

Для снятия передаточной характеристики используется генератор пилы (работа №5 первого цикла). При помощи переключателя на вход Y осциллографа подключается либо вход, либо выход ТТЛ – вентиля (см. рис. 4.9). Кнопка М/Т на передней панели должна быть нажата, что обеспечивает подачу пилообразного напряжения (через внутреннюю коммутацию СЛУ) на вход ТТЛ–вентиль и синхроимпульса 1 СЛУ. Рисунок 4.11 поясняет метод построения переходной характеристики по эюрам напряжения с выхода – генератора пилы и ТТЛ вентиля.

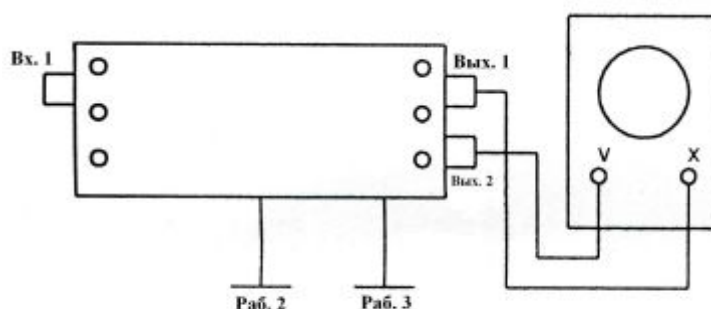


Рис. 1.12

Рис. 4.10

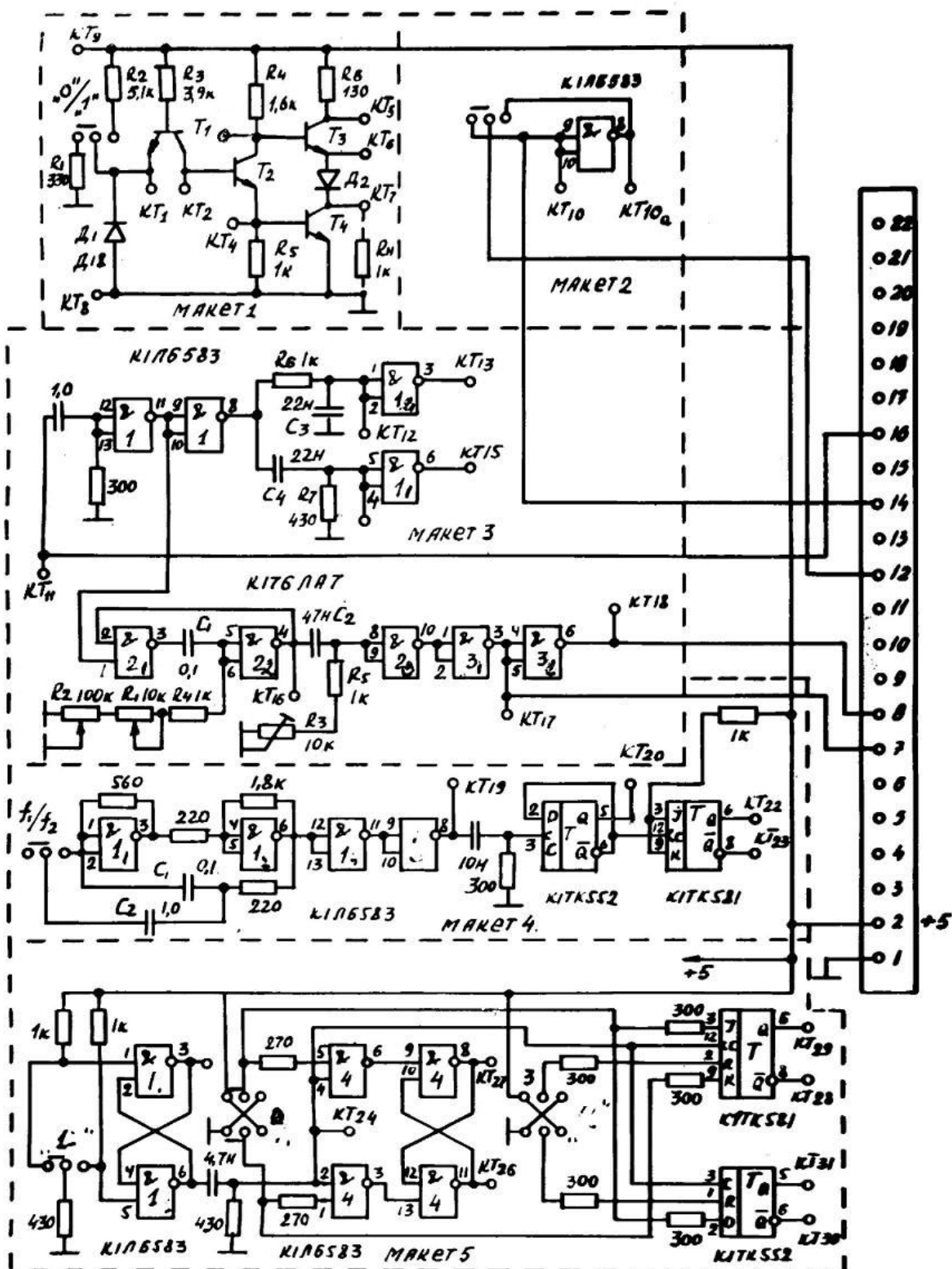


Рис. 4.9

На макете №3 собраны схемы формирователей импульсов на RC-цепях. ИС11(КТ15) – укорачивает импульсы, ИС12(КТ13) – осуществляет выдержку, на ИС21 и ИС22 собран запятый мультивибратор, длительность импульса которого регулируется при помощи сопротивлений R1 (плавно) и R2 (грубо). Цепочка C2 (R2+R3) выделяет задний перепад импульсов мультивибратора.

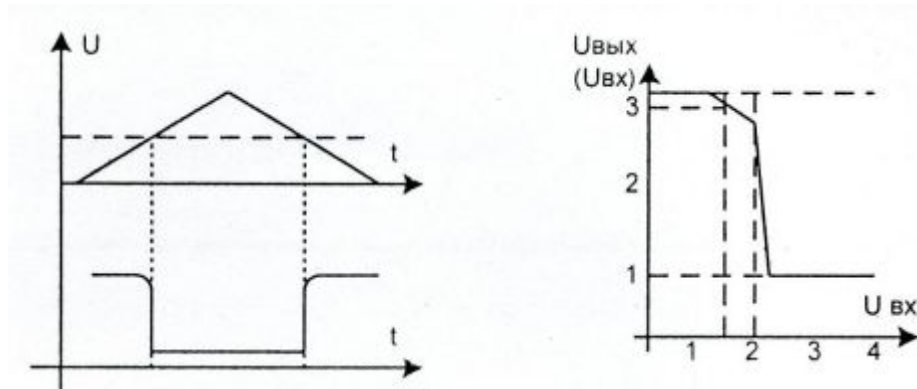


Рис. 4.11

Таким образом, ИС21,22 и 23 выполняют роль электронной линии задержки логических импульсов. Длительность выходного импульса регулируется при помощи R3. Инверторы ИС31 и ИС32 позволяют получить на выходе импульсы различной полярности. Работа автоколебательного мультивибратора, Д и УК триггеров в счетном режиме изучается на макете №4.

Переключатель F1/F2 путем коммутации конденсаторов C1 и C2 в цепи положительной обратной связи изменяет частоту следования выходных импульсов (вывод 6 ИС12), через генераторы ИС14 и ИС13 импульсы от генератора поступают на выход «С» Д – триггера, включенного в счетном режиме (выход 0 соединен со входом). Выход Q – триггера соединен с «С» входом JK – триггера. Таким образом, происходит деление частоты генератора на 4.

Импульсы на схемах макета 4 необходимо наблюдать на внутренней ждущей развертке осциллографа.

Макет №5 иллюстрирует применение RS-, D-, и JK – триггеров в качестве элементов хранения двоичной информации. Запись новой информации «0» и «1» (коммутируется переключателем 0/1 (белый) происходит только во время действия импульса синхронизации (КТ24) (переключатель «С» нажат). Микросхема ИС11, ИС12 – устраняет дребезг контактов переключателя и формирует крутые фронта. Переключатель «R» сбрасывает RS – триггер (ИС2) и JK триггер (ИС3) в состояние Q = 0 по установочному входу В. Как видно из принципиальной схемы, запись информации в RS- и JK- триггер происходит паразитным катодом (т. е., если R = 0, то S = 1, и если J = 1, то K = 0) и в Д – триггер по одному входу Д.

4.4. Подготовка к выполнению работы

1. Изучить описание лабораторной работы.
2. Ознакомиться с принципиальной схемой макета.

3. Подготовить необходимые таблицы и миллиметровую бумагу для временных диаграмм.

4.5. Порядок выполнения работы

1. Проверка домашней подготовки к работе преподавателем.
2. Ознакомиться с лабораторным макетом, расположением отдельных схем, назначением органов регулировок и переключателей.
3. Подключить лабораторный макет к СЛУ.
4. Включить необходимые приборы и СЛУ.
5. Переключатель «0/1» перевести в положение «0». Цифровым вольтметром измерить напряжение на макете 1 в контрольных точках КТ1–КТ7. Посчитать величины и направления токов через сопротивления R1–R6. Перевести переключатель «0/1» в положение «1» и провести аналогичные измерения. Данные занести в табл. 2.

Таблица 2

№ контрольной точки		КТ1	КТ2	КТ3	КТ4	КТ5	КТ6	КТ7
$U (В)$	“0”							
	“1”							
		R1	R2	R3	R4	R5	R6	
$I (мА)$	“0”							
	“1”							

6. Собрать схему измерения переходной характеристики ТТЛ – вентиля по рис. 4.9. На выходе генератора пилообразного напряжения выставить максимальную амплитуду. Зарисовать эпюры напряжения на входе и выходе схемы в одном временном масштабе. Построить переходную характеристику и определить точки перехода «0–1» и «1–0».
7. Подать на вход макета №3 от генератора импульсы положительной полярности амплитудой 3.5–4 В (вход СЛУ), а выход синхроимпульса соединить со входом осциллографа. Установить частоту 500–1000 Гц. На миллиметровой бумаге зарисовать эпюры напряжений в контрольных точках КТ1–КТ18 в одном временном масштабе. Определить диапазон регулировки длительности импульса (КТ17, КТ18) сопротивлениями R3 и его задержки сопротивлениями R1, R2.
8. Перевести осциллограф в режим внутренней ждущей синхронизации. Просмотреть и зарисовать эпюры напряжений в контрольных точках КТ19–КТ23 макета №4. Определить частоту для двух положений переключателя F1/F2.
9. Осциллографом с открытым входом (режим синхронизации – автоколебательный) на макете №5 определить в контрольных точках КТ24–КТ31 состояния «0» и «1» для различных положений

переключателя «0/1» до и после прихода импульса синхронизации (переключатель «С»). Проверить сброс «0», Д и JK - переключателем ПЗ. Данные занести в табл. 3.

Таблица 3

Контр. точки “0”или“1” Операции	КТ26	КТ27	КТ28	КТ29	КТ30	КТ31
0/1 в положении “0”						
Нажать С						
0/1 в положении “1”						
Нажать R						

4.6 Контрольные вопросы

1. Что такое основной ТТЛ–вентиль?
2. Из каких основных каскадов состоит ТТЛ–вентиль?
3. Что такое коэффициент объединения по входу?
4. Что такое разветвления по выходу?
5. Что обеспечивает включение дифференцирующей цепочки на входе вентиля?
6. Что обеспечивает включение интегрирующей цепочки на входе вентиля?
7. Чем определяется длительность импульса ждущего мультивибратора на двух ТТЛ–вентилях?
8. Чем задается рабочая точка в генераторе импульсов?
9. Какой триггер называется RS-, Д-, Т-, JK?
10. Как записываются формулы для переходов RS-, Д-, Т-, JK – триггером?

Лабораторные работы 6, 7

ГЕНЕРАТОР ИМПУЛЬСОВ

6.1. Цель работы:

1. Изучение принципа работы импульсного трансформатора.
2. Изучение работы блокинг-генератора.
3. Мультивибраторы на ОУ и режимы их работы.
4. Изучение генератора линейно-измеряющего напряжения (ГЛИН).
5. Изучение работы генератора пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе.

Для выполнения практической части лабораторной работы по изучению блокинг-генератора студенту необходимо ознакомиться с основными параметрами и особенностями работы импульсных трансформаторов и блокинг-генераторов.

6.2. Устройство импульсных трансформаторов

Импульсные трансформаторы в современной радиоэлектронике широко применяются для трансформации тока, напряжения, полного сопротивления, изменения полярности импульсов, гальванической развязки. Основной особенностью импульсного трансформатора является его широкополосность. Так как импульсные сигналы содержат широкий спектр составляющих, для неискаженной их передачи импульсный трансформатор должен иметь достаточный запас по полосе пропускаемых частот. Конструкция трансформатора должна обеспечивать минимальные потери в сердечнике, качественную изоляцию между витками и обмотками.

Основными параметрами импульсных трансформаторов являются:

- а) площадь передаваемого импульса (произведение $U \cdot t_u$, где U – амплитуда импульса, t_u – длительность импульса);
- б) ток намагничивания – I ;
- в) индуктивность рассеяния обмоток – L_s ;
- г) паразитная емкость обмоток – C_n ;
- д) коэффициент трансформации $n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$;
- е) число витков первичной и вторичной обмоток ω_1 и ω_2 ;
- ж) размеры сердечника: сечение сердечника S_c и средняя длина силовой линии l_c ;
- з) индуктивность намагничивания первичной обмотки – L_0 ;
- и) максимально допустимый действующий ток в обмотках;
- к) активное сопротивление в обмотках;
- л) габариты трансформатора.

Для анализа искажений, вносимых импульсным трансформатором в форму передаваемых импульсов, реальный импульсный трансформатор, схема которого

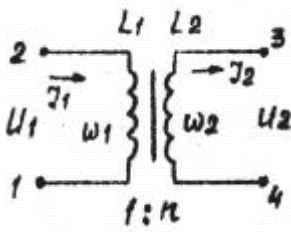


Рис.6.1

изображена на рис.6.1, удобно заменить эквивалентной схемой рис.6.2. Под идеальным импульсным трансформатором (ИТ) в эквивалентной схеме (рис.6.1) нужно понимать ИТ, не вносящий искажений в форму передаваемых импульсов и изменяющий лишь величины напряжений и токов с коэффициентом трансформации n .

Индуктивность рассеяния L_s равна входной индуктивности реального ИТ при коротком замыкании его вторичной обмотки. Индуктивность намагничивания L_0 приближенно равна входной индуктивности реального ИТ, измеренной на низких частотах при разомкнутой вторичной обмотке, т.е. представляет собой индуктивность катушки с сердечником: $L = \mu_a \omega_1^2 S_c / l_c$, где μ_a – абсолютная магнитная проницаемость материала сердечника.

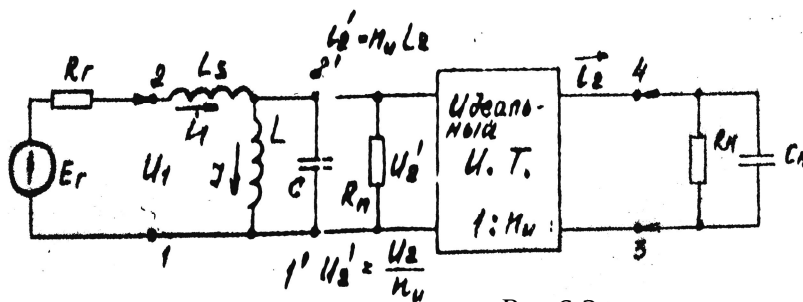


Рис.6.2

При больших амплитудах импульсов μ_a не остается постоянной. В этом случае пользуются импульсной магнитной проницаемостью:

$\mu_{au} = \Delta B / \Delta H$, где ΔB – приращение магнитной

индукции, ΔH – приращение напряженности поля за время импульса.

Эквивалентная емкость C_0 отображает влияние всех распределенных емкостей обмоток реального ИТ.

Эквивалентное сопротивление потерь R_n определяется в основном потерями на вихревые токи в сердечнике.

Ток намагничивания I – эквивалентный ток, который, протекая через индуктивность L_0 с теми же параметрами, что и первичная обмотка (ω_1 , l_c), создает ту же напряженность поля H , что и в сердечнике реального ИТ:

$$H = \omega_1 I / l_c \quad (6.1)$$

В реальном ИТ при передаче прямоугольного импульса амплитудой U_m наблюдаются искажения, условного представленные на рис.3.

Длительность фронта импульса t_ϕ во вторичной обмотке ИТ определяется как

$$t_\phi \approx 2,2 \sqrt{RL_s / (R + R_r)}, \quad (6.2)$$

где R – общее сопротивление;

$$R_r = R_n / n^2;$$

R_r – внутреннее сопротивление генератора;

$$C - \text{общая емкость } C_0 = n^2 C_n.$$

Введем показатель колебательного процесса δ , возникающего на фронте переданного импульса,

$$\delta = \frac{\sqrt{R/(R + R_r)}}{2} \left(\frac{\sqrt{L_s/C}}{R} + \frac{R}{\sqrt{L_s/C}} \right) \approx 0,7. \quad (6.3)$$

(при $\delta < 1$ периодический режим колебаний).

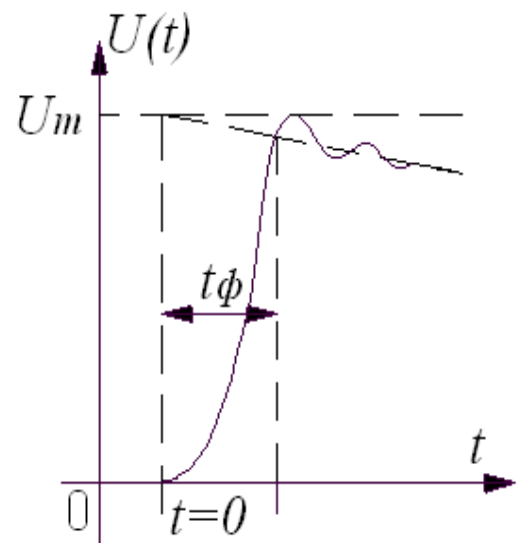


Рис.6.3

При заданном типе ИТ и заданной величине R_r форма переходной характеристики существенно зависит от сопротивления нагрузки. Изменяя R , можно экспериментально подобрать оптимальный режим работы ИТ.

После окончания фронта токи и напряжения в трансформаторе меняются медленно и значениями L_S и C можно пренебречь и в эквивалентной схеме останутся лишь E_r , R_r , L_0 , R . При этом к ИТ оказывается приложенным напряжение

$$\frac{E_r R}{R + R_r} = U_m(t) \frac{R}{R + R_r}, \quad (6.4)$$

и ток намагничивания I начинает нарастать. Это приводит к нарастанию тока через R_r и росту напряжения на R_r , а, следовательно, к спаду выходного напряжения.

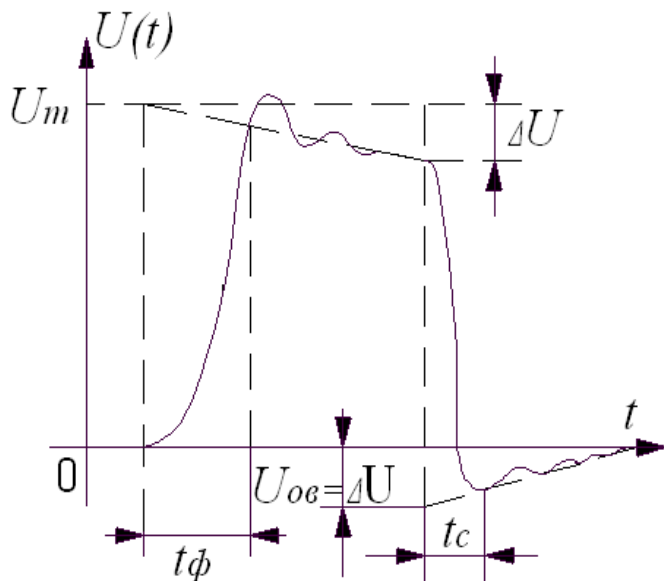


Рис.6.4

Форма переданного импульса в случае, если на ИТ подается прямоугольный импульс, приведена на рис.6.4.

Величина относительного спада плоской части импульса на выходе ИТ будет:

$$\frac{\Delta U}{U_m} = \frac{t_u R R_r}{(R + R_r) L_0} \quad (6.5)$$

Одним из широко распространенных импульсных устройств, основным элементом которых служит ИТ, является блокинг-генератор. Блокинг-

генератор – это регенеративное устройство

на одном усилительном каскаде, в котором положительная обратная связь осуществляется с помощью ИТ. Благодаря регенерации возрастает крутизна нарастания и спад выходного импульса, уменьшается нестабильность параметров, повышается нагрузочная способность.

На рис.6.5а) изображена принципиальная схема блокинг-генератора, работающего в автоколебательном режиме, на рис.6.5б) – ждущего блокинг-генератора.

В автоколебательном режиме блокинг-генератор применяется как генератор прямоугольных импульсов, в ждущем – как усилитель и формирователь коротких импульсов с крутыми фронтами.

6.3.1. Описание работы блокинг-генератора

При работе блокинг-генератора в автоколебательном режиме полярность напряжения смещения перехода база-эмиттер транзистора выбирается отпирающей. В качестве источника напряжения смещения выбирается источник E_k (рис.6.5а). Цикл работы блокинг-генератора можно условно разбить на стадии формирования фронта импульса, плоской

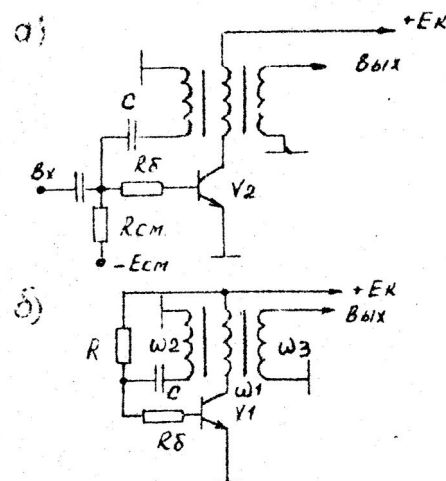


Рис.6.5

вершины, формирование среза импульса и стадию восстановления.

На рис. 6.6 приведены эпюры напряжений и токов в различных точках схемы блокинг-генератора. Стадия формирования фронта импульса начинается в момент времени t_0 , когда транзистор VI отпирается и в схеме благодаря регенеративной связи начинается лавинообразное нарастание токов. Эта стадия заканчивается, когда транзистор попадает в область насыщения, поэтому регенерация прекращается (момент времени t_1).

Условия регенерации для транзисторной схемы (рис.6.4) записываются в виде:

$$K_i \gamma_{oc} > 1, \quad (6.6)$$

где $K_i = \beta_N \gamma_K$ - коэффициент усиления по току с учетом шунтирующего действия обратной связи:

$\gamma_K = [1 + r'_\delta R_H (1 + \beta_N) / (r'_\delta + R'_H) r_K]$ - коэффициент токораспределения в коллекторной цепи.

$\gamma_{oc} = n R' / (R'_H + r'_\delta)$ - коэффициент передачи тока по цепи обратной связи;

$R'_H n_H^2 r'_\delta = n^2 r'_\delta$ - сопротивления нагрузки и базового перехода приведенные к первичной обмотке;

$n = \frac{\omega_1}{\omega_2}$; $n_n = \frac{\omega_1}{\omega_3}$ - коэффициент трансформации в цепи обратной связи и нагрузки.

В момент времени t_1 начинает формироваться плоская вершина. На этой стадии напряжения на обмотках ИТ практически не меняются, так как транзистор в насыщенном состоянии обладает малым выходным сопротивлением.

Потенциал коллектора также не меняется и фиксируется на уровне $U_{K \text{ нас.}}$. Из-за заряда времязадающего конденсатора C существенно изменяется потенциал, а, следовательно, и ток базы. Ток коллектора сначала уменьшается из-за

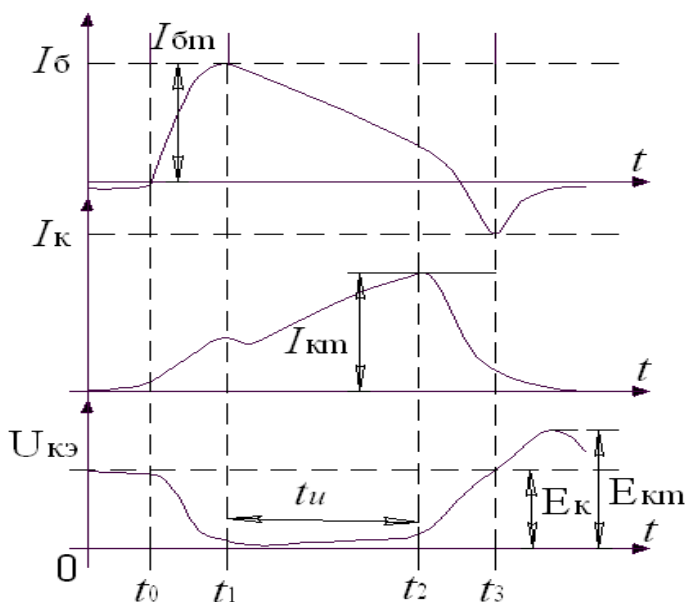


Рис.6.6

уменьшения тока во вторичной обмотке ИТ. Однако, спустя некоторое время, преобладающее значение приобретает ток намагничивания, и ток коллектора начинает возрастать. Длительность импульса, формируемого блокинг-генератором, $t_u \approx nLI/E_K$.

После рассасывания избыточных носителей транзистор из области насыщения переходит в активную область и начинает управляться по базовой цепи (момент времени t_2). При этом петля обратной связи замыкается и в схеме возобновляется

регенерация, благодаря чему ускоряется спад токов и напряжений. В транзисторных схемах $t_c < t_\phi$, это обеспечивается появлением всплесков тока в базовой цепи, который ускоряет формирование среза выходного импульса.

После запираания эмиттерного перехода в момент времени t_3 транзистор оказывается в области отсечки. В схеме прекращается регенерация и начинается стадия восстановления. Токи базы и коллектора быстро спадают. Спад коллекторного и базового напряжения происходит по мере рассеяния энергии, запасенной в сердечнике ИТ и в емкостях. В зависимости от R_H процесс установления коллекторного напряжения может носить аperiодический характер.

В автоколебательном режиме период генерируемых импульсов определяется:

$$T = R_{cm} C \ln \left(1 + \frac{E_k}{nE_{cm}} \right) \quad (6.7)$$

По истечении этого времени потенциал базы достигает напряжения отпирания транзистора U_{om} и в схеме возобновляется новый цикл формирования импульсов.

Сопротивление R_{cm} выбирают в автоколебательном режиме, исходя из допустимого изменения периода колебаний в заданном диапазоне температур:

$$R_{cm} \leq \frac{E_{cm}}{I_{ko_{max}}} \cdot \frac{\Delta T}{T}, \quad (6.8)$$

в ждущем

$$R \leq \frac{E_{cm}}{I_{ko_{max}}} \quad (6.9)$$

7.1. Мультивибраторы на ОУ

В настоящее время для построения мультивибраторов широко применяются операционные усилители (ОУ).

На рис.7.1. приведена схема автоколебательного симметричного мультивибратора на ОУ, а на рис.7.2. – эюры, поясняющие его работу.

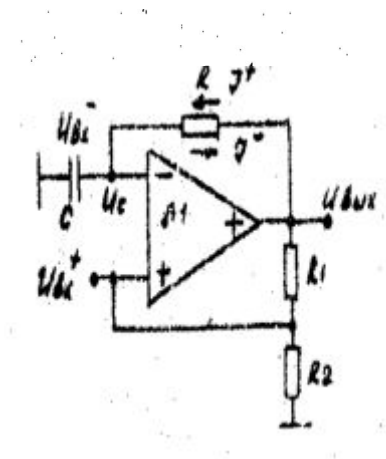


Рис.7.1

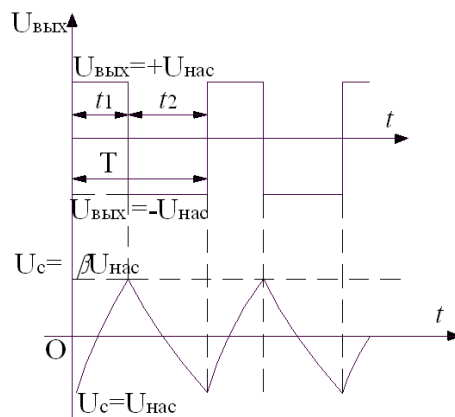


Рис.7.2

Симметричный выходной сигнал по амплитуде достигает $U_{нас}$, определяемого свойствами ОУ. Напряжение на инвертирующем входе $U_{вх}^+$ соответствует по форме выходному, но по амплитуде в $\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ меньше.

Резистор R замыкает цепь отрицательной обратной связи. Когда $U_{вых} = +U_{нас}^+$, ток I^+ через R заряжает конденсатор C до напряжения $\beta U_{нас}^+$, после чего операционный усилитель скачком меняет свое состояние на выходе на $-U_{нас}$.

Конденсатор начинает перезаряжаться током $-I$ до напряжения $-U_{нас}$ и т.д. Промежутки времени $t_1 = t_2 = t$ и $t = RC \ln \left[\frac{(1+\beta)}{(1-\beta)} \right]$, а период

$$T = t_1 + t_2 = 2RC \ln \left[\frac{(1+\beta)}{(1-\beta)} \right] = 2RC \ln \left[1 + \frac{2R_2}{R_1} \right]. \quad (7.1)$$

На рис.7.3. приведена схема несимметричного мультивибратора, принцип действия которого аналогичен симметричному, но постоянные времени заряда и разряда различны. Это достигнуто включением диодов, распределяющих токи заряда и разряда по разным резисторам.

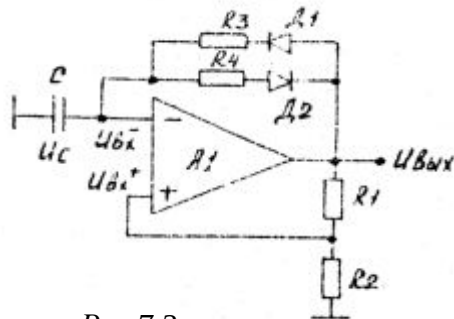


Рис.7.3

При $U > 0$ открыт диод D_1 , а D_2 закрыт, поэтому постоянная времени заряда $t_g = CR^3$. При $U < 0$ открыт диод D_2 , а D_1 закрыт и $\tau_p = CR_4$. При этом

$$T = t_1 + t_2 = (R_3C + R_4C) \cdot \ln \left[\frac{(1+\beta)}{(1-\beta)} \right] = C(R_3 + R_4) \cdot \ln \left[\frac{(1+\beta)}{(1-\beta)} \right] = C(R_3 + R_4) \cdot \ln \left[1 + \frac{2R_2}{R_1} \right] \quad (7.2.)$$

Схема ждущего мультивибратора (одновибратора) приведена на рис.7.4. Схема одновибратора отличается от схемы автоколебательного мультивибратора наличием цепи запуска из двух диодов D_1, D_2 . D_1 исключает заряд емкости C_1 напряжением отрицательной полярности.

В устойчивом состоянии, которое определяется петлей положительной обратной связи $U_{вых.} = -U_{нас}$ и $U_{вх.}^+ = -U_{нас}$, а потенциал $U_{вх.}^- \approx 0$, так как ток петли ООС, определяемый отрицательным $U_{вых.}$, стекает через открытый диод D_1 .

При подаче положительного запускающего импульса выходной сигнал становится положительным, диод D_1 закрывается и начинается заряд конденсатора C_1 напряжением положительной полярности.

На время заряда емкости на выходе фиксируется состояние $U_{вых.} = +U_{нас}$. На входе $U_{вх.}^+$ на это время устанавливается потенциал $U_{вх.}^+ = \beta U_{нас}$. Когда напряжение на C , достигает уровня $+U_{нас}$, схема перебрасывается в исходное состояние.

Длительность выходного импульса:

$$t_u = RC \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (7.3)$$

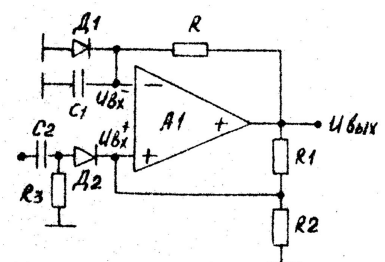


Рис.7.4

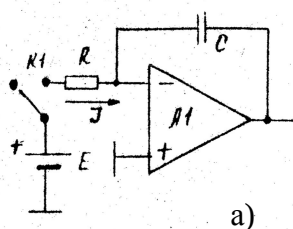
7.2 Генератор линейно-нарастающего напряжения (ГЛИН)

На рис.7.5.а изображен принцип построения ОУ ГЛИН и генератора пилы – рис. 7.5б.

В схеме рис. 7.5а при подключении источника постоянного напряжения E емкость C заряжается током $I = \frac{E}{R}$. Выходное напряжение при этом будет:

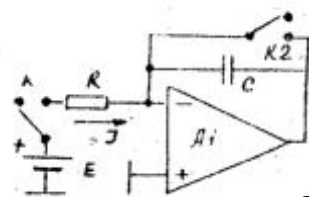
$$U_{вых} = U_c = -E \frac{1}{RC} \cdot t \quad (7.4)$$

(так как $\frac{U_c}{t} = \frac{I}{C}$), т.е. на выходе получаем линейно возрастающее напряжение.



а)

Рис.7.5



б)

Заменяв ключ **K1** на два синхронно работающих в противофазе ключа **K1** и **K2** в схеме рис. 7.5б, получим генератор пилообразного напряжения (ГПН).

Схема рис. 7.5б без источника **E** является интегратором с постоянной времени $\tau = RC$. На рис.7.6. изображена схема интегратора с заземленным конденсатором. Постоянная времени такого интегратора

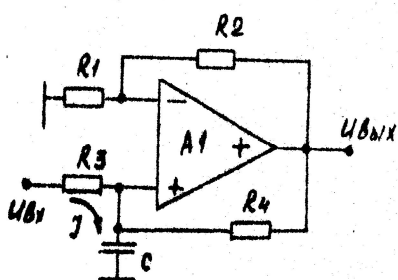


Рис.7.6

$$\tau = C \frac{R_3^2}{R_3 + R_4}. \quad (7.5)$$

При подключении источника напряжения **E** ко входу интегратора на выходе будет наблюдаться линейно нарастающее напряжение:

$$U_{\text{вых}} = E \frac{R_3 + R_4}{CR_3^2} t \quad (7.6)$$

7.3. Генератор пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе

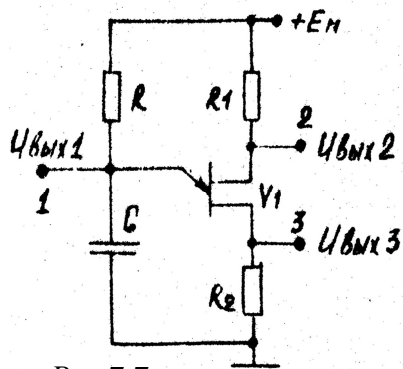


Рис.7.7

Удобным для использования в генераторе пилообразных и коротких прямоугольных импульсов являются однопереходные транзисторы. Схема такого генератора приведена на рис.7.7. На выходе 1 генератора наблюдается сигнал пилообразного напряжения; на выходе 2 и 3 соответственно короткие отрицательные и положительные импульсы.

7.4. Изучение макета генераторов импульсов

На рис.7.8. приведена полная принципиальная схема макета лабораторных работ «Генераторы импульсов». На транзисторе **VI** выполнена схема для изучения ИТ и блокинг-генератора. В нажатом состоянии переключателя **S3** и произвольном состоянии остальных сигналов внешнего генератора положительных прямоугольных импульсов подается на вход ключа на транзисторе **VI**, нагруженного на первичную обмотку **L1** импульсного трансформатора. Вторичная обмотка ИТ (**L3**), выход которой соединен с контрольной точкой **КТ7**, подключена к переменной нагрузке, изменение которой осуществляется потенциометром **R4**.

При отжатом положении **S3** и **S1** коммутируется схема автоколебательного блокинг-генератора, при **S3** в отжатом состоянии и **S1** – нажатом, схема переключается в ждущий режим. Временязадающие конденсаторы в обоих режимах переключаются переключателем **S2**.

На операционном усилителе (ОУ1) выполнен макет для изучения схем мультивибраторов. Отжатое положение **S1** соответствует автоколебательному режиму. Скважность и период колебаний регулируется соответственно потенциометрами **R₁** и **R₂**. При нажатом положении **S1** мультивибратор переходит в ждущий режим (режим одновибратора). Выход мультивибратора соединен с контрольной точкой **КТ3**.

На ОУ2 выполнен ГЛИН, схема которого аналогична приведенной на рис.7.6. Параллельно емкости **C** включен разрядный ключ на транзисторе **V3**. Ключ управляется импульсами с выхода мультивибратора. При разомкнутом ключе конденсатор **C** заряжается, и на выходе напряжение линейно нарастает. С приходом положительного импульса от мультивибратора на базу **V3** транзистор переходит в режим насыщения и емкость **C** быстро разряжается, а напряжение на выходе падает до “0”. Таким образом, ГЛИН на ОУ2 совместно с мультивибратором на ОУ1 образует генератор пилообразного напряжения (ГПН) с высокой линейностью. В зависимости от режима мультивибратора ГПН работает в автоколебательном или ждущем режиме. Выход ГПН соединен с контрольной точкой **КТ4**.

На однопереходном транзисторе **V2** выполнен автогенератор, который можно рассматривать как ГПН по выходу **КТ8** или генератор коротких импульсов по выходу **КТ9** и **КТ10**. Длительность пины (и период колебаний прямоугольных импульсов) регулируется переменным резистором **R₅**.

7.5. Подготовка к выполнению работы

1. Изучить описание лабораторной работы.
2. Изучить принципиальную схему лабораторного макета.
3. Подготовить миллиметровую бумагу для графиков и эюргов напряжений.

7.6. Порядок выполнения работы

После проверки преподавателем подготовки к работе:

1. Изучить расположение деталей на макете согласно принципиальной схеме.
2. Подключить лабораторный макет, генератор, осциллограф и частотомер согласно рис. 7.9.
3. Включить СЛУ, генератор, осциллограф согласно их конструкции по эксплуатации.
4. Подавая на вход макета положительные импульсы амплитудой $U \approx 2\text{В}$ при нажатой кнопке **S3** и наблюдая выходной сигнал в **КТ7** и

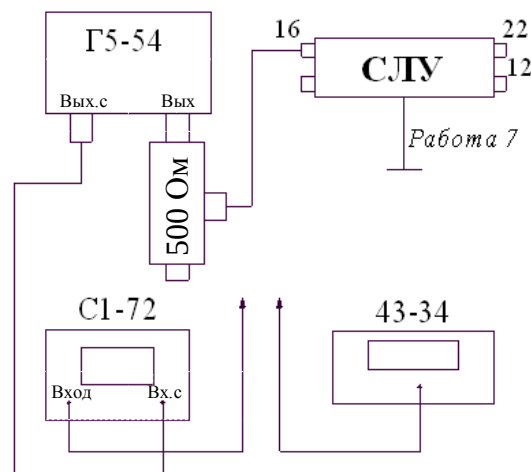


Рис.7.9

- входной в **КТ6**, зарисовать форму выходного сигнала для длительностей импульса 1 мкс, 5 мкс, 10 мкс, 20 мкс, >100 мкс при трех положениях **R₄** – двух крайних и среднем.
5. В отжатом положении **S3** и **S1** зарисовать эпюры напряжений в контрольных точках **КТ5** – **КТ7** блокинг-генератора в автоколебательном режиме для трех положений **R₄**. Для двух положений **S2** измерить частоту колебаний.
 6. Сравнить полученные длительности импульсов и частоту следования их с расчетными.
 7. Переключить блокинг-генератор в ждущий режим (**S3** отжат, **S1** нажат, **R₂** – два положения), зарисовать эпюры напряжений на **КТ5** – **КТ7** для трех положений **R₄**.
 8. Отжать **S1**. Наблюдать и зарисовать эпюры **КТ2**, **КТ3** для трех положений **R₁**. Для трех положений **R₂** измерить частоту колебаний в **КТ2**.
 9. Для крайних положений движков потенциометров **R₁** и **R₂** сравнить длительность импульсов, периоды и частоты следования импульсов мультивибратора на ОУ с расчетными.
 10. В контрольной точке **КТ4** наблюдать и зарисовать линейно изменяющееся напряжение в зависимости от положения движка потенциометра 3 и 2 при отжатом положении переключателя **S1**.
 11. В контрольных точках **КТ8** – **КТ10** наблюдать формы импульсов генератора пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе **V2**.

7.7. Контрольные вопросы

1. Особенности импульсных трансформаторов (ИТ).
2. Основные параметры ИТ.
3. Эквивалентная схема реального ИТ.
4. Искажения, вносимые реальным ИТ в передаваемый импульс.
5. Что такое блокинг-генератор?
6. Принцип действия блокинг-генератора.
7. Мультивибратор на ОУ. Основные соотношения для мультивибратора на ОУ.
8. Схема несимметричного мультивибратора на ОУ.
9. Основные соотношения для несимметричного мультивибратора.
10. Схема ждущего мультивибратора на ОУ.
11. Чем определяется длительность импульса запертого мультивибратора на ОУ.
12. Интегратор на ОУ с заземленной емкостью.
13. Интегратор на ОУ с незаземленной емкостью.
14. Генератор линейно изменяющегося напряжения.
15. Генератор пилообразного напряжения на однопереходном транзисторе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах / Под. ред. Т.М. Агахаяна. – М.: Сов. Радио, 1975, с. 276-291.
2. Гусев В.В. и др. Основы импульсной и цифровой техники. – М.: Сов. радио, 1975, с. 104-114, 247-276.
3. Балашова Н.Б. Миниатюрные импульсные трансформаторы на ферритовых сердечниках. – М.: Энергия, 1976, с. 72-98.
4. Ефимов В.Д. и др. Импульсные элементы автоматики и вычислительной техники. – М.: Энергия, 1977, с. 30-39, 108-120.

Лабораторная работа № 8

ГЕНЕРАТОР ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

8.1 Цель работы:

1. Изучить условие возбуждения гармонических электрических колебаний в системах обратной связи.
2. Изучить работу RC-генератора с мостиком Вина.
3. Изучить работу LC-генератора.

8.2 Общие положения

Генераторы гармонических сигналов – автоколебательные системы в которых энергия источников питания преобразуется в энергию сигналов синусоидальной формы. Преобразование электрической энергии источников постоянного тока в энергию электрических колебаний осуществляется при помощи активного элемента, снабженного цепью обратной связи, обеспечивающий передачу части энергии выхода элемента на вход (рис. 8.1). в случае, если коэффициент усиления по мощности K достаточно велик, чтобы скомпенсировать потери в цепи обратной связи, система генерирует колебания. Мощность, выделяема в нагрузку, P_0 :



$$P_0 = (K - 1) P_i - P_F$$

где P_i – мощность, передаваемая цепью обратной связи с выхода активного элемента на его вход; P_F – мощность потерь в цепи обратной связи.

Форма выходного сигнала генератора определяется характером нагрузки и цепи обратной связи. Колебания будут синусоидальными, если коэффициент усиления с учетом обратной связи больше единицы в пределах узкой полосы частот.

В общем проектирование генератора сводится к выбору активного элемента, элемента цепи обратной связи и нагрузки, которые обеспечивают форму колебаний, их частоту и амплитуду.

Наибольшее распространение получили генераторы RC – типа, содержащие в цепи обратной связи различные RC – цепи, и LC – типа – в цепи обратной связи колебательные LC – контуры.

8.2.1. Описание генераторов RC – типа

Генераторы RC – типа отличаются высокой стабильностью параметров, простотой управления и устройства, точностью фиксирования частоты и малыми нелинейными искажениями.

На рис. 8.2 приведена простая схема автогенератора RC – типа. Условие баланса фаз – одно из условия самовозбуждения – обеспечивает наличием фазирующей цепи из R_1, R_2, R_3 и C_1, C_2, C_3 .

Ток, проходящий через RC – цепь, опережает приложенное к ней напряжение на угол φ , который зависит от соотношения сопротивлений R и $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$;

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{2\pi fCR}.$$

При выбранных R и C, φ определяется частотой f и

$$\infty < \varphi < 90^\circ$$

При наличии трех цепочек общий угол сдвига между коллекторным напряжением и током определится неравенством:

$$\infty < \varphi < 270^\circ$$

т.е. для некоторой f угол составит 180° , т.е. окажется выполненным условие баланса фаз: если $R_1 = R_2 = R_3$ и $C_1 = C_2 = C_3$, то каждая RC – цепочка обеспечит сдвиг фазы между входным и выходным напряжениями на 60° :

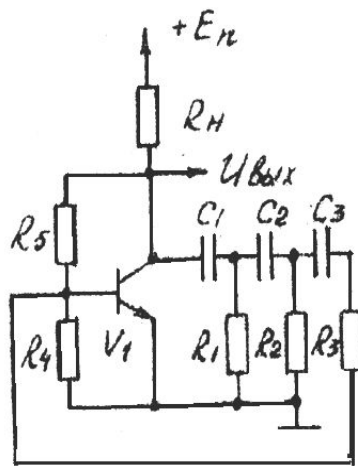


рис 8.2

больше $\frac{1}{K}$, где K – коэффициент усиления.

В схеме баланса амплитуд вычисляется при коэффициенте обратной связи

$$\operatorname{tg} 60^\circ = \frac{1}{2\pi fCR} = \sqrt{3}$$

Отсюда

$$f = \frac{1}{2\pi fCR\sqrt{3}} \quad (8.1)$$

Для выполнения условия баланса амплитуд коэффициент связи цепи обратной связи должен быть равен или

$$\beta = \frac{I}{h_{12}}, \text{ где } h_{12} - \text{коэффициент усиления}$$

по току транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Наиболее часто строятся RC – генераторы на основе моста Вина (рис. 8.3). Схема состоит из реактивной и активной ветвей и обладает квазирезонансным свойством.

Напряжение низкой частоты на выходные проходят через последовательный конденсатор C1, ($U_{\text{вых}} = 0$), а высокие частоты замыкаются через параллельный конденсатор C2 ($U_{\text{вых}} = 0$). Максимальный коэффициент передачи

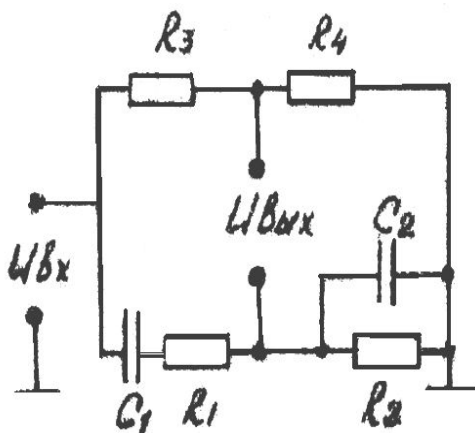


рис 8.3

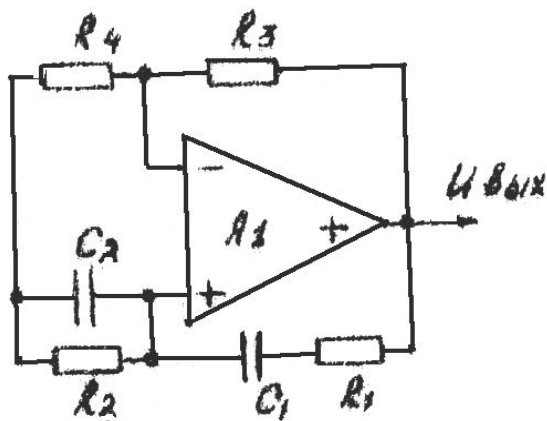


Рис 8.4

реактивной части моста $\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{3}$

наблюдается на частоте, где $R = \frac{1}{\omega_0 C}$.

Частота резонанса

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.2)$$

На рис. 8.4 приведена схема RC – генератора на основе моста Вина. Так как коэффициент передачи моста Вина $= \frac{1}{3}$ на

ω_0 , то коэффициент усиления ОУ должен

быть равен 3. поэтому выбирается $1 + \frac{R_3}{R_4} \geq \frac{R_2 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_2 C_1}$ Частота колебаний определяется:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (8.3)$$

или при $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR} \quad (8.4)$$

и $R_3 \geq 2R_4$.

8.2.2. Описание генератора LC – типа

К LC – генераторам относятся схемы, в которых рабочая частота определяется конденсатором и катушкой индуктивности, включенными в параллельный или последовательный резонансный контур. Преимущество такие генераторы используется на

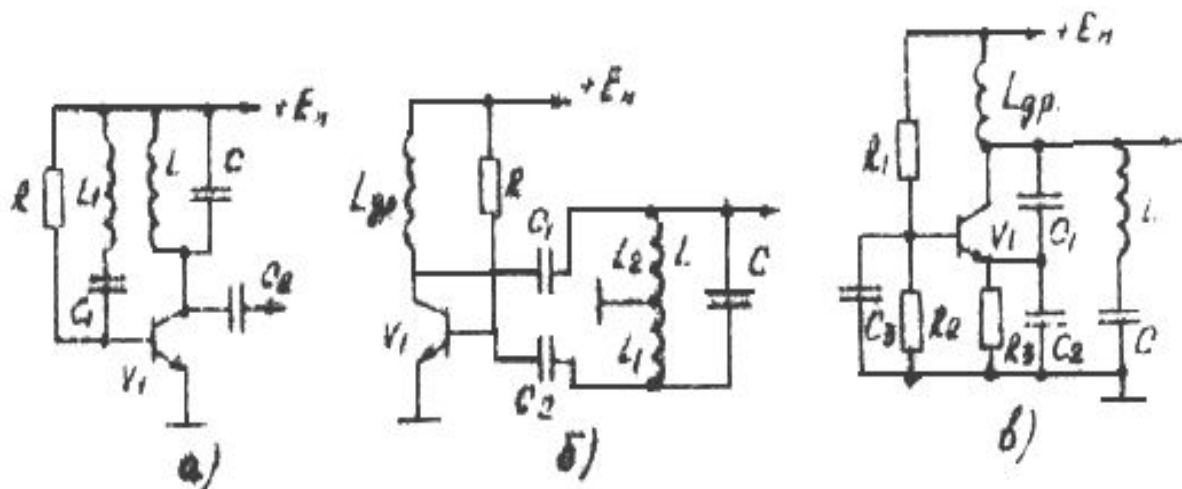


рис. 8.5

высоких частотах.

Резонансная частота колебательного контура:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8.5)$$

На рис. 8.5 приведены схемы транзисторных LC – генераторов, нашедших наиболее широкое применение: с трансформаторной обратной связью (а); индуктивная трехточечная микросхема (б); и емкостная трехточечная схема (в). Эти схемы отличаются способом включения колебательного LC – контура.

8.3. изучение работы RC – и LC – генераторов

На рис. 8.6 приведена полная принципиальная схема лабораторного макета «Генераторы гармонических колебаний».

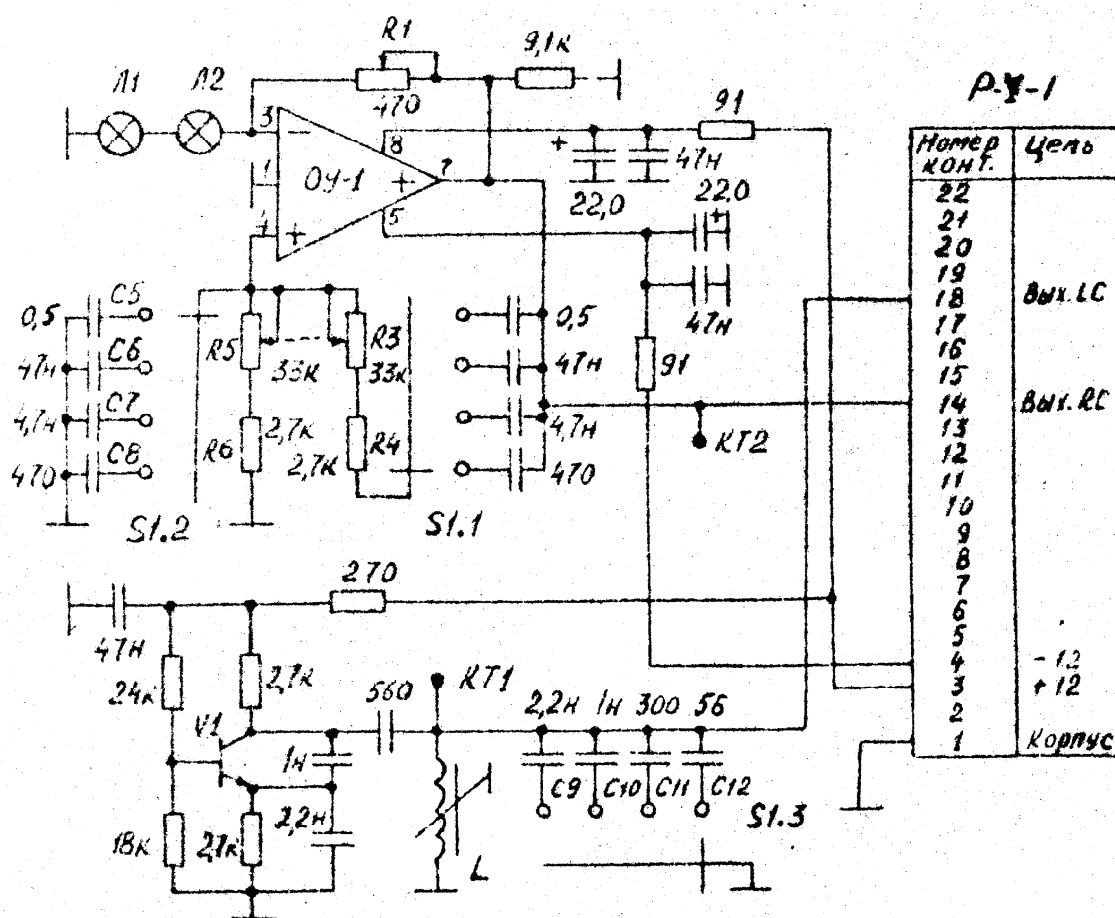


Рис. 8.6

На ОУ1 выполнен RC – генератор с мостом Вина. Активную ветвь мост составляет переменный резистор R_1 и включенные последовательно лампочка накаливания. Реактивную – переключаемые переключателем S1 емкости C1 – C8 и резисторы R_3 – R_6 . Переключением емкостей C1 – C8 попарно выбирается поддиапазон генерирования, а спаренным потенциометром R_3 – R_6 плавно регулируется частота пределах поддиапазона. Лампочки накаливания используются в качестве нелинейного элемента для стабилизации амплитуды колебаний. Выход RC – генератора подключен к рабочей точке КТ2 и выводу I_4 разъема P8-I.

На транзисторе VI выполнен LC – генератор по схеме емкостной трехточки на 4 фиксированных частоты. Частоты колебаний переключаются переключателем S1-3. выход генератора подключен к контрольной точке КТ1 и выводу I8 разъема Р8-1.

8.4. Подготовка к выполнению работы

- 8.4.1. Изучить описание лабораторной работы.
- 8.4.2. Изучить принципиальные схемы генераторов.
- 8.4.3. Подготовить миллиметровую бумагу для графиков.

8.5. Порядок выполнения работы

- 8.5.1. Изучить расположение деталей на макете согласно принципиальной схеме.
- 8.5.2. Подключить лабораторный макет, частотомер и осциллограф согласно рис. 8.7.

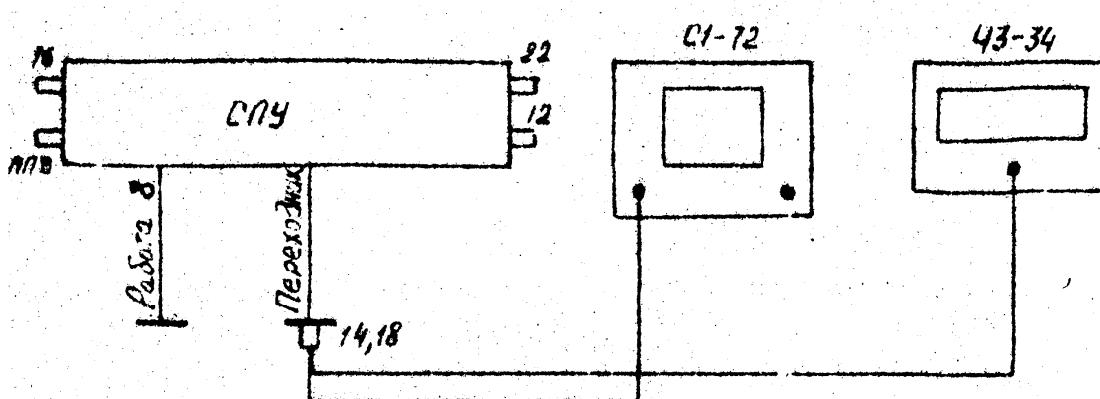


рис. 8.7

- 8.5.3. Включить СЛУ, осциллограф, частотомер согласно их инструкции по эксплуатации.
- 8.5.4. Наблюдая форму и частоту колебаний на входе RC – генератора (КТ2), определить среднюю частоту и границы поддиапазонов и сравнить ее с расчетной.
- 8.5.5. Для среднего положения R₃ - R₆ построить зависимость частоты колебаний от величины емкости.
- 8.5.6. Наблюдая форму и частоту колебаний на выходе LC – генератора в точке КТ1, построить зависимость амплитуды и частоты колебаний от величины емкости. По известным значениям емкостей и измеренным значениям частоты определить величину L.
- 8.5.7. Сравнить изменение частоты RC – и LC – генераторов с изменением емкостей:

$$f_{RC} \sim \frac{1}{C} ; \quad f_{LC} \sim \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

8.6. Контрольные вопросы

- 1. Что называется генератором гармонических колебаний?
- 2. Блок-схема автоколебательной системы.
- 3. Типы генераторов
- 4. Отличительные особенности генераторов RC – цепью.
- 5. Формула частоты генерирования генератора с тройной частотно-зависимой RC – цепью.
- 6. Формула частоты генератора Вина.
- 7. Схема генератора Вина.

8. Резонансная частота LC – контура
9. Схемы LC – генераторов на транзисторах – емкостная и индуктивные трехточки с индуктивной обратной связью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Бонч-Бруевич А.М. – Радиоэлектроника в экспериментальной физике.-М. : Наука 1966, с. 388 – 415.
- Шилов В.Г. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре.-М. : Сов. радио, 1979, с. 199, 203 – 207.
- Коннели ДЖ. – Аналоговые интегральные схемы.-М. : Мир, 1977, с. 191 – 194.
- Хантер Л. – Справочник по полупроводниковой электронике.-М.: Машиностроение, 1975, с. 131 – 162.