

Санкт-Петербургский государственный университет
Физический факультет

Методические указания к учебной работе в лаборатории “Радиофизический практикум”,
направление “Физика”, программа “Физика”, по уровню бакалавриат, 4-ый семестр

Импульсные схемы

Ременец Г. Ф.

Санкт-Петербург
2016

Вводные замечания

Данное методическое пособие является переработкой соответствующего описания “Импульсные схемы на транзисторах”, написанного преподавателями кафедры радиофизики доцентами Москалевым В. В. и Касперович В. С. (1975 г.). Указанное описание создавалось для студентов-радиофизиков (специалистов) 3-его курса, и было рассчитано на 2 занятия по 6 часов каждое. Новое, адаптированное описание предназначено для студентов-физиков 2-ого курса и рассчитано на одно занятие (4 часа), в связи с чем возникла необходимость значительно сократить и упростить текст описания и объем выполняемой работы.

Сегодня все многообразие вычислительной техники, все многообразие обработки сигналов, включая цифровую фотографию и цифровое телевиденье, базируется на представлении непрерывных физических процессов в дискретной форме. Эта форма, в свою очередь, базируется на физических элементах и структурах, способных существовать (а значит, и запоминать элементарную единицу информации – 1 бит) достаточно долго в одном из двух устойчивых состояний: элемент открыт или закрыт для протекания тока, магнитный момент домена направлен по полю или против магнитного поля намагничивания, спин электрона направлен по или против внешнего магнитного поля, электромагнитная волна имеет вертикальную или горизонтальную поляризацию и так далее. Указанное обстоятельство делает необходимым изучение принципа работы электронных устройств - триггеров, обладающих способностью сколь угодно долго находиться в одном из двух устойчивых состояний, и устройств – генераторов прямоугольных импульсов, способных периодически скачкообразно переходить из одного устойчивого состояния в другое, причем периодичность перехода является регулируемой величиной и обуславливается постоянной времени RC (размерность - секунды) элементов, присутствующих в электронной схеме. В качестве конкретных реализаций указанных генераторов в низкочастотном диапазоне электромагнитных волн *в данной работе* выбраны две схемы мультивибратора. Одна из них способна генерировать прямоугольные импульсы, а другая, функционирующая в ждущем режиме, генерировать свои прямоугольные импульсы в кратное число раз реже, чем приходящие извне периодические импульсы. В этом смысле последняя электронная схема выполняет операцию деления частоты.

Целью настоящей работы является ознакомление с принципами работы указанных электронных устройств и освоение навыков их использования в радиоизмерениях. Для этого студент а) знакомится с электронными схемами и работой 2-х импульсных генераторов (мультивибраторов) на транзисторах, работающими в непрерывном и ждущем режимах, б) изучает влияния различных параметров этих генераторов на частоту и форму генерируемых импульсов, в) приобретает навыков по измерению амплитуд и частот генерируемых импульсов с помощью эталонного генератора гармонических сигналов и осциллографа, г) изучает аналоговый способ деления частоты импульсов от задающего генератора в кратное число раз с помощью ждущего мультивибратора.

Чтение и осмысление части текста, выделенного мелким шрифтом, не является обязательным для выполнения лабораторной работы. Он предназначен для студентов, заинтересовавшихся данной тематикой. Студенты, которые уже выполнили работу “Усилитель на транзисторах”, могут не читать параграф 1.1.

1. Особенности работы транзистора в импульсном режиме

1.1. Перед тем как обсуждать названную в заголовке тему, напомним нелинейные

особенности работы транзистора, вольтамперная характеристика которого характеризуется 3-мя режимами (в зависимости от напряжения, подаваемого на базу транзистора относительно эмиттера): режимом запирания, активным режимом (используемом для усиления электромагнитных сигналов) и режимом насыщения. Обратимся к способу подключения транзистора к источнику постоянного напряжения $\pm E$ (энергия которого преобразуется в генераторе в энергию импульсных сигналов) по схеме с общим эмиттером, рис.1.

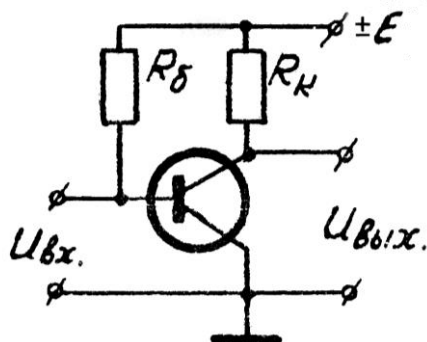


Рис. 1.

Знак питающего напряжения зависит от используемого типа транзистора. Для транзисторов n-p-n знак источника питания положительный "+". Для транзистора p-n-p знак "-", и величина E есть модуль напряжения источника питания. Для того, чтобы наше обсуждение не было привязано к конкретному типу транзистора, проведем его в терминах всегда положительной величины E . На базу транзистора подается напряжение $\pm U_б$, равное по модулю $U_б$ и составляющее малую долю от E , благодаря делителю напряжения из 2-х сопротивлений $R_б$ и омического сопротивления p-n перехода $R_{бэ}$ (при фиксированном значении величины $U_б$ между базовым и эмиттерным выводами транзистора). При достаточно сильном неравенстве $R_б \gg R_{бэ}$ величина $U_б$ соизмерима с модулем величины потенциального барьера p-n перехода, и ее изменения переводят транзистор из запертого состояния в активное состояние, или наоборот. Модуль значения потенциального барьера обозначим символом U^* (несколько десятых долей В). Другими словами, наш транзистор есть элемент, омическое сопротивление которого $R_{эκ}$ между выводами эмиттер-коллектор является переменным и зависящим от малых вариаций $U_б$. В свою очередь последовательное соединение сопротивления $R_{эκ}(U_б)$ и $R_κ$ образует делитель напряжения E согласно 2-ому закону Кирхгофа, в котором величина $U_κ$ (модуль напряжения на коллекторном выводе транзистора) может принимать в стационарном состоянии только промежуточные значения между нулем и E , не зависимо от того, какой тип транзистора используется, и какой коэффициент усиления требуется. При этом увеличение $U_б$ приводит к уменьшению величины $U_κ$ и наоборот (в однокаскадном усилителе выходной переменный сигнал изменяется в противофазе к входному). При достаточно малой величине $U_б$, ($U_б < U^*$) (что можно достичь увеличением $R_б$) транзистор заперт, ток через $R_κ$ не течет, и $U_κ = E$. При увеличении $U_б$ транзистор открывается и входит в активный режим. Для усилителя оптимальным режимом работы является такое значение $U_б$, при котором $U_κ = 0,5 E$. В этих условиях амплитуда гармонического **неискаженного** выходного сигнала максимальна при данном E , и выходная мощность усилителя пропорциональна $(0,5E)^2$. Такая потолочная выходная

мощность усилителя для любого транзистора никак не связана с его проектируемым коэффициентом усиления, а определяется только значением E .

Если к постоянному значению U_{δ} , обеспечивающему активное состояние транзистора, добавить малый переменный (гармонический сигнал) $U_{\delta,пер}$, то он, заставляя изменяться сопротивление $R_{эк}$ по такому же закону, обеспечивает появление большой величины $U_{к,пер}$, но с обратным знаком (с поворотом фазы на π). Большое различие этих двух переменных величин обусловлено тем, что в активном режиме транзистора коллекторный и базовый токи характеризуются неравенством: $I_{к} \gg I_{\delta}$. Чем больше это различие токов, тем больше коэффициент усиления транзисторного усилителя. Таким образом, малое переменное напряжение (малый ток) управляет большим напряжением (большим током).

Вернемся к постоянным токам. Кроме указанного критического значения U^* (напряжение перехода от запертого состояния к активному) существует еще большее значение U^{**} , при котором транзистор из активного режима переходит в третий режим работы – в режим насыщения. При нем токи $I_{к}$ и I_{δ} соизмеримы, и эффект управления коллекторного тока малым входным $U_{\delta,пер}$ пропадает. В связи со сказанным напрашивается аналогия с водопроводным краном с его тоже тремя возможными состояниями. При этом необходимо осознавать качественное различие в этих способах управления больших мощностей малыми мощностями. В случае крана управление механическое, а в случае транзистора – электронное. Одной из ярких сторон технического бурного прогресса, начавшегося в XX веке, является повсеместная замена механических устройств управления на электронные аналоги.

Добавим несколько слов, посвященных генерации переменного сигнала. Если последовательно соединить два транзисторных усилителя, то выходной сигнал $U_{к,пер}$, согласно сказанному выше, будет синфазен входному $U_{\delta,пер}$. Поэтому если выходной сигнал подать на вход (положительная обратная связь), то усилитель с необходимостью превратится в генератор, так как будут выполнены необходимые для этого фазовые и амплитудные условия генерации. Если канал обратной связи не содержит узкополосного фильтра, то получается генератор прямоугольных импульсов, который называется мультивибратором, работающим в непрерывном режиме. Если в цепи обратной связи имеется RC фильтр (цепочка Вина), которая обеспечивает нулевой сдвиг фазы на некоторой частоте, то получается генератор монохроматического сигнала с этой самой частотой. На этом принципе работают низкочастотные генераторы электромагнитных гармонических сигналов (генераторы звуковой частоты), используемые в нашей учебной лаборатории ФОРЭ.

1.2. В работающих импульсных схемах транзистор последовательно меняет все свои возможные состояния: активное на насыщенное, насыщенное на закрытое, закрытое на активное и так далее. В активном состоянии омическое сопротивление между эмиттерным и коллекторным выводами транзистора соизмеримо с сопротивлением $R_{к}$ (около 1000 Ом), включенным последовательно с названными выводами транзистора к постоянному источнику ЭДС (рекомендуемая величина E около 10 В). Согласно 2-ому закону Кирхгофа это напряжение выделяется на названных 2-х сопротивлениях пропорционально их значениям. Третье сопротивление R_{δ} , подключенное параллельно выводам “транзистора база – источника постоянной ЭДС E ” и превышающее по номиналу $R_{к}$ в сотню раз, обеспечивает малость базового тока по сравнению с коллекторным в активном режиме транзистора.

В активном состоянии на переход база - эмиттер подано напряжение, понижающее потенциальный барьер для основных носителей тока, а на переход **коллектор-база**, наоборот, подано напряжение, повышающее потенциальный барьер для тех же носителей

тока и их ускоряющее при движении **из базы в коллектор**. Таким образом, основные носители тока поступают из эмиттера (ток $I_e + I_b$) в базу, подавляющая часть которых достигает коллектора (ток I_k). Ток через вывод базы (I_b) значительно меньше токов через выходы эмиттера и коллектора.

Всякое изменение потенциала базы относительно эмиттера (изменение базового тока) в активном состоянии приводит к изменению коллекторного тока из-за изменения сопротивления перехода эмиттер-коллектор (из-за изменений высоты потенциального барьера на переходе эмиттер - база). Отношение приращения коллекторного тока к приращению базового при постоянном напряжении U_k между коллектором и эмиттером называется коэффициентом усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером и обозначается буквой β , то есть

$$\beta = \left. \frac{dI_k}{dI_b} \right|_{U_k=const} \quad (1)$$

Его величина обычно лежит в пределах 20 – 200.

При наличии сопротивления R_k (см. Рис. 1) напряжение на коллекторе U_k меняется, когда меняется ток базы, и коэффициент усиления по току становится иным. Отношение приращения коллекторного тока к приращению базового тока в этом случае называется динамическим коэффициентом усиления по току и обозначается $\beta_{дин}$, то есть

$$\beta_{дин} = \frac{dI_k}{dI_b} \quad (1a)$$

Усиление по напряжению K_n может быть выражено следующей формулой:

$$K_n = \frac{dU_{вых}}{dU_{вх}} = \frac{dI_k R_k}{dI_b R_{вх}} = \beta_{дин} \frac{R_k}{R_{вх}} \quad (2)$$

Величина $R_{вх}$ есть входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером, определяемое как

$$R_{вх} = \left. \frac{dU_{бэ}}{dI_b} \right| \quad (3),$$

где $dU_{бэ}$ есть приращение напряжения между базой и эмиттером.

Модуль постоянного напряжения на коллекторе транзистора определяется формулой

$$|U_{кэ}| = E - |I_k| R_k \quad (4).$$

Для обеспечения активного режима необходимо, чтобы выполнялось неравенство для модулей величин

$$|U_{кэ}| > |U_{бэ}| \quad (5),$$

но так как $|U_{бэ}|$ обычно составляет лишь несколько десятых долей вольта, то можно пользоваться более грубым неравенством

$$|U_{кэ}| > 0 \quad (5a)$$

Из формул (4) и (5) следует, что

$$E > |I_k| R_k. \quad (6)$$

Так как величина β слабо зависит от токов, текущих через транзистор, то приближенно можно считать, что

$$I_k = \beta_{\text{оин}} I_{\bar{\sigma}},$$

И неравенство (6) приобретает вид

$$E > E \beta R_k / R_{\bar{\sigma}} \quad (7),$$

$$\text{то есть } R_{\bar{\sigma}} > \beta R_k \quad (8).$$

1.2. Насыщенный режим транзистора (характеризуется нарушением неравенства (8)). Слишком большое значение величины $|U_{\bar{\sigma\sigma}}|$ (слишком большой базовый ток) создает столь большой коллекторный ток, что напряжение на коллекторе по модулю $|U_{к\sigma}|$ падает практически до нуля (десятые доли вольта). При дальнейшем увеличении величины $|U_{\bar{\sigma\sigma}}|$ (базового тока $I_{\bar{\sigma}}$) коллекторный ток I_k остается постоянным.

Что при этом происходит в транзисторе? Дадим пояснения на примере с транзистором р-п-р типа.

Увеличение по модулю напряжения между базой и эмиттером $|U_{\bar{\sigma\sigma}}|$ всегда приводит к увеличению числа основных носителей тока, поступающих из эмиттера в базу, и они почти все попадают на коллектор. Однако, при малых и, тем более, нулевых напряжениях на коллекторе, переход база-коллектор тоже открывается для основных носителей тока, и из коллектора в базу начинает идти встречный их поток. Величина этого потока такова, что разность встречных токов постоянна. Понять это нетрудно. Обозначим ток коллектора в насыщенном режиме через $I_{к,нас}$. Очевидно, что

$$|I_{к,нас}| = E / R_k \quad (9)$$

(при этом считаем, что $U_{к\sigma} = 0$). Если встречный (поток дырок) основных носителей слишком велик, коллектор, (теряя положительный заряд), приобретает (отрицательный потенциал) большее значение $|U_{к\sigma}|$, из-за чего переход база-коллектор начинает запирается и встречный поток (дырок) основных носителей уменьшается. Если же встречный поток (дырок) основных носителей слишком мал, то модуль напряжения на коллекторе уменьшается, и встречный поток дырок увеличивается.

1.3. Теперь перейдем к рассмотрению закрытого состояния транзистора. В этом состоянии на переходах эмиттер - база и коллектор-база действуют следующие напряжения:

$$|U_{\bar{\sigma\sigma}}| < U^*, \quad |U_{к\bar{\sigma}}| > U^*.$$

Понятие “закрытое состояние” является довольно условным, ибо некоторые токи в транзисторе все-таки сохраняются; создаются они неосновными носителями.

Так как неосновных носителей больше всего в базе, то они, содержащиеся в базе, и играют главную роль. Возникая в толще базы, эти носители тока хаотически перемещаются, часть их рекомбинирует, а часть, оказываясь вблизи р - п переходов, переходит либо в эмиттер, либо в коллектор (тормозящее основные носители электрическое поле в области р - п перехода является ускоряющим для неосновных носителей

базы). Площадь перехода база - коллектор значительно больше площади перехода база-эмиттер, поэтому около 90% неосновных носителей тока попадает на коллектор. Поэтому в закрытом состоянии ток идет, в основном, в цепи база-коллектор. Теряя неосновные носители, база приобретает заряд, но избыточный заряд уходит через базовый выход. При сохранении электрической нейтральности базы ток, идущий через базовый вывод, равен сумме токов неосновных носителей через эмиттерный и коллекторный выводы.

В справочниках обычно указывается тепловой ток коллекторного перехода $I_{к0}$. По определению $I_{к0}$ есть ток в цепи база-коллектор при $U_{кб}$ и оборванном выводе эмиттера. Базовый ток закрытого транзистора как раз и равен этому току. Величина его для германиевых транзисторов при комнатной температуре порядка 1 мкА. Поэтому в запертом транзисторе напряжение $|U_{кз}|$ несколько меньше напряжения питания E .

Несмотря на малость тока $I_{к0}$, его наличие всегда следует иметь в виду, ибо влияние этого тока на некоторые параметры, например, на длительность импульса мультивибратора, может быть очень большим. К тому же ток $I_{к0}$ сильно зависит от температуры – приближенно можно считать, что при повышении температуры на 10 градусов ток $I_{к0}$ удваивается.

2. Мультивибратор

2.1. В этом параграфе изучим мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями, см. рис. 2.

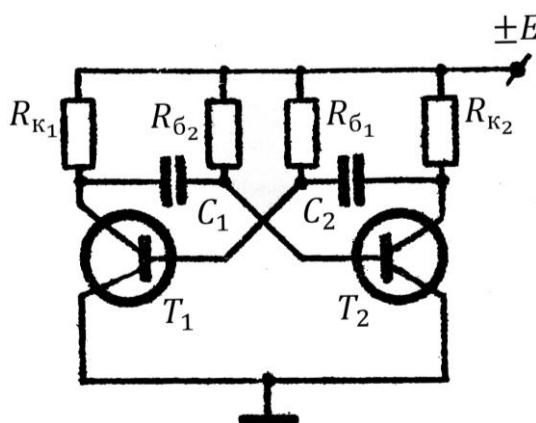


Рис. 2.

Чтобы понять процессы, происходящие в мультивибраторе, убедимся, что в нем могут быть два квазиустойчивых состояния равновесия, под которым понимается состояние, длящееся фактически конечное время. Это время обусловлено постоянной времени $R \cdot C$ (физическая размерность произведения этих величин - секунды) соответствующей цепочки, состоящей из омического сопротивления R (Ом) и емкости C (Ф). Под таким состоянием понимается состояние, когда транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт или наоборот.

Предположим сначала, что открыты и находятся в активном режиме оба транзистора. В силу случайной флуктуации ток в одном из них, например, в транзисторе T_1 может увеличиться. Тогда величина $|U_{кз}|$ на его коллекторе, согласно закону 2-ому закону Кирхгофа, уменьшится. Снижение этой величины приводит к уменьшению величины $|U_{бз}|$ для базы транзистора T_2 из-за наличия емкости C_1 и, следовательно, к уменьшению его коллекторного тока, то есть к увеличению величины $|U_{кз}|$ для потенциала на коллекторе этого транзистора. Вследствие увеличения последней и наличия емкости C_2 ток транзистора T_1 еще больше возрастает. Развивается так называемый лавинный

процесс, прекращающийся только вследствие нелинейных свойств транзисторов, когда транзистор T_2 переходит в закрытое состояние, а транзистор T_1 – в насыщенное.

Некоторое время один из транзисторов остается в закрытом состоянии, а другой в активном или насыщенном, но при этом в мультивибраторе будут происходить процессы изменения заряда конденсаторов. Эти процессы приводят к тому, что ранее закрытый транзистор открывается, то есть в нем возникает коллекторный ток и вновь развивается лавинный процесс. Заканчивается он тем, что закрытый транзистор входит в насыщенный режим, а другой, наоборот, закрывается. Через некоторое время снова происходит изменение состояния транзистора. Таким образом, процессы, происходящие в мультивибраторе, оказываются периодическими, и они сопровождаются переходными процессами после каждого лавинообразного скачка напряжения. Если в стационарном процессе напряжения во всех точках схемы одного знака с источником питания $\pm E$, то в переходном процессе знак напряжения U_{σ_3} может быть любым.

Следующее замечание целесообразно отметить, перед тем как детально рассматривать формирование прямоугольных импульсов в мультивибраторе. Каждый лавинообразный процесс в нем заканчивается тем, что обкладки конденсаторов схемы оказываются подключенными (практически скачкообразно) к новым значениям разности потенциалов. После этого начинаются относительно медленные процессы перетекания зарядов с одной пластины конденсатора на другую (через источник ЭДС) с характерными временами $R_{k,i} C_i$ или $R_{\sigma,i} C_i$ ($R_{\sigma,i} \gg R_{k,i}$; $i = 1, 2$; $C_1 = C_2$). Более медленный процесс перезарядки определяет длительность прямоугольного импульса. Он заканчивается новым лавинообразным процессом, когда разность $|U_{\sigma_3}| - U^*$ для запертого транзистора становится положительной, и этот транзистор “сваливается” в режим насыщения, и емкостям схемы снова требуется перезарядка.

После каждого лавинного процесса (в результате которого, предположим, транзистор T_1 открылся, а транзистор T_2 закрылся) в мультивибраторе возникает два медленных по сравнению с лавинным процессом: (i) заряд конденсатора C_2 через сопротивление R_{k_2} , которое $\ll R_{\sigma_1}$, и промежуток база-эмиттер открытого транзистора T_1 и (ii) перезаряд конденсатора C_1 через сопротивление R_{σ_2} и промежуток коллектор-эмиттер того же транзистора T_1 . Первый из этих процессов заканчивается быстрее, $R_{k_2} \ll R_{\sigma_2}$, а емкости конденсаторов C_1 и C_2 обычно сравнимы.

Пока идет заряд конденсатора C_2 ток базы транзистора T_1 настолько велик (сразу же после окончания лавинного процесса этот ток близок к величине E / R_{k_2}), что этот транзистор обязательно будет насыщенным. Но по окончании заряда в зависимости от величины положительного значения $|U_{\sigma_1}| - U^*$ транзистор T_1 будет либо оставаться в насыщенном режиме, либо перейдет в активный.

После окончания заряда конденсатора C_2 процесс перезаряда конденсатора C_1 еще продолжается. Именно этот процесс определяет промежуток времени между двумя лавинными процессами, и ниже мы его рассмотрим подробнее. Пока же заметим, что после лавинного процесса потенциал на правой обкладке C_1 оказывается таким, что величина $|U_{\sigma_2}| - U^*$ отрицательна, и следующий лавинный процесс возникает как раз тогда, когда в результате перезаряда этого конденсатора потенциал на его правой обкладке, а, следовательно, и на базе транзистора T_2 становится таким, что величина $|U_{\sigma_3}| - U^*$ становится положительной, (рис. 3 и 4).

На рис. 3 и 4 приведены формы напряжений на всех выводах мультивибратора для двух основных режимов (для транзисторов р-п-р типа): на рис. 3 для случая, когда поле заряда соответствующих конденсаторов транзисторы оказываются в активном режиме (см. (8)), то есть при неравенствах

$$R_{\sigma_1} > \beta R_{k_1}, \quad R_{\sigma_2} > \beta R_{k_2}.$$

А на рис. 4 для случая, когда открытый транзистор всегда оказывается насыщенным, то есть при

$$R_{\delta 1} < \beta R_{\kappa 1}, \quad R_{\delta 2} < \beta R_{\kappa 2}.$$

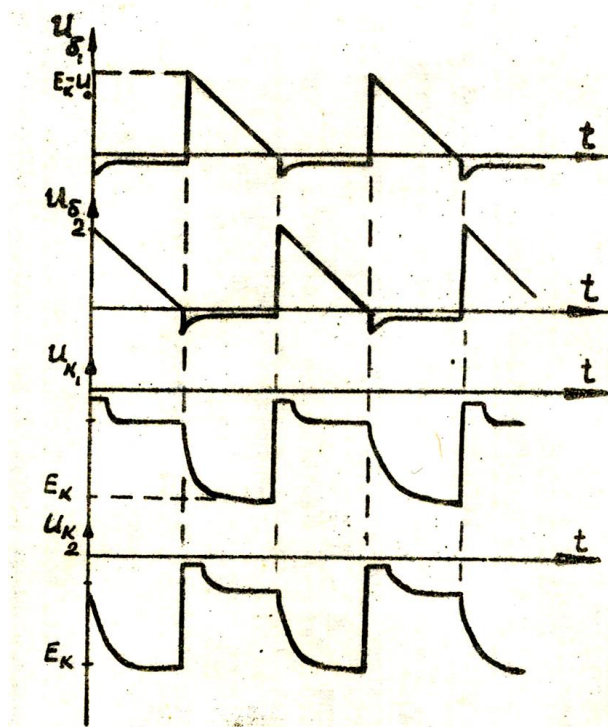


Рис. 3.

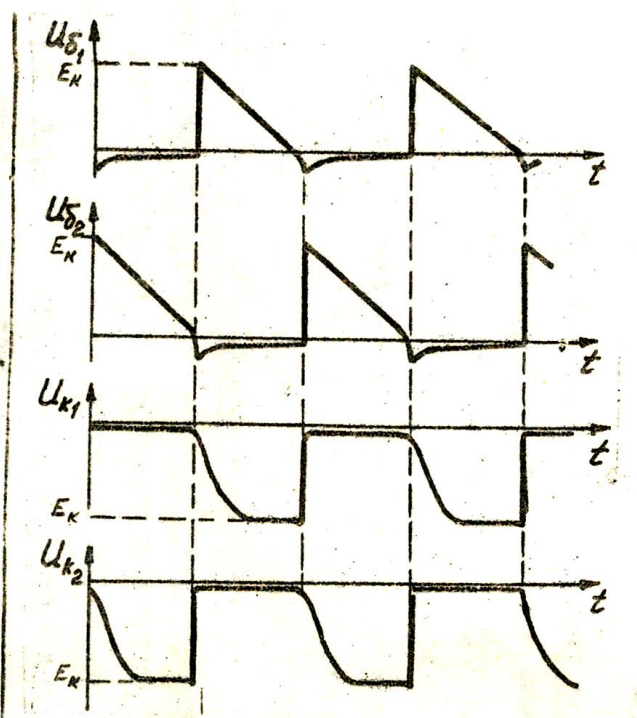


Рис. 4.

Если какой-нибудь транзистор насыщен, то напряжение на его коллекторе $|U_{\kappa}| \ll E$ и близко к нулю. Напряжение же на коллекторе закрытого транзистора зависит от тока заряда соответствующего конденсатора ($I_{зар,1}(t)$ – ток заряда конденсатора C_1 , а $I_{зар,2}(t)$ – ток заряда конденсатора C_2):

$$|U_{\kappa 1}(t)| = E - |I_{зар,1}(t)| R_{\kappa 1},$$

$$|U_{\kappa 2}(t)| = E - |I_{зар,2}(t)| R_{\kappa 2}.$$

Так как ток заряда постепенно падает от максимальной величины до нуля, то и напряжение на коллекторе достигает напряжения источника питания не сразу. (С помощью осциллографа можно сравнить крутизну переднего и заднего фронтов мультивибраторных импульсов)

Таким образом, длительность **переднего** фронта определяется временем заряда конденсатора C_1 или C_2 , и ее ориентировочно можно считать равной $3 R_{\kappa 1} C_1$ или $3 R_{\kappa 2} C_2$. Длительность **заднего** фронта определяется длительностью лавинного процесса, то есть частотными свойствами транзистора и паразитными емкостями. Поэтому **этот** фронт очень крутой.

Напряжение на базе открытого транзистора также мало по модулю (0,2 - 0,4 В), когда отсутствует ток заряда и оно по модулю несколько понижено, когда этот ток существует. При лавинообразном процессе модуль напряжения на базе закрытого транзистора падает практически по линейному закону (начальная часть экспоненты) от некоторой

положительной величины $E - |U_0|$ (где U_0 обусловлено неосновными носителями заряда в переходе коллектор - эмиттер) до небольшой U^* величины. Если открытый транзистор во все моменты времени насыщен, то модуль напряжения на базе закрытого транзистора меняется от величины E до U^* .

Вычислим период колебаний мультивибратора для случая, когда открытый транзистор всегда насыщен. У насыщенного транзистора сопротивление участка коллектор-эмиттер и базы эмиттера столь мало, что их можно считать равными нулю, и на эквивалентной схеме насыщенный транзистор можно изобразить точкой, к которой подключены все три его вывода. Если пренебречь током неосновных носителей I_{k0} , то закрытый транзистор можно не изображать на эквивалентной схеме и она выглядит так, как изображено на рис. 5а, если транзистор T_1 насыщен, а транзистор T_2 закрыт, и так, как изображено на рис. 5б, если насыщен транзистор T_2 , а транзистор T_1 закрыт.

На первой из этих схем сопротивления $R_{к1}$ и $R_{б1}$, а на второй – сопротивления $R_{к2}$ и $R_{б2}$ оказываются подключенными к источнику питания параллельно. На процессы, связанные с изменением зарядов конденсаторов, они не влияют и их можно исключить из эквивалентных схем. Тогда каждая эквивалентная схема распадается на две независимые RC – цепочки (рис. 6а и рис. 6б).

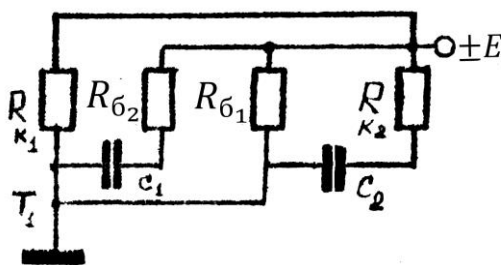


Рис. 5а.

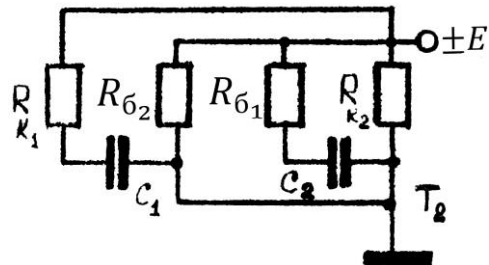


Рис. 5б.

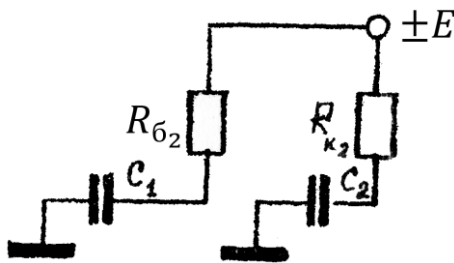


Рис. 6а.

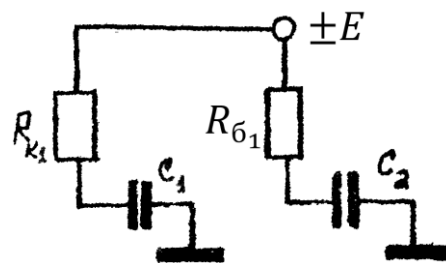


Рис. 6б.

Считаем, что время лавинного процесса пренебрежимо мало по сравнению с процессами перезарядки конденсаторов в схеме (то есть по сравнению с постоянными времени $R_i \cdot C_k$ элементов схемы)

Будем считать, что до начала рассматриваемого лавинного процесса транзистор T_1 был насыщен, транзистор T_2 закрыт, конденсатор C_2 полностью заряжен (потенциал левой обкладки – почти ноль, а модуль потенциала правой - E), рис. 2. Лавинный процесс начинается тогда, когда модуль потенциала правой обкладки конденсатора C_1 , связанной с базой закрытого транзистора T_2 , станет больше критического значения U^* , то есть тогда, когда конденсатор C_1 полностью разрядится. За время лавинного процесса заряды на конденсаторах C_1 и C_2 не успевают заметно измениться. Поэтому после лавинного процесса разности потенциалов на этих конденсаторах сохраняются, но теперь действует эквивалентная схема, на рис. 6б. Заземленной оказывается теперь правая обкладка конденсатора C_2 , поэтому потенциал ее равен нулю, потенциал левой обкладки - E . У конденсатора C_1 также оказывается заземленной другая обкладка, но это несущественно,

так как конденсатор C_1 был перед лавинным процессом полностью разряжен. Как уже говорилось, после лавинного процесса начинается заряд одного из конденсаторов – в данном случае C_1 – от источника питания E , и перезаряд другого конденсатора (C_2) от источника питания E . То, что конденсатор C_2 стремится перезарядиться хорошо видно из эквивалентной схемы рис. 6б, ибо левая обкладка, ранее заряженная положительно, через сопротивление подключена к полюсу источника питания. Правда, перезарядиться конденсатор C_2 не успеет: как только разность потенциалов $|U_{\sigma_2}| - U^*$ для левой обкладки изменит знак с отрицательного на положительный, так сразу же откроется транзистор T_1 и разовьется новый лавинный процесс.

Таким образом, нам известны начальные напряжения на конденсаторах, известны напряжения источников питания и постоянные времени заряда и перезаряда. В результате мы можем сразу написать, как меняется напряжение на конденсаторах во времени. После лавинного процесса, в результате которого транзистор T_2 перешел в насыщенное, а транзистор T_1 в закрытое состояние, напряжение на конденсаторе C_1 (обозначим его U_{c1}) меняется так:

$$|U_{c1}| = E (1 - \exp(-t / R_{\kappa 1} C_1)),$$

а напряжение на конденсаторе C_2

$$|U_{c2}| = |E - 2E (1 - \exp(-t / R_{\sigma 1} C_2))|.$$

Когда U_{c2} станет равным нулю (приблизительно), развивается новый лавинный процесс. Обозначим этот момент времени t_1 , тогда

$$0 = E - 2E (1 - \exp(-t / R_{\sigma 1} C_2))$$

Отсюда нетрудно найти величину t_1

$$t_1 = \ln(2) R_{\sigma 1} C_2.$$

После лавинного процесса при $t = t_1$ вновь становится справедливой эквивалентная схема на рис. 6а и происходит заряд конденсатора C_2 с постоянной времени $C_2 R_{\kappa 2}$ и перезаряд конденсатора C_1 с постоянной времени $C_1 R_{\kappa 1}$. Очевидно, что полный период T колебаний мультивибратора будет таким:

$$T = (R_{\sigma 2} C_1 + R_{\sigma 1} C_2) \ln(2).$$

Следует подчеркнуть, что эта простая формула справедлива лишь при $R_{\sigma 1} > \beta R_{\kappa 1}$, $R_{\sigma 2} > \beta R_{\kappa 2}$, когда открытые транзисторы обязательно насыщены. При невыполнении этих неравенств зависимость T от напряжения источника питания будет совсем другой.

Если открытые транзисторы непременно насыщены, то при включении схемы могут войти в насыщение оба транзистора. В таком режиме ни один из транзисторов не обладает усилительными свойствами, и лавинный процесс развиваться не может. Поэтому в тех случаях, когда необходимо самостоятельное возбуждение мультивибратора, нужно применять либо ненасыщенный режим работы транзисторов, либо, если это нежелательно, применять более сложные схемы, например, мультивибратор с управляемыми смещениями.

2.2. Ждущий мультивибратор.

Ждущий мультивибратор, в отличие от обычного, имеет устойчивое состояние равновесия, в котором он и находится до тех пор, пока на него не поступит запускающий импульс. Ждущие мультивибраторы собираются по разным схемам; здесь мы остановимся на описании работы мультивибратора с эмиттерной связью, Рис. 7.

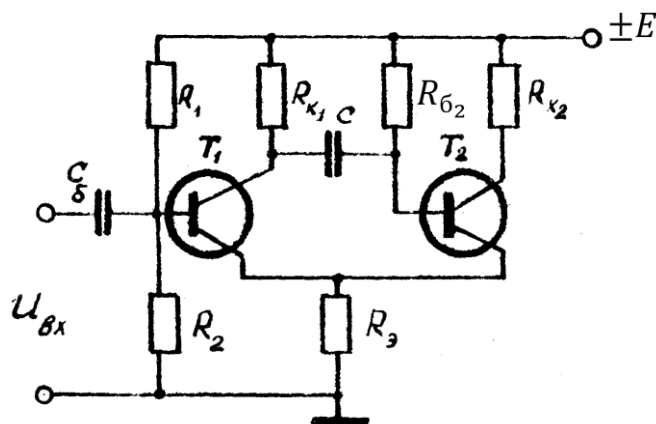


Рис. 7.

В состоянии устойчивого равновесия транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт, и, как правило, насыщен. Сопротивление R_3 выбирается достаточно большим, чтобы модуль потенциала эмиттера $|U_{э1}|$ транзистора T_1 был больше модуля потенциал его базы $|U_{б1}|$. Тогда этот транзистор будет надежно закрыт. Модуль напряжения на его коллекторе будет равен E и разность потенциалов между обкладками конденсатора C определяется как

$$U_c = E - |U_{э}| - |U_{бэ}|,$$

где $U_{э}$ – напряжение на эмиттере транзистора T_2 относительно “земли”, а $U_{бэ}$ – напряжение между базой и эмиттером открытого транзистора, равное (0,2 - 0,3) В. Модуль напряжения на коллекторе транзистора T_2 лишь немного больше, чем модуль напряжения $|U_{э}|$.

Если подать на базу транзистора T_1 достаточно большой импульс такого же знака, какой имею все точки схемы относительно “земли”, этот транзистор откроется, модуль напряжения на его коллекторе $U_{к1}$ понизится, модуль напряжения на базе $|U_{б2}|$ транзистора T_2 тоже уменьшится, и транзистор T_2 закроется. Теперь, даже если запускающий импульс кончился, транзистор T_1 останется некоторое время открытым, а транзистор T_2 закрытым. За это время происходит разряд конденсатора C с постоянной времени $(R_{б2} + R_{к1} + R_3)C$, если пренебречь током $I_{к0}$ закрытого транзистора.

Когда модуль напряжения на базе транзистора T_2 станет превышать напряжение на эмиттере на величину большую U^* , чем напряжение на эмиттере, возникает коллекторный ток этого транзистора, модуль напряжения на эмиттере увеличится, коллекторный ток транзистора T_1 уменьшится (если транзистор T_1 был насыщен, то пройдет некоторое время, необходимое для выхода этого транзистора из состояния насыщения), уменьшается еще больше потенциал базы транзистора T_2 . Развивается обычный лавинный процесс, заканчивающийся возвратом мультивибратора в исходное устойчивое состояние.

Форма напряжения на коллекторе транзистора T_1 и на базе транзистора T_2 такая же, как у обычного мультивибратора. Но выходное напряжение снимается обычно с коллектора транзистора T_2 . Это выходное напряжение весьма близко к прямоугольному, так как через сопротивление $R_{к2}$ не проходит ток заряда конденсатора (рис.7).

Задания

1. Наблюдать работу транзисторов в схеме мультивибратора в активном и насыщенном режимах. Объяснить форму импульсов. Оценить амплитуду импульсов. Определить какая часть импульса соответствует закрытому состоянию транзистора. Определить знак импульсов и определить передний и задний фронты импульсов.
2. Используя генератор синусоидальных сигналов и осциллограф измерить амплитуду импульсов и их частоту.
3. Исследовать работу мультивибратора в непрерывном режиме (транзисторы должны работать в насыщенном режиме): определить зависимость периода повторения от C , построить график;
4. Исследовать режим деления частоты ждущим мультивибратором:
 - а) определить максимально возможное число делений; указать, при какой амплитуде запускающего импульса оно было получено;
 - б) определить зависимость числа деления от амплитуды запускающего импульса для данной частоты повторения; построить график и качественно объяснить полученную зависимость

Контрольные вопросы

1. От чего зависит максимальная амплитуда гармонического сигнала в усилителе?
2. Что такое насыщенный режим работы транзистора?
3. Укажите приблизительно величину напряжения между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора.
4. Укажите приблизительно величину напряжения между коллектором и эмиттером в запертом транзисторе.
5. Какова связь между коллекторным и базовым токами в активном и насыщенном режимах?
6. Как определить величину базового тока при наличии лишь вольтметра, если величина сопротивления в цепи базы (R_b) известна?
7. Какие параметры схемы мультивибратора определяет длительность периода колебаний, а какие длительность отрицательного фронта импульса?
8. Что такое деление частоты?

Литература

1. Москалев В. В., Касперович В. С. Методические указания к лабораторной работе "Импульсные схемы на транзисторах" (физический факультет). Ленинградский государственный университет. Ленинград, 1975. 28 с.