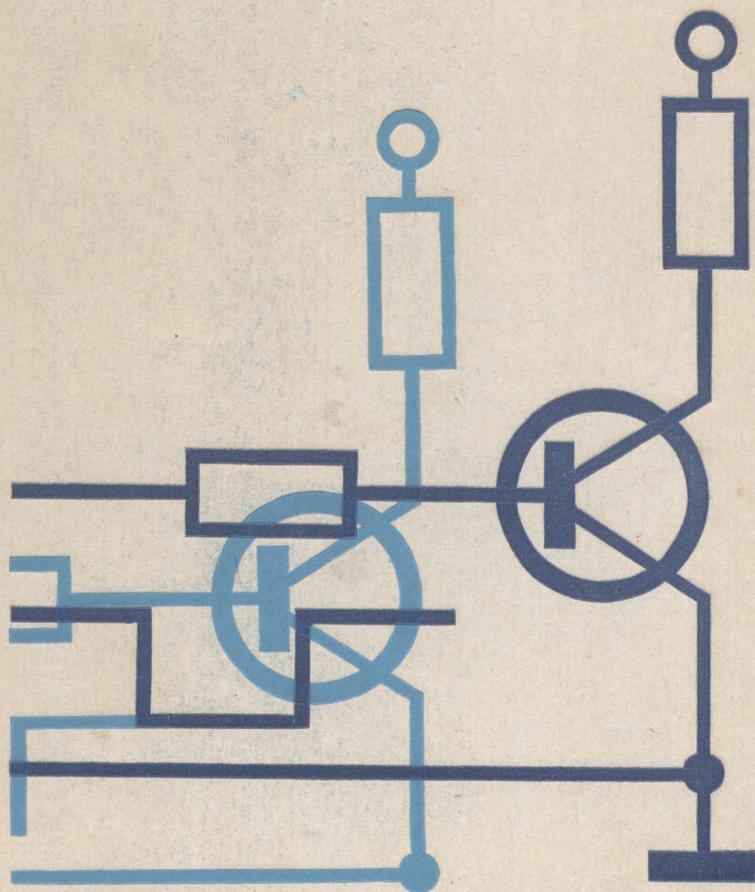


РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНЫХ И ЦИФРОВЫХ СХЕМ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНЫХ И ЦИФРОВЫХ СХЕМ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ



РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНЫХ И ЦИФРОВЫХ СХЕМ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Под. ред. проф. Ю. М. Казаринова

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов
радиотехнических специальностей
вузов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1976



Scan AAW

6Ф2.1

P24

УДК 621.396.6 (075)

Рецензенты:

Кафедра импульсной и
вычислительной техники
Московского авиацион-
ного института

Доц. канд. техн. наук
А. М. Бонч-Бруевич (Мо-
сковский электротехниче-
ский институт связи)

В. П. Васильева, Ю. П. Гришин, В. Д. Зюбенко, Ю. М. Казаринов, Г. В. Мармузов, Г. И. Пухальский, В. С. Толстяков

Расчет элементов импульсных и цифровых схем радио-
P 24 **технических устройств. Под ред. Ю. М. Казаринова. Учеб.**
пособие для вузов. М., «Высш. школа», 1976.

359 с. с ил.

В пер. Авт.: В. П. Васильева; Ю. П. Гришин, В. Д. Зюбенко [и др.]

В книге излагается методика расчета схем, наиболее часто используемых в импульсных и цифровых устройствах радиотехнических систем, методы логического проектирования цифровых схем на основе теории дискретных автоматов. Даны примеры расчета импульсных и цифровых схем, выполненных на интегральных элементах.

P $\frac{30401-042}{001(01) - 76}$ 127—76

6Ф2.1

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящим учебным пособием можно пользоваться при проектировании импульсных и цифровых устройств, которые широко применяются в радиотехнических системах различного назначения. В книге излагается методика и приводятся примеры расчета схем только на транзисторах и микросхемах, так как электронные лампы редко применяются в современных импульсных и цифровых устройствах. Книга состоит из двух разделов, так как методы расчета импульсных и цифровых схем различны. В первом разделе, содержащем шесть глав, рассматривается расчет наиболее распространенных импульсных схем. Авторы предполагают, что читатель знаком с принципом действия и теорией рассчитываемых схем, поэтому в книге не дается подробное объяснение работы схем и вывод расчетных формул. При необходимости эти сведения можно найти в книгах, указанных в списке литературы.

Цифровые устройства проектируются на основе теории дискретных автоматов, которая также достаточно полно представлена в литературе. Однако для логического проектирования дискретных автоматов необходимы также инженерные методы их анализа и синтеза. Особую важность инженерные методы логического проектирования приобрели с появлением микросхем, выполняющих определенные операции. В связи с этим в начале второй части книги приводятся классификация и основные электрические параметры микросхем. Далее рассматриваются методы синтеза комбинационных схем и дискретных устройств с памятью, относящихся к классам асинхронных потенциальных и синхронных автоматов. На основании результатов структурного синтеза автоматов рассмотрено проектирование ряда схем от этапа словесного описания их функционирования до составления принципиальной схемы и выбора микроэлектронной базы.

В заключение рассматриваются примеры цифровых устройств автоматических радиосистем.

Распределение материала по главам произведено в основном по функциональному принципу и общности расчетных методов. Используемые методы обеспечивают наиболее простой и доста-

точно точный расчет и обычно совпадают с применяемыми в радиотехнической практике. Однако методика расчета некоторых схем разработана заново или существенно переработана с целью доведения расчетов до конкретных инженерных результатов.

Книга рассчитана на студентов старших курсов радиофакультетов, а также на инженеров и техников, владеющих основами импульсной и вычислительной техники.

Гл. 1 написана Ю. М. Казариновым; гл. 2 и 7 — В. П. Васильевой; гл. 3 и 10 — Ю. П. Гришиным; гл. 4 и 5 — Г. В. Мармузовым; гл. 6 — В. С. Толстяковым; гл. 8 и 9, а также § 11.6 — Г. И. Пухальским; гл. 11 — В. Д. Зюбенко. Общее редактирование книги выполнено Ю. М. Казариновым.

Авторы весьма признательны проф. В. Т. Фролкину, доц. А. М. Бонч-Бруевичу и доц. Г. А. Даниловичу за все замечания, сделанные при рецензировании рукописи.

Отзывы и пожелания просьба направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

РАЗДЕЛ I

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ ИМПУЛЬСНЫХ УСТРОЙСТВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

§ 1.1. КЛЮЧЕВЫЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ И ТРАНЗИСТОРОВ

Статические и динамические параметры полупроводниковых диодов

Для рационального выбора диода, соответствующего задачам рассчитываемой схемы, необходимо знать его основные свойства в статическом и динамическом (переходном) режимах.

На рис. 1.1, *a* и *б* даны вольт-амперные характеристики импульсных диодов — германиевого Д-18 и кремниевого Д219А, часто используемых в импульсных схемах.

Вольт-амперные характеристики диодов, особенно начальной части, хорошо аппроксимируются зависимостью

$$I = I_0(e^{U/\gamma U_T} - 1), \quad (1.1)$$

где U_T — тепловой потенциал, равный 0,26 В при температуре 300 К; I_0 — ток при обратном смещении на диоде, в несколько раз превышающем U_T ; γ — коэффициент, приблизительно равный одному для германиевых и двум — для кремниевых диодов.

Таким образом, прямой ток через диод приблизительно экспоненциально зависит от приложенного напряжения, причем как прямой $I_{пр}$, так и обратный $I_{обр}$ токи увеличиваются с повышением температуры.

При расчете схем часто пользуются идеализированными вольт-амперными характеристиками диодов, представляющими линейно-кусочную аппроксимацию реальных характеристик. На рис. 1.2, *a*, *б* и *в* показаны три варианта используемых аппроксимаций. Пользуясь первым вариантом, прямой и обратный токи можно записать в виде

$$I_{пр} = \frac{U - U_{н}}{R_{пр}} \quad \text{и} \quad I_{обр} = I_0 + \frac{U}{R_{обр}}. \quad (1.2)$$

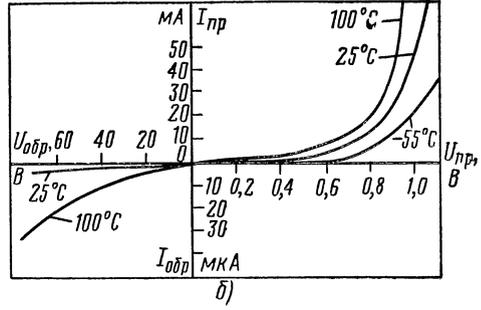
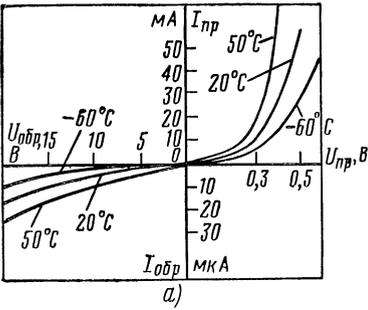


Рис. 1.1. Вольт-амперные характеристики диодов:
 а — германиевого Д-18; б — кремниевого Д-219А

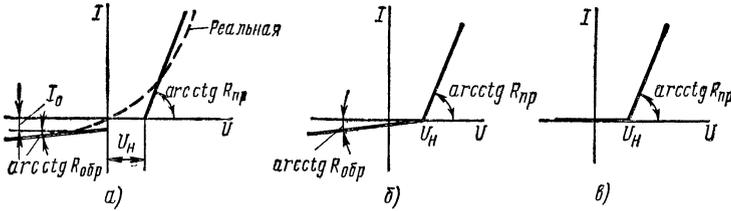


Рис. 1.2. Аппроксимация вольт-амперных характеристик диодов

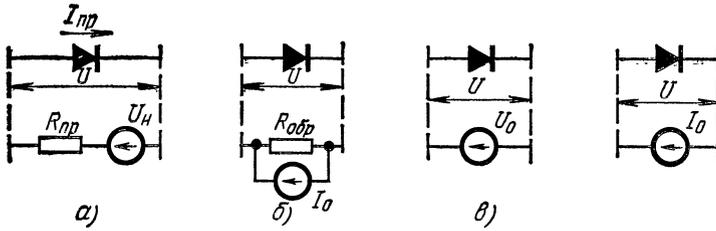


Рис. 1.3. Эквивалентные схемы диодов

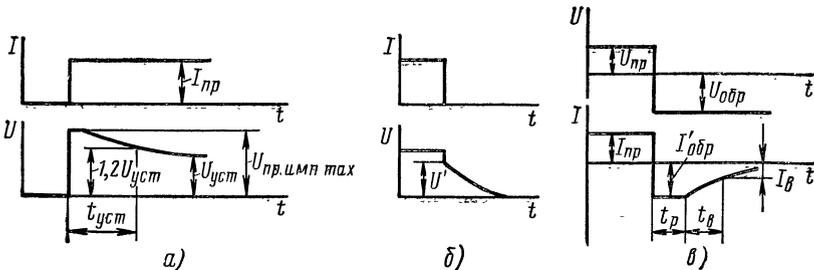


Рис. 1.4. Переходные характеристики диодов

Такое представление позволяет в статическом режиме заменить проводящий диод последовательным соединением (рис. 1.3, а) источника напряжения U_n и сопротивления $R_{пр}$, а запертый диод параллельным соединением (рис. 1.3, б) источника тока I_0 и сопротивления $R_{обр}$. В цифровых устройствах режимы открытого и закрытого диодов, соответствующие логическим 1 и 0, известны заранее. В этом случае используется простейшая аппроксимация (рис. 1.3, в и г), при которой открытый диод заменяется источником напряжения U_0 , а запертый — источником тока I_0 .

Иногда приходится использовать реальную вольт-амперную характеристику диода, что будет показано на примере последовательного диодного ограничителя.

На динамические свойства диода влияют: емкости перехода, зависимость сопротивления от концентрации носителей заряда в области базы и т. д. Различают диффузионную и зарядную емкости перехода. Диффузионная емкость обусловлена изменением заряда неосновных носителей при изменении напряжения на проводящем диоде. Так как эта емкость включена параллельно малому $R_{пр}$, ее влиянием можно пренебречь. На инерционные свойства диода в основном влияет емкость диода C_d при обратном смещении, значение которой дано в паспортных данных.

На рис. 1.4, а дана переходная характеристика установления прямого напряжения на диоде при подаче прямоугольного импульса тока $I_{пр}$. Начальный выброс напряжения обусловлен изменением сопротивления базы, которое в начале импульса тока максимально, а с увеличением концентрации носителей падает. Процесс установления напряжения характеризуют максимальным начальным значением импульсного напряжения $U_{пр\max}$ (или сопротивлением $R_{пр\max}$) и временем установления $t_{уст}$, за которое падение напряжения на диоде (или его прямое сопротивление) уменьшаются до 1,2 установившегося значения $U_{пр.уст}$ (или $R_{пр.уст}$). Значения $t_{уст}$ и $R_{пр}$ приводятся в справочниках.

На рис. 1.4, б и в показаны переходные характеристики при запирации диода. Первая из них соответствует прекращению тока через диод без подачи обратного смещения. В этом случае напряжение сначала резко падает до величины послеинжекционной э. д. с. U' , а затем происходит медленный спад напряжения, время которого определяется временем жизни неосновных носителей заряда в области базы диода и составляет обычно единицы микросекунд.

Второй вариант переходной характеристики имеет место при подаче на открытый диод обратного смещения $U_{обр}$. В начальной стадии процесса рассасывания накопленного в области базы заряда сопротивление диода сохраняется малым и ток диода определяется э. д. с. и внутренним сопротивлением R_n источника управляющего напряжения, оставаясь некоторое время рассасывания (t_p) примерно постоянным $I'_{обр} \approx U_{обр}/R_n$.

С рассасыванием заряда в области базы обратный ток уменьшается до статического значения. Этот процесс характери-

зается временем восстановления обратного сопротивления t_b , которое зависит от предшествовавшего прямого тока диода, величины и формы запирающего напряжения. При этом t_b отсчитывают до момента падения обратного тока до величины I_b , в три раза превышающей его статическое значение $I_{обр}$.

К характеристикам идеального ключа приближаются характеристики импульсных диодов. Так, для диода типа Д-18 (см. рис. 11, а) параметры, характеризующие его инерционность, имеют следующие величины: время установления $R_{пр}$ при $I_{пр} = 50$ мА не более 0,08 мкс; время восстановления $R_{обр}$ при $I_{пр} = 50$ мА и $U_{обр.имп} = 10$ В не более 0,1 мкс; емкость диода при $U_{обр} = 3$ В не более 0,5 пФ.

Диод Д-18 имеет достаточно хорошие параметры и часто применяется в импульсных схемах.

Иногда в справочниках в качестве параметра диода дается заряд переключения Q_n , равный интегралу от обратного тока по времени на интервале восстановления диода t_b . Так как зависимость Q_n от прямого тока $I_{пр}$ близка к линейной, отношение $Q_n/I_{пр}$ можно использовать в качестве параметра, слабо зависящего от режима диода.

Примерами использования диодов в ключевом режиме являются ограничители амплитуды и фиксаторы уровня, диодные компараторы и временные селекторы.

Прежде чем перейти к их рассмотрению, остановимся кратко на транзисторных ключах, которые широко применяются в импульсной и цифровой технике.

Ключевой режим транзистора

Ключевые свойства транзисторов описаны в литературе по цифровой и импульсной технике [2, 19, 38, 44]. Поэтому здесь приводятся лишь необходимые расчетные формулы для схемы ключа с общим эмиттером. Простейший вариант схемы каскада с общим эмиттером показан на рис. 1.5.

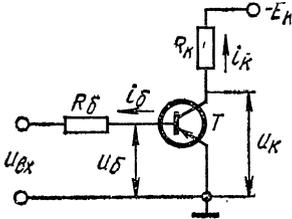


Рис. 1.5. Ключевой каскад с общим эмиттером

Ключевой режим характеризуется двумя стационарными (статическими) состояниями (отсечки и насыщения транзистора) и переходным процессом.

Для получения режима отсечки необходимо выполнить условие

$$u_{б} = u_{вх} - I_{к0\max} R_{б} = U_{бз} > 0, \quad (1.3)$$

где $I_{к0\max}$ — наибольшее значение начального тока коллекторного перехода при $I_{э} = 0$; $R_{б}$ — результирующее сопротивление в цепи базы, включающее и сопротивление источника управляющих сигналов $u_{вх}$.

Для надежного запирания транзистора с учетом дестабилизирующих факторов (изменение температуры, напряжения питания,

элементов схемы и т. д.) запирающее напряжение $U_{\text{бз}}$ выбирают обычно порядка (0,2 ÷ 0,6) В.

Коллекторное напряжение закрытого транзистора

$$U_{\text{кз}} = -E_{\text{к}} + I_{\text{к0}}R_{\text{к}}. \quad (1.4)$$

Выходное сопротивление разомкнутого ключа (транзистор в режиме отсечки) $R_{\text{вых}}$ определяется параллельным соединением сопротивления транзистора постоянному току $E_{\text{к}}/I_{\text{к0}}$ (сотни килоом) и сопротивления $R_{\text{к}}$ (единицы килоом). Так как $E_{\text{к}} \gg I_{\text{к0}}R_{\text{к}}$, то $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{к}}$.

В замкнутом состоянии ключа транзистор должен быть насыщен. Для этого запирающее напряжение $u_{\text{вх}}$ должно быть таким, чтобы базовый ток $I_{\text{б1}}$ был больше тока базы при насыщении $I_{\text{бн}}$. Глубина насыщения характеризуется коэффициентом насыщения

$$s = I_{\text{б1}}/I_{\text{бн}} > 1. \quad (1.5)$$

Коллекторный ток транзистора в режиме насыщения

$$I_{\text{кн}} = (E_{\text{к}} - U_{\text{кн}})/R_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}/R_{\text{к}}, \quad (1.6)$$

где $U_{\text{кн}}$ — напряжение на коллекторе в режиме насыщения $|U_{\text{кн}}| \ll |E_{\text{к}}|$.

При токе базы $i_{\text{б}} = I_{\text{бн}}$ можно считать, что транзистор работает еще в активном режиме и, следовательно,

$$I_{\text{кн}} = \beta (I_{\text{бн}} + I_{\text{к0}}) + I_{\text{к0}} \approx \beta I_{\text{бн}}, \quad (1.7)$$

где β — статический коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером. В формуле (1.7) предполагается, что $I_{\text{бн}} \gg I_{\text{к0}}$.

Из соотношений (1.5), (1.6), (1.7) можно определить величину базового тока, необходимую для получения режима насыщения транзистора

$$I_{\text{б1}} = sI_{\text{бн}} = sE_{\text{к}}/\beta R_{\text{к}}. \quad (1.8)$$

В зависимости от интенсивности ожидаемых импульсов помех и разброса параметров транзисторов величину s выбирают в пределах от 1,2 до 2 (чаще всего $s = 1,5$).

В связи с зависимостью β от температуры и значительным разбросом его величины для различных транзисторов условие (1.8) должно быть выполнено при минимальном значении $\beta_{\text{мин}}$. Необходимое значение $I_{\text{б1}}$ обеспечивается соответствующим выбором величины запирающего входного напряжения $u_{\text{вх}}$ и сопротивления $R_{\text{б}}$.

Из рис. 1.5 следует, что

$$I_{\text{б1}} = u_{\text{вх}}/(R_{\text{б}} + r_{\text{вхн}}), \quad (1.9)$$

где $r_{\text{вхн}}$ — входное сопротивление насыщенного транзистора.

Для уменьшения влияния нестабильной величины $r_{\text{вхн}}$ на значение тока $I_{\text{б1}}$ необходимо, чтобы $R_{\text{б}} \gg r_{\text{вхн}}$.

Сопротивление насыщенного транзистора $r_{\text{н}} = U_{\text{кн}}/I_{\text{кн}}$ мало по сравнению с $R_{\text{к}}$ и поэтому выходное сопротивление ключевой схемы $R_{\text{вых}} \approx r_{\text{н}}$.

При переключении транзистора из режима отсечки в режим насыщения (или наоборот) создается перепад напряжения на коллекторе

$$U_{км} = E_k - I_{к0}R_k - U_{кн} \approx E_k. \quad (1.10)$$

Приведенные соотношения позволяют выбрать статический режим ключевой схемы.

Переходные процессы в ключе

Пусть в исходном состоянии транзистор находится в режиме отсечки под действием входного запирающего напряжения $u_{вх} = E_1$. При поступлении на вход в момент времени $t = t_1$ перепада отпирающего напряжения $u_{вх} = E_2$ эмиттерный переход транзистора

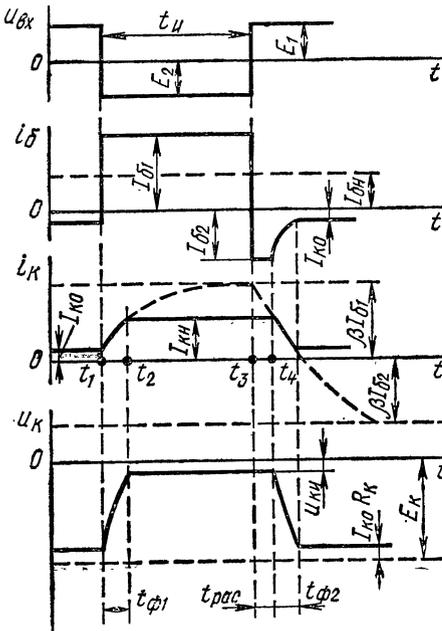


Рис. 1.6. Переходные процессы в транзисторном ключе

смещается в прямом направлении, а базовый ток (также и эмиттерный) скачкообразно достигает значения $I_{б1} = sI_{бн}$ (рис. 1.6). Коллекторный ток в соответствии с переходной характеристикой транзистора будет нарастать по закону [19]

$$i_k(t) = \beta s I_{бн} (1 - e^{-t/\tau_\beta}), \quad (1.11)$$

где $\tau_\beta = \tau_\alpha$, $\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$; f_α — предельная частота усиления тока базы. В момент времени $t = t_{\phi 1}$ коллекторный ток достигнет значения $i_k = I_{кн} = \beta I_{бн}$.

Таким образом, длительность стадии включения ключа

$$\begin{aligned} t_{\phi 1} &= \tau_\beta \ln \frac{\beta I_{б1}}{\beta I_{б1} - I_{кн}} = \\ &= \tau_\beta \ln \frac{s}{s-1}, \end{aligned} \quad (1.12)$$

т. е. за время $t_{\phi 1}$ напряжение u_k достигнет значения $U_{кн}$ и, начиная с момента времени $t = t_2$, транзистор будет в режиме насыщения. Эмиттерный, коллекторный, базовый токи и междуэлектродные напряжения остаются практически неизменными. В области базы происходит накопление избыточного заряда неравновесных носителей по экспоненциальному закону с постоянной времени накопления τ_n . Полное накопление заряда до уровня $I_{б1}\tau_n$ произойдет за время, примерно равное $3\tau_n$, после чего транзистор окажется в стационарном режиме.

В момент времени $t = t_3$ на вход схемы подается запирающее напряжение, под действием которого базовый ток становится равным $I_{\delta 2}$ (этот ток направлен на базу транзистора). Процесс замыкания ключа состоит из стадии рассасывания избыточного заряда неравновесных носителей $t_{\text{рас}}$ и стадии закрывания транзистора $t_{\phi 2}$. Длительность стадии рассасывания [19]

$$t_{\text{рас}} = \tau_n \ln \frac{sI_{\delta n} + |I_{\delta 2}|}{I_{\delta n} + |I_{\delta 2}|}. \quad (1.13)$$

Длительность $t_{\text{рас}}$ определяет задержку в выключении транзисторного ключа. Она уменьшается при увеличении запирающего тока $I_{\delta 2}$ и уменьшении коэффициента насыщения s .

В момент окончания стадии рассасывания ($t = t_4$) транзистор входит в активную область и начинается процесс его закрывания.

В этой стадии коллекторный ток спадает по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_β от начального значения $I_{\text{кн}}$. Длительность стадии запираения транзистора

$$t_{\phi 2} = \tau_\beta \ln (1 + I_{\delta n} / I_{\delta 2}). \quad (1.14)$$

Коллекторное напряжение при закрывании транзистора изменяется от $U_{\text{кн}}$ до $E_k - I_{\text{к0}} R_k$.

Отметим, что на длительность стадий $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ влияют барьерная емкость коллекторного перехода C_k и емкость нагрузки C_n . Для учета их влияния в формулах (1.12) и (1.14) необходимо заменить τ_β на τ'_β [19]

$$\tau'_\beta = \tau_\beta + R_k C_\Sigma, \quad (1.15)$$

где $C_\Sigma = \beta C_k + C_n$.

Приведенные соотношения позволяют выбрать режим и параметры элементов различных вариантов рассматриваемой основной схемы ключа.

Расчет схемы ключа на транзисторе

Произведем расчет схемы ключа с резистивно-емкостной связью (рис. 1.7, а). Ключ нагружен на сопротивление R_n и емкость C_n . Управление ключом осуществляется отрицательными импульсами от источника с выходным сопротивлением R_n . Форма управляющего сигнала приведена на рис. 1.7, б. В результате расчета должны быть определены величины элементов связи R , R_δ , C , E_δ , а также время включения и выключения ключа.

Параметры цепи связи нужно выбрать так, чтобы удовлетворялись условия работоспособности ключа. Ключ должен быть разомкнут при низком уровне управляющего напряжения $e(t) = E_1$ и замкнут (транзистор насыщен) при высоком $e(t) = E_2$.

Согласно схеме рис. 1.7, а напряжение на базе закрытого транзистора

$$u_\delta = \frac{(E_\delta - I_{\text{к0}} R_\delta)(R_n + R) - E_1 R_\delta}{R_\delta + R + R_n} = U_{\delta 3} > 0, \quad (1.16)$$

где $U_{\delta 3}$ — заданное значение напряжения отсечки.

Базовый ток открытого триода

$$i_{\delta} = \frac{E_2 - |U_{\delta H}|}{R_{II} + R} - \frac{E_6 + |U_{\delta H}|}{R_6} = I_{\delta 1}, \quad (1.17)$$

где $U_{\delta H}$ — базовое напряжение насыщения; $I_{\delta 1}$ — заданное значение насыщающего тока транзистора.

Решая уравнения (1.16) и (1.17) относительно R и R_6 , получим

$$R_6 = \frac{(R + R_{II})(E_6 - U_{\delta 3})}{U_{\delta 3} + E_1 + I_{\delta 0}(R + R_{II})}, \quad (1.18)$$

$$R = \frac{(E_2 - |U_{\delta H}| - I_{\delta 1}R_{II})(E_6 - U_{\delta 3}) - (E_6 + |U_{\delta H}|)(E_1 + U_{\delta 3} + I_{\delta 0}R_{II})}{(E_6 - U_{\delta 3})I_{\delta 1} + (E_6 + |U_{\delta H}|)I_{\delta 0}}. \quad (1.19)$$

Из этих формул по известным значениям $U_{\delta 3}$, $I_{\delta 1}$ можно определить величины сопротивлений R и R_6 . В эти соотношения необходимо подставлять значение тока $I_{\delta 0}$ для максимальной температуры.

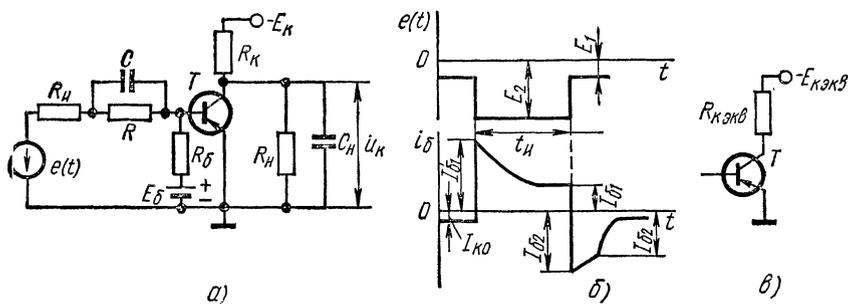


Рис. 1.7. Схема ключа с резистивно-емкостной связью

Подключение нагрузки R_H к коллектору транзистора приводит к уменьшению сопротивления в цепи коллектора (рис. 1.7, в) и эквивалентному снижению напряжения питания

$$R_{к\text{экв}} = \frac{R_k R_H}{R_k + R_H}; \quad E_{к\text{экв}} = E_k \frac{R_H}{R_H + R_k}. \quad (1.20)$$

Емкость нагрузки C_H не влияет на стационарные режимы ключа, но в переходном режиме ведет к увеличению длительностей включения и выключения ключа.

При включении транзистора емкость C позволяет создать кратковременный отпирающий ток $I'_{\delta 1}$ (рис. 1.7, б), значительно превышающий стационарный ток открытого триода $I_{\delta 1}$. Этим ускоряется ввод транзистора в насыщение. Однако степень насыщения будет определяться током $I_{\delta 1}$. Благодаря ускоряющей емкости C создается также обратный ток базы $I_{\delta 2}$, что сокращает время выключения ключа.

Как показано в [19.39], время включения ключа будет близко к минимальному значению, если

$$CR = \tau'_\beta. \quad (1.21)$$

При выполнении этого условия длительность входа транзистора в насыщение (время включения ключа)

$$t_{\Phi 1} = \tau'_\beta \frac{I'_{61}}{I'_{61}} \ln \frac{s}{s-1}, \quad (1.22)$$

где

$$I'_{61} = \frac{|E_2|}{R_n + r_{вх}} - \frac{|(U_{63} - E_1)| R}{(R_n + r_{вх})(R + R_n)}$$

($r_{вх}$ — входное сопротивление транзистора).

Время выключения ключа складывается из времени рассасывания $t_{рас}$ и времени запираания транзистора $t_{\Phi 2}$. Длительность отрицательного коммутирующего импульса t_n обычно больше постоянной времени заряда конденсатора C , поэтому после окончания входного импульса в базовой цепи возникает запирающий ток

$$I_{62} \approx - \frac{I_{61}R + E_6R/R_6 - |E|}{R_n + r_{вхн}} - \frac{E_6}{R_6}, \quad (1.23)$$

под действием которого происходит рассасывание избыточного заряда. Длительность стадии рассасывания

$$t_{рас} = \tau_n \ln \frac{sI_{6н} + |I_{62}|}{I_{6н} + |I_{62}|}. \quad (1.24)$$

После выхода транзистора из насыщения начинается процесс его закрывания. Длительность стадии закрывания транзистора

$$t_{\Phi 2} = \tau'_\beta \ln \left(1 + \frac{I_{6н}}{|I'_{62}|} \right), \quad (1.25)$$

где

$$I'_{62} \approx - \frac{I_{61}R + E_6R/R_6 - |E_1| - \Delta U_C}{R_n + r_{вх}} - \frac{E_6}{R_6},$$

$\Delta U_C \approx I_{62}t_{рас}/C$ — уменьшение напряжения на конденсаторе при его частичном разряде за время $t_{рас}$.

Пример. Произведем расчет схемы ключа (рис. 1.7, а), используя приведенные расчетные соотношения, для следующих технических условий: амплитуда выходных импульсов $U_{км} = 8,5$ В; время включения и выключения не должно превышать 0,5 мкс. Управление ключом осуществляется отрицательными импульсами с параметрами: $E_2 = 3,5$ В; $E_1 = 0,2$ В; $t_n = 5$ мкс. Выходное сопротивление источника $R_n = 100$ Ом. Ключ нагружен на $R_n = 4$ кОм и $C_n = 100$ пФ. Диапазон температур $20 \div 60^\circ \text{C}$.

1. Так как, согласно (1.20) амплитуда выходных импульсов $U_{км}$ меньше напряжения источника, то E_k выбирают из условия $E_k = (1,1 \div 1,4) U_{км}$ и $E_k = 12$ В. Для надежного запираания транзистора напряжение E_6 берем равным 2 В.

2. При выборе транзистора должны выполняться следующие условия:

а) допустимое коллекторное напряжение $U_{к доп} \geq E_k$;

б) частотные свойства транзистора должны обеспечить необходимое быстродействие; при использовании ускоряющей емкости открывание и закрывание транзистора происходит сильным сигналом. Поэтому $\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$ должна быть того же порядка, что и допустимое время включения или выключения ключа [13]. Заданным условиям удовлетворяет ряд типов транзисторов. Выберем транзистор типа МП41 с параметрами $\beta_{-20} = 30$; $f_\alpha = 1,0$ МГц; $U_{к доп} = 15$ В, $C_k = 60$ пФ, $I_{к0} = 0,25$ мА, $I_{к доп} = 150$ мА; $r_{вх} \approx 400$ Ом; $r_{вхн} \approx 300$ Ом.

3. Уменьшение величины R_k приводит к снижению влияния барьерной емкости C_k и емкости нагрузки C_n на быстродействие ключа. Однако при выборе R_k следует учитывать, что ток через транзистор не должен превосходить значения $I_{к доп}$. Так как $I_{к доп} = 150$ мА, а $E_k = 12$ В, то

$$R_k \geq E_k / I_{к доп} = 80 \text{ Ом.}$$

Учитывая соображения экономичности схемы и требуемого быстродействия, выберем $R_k = 1,2$ кОм.

4. Принимая коэффициент насыщения $s = 1,5$, получим

$$I_{61} = \frac{sE_k}{\beta R_k} = \frac{1,5 \cdot 12}{30 \cdot 1,2 \cdot 10^3} = 0,5 \text{ мА.}$$

5. По формулам (1.18) и (1.19) находим $R = 3,3$ кОм, $R_6 = 4,9$ кОм.

Значение напряжения запирания U_{63} выбрано равным 0,2 В. Базовое напряжение насыщения транзистора типа МП41 $U_{6н} \approx 0,2$ В.

6. Величину емкости конденсатора C найдем из соотношения (1.21). Вычислив значение

$$\begin{aligned} \tau'_\beta &= [\tau_\beta + (\beta C_k + C_n) R_{к экв}] = \\ &= \frac{30}{6,28 \cdot 10^8} + (30 \cdot 60 \cdot 10^{-12} + 10^{-10}) 920 = 6,75 \text{ мкс,} \end{aligned}$$

определим $C = \tau'_\beta / R = 6,75 \cdot 10^{-6} / 2,8 \cdot 10^3 \approx 2000$ пФ.

7. Согласно (1.22)

$$t_{\phi 1} = \tau'_\beta \frac{I_{61}}{I'_{61}} \ln \frac{s}{s-1} = 6,75 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \ln 3/7 = 0,47 \text{ мкс,}$$

что удовлетворяет заданию $t_{\phi 1} \leq 0,5$ мкс.

8. Длительность стадии рассасывания

$$t_{рас} = \tau_n \ln \frac{sI_{6н} + |I_{62}|}{I_{6н} + |I_{62}|} = 0,8 \cdot 5 \ln 1,03 = 0,11 \text{ мкс.}$$

Согласно (1.23) $I_{62} = 6,3$ мА.

9. Время закрывания транзистора

$$t_{\phi 2} = \tau_{\beta}' \ln \left(1 + \frac{I_{6H}}{|I_{62}'|} \right) = 6,75 \ln 1,058 = 0,38 \text{ мкс.}$$

Согласно (1.25) $I_{62}' = 6,2 \text{ мА}$; а $I_{6H} = 0,33 \text{ мА}$.

Таким образом, в соответствии с заданием

$$t_{\text{рас}} + t_{\phi 2} \approx 0,49 \text{ мкс} < 0,5 \text{ мкс.}$$

10. Перепад напряжения на коллекторе, определяющий амплитуду выходных импульсов,

$$U_{km} = E_{к\text{э}кв} - I_{к0 \text{ max}} R_{к\text{э}кв} = 9,25 - 0,23 \approx 9 \text{ В,}$$

что также соответствует поставленным условиям.

Таким образом, все параметры ключа определены.

§ 1.2. СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ АМПЛИТУДЫ

Введение

Ограничителем амплитуды называется схема, выходное напряжение которой $u_{\text{вых}}$ изменяется пропорционально входному $u_{\text{вх}}$ до тех пор, пока последнее не достигнет порога ограничения U_0 , после чего $u_{\text{вых}}$ остается постоянным и равным U_0 .

Различают ограничение сверху, при котором срезается часть напряжения выше порога ограничения $U_в$, и снизу — при срезании части напряжения ниже $U_н$. В ограничителях в качестве нелинейных элементов используются диоды — полупроводниковые и вакуумные, а также транзисторы и многоэлектродные лампы (триоды и пентоды). Такие ограничители позволяют одновременно с ограничением усиливать сигнал и поэтому называются усилителями-ограничителями.

Выбирая тип ограничителя, исходят из требований допустимых отклонений формы импульсов (растягивание фронтов, выбросы на вершине) на его выходе, стабильности заданного уровня ограничения, простоты, надежности и экономичности схемы.

Диодные ограничители просты, надежны и экономичны; благодаря малым паразитным емкостям позволяют ограничивать короткие импульсы.

В усилителях-ограничителях влияние паразитных емкостей на форму ограничиваемого напряжения больше, однако применение обратных связей в усилителе-ограничителе позволяет получить достаточно высокое качество ограничения, а возможность получения усиления ограничиваемых импульсов иногда является решающей при выборе схемы.

При расчете ограничителей выбирают параметры элементов схемы для получения необходимой формы и амплитуды напряжения на выходе при заданной форме и амплитуде напряжения на входе. В большинстве случаев расчет должен производиться

с учетом паразитных емкостей схемы, выходного сопротивления источника ограничиваемого напряжения и входного сопротивления схемы после ограничителя.

Диодные ограничители

Применяются как последовательные, так и параллельные диодные ограничители, с помощью которых можно осуществить двустороннее ограничение, а также ограничение сверху и снизу. Целесообразность использования диодного ограничителя определяется схемным решением конкретного устройства. Следует отметить, что при тех же паразитных емкостях последовательная схема может дать более четкое ограничение.

В ограничителях используются полупроводниковые диоды. Выбирают их по допустимому обратному напряжению $U_{обр}$, прямому $R_{пр}$ и обратному $R_{обр}$ сопротивлениям, а также по допустимым времени установления прямого тока $t_{уст}$ и времени восстановления сопротивления диода t_v . Для ограничения наиболее применимы диоды с большим обратным и малым прямым сопротивлениями.

Прямое дифференциальное сопротивление зависит от протекающего тока и температуры. При $t = 20^\circ \text{C}$ с достаточной для практики точностью величину $R_{пр}$ можно определить по формуле $R_{пр} (\text{Ом}) = 26/I_{пр} (\text{мА})$, в которой значение прямого тока $I_{пр}$ берется из справочника, например [14]. При малых длительностях ограничиваемых импульсов (микросекунды и доли микросекунды) и соответственно малом времени переходных процессов используются высокочастотные и импульсные диоды, с малыми проходными емкостями C_d (менее 3 пФ) и малыми значениями $t_{уст}$ и t_v (доли мкс). В справочниках для импульсных диодов даны значения максимального импульсного прямого напряжения $U_{пр. \text{имп max}}$ и импульсного прямого тока $I_{пр. \text{имп}}$, отношение которых позволяет определить импульсное прямое сопротивление. Предельные режимы работы импульсных диодов характеризуются максимальным значением обратного напряжения на диоде $U_{обр \text{ max}}$ любой формы и периодичности и максимальным значением прямого импульса тока $I_{пр \text{ имп max}}$.

Рассмотрим выбор параметров последовательного и параллельного диодных ограничителей.

Последовательный диодный ограничитель

Простейшая схема последовательного диодного ограничителя показана на рис. 1.8. На вход схемы подается напряжение $u_{вх}$ и с нагрузочного сопротивления снимается выходное напряжение $u_{вых}$. При данной полярности включения диода произойдет ограничение снизу, на уровне, определяемом начальным напряжением U_n , при котором диод начинает проводить в прямом направлении. Для воспроизведения точной формы ограниченного напряжения необходимо использовать график реальной вольт-амперной харак-

теристики диода (рис. 1.9). Последовательным нанесением на графике линии нагрузки R для различных значений входного напряжения $u_{вх}$ найдем динамическую вольт-амперную характеристику цепи, связывающую входное напряжение $u_{вх}$ с током i . Так как $u_{вых} = iR$, то динамическая характеристика по форме совпадает

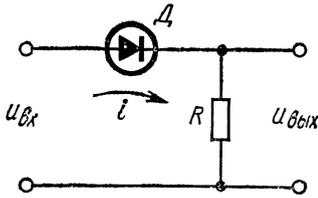


Рис. 1.8. Последовательный диодный ограничитель

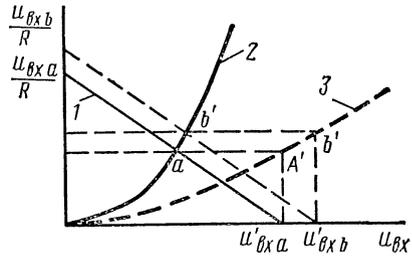


Рис. 1.9. Построение динамической и вольт-амперной характеристики:

1 — линия нагрузки; 2 — статическая характеристика; 3 — динамическая

с передаточной функцией рассматриваемого четырехполюсника $u_{вых} = f(u_{вх})$, которая позволяет определить параметры напряжения $u_{вых}$ при воздействии $u_{вх}$. На рис. 1.10 показано такое построение при синусоидальном напряжении на входе ограничителя.

При расчете ограничителей и других диодных схем используют идеализированную вольт-амперную характеристику диода (см. рис. 1.2) с резким изломом при напряжении U_n , перехода от

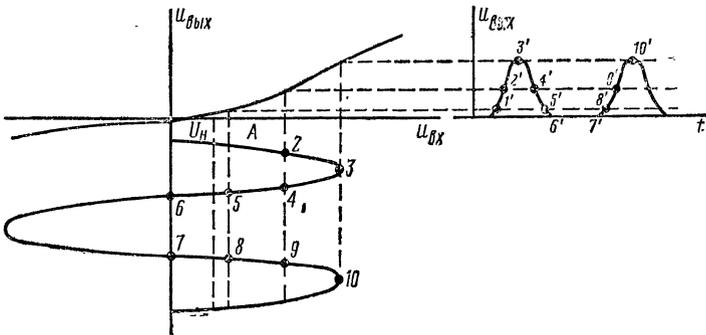


Рис. 1.10. Построение графика напряжения на выходе ограничителя

обратной проводимости к прямой, и наоборот. Напряжение U_n зависит от температуры и составляет (0,2 ÷ 0,3) В для германиевых и (0,4 ÷ 0,6) В для кремниевых диодов. Для вакуумных диодов это напряжение можно принять равным нулю (что часто делают и при использовании полупроводниковых диодов).

Таким образом, при напряжении на диоде $u > U_n$ характеристика имеет наклон, определяемый соотношением $k \operatorname{ctg} \beta = u/i = R_{пр} = \operatorname{const}$, где k — размерный коэффициент, $R_{пр}$ — прямое со-

противление диода. При $u < U_n$ наклон характеристики определяется обратным сопротивлением $R_{обр}$ диода.

В рассмотренном случае предполагалось, что источник входного напряжения $u_{вх}$ имеет пренебрежимо малое сопротивление. Если учесть внутреннее сопротивление источника входного напряжения R_n и ввести в цепь диода напряжение смещения E для получения необходимого уровня ограничения U_o , то получим типовую схему последовательного диодного ограничителя снизу (по минимуму, рис. 1.11, а) или сверху (по максимуму, рис. 1.11, б).

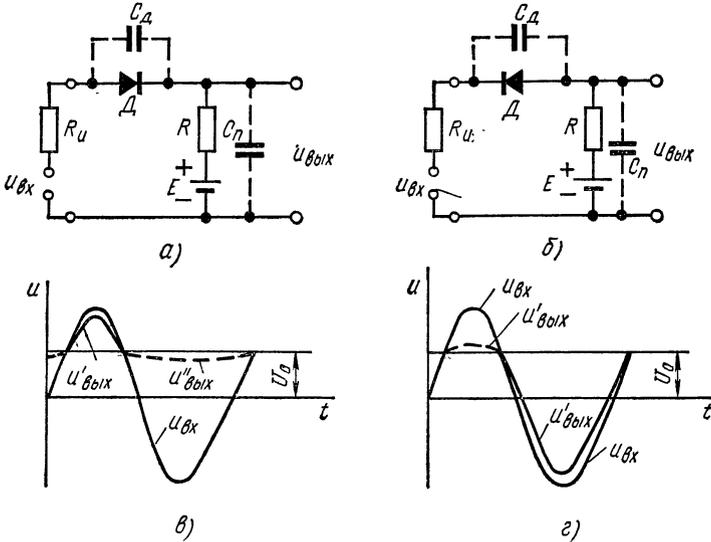


Рис. 1.11. Ограничение синусоидального напряжения снизу и сверху

В первом случае уровень ограничения $U_o = E + U_n$, во втором $-U_o = E - U_n$.

При достаточно больших ограничиваемых напряжениях пренебрегают сравнительно малой величиной U_n и считают $U_o \approx E$.

На рис. 1.11, в и г показано ограничение синусоидального напряжения сверху и снизу. Выходное напряжение $u_{вых}$ показано сплошной линией в области пропускания $u'_{вых}$ (при открытом диоде) и пунктиром в области ограничения $u''_{вых}$ (при закрытом диоде).

Из схемы (рис. 1.11, а и б) можно записать выражения для коэффициента передачи напряжения:

в области пропускания

$$K_{пр} = \frac{R}{R + R_n + R_{пр}}, \quad (1.26)$$

в области ограничения

$$K_{\text{огр}} = \frac{R}{R + R_{\text{и}} + R_{\text{обр}}}. \quad (1.27)$$

Из этих соотношений видно, что для получения возможно большего $K_{\text{пр}}$ необходимо выбирать сопротивление нагрузки R из условия $R \gg R_{\text{и}} + R_{\text{пр}}$, а для получения меньшего $K_{\text{огр}}$ соответственно $R \ll R_{\text{и}} + R_{\text{обр}}$. Объединяя эти соотношения, найдем условие выбора сопротивления нагрузки

$$R_{\text{и}} + R_{\text{обр}} \gg R \gg R_{\text{и}} + R_{\text{пр}}. \quad (1.28)$$

Так как $R_{\text{обр}}$ составляет сотни килоом, а $R_{\text{пр}}$ — единицы или десятки ом (для вакуумных диодов $R_{\text{обр}} \approx \infty$, $R_{\text{пр}}$ — сотни ом), то удовлетворение условия (1.28) при выборе R не вызывает затруднений, если $R_{\text{и}}$ невелико. Выбирая сопротивление нагрузки, нужно учитывать влияние паразитных емкостей схемы $C_{\text{п}}$ и диода $C_{\text{д}}$, ограничивающих возможности увеличения R . При ограничении амплитуды импульсов предел возможного увеличения R определяется постоянной времени $R(C_{\text{д}} + C_{\text{п}})$, которая ограничивает возможную длительность фронта импульса на выходе ограничителя, так как $R_{\text{пр}} \ll R$ и длительность фронта импульса при открытом диоде $t_{\text{ф}}$ меньше, чем при закрытом $t_{\text{ф}}''$. Следовательно, если пренебречь сопротивлением $R_{\text{и}}$ условием для выбора R будет $t_{\text{ф}}'' = 3(C_{\text{д}} + C_{\text{п}})R \leq t_{\text{ф доп}}$.

Коэффициент 3 соответствует случаю, когда за длительность фронта принимается время нарастания напряжения до 95% установившегося значения (или спада до 5% первоначального).

Таким образом, для получения на выходе ограничителя импульсов с длительностью фронта, не превышающей $t_{\text{ф доп}}$ (если длительность фронта входного напряжения пренебрежимо мала), возможное увеличение сопротивления нагрузки ограничивается соотношением

$$R \leq t_{\text{ф доп}} / 3(C_{\text{д}} + C_{\text{п}}). \quad (1.29)$$

Если импульсы на входе ограничителя имеют длительность фронта $t_{\text{ф1}}$, соизмеримую с $t_{\text{ф доп}}$, то длительность фронта импульсов на выходе ограничителя $t_{\text{ф2}} \approx t_{\text{ф1}} + t_{\text{ф доп}}$, т. е. можно считать $t_{\text{ф доп}}$ допустимым растягиванием фронта. Следует заметить, что изменение паразитной емкости на величину $\Delta C_{\text{п}}$ вызывает соответствующее изменение положения фронта импульса $\Delta t_{\text{ф}} \approx \Delta C_{\text{п}} R$.

Если положение фронта импульса после ограничения определяет точность проектируемого устройства, это условие может быть основным при выборе сопротивления нагрузки ограничителя. Изменение емкости зависит от изменения температуры, влажности, а также замены диода. Обычно при расчете ограничителя относительное изменение емкости $\Delta C_{\text{п}} / C_{\text{п}} = 0,1$.

При ориентировочном расчете принимают $C_{\text{п}} = 10$ пФ и $\Delta C_{\text{п}} = 1$ пФ. Если, например, при ограничении прямоугольных

импульсов заданы значения $t_{\phi \text{ доп}} = 1$ мкс, а $\Delta t_{\phi} = 0,01$ мкс, то выбор сопротивления нагрузки R должен удовлетворять условиям (1.29)

$$R \leq \Delta t_{\phi} / \Delta C_{\text{п}}. \quad (1.30)$$

Учитывая требования малой длительности фронта и высокой стабильности его положения, для ограничителя целесообразно выбирать диод с малой емкостью $C_{\text{д}}$. Наименьшую емкость имеют точечные диоды. Так, германиевый точечный диод Д-18 имеет емкость $C_{\text{д}} = 0,5$ пФ, прямое сопротивление $R_{\text{пр}} = 50$ Ом и обратное $R_{\text{обр}} = 400$ кОм.

Из условия (1.28) $(R_{\text{н}} + R_{\text{обр}}) \gg R \gg (R_{\text{н}} + R_{\text{пр}})$, принимая $R_{\text{н}} = 1$ кОм, найдем $401 \gg R \gg 1,05$ кОм.

Из условий (1.29) и (1.30) получим

$$R \leq t_{\phi \text{ доп}} / 3 (C_{\text{д}} + C_{\text{п}}) \approx 30 \text{ кОм}; \quad R \leq \Delta t_{\phi} / \Delta C_{\text{п}} = 10 \text{ кОм}.$$

Таким образом, последнее условие является определяющим и сопротивление нагрузки нужно выбрать равным 10 кОм, что удовлетворяет и условию (1.28).

Паразитные емкости приводят не только к растягиванию фронта, но и к появлению положительных и отрицательных выбросов напряжения на выходе при открывании и закрывании диода. Относительная величина выброса определяется значением $C_{\text{д}} / (C_{\text{д}} + C_{\text{п}})$.

Таким образом, для уменьшения выбросов также целесообразно применять диоды с небольшой емкостью $C_{\text{д}}$.

Параллельный диодный ограничитель

Принцип действия параллельного диодного ограничения поясняется рис. 1.12, *а* и *б*. Здесь же показан процесс ограничения сверху синусоидального напряжения. При ограничении снизу меняется полярность включения диода и соответственно вид функции передачи (рис. 1.13, *а* и *б*). Для упрощения соотношений предполагаем, что сопротивлением источника входного напряжения $R_{\text{н}}$ можно пренебречь. При необходимости учета $R_{\text{н}}$ его величину следует вычесть из рассчитанного значения ограничивающего сопротивления R_0 . Уровень ограничения U_0 определяется напряжением смещения E и начальным напряжением отпираания диода $U_{\text{н}}$ и равен $E + U_{\text{н}}$ при ограничении сверху и $E - U_{\text{н}}$ при ограничении снизу.

Коэффициент передачи напряжения:

в области пропускания (при закрытом диоде D)

$$K_{\text{пр}} = \frac{R_{\text{нз}}}{R_{\text{нз}} + R_0} = \frac{RR_{\text{обр}}}{RR_{\text{обр}} + R_0 (R + R_{\text{обр}})},$$

где $R_{\text{нз}} = \frac{RR_{\text{обр}}}{R + R_{\text{обр}}}$ — сопротивление нагрузки при закрытом диоде;

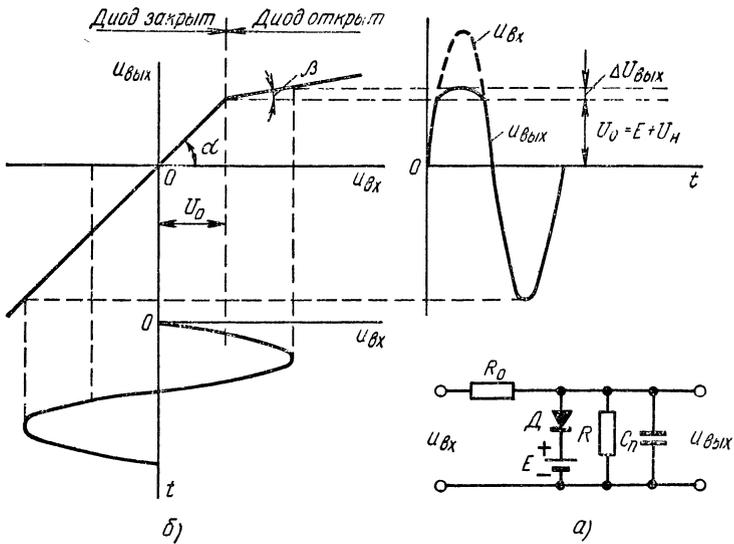


Рис. 1.12. Схема параллельного диодного ограничителя сверху (а) и график функции передачи ограничителя (б)

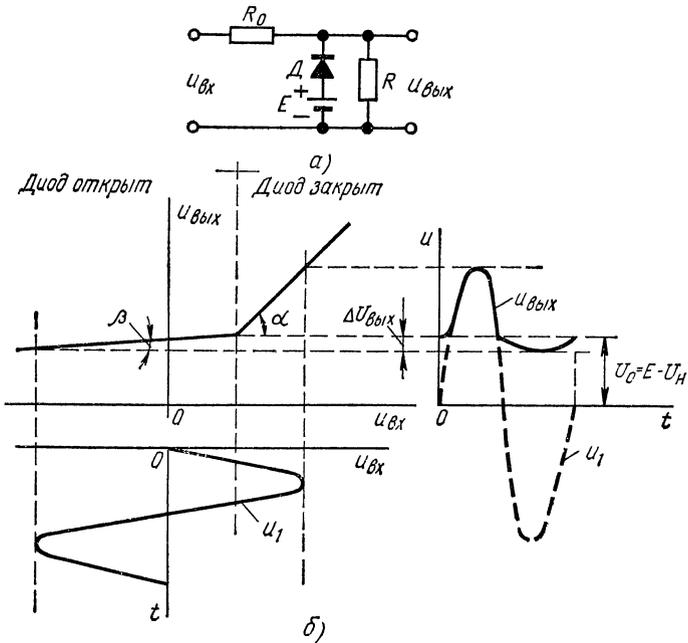


Рис. 1.13. Схема параллельного диодного ограничителя снизу (а) и график функции передачи ограничителя (б)

в области ограничения (при открытом диоде \mathcal{D})

$$K_{огр} = \frac{R_{но}}{R_{но} + R_o} \approx \frac{R_{пр}}{R_{пр} + R_o},$$

где

$$R_{но} = \frac{R_{пр}R}{R_{пр} + R} \approx R_{пр}.$$

Коэффициенты $K_{пр}$ и $K_{огр}$ определяют наклон передаточной характеристики ($\operatorname{tg} \alpha$ и $\operatorname{tg} \beta$), причем в области пропускания обычно выполняется неравенство $R_o \ll R_{нз}$ и, следовательно, $K_{пр} = \operatorname{tg} \alpha \approx 1$.

Потеря напряжения на ограничителе будет тем меньше, чем меньше R_o/R , а ограничение тем резче, чем меньше $R_{пр}/R_o$. Таким образом, выбор сопротивлений R и R_o должен удовлетворять неравенству $R \gg R_o \gg R_{пр}$. Соотношение сопротивлений $R_{пр}$ и R_o определяет отклонение выходного напряжения в области ограничения от заданного уровня ограничения

$$\Delta u_{вых} = \frac{u_{вх} - U_o}{1 + R_o/R_{пр}}.$$

Максимальное значение отклонения соответствует амплитуде входного напряжения $U_{вх m}$ и равно:

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{вх m} - U_o}{1 + R_o/R_{пр}},$$

а его относительная величина

$$\eta = \frac{\Delta U_{вых}}{U_{вх m} - U_o} = \frac{1}{1 + R_o/R_{пр}} \approx \frac{R_{пр}}{R_o}.$$

Задавая допустимую величину относительного превышения $\eta_{доп}$ и исходя из требуемой четкости ограничения, получим условие выбора ограничивающего сопротивления

$$R_o \geq R_{пр}/\eta_{доп}. \quad (1.31)$$

Обычно необходимо иметь $\eta_{доп} \leq 0,05$. Однако при выборе R_o нужно учитывать влияние паразитной емкости $C_{п}$, равной сумме емкостей диода, монтажа и нагрузки, и определяющей возможную длительность фронта выходного напряжения.

При прямоугольном напряжении на входе длительность фронтов выходного напряжения определяется постоянной времени заряда и разряда емкости $C_{п}$. Длительность фронта отрицательного перепада напряжения (рис. 1.14) при закрытом диоде

$$t'_{\Phi} = 3C_{п} \frac{R_o R}{R_o + R} \approx 3C_{п} R_o. \quad (1.32)$$

Длительность фронта положительного перепада

$$t'_{\Phi} = C_{п} R_o \ln \frac{U'_{вх} + U''_{вх}}{U'_{вх}};$$

так как вначале диод закрыт и заряженная емкость C_n разряжается через R_o с постоянной времени $C_n R_o$, стремясь перезарядиться до $U'_{вх}$. Однако при достижении уровня ограничения диод отрывается и разряд прекращается. При симметричном входном напряжении ($U'_{вх} = U''_{вх}$) экспонента нарастает лишь до половины величины перепада, и поэтому $t'_{\phi} = 0,7 C_n R_o$. Таким образом, всегда $t'_{\phi} > t'_{\phi}$ и, следовательно, максимальная величина R_o определяется допустимым растягиванием фронта выходного напряжения при запертом диоде

$$R_o \leq t_{\phi \text{ доп}} / 3C_n.$$

Условия (1.31) и (1.32) показывают, что резкое ограничение при малой длительности фронтов можно получить лишь при малых $R_{пр}$ и C_n , что необходимо учитывать при выборе диода.

Рассмотрим наиболее распространенный случай двустороннего ограничения синусоидального напряжения $u_{вх} = U_{вх} m \sin \omega t$.

На рис. 1.15, а и б показано идеальное ограничение на уровнях U_v и U_n . Характеристику передачи двустороннего ограничения, близкую к идеальной, можно получить, используя,

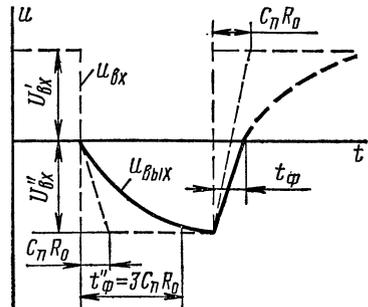


Рис. 1.14. Ограничение прямоугольного импульса

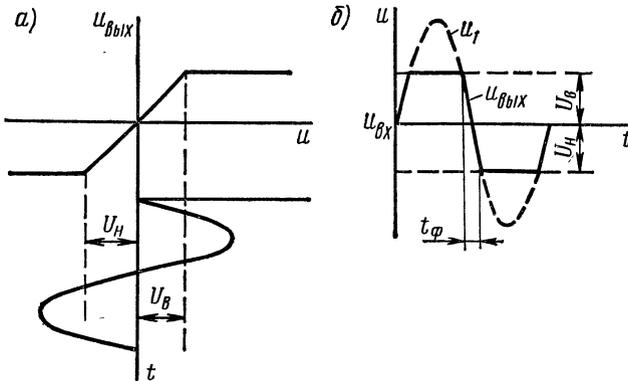


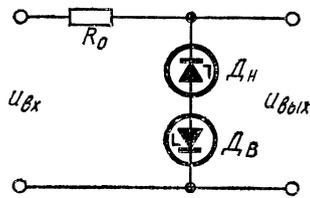
Рис. 1.15. Двустороннее ограничение синусоидального напряжения

например, в схеме параллельного ограничителя (рис. 1.16) два включенных навстречу лавинных диода (стабилитрона). При этом уровни ограничения U_v и U_n определяются напряжениями стабилизации соответствующих стабилитронов. Часто необходимо найти уровень ограничения для получения заданной длительности фронтов $t_{\phi в}$ и $t_{\phi н}$ ограниченного напряжения. Требуемые уровни можно

найти из соотношений $U_B = U_{вхm} \sin \omega t_{фв}$; $U_H = U_{вхm} \sin \omega t_{фн}$. При условии $t_{фв} \ll T = 1/f$ и $t_{фн} \ll T$, $U_B \approx U_{вхm} \omega t_{фв}$, $U_H \approx U_{вхm} \omega t_{фн}$.

При равенстве верхнего и нижнего уровней ограничения ($U_B = U_H = U_0$) синусоидальное напряжение ограничивается симметрично, и длительность фронта перепада t_f можно найти из соотношения

$$U_0 / U_{вхm} \approx \omega t_f / 2 = \pi f t_f,$$



отсюда

$$t_f \approx U_0 / U_{вхm} \pi f = U_0 T / \pi U_{вхm}. \quad (1.33)$$

Рис. 1.16. Двусторонний ограничитель на двух стабилитронах

Такое ограничение удобно осуществлять двусторонним ограничителем с последовательным или параллельным включением диодов. Расчет элементов схемы проводится на основе приведенных соотношений. Следует обратить внимание на фазовые задержки, возникающие при ограничении, которые имеют принципиальное значение, так как могут привести к ошибкам измерения. Фазовый сдвиг вызывается паразитной емкостью C_n . На рис. 117. показано ограничение синусоидального напряжения на нулевом уровне параллельным диодным ограничителем при наличии паразитной емкости C_n . Во время отрицательного полупериода диод заперт, и выходное напряжение на емкости C_n отстает от входного на угол $\varphi = \text{arctg } \omega R_0 C_n$ или с учетом неравенства $R_0 C_n \ll 2\pi / \omega$

$$\varphi \approx \omega R_0 C_n. \quad (1.34)$$

При открывании диода выходное напряжение падает, постоянная времени резко сокращается, и фазовый сдвиг уменьшается (участок AB). После запираания диода (точка B) происходит переход с кривой $u''_{вых}$ к $u'_{вых}$ со скоростью, определяемой постоянной времени $C_n R_0$. Для того чтобы время перехода не превышало четверти периода синусоидального напряжения, необходимо выполнить условие $3C_n R_0 \leq T/4$ или

$$C_n R_0 \leq T/12. \quad (1.35)$$

Запаздывание фронта выходного напряжения относительно входного составляет

$$t_3 = \varphi / \omega = C_n R_0. \quad (1.36)$$

Следовательно, при соблюдении условия (1.35) время задержки не будет превышать $T/12$. Во многих случаях эта задержка существенна и должна учитываться. Так, при формировании

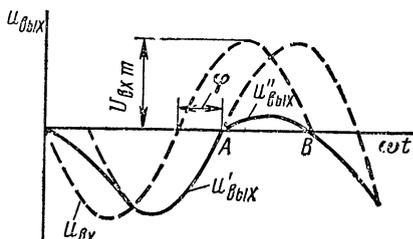


Рис. 1.17. Задержка выходного напряжения при ограничении

измерительных импульсов в точках перехода синусоидального напряжения через нулевой уровень наличие задержки непосредственно приводит к ошибке измерения временного положения. При постоянстве задержки t_3 эта ошибка будет систематической и может быть скомпенсирована при калибровке измерительного устройства. При случайных изменениях $C_{\text{п}}$ ошибка будет иметь случайный характер и скажется на точности измерения. Таким образом, параметры схемы нужно выбрать так, чтобы изменения задержки не превышали допустимого значения $\Delta t_{3 \text{ доп}}$.

Предполагая, что изменение паразитной емкости равно $\Delta C_{\text{п}}$, найдем значение ограничивающего сопротивления

$$R_o \leq \Delta t_{3 \text{ доп}} / \Delta C_{\text{п}}.$$

Так, если $\Delta t_{3 \text{ доп}} = 0,01$ мкс, что соответствует ошибке измерения дальности радиолокационным методом, $\Delta D = 1,5$ м, а $\Delta C_{\text{п}} = 1$ пФ, то $R_o \leq 10$ кОм.

Функцию ограничивающего сопротивления в параллельном ограничителе иногда выполняет выходное сопротивление устройства, предшествующего ограничителю.

Усилители-ограничители

Для получения одновременно с ограничением импульсов увеличения их амплитуды или крутизны фронтов иногда используют усилители-ограничители на транзисторах. Чаще всего эти ограничители применяют для преобразования синусоидального напряжения в прямоугольное, которое затем используется, например, для формирования коротких измерительных (калибрационных) импульсов в точках, соответствующих нулевой фазе входного синусоидального напряжения.

Рассмотрим работу усилителя-ограничителя на примере двустороннего ограничения синусоидального напряжения (рис. 1.18, а). Транзистор такой схемы работает в типичном ключевом режиме. При подаче на вход ограничителя положительного полупериода входного синусоидального напряжения (рис. 1.18, б) транзистор заперт, через базу и коллектор протекают небольшие обратные токи $I_{бз} \approx -I_{ко}$ и напряжение на выходе ограничителя сохраняется постоянным

$$u_{\text{вых}} = U_{кз} = -E_k + I_{ко} R_k. \quad (1.37)$$

Когда напряжение на базе транзистора становится равным нулю (момент времени t_1), транзистор отпирается* и к моменту времени t_2 переходит в режим насыщения, в котором остается промежуток времени $t_3 - t_2$. При этом выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{кн} = -E_k + I_{кн} R_k, \quad (1.38)$$

* Ток коллектора i_k начинает возрастать несколько раньше и к t_1 , когда $U_б = 0$, достигает величины $I'_k \approx 3I_{ко}$. Это состояние и принято считать границей отпирания транзистора [37].

что соответствует ограничению входного напряжения на уровне

$$U_0 = I_{кн} R_6 / \beta = E_k R_6 / \beta R_k \quad (1.39)$$

при коэффициенте насыщения $s \approx 1$.

Таким образом, если пренебречь сравнительно малым падением напряжения в режиме насыщения транзистора, амплитуда напряжения на выходе ограничителя

$$U_{\text{вых}т} \approx E_k - I_{к0} R_k. \quad (1.40)$$

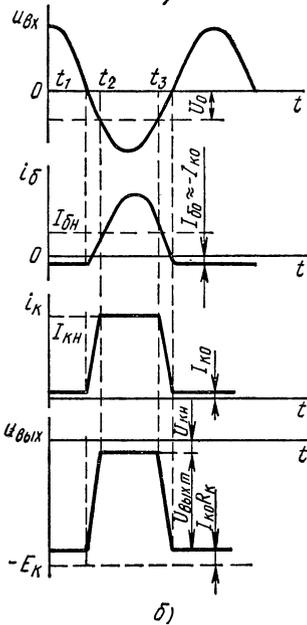
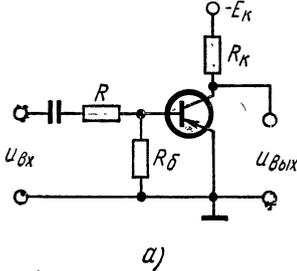


Рис. 1.18. Схема усилителя-ограничителя на транзисторе (а) и временные диаграммы (б)

социального напряжения является генератор ударного возбуждения и, если не применять буферного каскада в виде эмиттерного повторителя, то ограничитель должен иметь большое входное сопротивление. Поэтому целесообразно использовать схему каскада с общим эмиттером, обеспечивающую малую длительность переднего фронта.

Для уменьшения влияния неустойчивости начального тока $I_{к0}$ величину сопротивления R_k выбирают порядка единиц килоом. При этом $I_{к0} R_k$ мало и $U_{\text{вых}т}$ достигает величины $(0,9 \div 0,95) E_k$. При приближенных расчетах амплитуду импульсов на выходе ограничителя можно принимать равной E_k .

Рассмотрим порядок расчета усилителя-ограничителя.

Пример. Предположим, что ограничитель используется в схеме формирования коротких калибрационных импульсов из синусоидального напряжения частотой $f = 75$ кГц, источником которого является генератор ударного возбуждения. Из расчета дифференцирующей цепи, включенной после ограничителя, известно, что длительность переднего фронта импульсов на выходе ограничителя должна быть не более 1 мкс, а их амплитуда не менее 5 В. Допустимая длительность заднего фронта (среза) импульсов определяется необходимостью установления процесса к началу следующего импульса.

1. При выборе типа схемы усилителя-ограничителя определяющим является входное сопротивление ограничителя с точки зрения его согласования с предыдущим каскадом. В рассматриваемой схеме источником синусоидального напряжения является генератор ударного возбуждения и, если не применять буферного каскада в виде эмиттерного повторителя, то ограничитель должен иметь большое входное сопротивление. Поэтому целесообразно использовать схему каскада с общим эмиттером, обеспечивающую малую длительность переднего фронта.

Схема усилителя-ограничителя показана на рис. 1.19, а. Она отличается от простейшей схемы транзисторного ключа (рис. 1.18, а) другим включением резистора R_6 .

Подключение R_6 к источнику E_k позволяет задать начальный ток I_{60} , обеспечивающий симметричное двустороннее ограничение.

2. Основное требование при выборе типа транзистора — заданная длительность переднего фронта импульсов на выходе ограничителя.

При рассмотрении переходного процесса транзисторного ключа получены соотношения, которые можно использовать и при расчете ограничителя. Отличительной особенностью рассматриваемого случая является конечная длительность фронтов входного напряжения, выполняющего роль управляющего напряжения. Это усложняет расчет схемы, поэтому обычно используют приближенные методы [37], позволяющие сравнительно просто решить задачу выбора транзистора и параметров схемы усилителя-ограничителя.

Определяем частотные параметры транзистора, необходимые для получения заданной длительности переднего фронта t_ϕ . При действии в цепи базы скачка тока в соответствии с формулой (1.11) скорость его нарастания в цепи коллектора определяется постоянной времени транзистора $\tau_\beta = \beta\tau_\alpha = \beta/2\pi f\alpha$.

В рассматриваемом случае закон изменения коллекторного тока будет определяться также и законом изменения входного тока. Так как пределы изменения входного тока транзистора от закрытого до насыщенного малы, а рабочую точку транзистора выбирают для получения симметричного ограничения, можно считать, что

$$i_1(t) = I_{вхm} \sin 2\pi ft \approx I_{вхm} 2\pi ft, \quad (1.40a)$$

т. е. полагать изменение входного тока линейным. Объединяя выражения (1.11) и (1.40a), выражение для тока коллектора представим в виде

$$i_k(t) \approx 2\pi f I_{вхm} [t - \tau_\beta (1 - e^{-t/\tau_\beta})]. \quad (1.41)$$

За время $t = t_\phi$ транзистор должен перейти в режим насыщения (рис. 1.19, б), при котором

$$i_k(t) = I_{кн} \approx 2\pi f \beta I_{вхm} [t_\phi - \tau_\beta (1 - e^{-t_\phi/\tau_\beta})]. \quad (1.42)$$

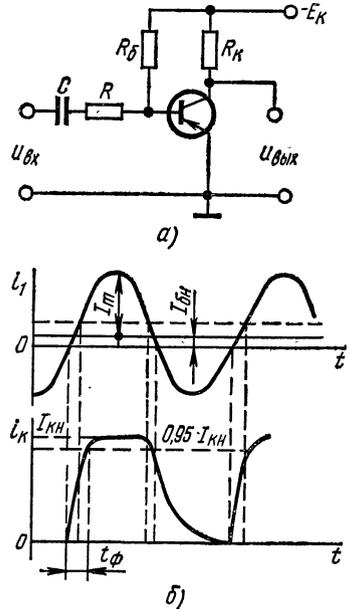


Рис. 1.19. К расчету схемы усилителя-ограничителя

Следует подчеркнуть, что длительность фронта t_{ϕ} относится к выходному напряжению $u_{\text{вых}}$, которое образуется при протекании коллекторного тока через R_k . При этом длительность фронта увеличивается за счет коллекторной емкости C_k , емкости нагрузки C_n и емкости монтажа, которую считаем включенной в C_n .

При рассмотрении ключевого режима влияние этих емкостей учитывалось увеличением постоянной времени транзистора (1.15) до

$$\tau_{\beta}' = \tau_{\beta} + R_k C_{\Sigma} = \tau_{\beta} + R_k (\beta C_k + C_n).$$

Так как обычно $\beta \gg 1$, при приближенных расчетах [37] пренебрегают емкостью C_n и принимают

$$\tau_{\beta}' = \tau_{\beta} + m\beta R_k C_k, \quad (1.43)$$

где коэффициент m зависит от коэффициента насыщения транзистора s и в среднем может быть принят равным 1,5.

Поскольку в справочниках приводится граничная частота усиления тока базы f_{α} , то, используя соотношение $\tau_{\beta} = \beta/2\pi f_{\alpha}$, можно получить формулу, непосредственно связывающую табличные параметры транзистора с заданной длительностью фронта выходного напряжения.

Если выбрать частотные параметры транзистора из условия $\tau_{\beta} \leq 0,2t_{\phi}$, то растягивание фронта за счет транзистора будет незначительным, что позволяет получить крутые фронты на выходе ограничителя и упростить его расчет. Таким образом, будем предполагать, что параметры транзистора удовлетворяют условию

$$\tau_{\beta}' = \beta/2\pi f_{\alpha} + 1,5\beta C_k R_k \leq 0,2t_{\phi}. \quad (1.43)$$

Полагая для упрощения расчета равный вклад слагаемых, получим условие для выбора β и f_{α} транзистора

$$\beta/f_{\beta} \leq 0,2\pi t_{\phi},$$

или

$$f_{\alpha} \geq \beta/0,2\pi t_{\phi} \approx 1,5\beta/t_{\phi}. \quad (1.44)$$

В соответствии с заданием $t_{\phi} = 1$ мкс необходимо, чтобы $f_{\alpha} \geq 1,5\beta$ мГц. Этому требованию удовлетворяют многие транзисторы.

Проведем расчет для германиевого диффузионно-сплавного транзистора типа ГТ310А, с параметрами $f_{\alpha} \geq 100$ мГц, $\beta \geq 20$, $C_k = 4$ пФ, $I_{k0 \text{ max}} = 120$ мкА при 55°C , $I_k = 10$ мА.

3. Сопrotивление R_k выбирают на основе (1.43) с проверкой на дополнительные условия.

В соответствии с (1.43)

$$R_k \leq \frac{0,2t_{\phi} - \beta/2\pi f_{\alpha}}{1,5\beta C_k} = \frac{0,2 \cdot 10^{-6} - 20/2\pi \cdot 10^8}{1,5 \cdot 20 \cdot 4 \cdot 10^{-12}} \approx 1,6 \text{ КОМ.}$$

Проверим R_k на условие температурной стабильности выходного напряжения

$$R_k \leq 0,05 U_{\text{вых } m} / I_{k0 \text{ max}} = 0,05 \cdot 5 / 120 \cdot 10^{-6} = 2,2 \text{ кОм},$$

и допустимый ток коллектора

$$R_k \geq E_k / I_k = 6 / 10 \cdot 10^{-3} = 600 \text{ Ом}.$$

Величина R_k должна удовлетворять условию установления напряжения на коллекторе за время, не превышающее полупериода входного напряжения, т. е.

$$t_y \leq 3\tau_k = 3R_k (C_k + C_n) \leq 1/2f.$$

Принимая $C_n = 20$ пФ, найдем $R_k \leq 100$ кОм.

Выбор резистора $R_k = 1,5$ кОм удовлетворяет всем требованиям.

4. Сопротивление R_6 в цепи базы должно иметь величину, обеспечивающую симметричность ограничения синусоидального напряжения. Для этого ток коллектора при входном напряжении, равном нулю, должен быть равен половине тока насыщения

$$I_{кп} = I_{кн} / 2 = E_k / 2R_k = 6 / 2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 2 \text{ мА}.$$

Для получения такого коллекторного тока необходимо иметь ток покоя в цепи базы

$$I_{6п} \approx E_k / R_6 = I_k / \beta,$$

отсюда

$$R_6 = \beta E_k / I_{кп} = 20 \cdot 6 / 2 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ кОм}.$$

Выберем резистор $R_6 = 62$ кОм.

5. Сопротивление R и амплитуду входного напряжения выбирают по формуле (1.42), связывающей заданную длительность фронта t_f , амплитуду входного тока $I_{вхм}$ и постоянную времени τ_β . Решая уравнение (1.42) относительно $I_{вхм}$, получим

$$I_{вхм} = \frac{I_{кн}}{2\pi f \beta [t_f - \tau_\beta (1 - e^{-t_f / \tau_\beta})]} = \frac{E_k}{2\pi f \beta t_f R_k} = \\ = \frac{6}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 0,44 \text{ мА}.$$

Входное напряжение $U_{вхм}$ ограничено допустимым напряжением между базой и эмиттером $U_{6э0}$, которое для транзисторов типа ГТ310 примерно равно 1 В. Принимая $U_{вхм} = 0,8$ В, найдем требуемую величину сопротивления

$$R = U_{вхм} / I_{вхм} = 0,8 / 0,44 \cdot 10^{-3} \approx 1,8 \text{ кОм}.$$

Эта величина включает также и внутреннее сопротивление R_n источника входного синусоидального напряжения.

Таким образом, все параметры схемы усилителя-ограничителя выбраны. В связи с приближенностью расчета и разбросом параметров транзисторов выбранные параметры элементов схемы уточняются при экспериментальной проверке.

§ 1.3. ДИОДНЫЕ СХЕМЫ СРАВНЕНИЯ, ФИКСАЦИИ УРОВНЯ И ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

Использование диода в качестве нелинейного элемента позволяет создавать схемы, выполняющие различные задачи. Близкими к диодным ограничителям являются диодные схемы сравнения, фиксации уровня и временной селекции (стробирования). Рассмотрим некоторые особенности, которые должны учитываться при выборе элементов таких схем.

1. Схемы сравнения, которые часто называют компараторами, широко применяются в импульсной технике. Задачей

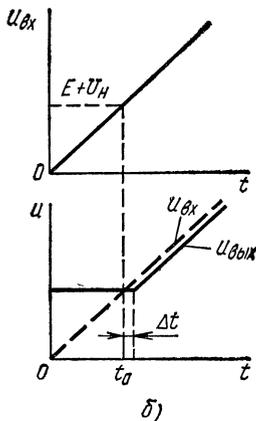
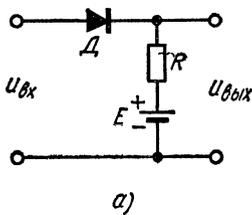


Рис. 1.20. Схемы сравнения с последовательным включением диода

схемы сравнения является создание метки в виде резкого перепада (или короткого импульса) тока или напряжения в момент достижения входным напряжением некоторого уровня, называемого уровнем сравнения.

При рассмотрении схем сравнения форма выходного напряжения после выработки метки в момент равенства напряжений обычно не имеет значения. Поэтому при выборе параметров схемы в момент сравнения стремятся только к получению короткого импульса, или резкого перепада тока, или напряжения.

В качестве простейшей используется схема с последовательным включением диода (рис. 1.20, а). Графики напряжений на входе и выходе схемы сравнения даны на рис. 1.20, б. Для простоты входное напряжение показано наклонной прямой. До момента времени t_0 напряжение на выходе сохраняется постоянным и равным $E + U_n$. В момент времени t_0 входное напряжение $u_{вх}$ становится равным $E + U_n$, диод открывается и выходное напряжение $U_{вых}$, снимаемое с нагрузки R , начинает расти со скоростью, определяемой крутиз-

ной входного напряжения $u_{вх}$. Для схемы сравнения важно обеспечить малую задержку Δt начала нарастания выходного напряжения относительно момента сравнения t_0 . Для этого необходимо выбирать диод с малым временем установления $t_{уст}$ прямого тока, малой проходной емкостью и стремиться к возможно малым паразитным емкостям схемы C_n .

Задержку Δt можно уменьшить, увеличивая крутизну входного напряжения применением усилителя перед схемой сравнения.

Для повышения крутизны выходного напряжения включается усилитель после схемы сравнения. Для формирования импульса в момент сравнения используются дифференцирующие цепи и

регенеративные схемы (например, блокинг-генератор), включаемые после схемы сравнения.

2. Фиксирующие схемы. Для отделения схемы ограничителя от источника ограничиваемого напряжения по постоянному току обычно используется разделительный конденсатор, напряжение заряда которого приводит к смещению уровня ограничения (или в общем случае к смещению рабочей точки каскада другого назначения).

Найдем связь напряжения заряда конденсатора C с параметрами схемы на примере параллельного диодного ограничителя (рис. 1.21, а) для случая, когда отсутствует постороннее смещение, а сопротивление источника, работающего на ограничитель, пренебрежимо мало. Так как обычно сопротивление открытого диода мало по сравнению с ограничивающим сопротивлением R_0 , то цепь заряда при положительном напряжении на диоде имеет сопротивление $R_3 = R_0 R / (R_0 + R)$.

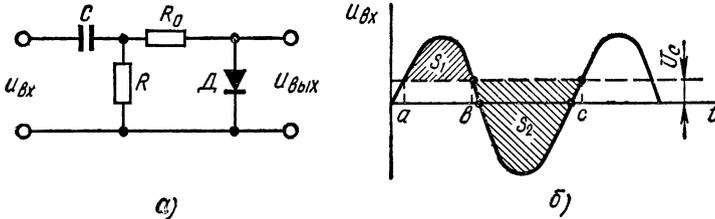


Рис. 1.21. Смещение рабочей точки в параллельном диодном ограничителе

Для отрицательного напряжения на диоде сопротивление цепи разряда конденсатора $R_p = R$. Приращение заряда во время положительного полупериода, согласно рис. 1.21, б, можно представить в виде $\Delta q_3 = \int_a^b i_3 dt$. Так как $i_3 = (u_{вх} - U_C) / R_3$, то

$$\Delta q_3 = \frac{1}{R_3} \int_a^b (u_{вх} - U_C) dt = \frac{S_1}{R_3}.$$

Для разряда имеем

$$\Delta q_p = \int_b^c i_p dt = \frac{1}{R_p} \int_b^c (u_{вх} - U_C) dt = \frac{S_2}{R_p}.$$

Таким образом, условие баланса $\Delta q_3 = \Delta q_p$, являющееся в то же время уравнением, определяющим смещение рабочей точки, сводится к равенству

$$\frac{S_2}{R_p} = \frac{S_1}{R_3}, \text{ или } \frac{S_2}{S_1} = \frac{R_p}{R_3} = \frac{R(R + R_0)}{RR_0} = 1 + \frac{R}{R_0},$$

отсюда

$$\frac{R}{R_0} = \frac{S_2 - S_1}{S_1}. \quad (1.45)$$

Выражение (1.45) дает возможность по заданному допустимому смещению рабочей точки выбрать необходимое соотношение сопротивлений.

Пример. Рассмотрим случай ограничения двусторонних импульсов прямоугольной формы (рис. 1.22) с амплитудой U и длительностью t_n , следующих с периодом T .

Обозначив $U_c/U = \lambda$ и коэффициент заполнения $t_n/T = p$, найдем

$$S_1 = (U - U_c) t_n = UT (1 - \lambda) p,$$

$$S_2 = U_c (T - t_n) + Ut_n = UT [\lambda (1 - p) + p],$$

следовательно, согласно выражению (1.45)

$$\frac{R}{R_0} = \frac{S_2 - S_1}{S_1} = \frac{UT [\lambda (1 - p) + p - (1 - \lambda) p]}{UT (1 - \lambda) p} = \frac{\lambda}{(1 - \lambda) p}.$$

В частном случае импульсов прямоугольной формы с коэффициентом заполнения $p = 0,5$ получим $R/R_0 = 2\lambda/(1 - \lambda)$.

Для получения, например, $\lambda = U_c/U = 0,01$ необходимо выбрать

$$R = 2\lambda/(1 - \lambda) R_0 \approx 0,02R_0.$$

Для устранения или уменьшения смещения уровня и применяются фиксирующие схемы. Наиболее распространены диодные однополярные и двухполярные фиксаторы уровня.

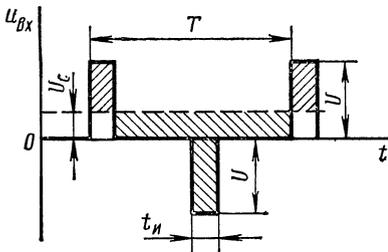


Рис. 1.22. Смещение рабочей точки при ограничении прямоугольных импульсов

Однополярная схема фиксации уровня отличается от схемы параллельного диодного ограничителя отсутствием ограничивающего сопротивления (рис. 1.23, а и б). Если на вход схемы поступает синусоидальное напряжение или двухполярные импульсы сложной формы, например прямоугольной, то при условии $R \gg R_{np}$ конденсатор связи C будет заряжен до амплитуды положительных или отрицательных импульсов в зависимости от полярности включения диода. При этом условии вершины импульсов будут фиксированы на уровне постоянного смещения E , подаваемого на диод D . На рис. 1.23, а показана фиксация на нулевом уровне ($E = 0$) положительных импульсов, а на рис. 1.23, б — отрицательных.

Расчет фиксирующей схемы сводится к выбору диода и постоянной времени цепи RC . С учетом выходного сопротивления источника импульсов R_n и входного сопротивления следующего за фиксатором каскада $R_{вх}$ (рис. 1.24) постоянная времени переходной цепи $CR' = C[R_n + R_{вх}/(R + R_{вх})]$, если можно пренебречь сравнительно большим обратным сопротивлением диода $R_{обр}$.

Постоянную времени нужно выбирать из обычных условий неискаженной передачи импульсов, т. е.

$$\Delta u' = U_{вхл} (1 - e^{-t_n/CR'}) \approx U_{вхл} t_n/CR' < \Delta U_{доп}. \quad (1.46)$$

Если $R_{вх} \gg R$ и его влиянием можно пренебречь, то условие (1.46) сводится к неравенству

$$U_{вхл} t_n / (R_{и} + R) C \leq \Delta U_{доп}. \quad (1.47)$$

Выбор сопротивления R должен удовлетворять условию

$$R \leq 0,2R_{обр} \quad (1.48)$$

при максимальном обратном напряжении на диоде и максимальной рабочей температуре диода.

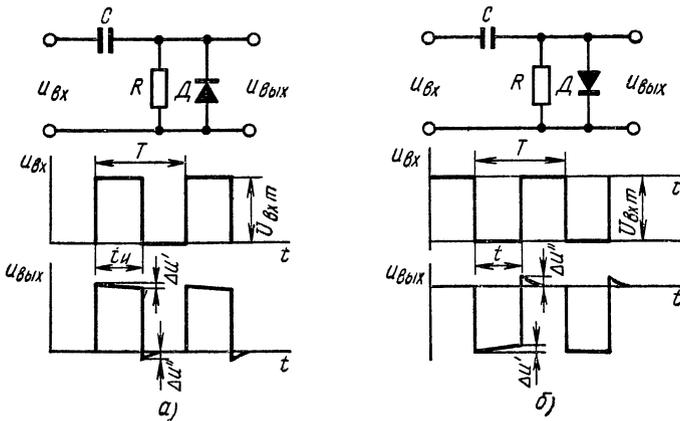


Рис. 1.23. Схемы фиксации и временные диаграммы:

a — снизу и *б* — сверху

Время после окончания импульса, в течение которого восстанавливается первоначальный заряд конденсатора, определяется постоянной времени зарядной цепи

$$t_{в} = 3C (R_{и} + R_{п}).$$

Сопротивлениями R и $R_{вх}$, включенными параллельно открытому диоду, пренебрегаем ввиду того, что $R_{пр}$ мало. Таким образом, для уменьшения $t_{в}$ нужно стремиться к уменьшению $R_{и}$ и выбирать диод с малым $R_{пр}$. Величину емкости конденсатора C желательно также выбирать наименьшей допустимой с точки зрения неискаженной передачи импульсов. Эффективность фиксации растет с увеличением отношения сопротивлений в цепях

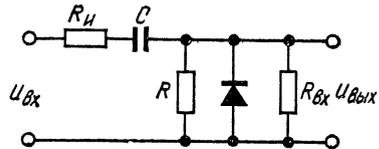


Рис. 1.24. Схема диодного фиксатора с учетом $R_{и}$ и $R_{вх}$

разряда и заряда емкости C . Поэтому при выборе диода основное значение имеет отношение $R_{обр}/R_{пр}$, причем величину $R_{пр}$ находят построением на статической вольт-амперной характеристике диода нагрузочной прямой, соответствующей $R_{н}=R_{и}$, и напряжении, равном $\Delta U'_{доп}$ — допустимому снижению напряжения на конденсаторе (см. рис. 1.23).

Пример. Задано выбрать параметры схемы фиксации постоянной составляющей прямоугольных импульсов длительностью $t_{и}=1$ мкс, амплитудой $U_{вхм}=10$ В, следующих с периодом повторения 1 кГц. Импульсы поступают от источника с сопротивлением $R_{и}=75$ Ом. Допустимое снижение напряжения на конденсаторе (определяющее искажение плоской части импульсов) $\Delta U'_{доп}=0,05 U_{вхм}=0,5$ В. Диапазон рабочих температур от -40 до $+50^{\circ}$ С.

Нормальную работу схемы фиксации в заданном диапазоне температур может обеспечить, например, диод Д-18, имеющий значительное отношение $R_{обр}/R_{пр}$, малое время восстановления прямого и обратного сопротивлений ($<0,1$ мкс) и незначительную емкость ($<0,5$ пФ). Рассчитаем необходимые значения сопротивления нагрузки R и емкости конденсатора C .

Для обеспечения искажений в пределах допуска необходимо выполнить условие (1.46), т. е.

$$(R_{и} + R) C \geq t_{и} U_{вхм} / \Delta U'_{доп} = 20 \text{ мкс.}$$

Из второго условия $R \leq 0,2 R_{обр}$.

Для диода Д-18 $R_{обр} \leq U_{обр\max} / I_{обр} = 20/50 \cdot 10^{-6} = 400$ кОм и, следовательно, $R \leq 80$ кОм. Выберем $R = 68$ кОм. Тогда $C \geq t_{и} U_{вхм} / \Delta U'_{доп} (R_{и} + R) \approx 0,3$ мкФ. Выберем конденсатор типа ЭМ емкостью $C = 0,5$ мкФ на напряжение 60 В.

Проверим возможное время восстановления при выбранных параметрах: $t_{в} = 3C (R_{и} + R_{пр})$. Для определения $R_{пр}$ построим нагрузочную линию $R_{н} = R_{и} = 75$ Ом на статической вольт-амперной характеристике Д-18 из точки $u = \Delta U'_{доп} = 0,5$ В. Точка пересечения прямой с характеристикой диода, соответствующей наивысшей рабочей температуре $t_{\max} = 50^{\circ}$ С, дает $I_{пр} = 6$ мА, что соответствует $R_{пр} = 150$ Ом. Таким образом, время восстановления $t_{в} = 3,05 \cdot 10^{-6} (75 + 150) \approx 350$ мкс, это приемлемо при $T = 1000$ мкс.

Из рассмотренного примера видны требования к величине $R_{и}$ и $R_{пр}$. При значительных величинах $R_{и}$ восстановление постоянной составляющей невозможно и поэтому перед фиксатором иногда используют эмиттерный повторитель с малым выходным сопротивлением.

Рассмотренная простейшая схема диодного фиксатора применяется только для фиксации основания или вершины передаваемых импульсов и в этом случае выходной сигнал является униполярным относительно фиксируемого уровня. Иногда возникает необходимость фиксации уровня биполярных сигналов. Наиболее типичен случай восстановления постоянной составляющей пилообразного напряжения, модулированного по амплитуде синусоидальным

напряжением, которое используется при создании радиально-круговой развертки. В этом случае применяются схемы фиксации, управляемые импульсами u_y , синхронизированными с передаваемым напряжением $u_{вх}$ (рис. 1.25).

Управляемые фиксаторы можно выполнить на диодах и триодах. При построении схемы на полупроводниковых приборах используется диодная схема. На рис. 1.26 показана эквивалентная схема простейшего варианта диодного управляемого фиксатора. В отсутствии управляющих импульсов диоды D_1 и D_2 открыты и уровень фиксации выходного напряжения $u_{вых}$ определяется сопротивлениями R_1 и R_2 делителя напряжения. На время прохождения импульса сигнала диоды закрываются управляющими импульсами противоположной полярности. Из рассмотрения процессов перезаряда конденсаторов C и C_1 при передаче импульсов положительной полярности можно установить требования к выбору элементов схемы.

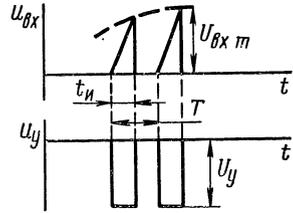


Рис. 1.25. Восстановление постоянной составляющей пилообразного напряжения радиально-круговой развертки

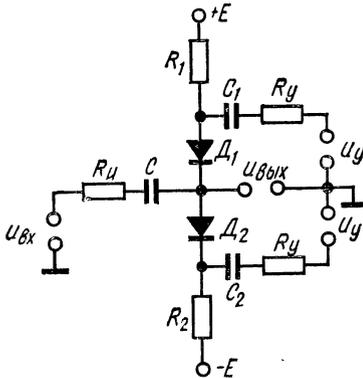


Рис. 1.26. Эквивалентная схема диодного управляемого фиксатора

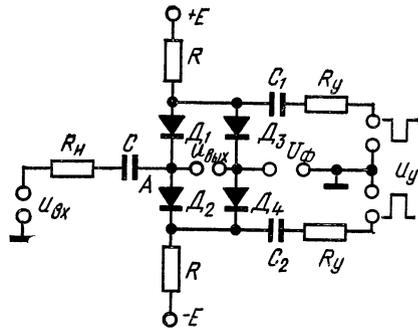


Рис. 1.27. Мостовая схема диодного управляемого фиксатора

После окончания сигнального импульса происходит уравнивание напряжений на конденсаторах с постоянной времени

$$\tau_y \approx [C C_1 / (C + C_1)] (R_{и} + R_y + R_{пр1}), \quad (1.49)$$

а затем заряд обоих конденсаторов через сопротивление R_1 с постоянной времени $\tau_3 \approx (C + C_1) R_1$, причем $\tau_3 \gg \tau_y$, так как R_1 выбирают много больше суммы $(R_{и} + R_y + R_{пр1})$. Здесь $R_{и}$ и R_y — сопротивления источников сигнала и управляющих импульсов.

При выборе $C_1 \gg C$ постоянная времени τ_y перестает зависеть от C_1 , а возможным уменьшением сопротивлений $R_{и}$, R_y и $R_{пр1}$ стремятся ускорить процесс установления постоянной составля-

ющей напряжения. Для этого необходимо, чтобы внутреннее сопротивление источника управляющих импульсов R_y не превосходило $R_{и}$. Это условие трудно выполнимо. Кроме того, нестабильность сопротивлений делителя R_1, R_2 и напряжения питания E изменяет уровень фиксации. Поэтому чаще применяются фиксирующие схемы мостового типа (рис. 1.27) с четырьмя диодами. В таких схемах указанные факторы влияют меньше. При отсутствии сигнальных и управляющих импульсов потенциал точки A схемы будет близок к потенциалу точки соединения диодов D_3 и D_4 , определяемому заданным уровнем фиксации U_{ϕ} . При сбалансированных плечах диодного моста, что достигается применением

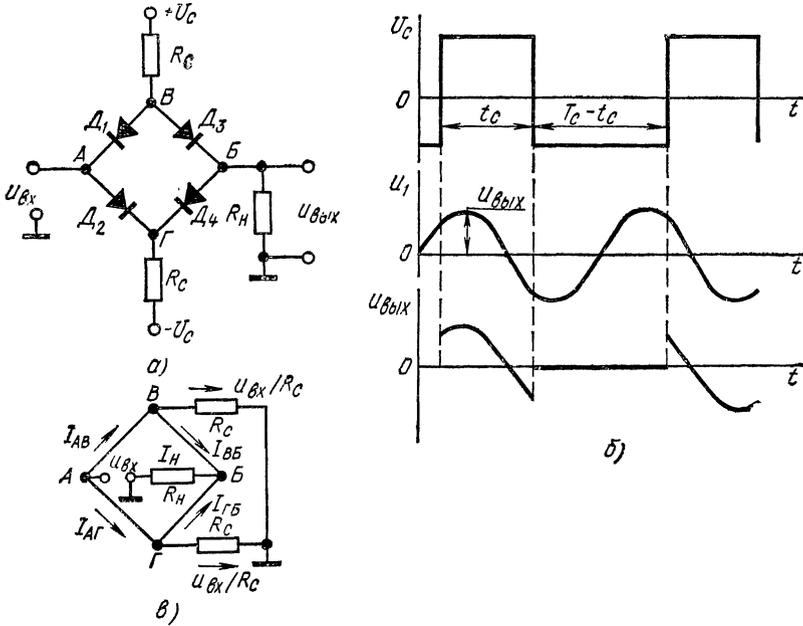


Рис. 1.28. Диодный селектор мостового типа (а), его временная диаграмма (б) и эквивалентная схема (в)

однотипных диодов, отпадает необходимость выбора малого сопротивления R_y . Это упрощает создание управляющей схемы. Однако для быстрого восстановления уровня фиксации после прохождения очередного сигнального импульса требование малости $R_{и}$ и $R_{пр}$ сохраняется и их выбор осуществляется так же, как и в рассмотренном примере. Сопротивление R определяет положение рабочей точки диода и его величину выбирают так, чтобы рабочая точка находилась на линейном участке вольт-амперной характеристики диода. Напряжение E должно превышать максимальный уровень фиксации U_{ϕ} , а амплитуда управляющих импульсов должна быть достаточна для запираания диодов при максимальной амплитуде сигналов. Таким образом, необходимо выбрать $U_y \geq E + U_{вхм}$.

Следует подчеркнуть, что эффективность фиксации падает при низких входных сопротивлениях каскада, следующего за фиксатором. Поэтому при построении импульсных и цифровых схем на транзисторах с низким входным сопротивлением после фиксирующей схемы иногда приходится включать эмиттерный повторитель.

3. В диодных селекторах используются ключевые свойства диодов или транзисторов. Диодные селекторы широко применяются на практике в дискретном и интегральном исполнении. Рассмотрим выбор параметров диодного селектора мостового типа (рис. 1.28, а) на четырех диодах, который позволяет селектировать как однополярные, так и двухполярные напряжения и поэтому используется наиболее часто.

Входной сигнал $u_{вх}$ (например, синусоидальный — рис. 1.28, б) подается в точку А соединения диодов D_1 и D_2 , а отселектированное напряжение $u_{вых}$ снимается с сопротивления нагрузки R_H , подключенного к точке В соединения диодов D_3 и D_4 . На другую диагональ моста (точки В и Г) подается напряжение селектирующих импульсов U_c .

Рассмотрим процессы в схеме, предполагая, что рациональным выбором параметров диодов можно обеспечить малые величины прямого сопротивления $R_{пр}$ и начального падения напряжения на диодах U_H . Их влиянием можно пренебречь, так же как и сопротивлением $R_{обр}$ в силу его большой величины.

В течение длительности селекторного импульса t_c селектирующее напряжение U_c положительно, все диоды открыты и точки А и В имеют один и тот же потенциал, т. е. входное напряжение без искажений подается на выход ($u_{вых} = u_{вх}$). В остальную часть периода селекторных импульсов T_c напряжение U_c отрицательно, диоды заперты и напряжение на выходе схемы $u_{вых} = 0$. Для этого необходимо, чтобы отрицательное напряжение U_c превышало амплитуду сигнала $U_{вхм}$.

Требования к выбору параметров схемы можно получить, анализируя процессы во время селекторного импульса t_c . Ток проводящего диода состоит из двух составляющих, вызванных воздействием напряжений $u_{вх}$ и U_c . Составляющая $I_c = U_c / 2R_c$ протекает через все четыре диода в одном направлении, в то время как составляющая $I_{вх}$, вызванная сигналом $u_{вх}$, протекает через диоды D_1 и D_4 в противоположном I_c направлении.

Ток I_1 через диод D_1 будет равен $I_{вх} = u_{вх} (1/R_c + 1/2R_H)$. Это видно из эквивалентной схемы рис. 1.28, в.

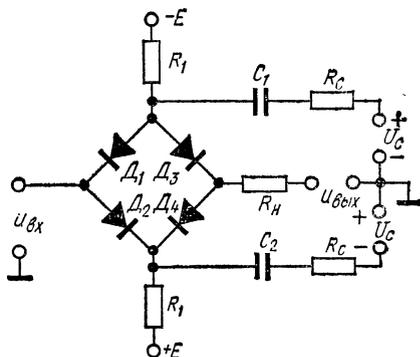


Рис. 1.29. Схема временного селектора мостового типа

При открытом диоде D_1 ток $I_{вх}$ не должен превышать тока $I_c = U_c / 2R_c$. Это условие позволяет найти необходимую величину напряжения во время селекторного импульса $U_c \geq U_{вхm} (2 + R_c/R_n)$. Выбор нагрузочного сопротивления R_n определяет обычным условием согласования с входом следующего за селектором каскада, а величину сопротивлений R_c рассчитывают на основе соотношения (1.27) с учетом выходного сопротивления генератора селекторных импульсов.

На практике селекторные импульсы подаются не непосредственно (как в схеме 1.28, а), а через разделительные конденсаторы C_1 и C_2 и в паузе между импульсами для запираания диодов используется смещение E (рис. 1.29). Эквивалентная схема (см. рис. 1.28, в) и полученные соотношения сохраняются, если внутреннее сопротивление источника селекторных импульсов R_c полагать малым по сравнению с R_1 . Обычно это условие выполняется, так как постоянная времени цепи связи $C_1 R_1$ должна быть достаточно большой для неискаженной передачи селекторных импульсов длительностью t_c .

§ 1.4. ДИФФЕРЕНЦИРУЮЩИЕ И ИНТЕГРИРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Емкостная дифференцирующая цепь

Напряжение на выходе RC -цепи (рис. 1.30)

$$u_{ввых} = iR = \frac{du_c}{dt} RC.$$

Так как $u_c = u_{вх} - iR$, то при достаточно малом R

$$u_{ввых} \approx RC \frac{du_{вх}}{dt}.$$

Таким образом, при достаточно малой постоянной времени RC -цепь будет дифференцирующей.

Расчет дифференцирующей цепи сводится к выбору ее элементов R и C по заданным амплитуде и форме входного $u_{вх}$ и выходного $u_{ввых}$ напряжений. При этом необходимо учитывать влияние паразитных емкостей и сопротивление источника входного напряжения. Рассмотрим формирование коротких импульсов в случае, когда влиянием паразитных емкостей и сопротивления предыдущего каскада можно пренебречь.

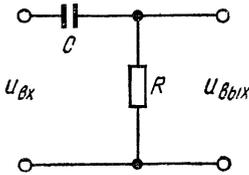


Рис. 1.30. Емкостная дифференцирующая цепь

Если на дифференцирующую цепь подать прямоугольные колебания с амплитудой $U_{вхm}$ (рис. 1.31), то при резком перепаде напряжения оно падает на сопротивлении R и передается на выход схемы. Далее происходит заряд емкости C и $u_{ввых} - u_c$ уменьшается по экс-

поненциальному закону

$$u_{\text{ввх}} = U_{\text{ввх}m} e^{-t/\tau_d} = U_{\text{вх}m} e^{-t/\tau_d}$$

с постоянной времени $\tau_d = RC$.

На выходе образуется остроконечный импульс, длительность которого $t_{и}$ определяется постоянной времени дифференцирующей цепи τ_d . Обычно длительность задают на некотором уровне α (см. рис. 1.31):

$$\alpha = U_{и}/U_{\text{ввх}m} = e^{-t_{и}/\tau_d},$$

и, следовательно,

$$t_{и} = \tau_d \ln(1/\alpha). \quad (1.50)$$

При $\alpha = 0,05$, $t_{и} = 3\tau_d = 3RC$.

При расчете дифференцирующей цепи необходимо учитывать сопротивление источника дифференцируемых импульсов $R_{и}$ и его

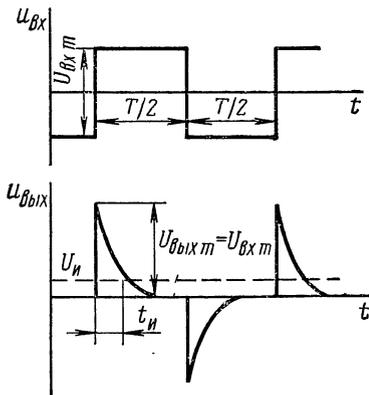


Рис. 1.31. Дифференцирование прямоугольных колебаний

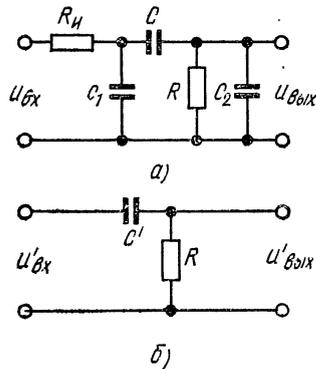


Рис. 1.32. Эквивалентные схемы дифференцирующей цепи

выходную емкость $C_{п}$, а также входное сопротивление последующего каскада (или нагрузки) и его входную емкость. Так как входное сопротивление последующего каскада оказывается включенным параллельно сопротивлению дифференцирующей цепи, его легко учесть соответствующим увеличением сопротивления R . На рис. 1.32, а показана эквивалентная схема дифференцирующей цепи с учетом влияния предыдущего и последующего каскадов, причем будем полагать, что в емкость C_2 включена и емкость монтажа. Эту эквивалентную схему можно привести к схеме дифференцирующей цепи (рис. 1.32, б) соответствующим изменением параметров схемы

$$U'_{\text{вх}m} \approx U_{\text{вх}m} RC / (R_{и} + R) (C + C_{п}) \quad \text{и} \quad C' \approx C + C_{п},$$

где $C_{п} = C_1 + C_2$.

Таким образом, наличие конечного выходного сопротивления предыдущего каскада и паразитных емкостей ведет к уменьшению

амплитуды и увеличению длительности импульса на выходе дифференцирующей цепи. Казалось бы, что отрицательное влияние этих факторов можно уменьшить увеличением сопротивления R и уменьшением емкости C . Однако этому препятствует нестабильность паразитных емкостей C_1 и C_2 , для уменьшения влияния которой на положение переднего фронта импульсов на выходе дифференцирующей цепи необходимо выбирать емкость $C \geq 3C_{\text{п}}$. При этом нужно помнить, что при заданной длительности выходного импульса увеличение C ведет к необходимости уменьшать R , что связано с уменьшением амплитуды выходных импульсов.

Дифференцирование импульса с конечной длительностью фронта

Обычно на практике входное напряжение не имеет идеальной прямоугольной формы и можно принять, что его фронт возрастает по экспоненциальному закону

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}m} (1 - e^{-t/\tau_1}), \quad (1.51)$$

где τ_1 — постоянная времени фронта нарастания входного напряжения.

Выбирая R и C дифференцирующей цепи, нужно использовать приведенные ранее положения, однако здесь форма, длительность и амплитуда выходного напряжения будут зависеть также и от τ_1 . Для их определения воспользуемся расчетными формулами и графиками справочника по переходным процессам Теумина [41] для дифференцирующей цепи с учетом паразитной емкости (рис. 1.33).

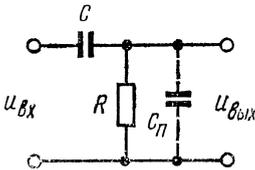


Рис. 1.33. Дифференцирующая цепь с учетом паразитной емкости

Расчетные формулы дифференцирующей цепи приводятся для первого (положительного) выходного импульса, соответствующего переднему фронту входного. Второй (отрицательный) импульс при той же длительности заднего фронта входного напряжения и малом сопротивлении источника $u_{\text{вх}}$ будет зеркальным отображением первого, сдвинутым на длительность входного импульса.

Введем обозначения: $\beta = \tau_1/\tau_d$; $\gamma = C/(C + C_{\text{п}})$; $t_1 = t/\tau_1$; $\tau_d = R(C + C_{\text{п}})$, тогда выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{\text{вх}m} \gamma (e^{-\beta t_1} - e^{-t_1}) / (1 - \beta).$$

Положив $u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}}/\gamma U_{\text{вх}m}$, получим выражение, описывающее форму выходного напряжения в обобщенных координатах,

$$u'_{\text{вых}} = u_{\text{вых}}/\gamma U_{\text{вх}m} = (e^{-\beta t_1} - e^{-t_1}) / (1 - \beta). \quad (1.52)$$

Относительная амплитуда напряжения на выходе

$$U'_{\text{вых}m} = \left(\frac{1}{\beta}\right)^{\beta/(\beta-1)} = \left(\frac{\tau_d}{\tau_1}\right)^{\tau_1/(\tau_1-\tau_d)}. \quad (1.53)$$

Время задержки вершины на выходе относительно начала входного импульса

$$t_3 = \ln \beta / (1 - \beta) = \tau_d \ln \frac{\tau_1}{\tau_d - \tau_1}. \quad (1.54)$$

По формуле (1.52) построены кривые $u'_{\text{вых}} = f(t_1)$, изображающие форму выходных импульсов и позволяющие определить их амплитуду и длительность (рис. 1.34).

На рис. 1.35 приведены кривые зависимости $t_3 = f(\beta)$ и $U'_{\text{вых}m} = f(\beta)$, позволяющие по заданному $\beta = \tau_1/\tau_d$ определить амплитуду выходного импульса и время задержки его вершины t_3 в относительных единицах $t_1 = t/\tau_1$.

Длительность выходных импульсов можно определить по кривым рис. 1.34 на любом уровне α относительно амплитуды $U'_{\text{вых}m}$.

На рис. 1.36 построены кривые 1 и 2 зависимости времени спада t_c выходного импульса от его максимального значения до уровня $\alpha = 1\%$ и $\alpha = 10\%$ этого значения.

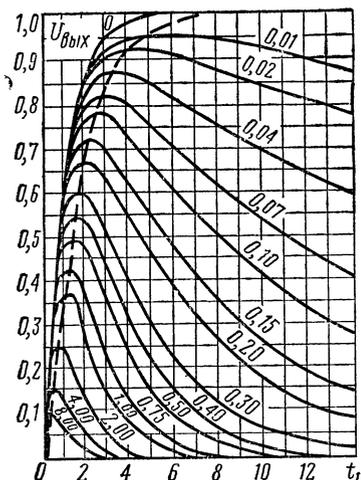


Рис. 1.34. Напряжение на выходе дифференцирующей цепи при различных значениях β

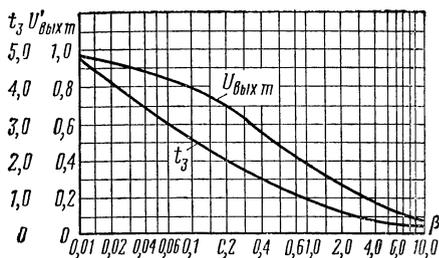


Рис. 1.35. Зависимость амплитуды и задержки импульсов на выходе дифференцирующей цепи

Для нахождения длительности импульса t_n на выходе дифференцирующей цепи по графику $t_3 = f(\beta)$ (рис. 1.35) определим положение вершины импульса t_3 в относительных единицах $t_1 = t/\tau_1$. Затем по графику (рис. 1.36) найдем время спада t_c до 10% $U'_{\text{вых}m}$. Длительность импульса в относительных единицах $t'_n = t_3 + t_c$.

Длительность импульса в единицах времени

$$t_n = t'_n \tau_1. \quad (1.55)$$

Постоянная времени нарастания входного импульса τ_1 равна примерно $1/3$ фронта импульса, т. е. $\tau_1 = t_f/3$.

Пример. Дифференцирующая цепь включена по схеме рис. 1.32. Напряжение на вход дифференцирующей цепи снимается с сопро-

тивления $R_{и} = 5$ кОм, имеет амплитуду $U_{вхм} = 5$ В и длительность фронта $t_{ф1} = 2$ мкс; паразитная емкость $C_{п} \approx C_2 = 25$ пФ. Выберем параметры дифференцирующей цепи из условия получения максимальной крутизны переднего фронта выходного импульса при максимально возможной амплитуде и минимальной длительности.

1. Из условия максимальной крутизны и достаточной стабильности положения переднего фронта импульса найдем

$$C = 3C_{п} = 3 \cdot 25 = 75 \text{ пФ.}$$

2. Для получения максимальной амплитуды выходного напряжения принимаем $R = R_{и} = 5$ кОм. Тогда постоянная времени дифференцирующей цепи

$$\tau_{д} \approx (R + R_{и})(C + C_{п}) = 10 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-12} = 1 \text{ мкс.}$$

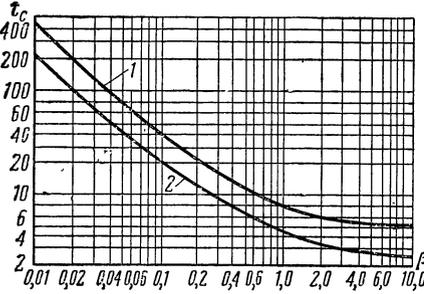


Рис. 1.36. Зависимость времени спада импульсов от параметра β

Так как длительность фронта входного напряжения $t_{ф1} = 2$ мкс, то постоянная времени нарастания

$$\tau_1 = t_{ф1} / 3 = 0,66 \text{ мкс.}$$

3. Вычислим вспомогательные параметры

$$\beta = \tau_1 / \tau_{д} = 0,66; \quad \gamma = C / (C + C_{п}) = 0,75.$$

4. По графику рис. 1.35 определим относительную амплитуду выходного импульса для $\beta = 0,66$

$$U'_{вхм} = U_{вхм} / \gamma U_{вхм} = 0,45,$$

отсюда

$$U_{вхм} = U'_{вхм} \gamma U_{вхм} = 0,45 \cdot 0,75 \cdot 5 = 1,6 \text{ В.}$$

5. Время задержки вершины выходного импульса относительно начала входного определяем по графику $t_3 = f(\beta)$ рис. 1.35

$$t_3 = 1,2\tau_1 = 0,8 \text{ мкс.}$$

6. Время спада до уровня 10% $U_{вхм}$ определим по графику рис. 1.36; для $\beta = 0,66$ получим $t_c = 6\tau_1 = 6 \cdot 0,66 = 4$ мкс.

7. Длительность выходного импульса на уровне 10% $U_{вхм}$ составит $t_{и} = t_3 + t_c = 0,8 + 4 = 4,8$ мкс.

Следовательно, выходной импульс имеет амплитуду $U_{вхм} = 1,6$ В и длительность $t_{и} = 4,8$ мкс. Уменьшить длительность импульса можно за счет уменьшения $\tau_{д}$, т. е. увеличения параметра β . Однако это влечет за собой уменьшение амплитуды выходного напряжения (см. рис. 1.35).

Таким образом, приведенные кривые позволяют рационально выбрать параметры дифференцирующей цепи в каждом конкретном случае.

Емкостная интегрирующая цепь

Расчет интегрирующей цепи (рис. 1.37) сводится к выбору значений R и C по заданной амплитуде, длительности и форме входного $u_{вх}$ и выходного $u_{вых}$ импульсов напряжений.

Допустим, что на вход интегрирующей цепи поданы прямоугольные импульсы длительностью t_n , амплитудой $U_{вх m}$ с периодом повторения T (рис. 1.38).

Форма напряжения на выходе во время действия импульса при заряде конденсатора C

$$u_{вых} = U_{вх m} (1 - e^{-t/\tau_n}) \quad \text{при } t \leq t_n.$$

После окончания импульса, т. е. при $t > t_n$ (но при $t < T$), выходное напряжение

$$u_{вых} = U_{вх m} (1 - e^{-t_n/\tau_n}) e^{-(t-t_n)/\tau_n},$$

где $\tau_n = RC$ — постоянная времени интегрирующей цепи. Обозначим $\tau_n/t_n = RC/t_n = \epsilon$ и преобразуем выражения, представив их в относительной форме

$$u_{вых}/U_{вх m} = 1 - e^{-t/\epsilon t_n} \quad (\text{для } t \leq t_n),$$

$$u_{вых}/U_{вх m} = e^{-t_n/\epsilon t_n} (e^{t/\epsilon t_n} - 1) \quad (\text{для } t > t_n). \quad (1.56)$$

На рис. 1.39 приведены кривые $u_{вых}/U_{вх m} = f(t/t_n)$ для различных ϵ . Из этих кривых и выра-

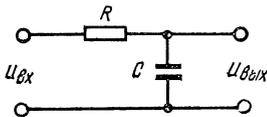


Рис. 1.37. Емкостная интегрирующая цепь

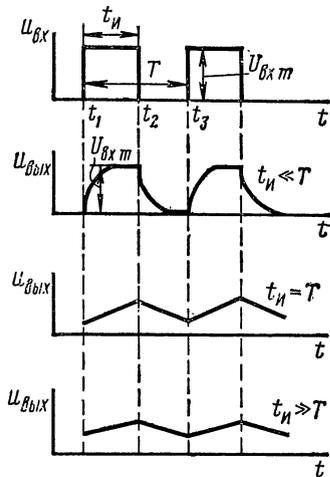


Рис. 1.38. Прохождение прямоугольных импульсов через интегрирующую цепь

жений (1.56) следует, что выходной импульс интегрирующей цепи имеет большую длительность, чем входной. Амплитуда выходного импульса

$$U_{вых m} = U_{вх m} (1 - e^{-1/\epsilon}). \quad (1.57)$$

Чем существеннее неравенство $t_n < \tau_n$, тем меньше $U_{вых m}$. При $t_n \leq 0,5\tau_n$ можно пользоваться приближенным выражением

$$U_{вых m} \approx U_{вх m} t_n / \tau_n, \quad (1.58)$$

при этом ошибка не превышает 10%. После окончания входного импульса через $3\tau_n$ конденсатор C разряжается до 5% $U_{вых m}$.

Таким образом, длительность импульса на выходе интегрирующей цепи на уровне 5% $U_{\text{вых } m}$ составляет $t'_и = t_и + 3\tau_и$.

Полученные формулы позволяют выбрать постоянную времени интегрирующей цепи по заданной длительности импульса на входе $t_и$ и выходе $t'_и$ и рассчитать необходимую амплитуду входного напряжения по заданному выходному.

Определив $\tau_и = RC$, можно выбрать величины сопротивления R и емкости C , учитывая конкретную схему. Величина емкости C должна в несколько раз превышать значение паразитной емкости

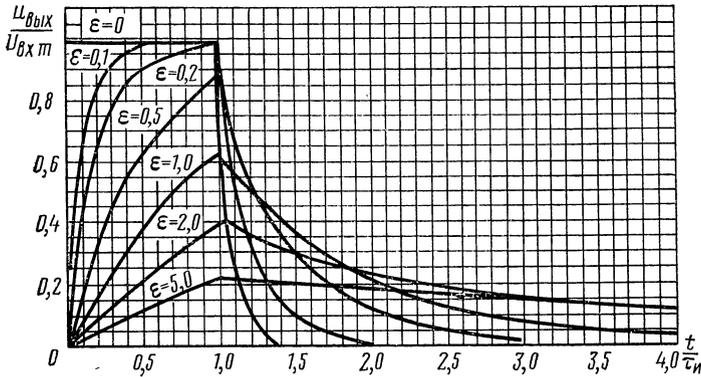


Рис. 1.39. Зависимость формы напряжения на выходе интегрирующей цепи от параметра ϵ

Преобразование формы импульсов является лишь одним из применений операций дифференцирования и интегрирования. При этом отклонения от точного моделирования этих операций, получающихся при использовании рассмотренных простейших RC -цепей, обычно несущественны. Рационально выбирая величины R и C , погрешности можно свести до желаемых значений. Вопросы оценки погрешности интегрирования и дифференцирования RC -цепями даны в [19].

Если необходимо обеспечить более точное моделирование процессов дифференцирования и интегрирования, то RC -цепи используются совместно с усилителями, имеющими отрицательную обратную связь, образуя операционные усилители. Частный случай применения операционного усилителя для формирования линейно изменяющегося напряжения рассматривается в гл. 5. Теорию и расчет операционных усилителей можно найти в книгах по аналоговой вычислительной технике.

§ 1.5. РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРА УДАРНОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Генератор ударного возбуждения, обладая достаточно высокой стабильностью колебаний и возможностью жесткой синхронизации импульсами, часто применяется в качестве генератора серий синусоидальных колебаний, из которых путем ограничения и

дифференцирования могут быть сформированы серии импульсов. Наиболее распространена схема генератора с двумя транзисторами (рис. 1.40). Здесь T_1 использован в качестве ключа, прерывающего ток через катушку контура при подаче положительного импульса на базу, а T_2 является эмиттерным повторителем, с сопротивлением нагрузки которого снимается выходное напряжение и подается на напряжение обратной связи в контур. Таким образом, схема генератора имеет подвозбуждение для получения серий синусоидальных колебаний постоянной амплитуды.

Рассчитывать схему генератора ударного возбуждения начинают с выбора параметров контура, типа транзисторов, напряжения питания и элементов схемы, обеспечивающих получение серий синусоидальных колебаний с частотой f и амплитудой U_m . Длительность серии определяют длительностью импульса $t_{и}$, запирающего транзистор T_1 . Рассмотрим расчет генератора на конкретном примере.

Пример. Задано рассчитать генератор ударного возбуждения, обеспечивающий генерирование серии синусоидальных колебаний с частотой $f = 75$ кГц, амплитудой $U_m = 3$ В в течение длительности импульса $t_{и} = 200$ мкс.

1. Расчет надо начинать с выбора типа транзистора T_1 , так как от этого зависят и параметры контура. Чтобы возбудить колебания максимальной амплитуды и добиться жесткой синхронизации, необходимо обеспечить прекращение тока через катушку контура в течение времени, которое значительно меньше четверти периода собственных колебаний контура.

Время запираения $t_{зап}$ транзистора определяется его диффузионной постоянной времени $\tau_{\beta} = \beta \tau_{\alpha} = \beta / 2\pi f_{\alpha}$, амплитудой импульса тока базы $I_{\beta 2}$ и начальным током коллектора $I_{кп}$, протекающим перед запираением транзистора.

Для определения времени запираения можно воспользоваться выражением (1.14), выполняя условия

$$t_{зап} \approx \tau_{\beta} \ln(1 + I_{кп} / \beta I_{\beta 2}) \ll T/4 = 1/4f. \quad (1.59)$$

Для того чтобы не прибегать к чрезмерным токам базы для запираения транзистора, желательно использовать высокочастотные транзисторы с малой постоянной времени τ_{β} . Удовлетворительным можно считать выполнение условия $f_{\alpha} > 10f$, т. е. здесь $f_{\alpha} > 750$ кГц. Таким образом, можно использовать транзисторы широкого класса, например МП40 и более высокочастотные. Про-

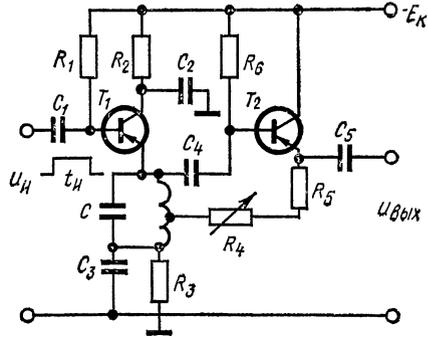


Рис. 1.40. Схема генератора ударного возбуждения

верим возможность решения поставленной задачи на транзисторах типа МП40 с $f_\alpha = 1$ мГц.

2. Выберем режим работы транзистора T_1 . С точки зрения стабильности частоты колебаний выгодно увеличить емкость контура, что ведет к увеличению требуемого тока транзистора. Однако при этом транзистор работает в более тяжелом тепловом режиме, что отрицательно сказывается на стабильности частоты и амплитуды колебаний. Поэтому ток покоя следует устанавливать не больше половины максимально допустимого, который для транзистора МП40 составляет 20 мА. Для транзистора T_1 выберем ток покоя $I_{к1} = 7$ мА. При этом базовый ток покоя при $\beta = 20$ будет $I_{б1} = I_{к1}/\beta = 0,35$ мА.

3. Рассчитаем параметры контура. При выбранном токе коллектора $I_{к1} = 7$ мА начальный ток эмиттера, протекающей через катушку контура, $I_{э1} = I_{к1}(2 - \alpha) = 7,35$ мА.

Таким образом, исходными данными для расчета являются заданная частота f , амплитуда колебаний U_m контура и выбранное значение тока $I = I_{э1}$.

Амплитуду колебаний при малом затухании контура можно представить выражением

$$U_m = U_{m0} e^{-\alpha t} = I \sqrt{\frac{L}{C}} e^{-\alpha t}, \quad (1.60)$$

где $U_{m0} = I \sqrt{\frac{L}{C}}$ — начальная амплитуда колебаний; $\alpha = \left(R_L + \frac{p^2 L}{RC}\right)/2L$ — затухание контура; (R_L — сопротивление катушки контура; R — сопротивление нагрузки шунтирующего контура; p — коэффициент включения контура).

Так как в рассматриваемой схеме генератора ударного возбуждения предусмотрена положительная обратная связь, поддерживающая амплитуду колебаний неизменной $U_m = U_{m0}$, то уравнение (1.60) упрощается, т. е.

$$U_{m0} = I \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.61)$$

Уравнением для расчета L и C также будет

$$f = 1/2\pi \sqrt{LC}. \quad (1.62)$$

Из этих двух уравнений найдем

$$L = U_{m0}/2\pi f I; \quad C = I/2\pi f U_{m0}.$$

Подставляя $I = I_{э1} = 7,3$ мА; $U_{m0} = 1,1 U_m = 3,3$ В (коэффициент 1,1 учитывает с некоторым запасом потерю напряжения в эмиттерном повторителе) и $f = 75$ кГц, найдем

$$L = \frac{1,1 U_m}{2\pi f I_{э1}} = \frac{1,1 \cdot 3}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^3 \cdot 7,3 \cdot 10^{-3}} = 0,94 \text{ мГн},$$

$$C = \frac{I_{э1}}{1,1 U_m 2\pi f} = \frac{7,3 \cdot 10^{-3}}{1,1 \cdot 3 \cdot 2\pi \cdot 75 \cdot 10^3} = 4700 \text{ пФ}.$$

Сопrotивление катушки R_L можно определить после ее конструктивного расчета. Для катушки с сердечником бронзового типа при такой индуктивности ориентировочно можно принять $R_L = 20 \text{ Ом}$.

4. Выберем тип транзистора эмиттерного повторителя T_2 и рассчитаем цепь обратной связи. К транзистору T_2 предъявляются менее жесткие требования, чем к T_1 . Каскад должен обеспечить передачу синусоидального напряжения с коэффициентом усиления, близким к единице, иметь большое входное и малое выходное сопротивление. Транзистор выбирают того же типа, что и T_1 , т. е. МП40.

Для получения постоянства амплитуды колебаний на контуре коэффициент обратной связи должен быть равен единице. Выполнение этого условия обеспечивается при равенстве сопротивления обратной связи R_{oc} эквивалентному сопротивлению контура $R_{эк}$ со стороны отвода катушки

$$R_{эк} = p^2 L / CR_L = R_{oc}. \quad (1.63)$$

Обычно выбирают коэффициент включения $p = 1/2$, т. е. отвод делают от середины катушки.

В этом случае условие получения на контуре незатухающих колебаний будет иметь вид

$$R_{oc} = R_4 + R_5 = \frac{L}{4CR_L} = \frac{0,94 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} \cdot 20} = 2,5 \text{ кОм}.$$

Для обеспечения подбора требуемого режима сопротивление обратной связи должно быть регулируемым. Выберем $R_4 = 2,2 \text{ кОм}$ (переменное) и $R_5 = 1,5 \text{ кОм}$, что обеспечит необходимые пределы регулировки при подборе обратной связи.

5. Найдем амплитуду напряжения на выходе схемы, для упрощения полагая входное сопротивление каскада, следующего за ЭП, большим, а входную емкость малой. Это позволяет применить упрощенное выражение [39] для коэффициента передачи ЭП

$$K_{эп} = \frac{(1 + \beta) (r_k^* \parallel R_3)}{R_{и} + r_6 + (1 + \beta) (r_k^* \parallel R_3)}.$$

Так как $r_k^* = r_k / (1 + \beta) \gg R_3 = R_{oc} + R_k$, а $r_6 \ll (R_3 \text{ и } R_{и} = R_{эк})$ их влиянием можно пренебречь. Тогда

$$U_{вых m} = 1,1 U_m K_{эп} \approx \frac{1,1 U_m (1 + \beta) R_3}{R_{и} + (1 + \beta) R_3} = \frac{1,1 \cdot 3 (1 + 20) \cdot 5 \cdot 10^3}{2,5 \cdot 10^3 + (1 + 20) \cdot 5 \cdot 10^3} = 3,2 \text{ В}.$$

6. Сопротивление R_6 в цепи базы транзистора T_2 определяет положение рабочей точки и должно выбираться так, чтобы в состоянии покоя выполнялось неравенство

$$I_{э2} \geq I_{эм} / 2 = U_{2m} / 2 (R_{oc} + R_3), \quad (1.64)$$

где R_3 — сопротивление стабилизации тока покоя T_1 для уменьшения изменений амплитуды колебаний контура от серии к серии; его величина составляет обычно несколько сотен ом.

Принимая $R_3 = 510 \text{ Ом}$, найдем $I_{\beta 2} = 3,2/5,5 \cdot 10^3 = 0,6 \text{ мА}$;

$$I_{\beta 2} \approx I_{\beta 2} (1 - \alpha) = 0,6 \cdot 0,05 = 0,03 \text{ мА};$$

$$R_6 \approx (|E_K| - U_{\text{вых м}})/I_{\beta 2} = (6 - 3,2)/0,03 \cdot 10^{-3} = 91 \text{ кОм}.$$

Емкости конденсаторов C_4 и C_5 выбирают из обычных соображений неискаженной передачи напряжений.

7. Резистор R_2 вместе с конденсатором C_2 представляют развязывающую цепь. Величина R_2 вычисляется из условия получения выбранного режима T_1

$$|E_K| = I_{\beta 1} (R_3 + R_L + r_{\beta 1}) + I_{K1} R_2 + I_{\beta 2} (R_3 + R_L/2 + r_{\beta 2}), \quad (1.65)$$

где $I_{\beta 1}$ и I_{K1} — токи покоя эмиттера и коллектора T_1 ; $I_{\beta 2}$ — ток покоя эмиттера T_2 ; $r_{\beta 1}$ и $r_{\beta 2}$ — сопротивления эмиттера T_1 и T_2 , равные 30 Ом.

Решая уравнение (1.65) относительно R_2 , получим $R_2 \approx 220 \text{ Ом}$.

8. Сопротивление R_1 в цепи базы T_1 можно найти из уравнения $I_{\beta 1} (R_1 + r_{\beta 1}) + I_{\beta 1} (R_3 + R_L + r_{\beta 1}) + I_{\beta 2} (R_3 + R_L/2) = |E_K|$.

$$R_1 = \frac{|E_K| - I_{\beta 1} (R_3 + R_L + r_{\beta 1}) - I_{\beta 2} (R_3 + R_L/2)}{I_{\beta 1}} - r_{\beta 1} \approx 4,3 \text{ кОм}.$$

Емкость конденсатора C выбирают из условия неискаженной передачи импульса длительностью $t_n = 200 \text{ мкс}$. Учитывая сравнительно низкое входное сопротивление схемы, емкость конденсатора C_2 выбирают больше 1 мкФ.

9. Определим амплитуду прямоугольного импульса U_n , запирающего транзистор T_1 . Следует подчеркнуть, что работа схемы зависит от U_n . Чрезмерное увеличение амплитуды искажает форму генерируемых колебаний и уменьшает их амплитуды.

Для того чтобы надежно закрыть транзистор при напряжении на контуре $U_{m0} = 3,3 \text{ В}$, нужно чтобы амплитуда напряжения импульса $U_n = 1,2U_{m0} = 3,9 \text{ В}$.

В то же время это напряжение должно быть достаточным для создания тока базы $I_{\beta m}$, необходимого для получения заданного времени запирающего $t_{\text{зап}}$ в соответствии с (1.59).

Из уравнения (1.59) найдем

$$\ln(1 + I_{K1}/\beta I_{\beta m}) \leq 2\pi f_c / 4\beta f = 2\pi \cdot 10^6 / 4 \cdot 20 \cdot 75 \cdot 10^3 = 1,05.$$

Отсюда

$$I_{\beta m} > I_{K1}/\beta (e^{-1,05} - 1) \approx 0,2 \text{ мА}.$$

В то же время при $U_n = 3,9 \text{ В}$ и сопротивлении источника импульсов $R_n = 10^3 \text{ Ом}$

$$I_{\beta n} = U_n / (R_n + r_{\beta 1} + r_{\beta 2}) = 3,9 / (10^3 + 220 + 30) = 3,3 \text{ мА},$$

т. е. необходимое условие выполняется.

Таким образом, режим и все элементы схемы генератора ударного возбуждения выбраны.

ГЛАВА ВТОРАЯ

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ

§ 2.1. МУЛЬТИВИБРАТОР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Мультивибраторы с коллекторно-базовыми связями широко применяются в импульсных устройствах как генераторы импульсов почти прямоугольной формы. Они могут выполнять функции задающего генератора, делителя частоты следования импульсов, расширителя импульсов и др.

Схема простейшего самовозбуждающегося мультивибратора и временные диаграммы приведены на рис. 2.1, *а* и *б*.

Полный цикл автоколебательного процесса в мультивибраторе состоит из двух полупериодов колебаний T_1 и T_2 . В симметричном мультивибраторе при $C_1 = C_2 = C$, $R_{61} = R_{62} = R_6$, $R_{к1} = R_{к2} = R_к$ и идентичных транзисторах длительности полупериодов T_1 и T_2 одинаковы. Длительности полупериодов в несимметричном мультивибраторе различны, а термин «полупериод» условный. Длительность каждого полупериода определяется временем разряда конденсатора, включенного в цепь базы закрытого транзистора. Разряд конденсатора осуществляется через открытый транзистор, режим которого выбирают со степенью насыщения $s = 1,2 \div 2$. При таком режиме обеспечивается хорошая форма и стабильность амплитуды импульсов и не наблюдается срыва колебаний.

Длительности полупериодов колебаний T_1 и T_2 несимметричного мультивибратора определяются [39]

$$T_1 = C_1 R_{62} \ln \frac{2E_k + I_{к0} (R_{62} - R_{к1})}{E_k + I_{к0} R_{62}}, \quad (2.1)$$

$$T_2 = C_2 R_{61} \ln \frac{2E_k + I_{к0} (R_{61} - R_{к2})}{E_k + I_{к0} R_{61}}, \quad (2.1a)$$

где $I_{к0}$ — обратный ток коллекторного перехода.

Полагая транзисторы идентичными, напишем условие насыщения

$$R_{61,2} \leq \beta \frac{R_{к1,2}}{s}.$$

Для обеспечения насыщения во всем диапазоне изменения температур в неравенство подставляем значение $\beta = \beta_{\min}$. Тогда

$$R_{61,2} \leq \beta_{\min} \frac{R_{к1,2}}{s}. \quad (2.2)$$

Так как степень насыщения транзисторов $s = 1,2 \div 2$, то справедливо неравенство

$$R_{\beta 1,2} \gg R_{k1,2}. \quad (2.3)$$

При этом выражения (2.1) приводятся к виду

$$T_1 = C_1 R_{\beta 2} \ln \frac{2 + v_2}{1 + v_2}, \quad (2.4)$$

$$T_2 = C_2 R_{\beta 1} \ln \frac{2 + v_1}{1 + v_1}, \quad (2.4a)$$

где

$$v_{1,2} = \frac{I_{k0} R_{\beta 1,2}}{E_k}.$$

Полный период колебаний

$$T = T_1 + T_2.$$

Для симметричного мультивибратора период колебаний

$$T = 2CR_6 \ln \frac{2 + v}{1 + v}. \quad (2.5)$$

Из приведенных выражений следует, что длительность периода колебаний, а следовательно, и их частота зависят от температуры. Для повышения температурной стабильности частоты колебаний мультивибратора необходимо выполнить условие

$$E_k \gg I_{k0\max} R_{\beta 1,2}, \quad (2.6)$$

где $I_{k0\max}$ — наибольшее значение обратного тока коллекторного перехода при максимальной температуре.

В этом случае при расчетах можно пользоваться приближенными равенствами

$$T_1 \approx C_1 R_{\beta 2} \ln 2 = 0,7 C_1 R_{\beta 2}, \quad (2.7)$$

$$T_2 \approx C_2 R_{\beta 1} \ln 2 = 0,7 C_2 R_{\beta 1}, \quad (2.7a)$$

$$T = \frac{1}{F} \approx 2CR_6 \ln 2 = 1,4 CR_6. \quad (2.8)$$

Для выполнения условия (2.6) следует уменьшать величину базовых сопротивлений $R_{\beta 1,2}$ и выбирать транзисторы с малыми обратными токами коллекторных переходов.

Как видно из (2.3), уменьшение величины сопротивлений $R_{\beta 1,2}$ при заданной степени насыщения транзисторов приводит к уменьшению величины коллекторных сопротивлений $R_{k1,2}$, а следовательно, к повышению потребляемой мультивибратором мощности. Кроме того, минимальная величина R_k ограничена неравенством

$$R_{k\min} \geq \frac{E_k}{I_{k\text{доп}}}. \quad (2.9)$$

Поэтому величину базовых сопротивлений $R_{\beta 1,2}$ для большинства германиевых бездрейфовых транзисторов выбирают не менее 5 кОм.

Улучшение термостабильности достигается применением кремниевых транзисторов с малыми обратными токами коллекторных переходов и различными сменными решениями [16, 50].

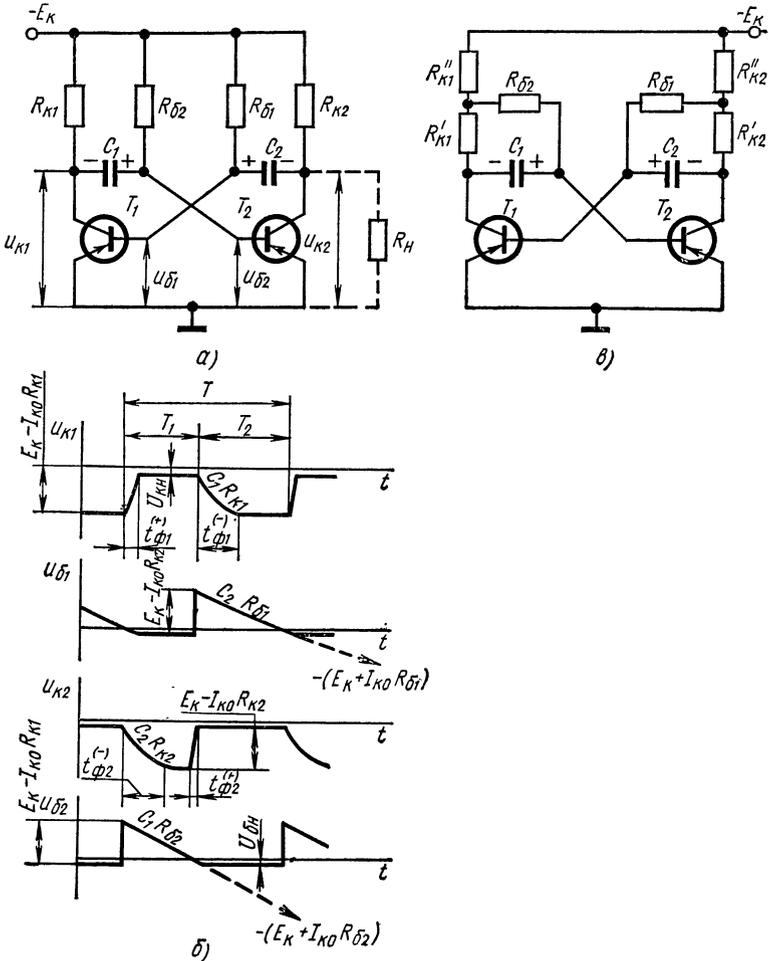


Рис. 2.1. Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (а), временные диаграммы (б), схема с управляемыми смещениями (в)

Амплитуда импульса выходного напряжения

$$U_m = E_K - I_{K0} R_K - U_{KH} \approx E_K.$$

Длительность фронта положительного перепада коллекторного напряжения (в дальнейшем положительный фронт импульса) приближенно оценивается

$$t_{\phi 1,2}^{(+)} \approx (2 \div 3) \tau_{\alpha} = \frac{0,3 \div 0,5}{f_{\alpha}}, \quad (2.10)$$

где

$$\tau_\alpha = \frac{1}{2\pi f_\alpha};$$

f_α — предельная частота усиления тока базы [14].

Длительность фронтов отрицательных перепадов коллекторного напряжения (в дальнейшем отрицательный фронт импульса) определяется временем заряда конденсаторов C_1 и C_2

$$t_{\Phi 1,2}^{(-)} \approx 2,3C_{1,2}R_{к1,2}. \quad (2.11)$$

Для получения хорошей формы колебаний необходимо выполнить условие [44]

$$t_{\Phi 1,2}^{(-)} \leq T_{2,1}.$$

Подставляя в это неравенство (2.7) и (2.11), получим

$$\frac{R_{\delta 1,2}}{R_{к1,2}} \geq 3,3 \frac{C_{1,2}}{C_{2,1}}. \quad (2.12)$$

Предельно допустимая скважность импульсов Q при условии сохранения максимальной амплитуды

$$Q = \frac{T_1 + T_2}{T_1} \approx 1 + \frac{T_2}{T_1} \approx 1 + \frac{C_2 R_{\delta 1}}{C_1 R_{\delta 2}} \quad (\text{для } T_1 < T_2).$$

Обычно несимметричность схемы достигается изменением емкостей времязадающих конденсаторов C_1 и C_2 . В этом случае, считая сопротивления в каскадах симметричными ($R_{\delta 1} = R_{\delta 2} = R_\delta$ и $R_{к1} = R_{к2} = R_k$), с учетом неравенств (2.2) и (2.12) при степени насыщения $s = 2$ получим предельное значение скважности

$$Q_{\max} \approx 1 + \frac{C_2}{C_1} \leq 1 + \frac{0,3\beta_{\min}}{s} = 1 + 0,15\beta_{\min}. \quad (2.13)$$

Минимально возможная величина времязадающей емкости в симметричном мультивибраторе приближенно оценивается [39]

$$C_{\min} \approx \frac{3\tau_\alpha}{R_k} = \frac{1}{2f_\alpha R_k}. \quad (2.14)$$

С учетом (2.2) и (2.3) рекомендуется соблюдать соотношение

$$R_\delta \approx 10R_k. \quad (2.15)$$

При этом максимальная частота колебаний симметричного мультивибратора при заданном типе транзистора в соответствии с (2.8), (2.14) и (2.15)

$$F_{\max} = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{1,4C_{\min}R_\delta} \leq 0,15f_\alpha. \quad (2.16)$$

Регулирование частоты колебаний. Плавная регулировка частоты (рис. 2.2) осуществляется с помощью потенциометров в цепях коллекторов, позволяющих изменять величину положительного перепада напряжения на базе запираемого транзистора. При этом во всем диапазоне регулировки степень насыщения транзисторов остается постоянной.

При соблюдении условий (2.3) и (2.6) выражение для периода колебаний симметричной схемы имеет вид

$$T = 2CR_6 \ln \frac{R_k + R'_k}{R_k} = 2CR_6 \ln(1 + a), \quad (2.17)$$

где $a = R'_k/R_k$.

Для несимметричной схемы полупериоды колебаний

$$T_1 = C_1 R_{62} \ln \left[1 + \frac{R'_{k1}}{R_{k1}} \right], \quad (2.17a)$$

$$T_2 = C_2 R_{61} \ln \left[1 + \frac{R'_{k2}}{R_{k2}} \right]. \quad (2.17b)$$

Схема мультивибратора (см. рис. 2.1, а) имеет свойства автоколебательной системы с жестким режимом возникновения колебаний. Это означает, что в схеме возможно статическое равновесное состояние, при котором оба транзистора находятся в насыщении, и для перевода системы в режим релаксационных колебаний необходим внешний пусковой импульс. При включении схемы вероятность возникновения статического равновесного состояния мала, однако если мультивибратор работает как задающий генератор, то иногда следует изменять схему мультивибратора для получения мягкого режима самовозбуждения [16].

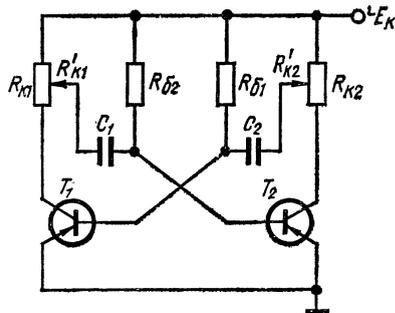


Рис. 2.2. Мультивибратор с регулированием частоты генерации

На рис. 2.1, в приведена схема автоколебательного мультивибратора с коллекторно-базовыми связями и управляемыми смещениями, у которого равновесное состояние неустойчиво, даже при работе открытых транзисторов в насыщенном режиме. В этой схеме базовые сопротивления $R_{61,2}$ подключены не к источнику E_k , а к промежуточным точкам коллекторных сопротивлений противоположных транзисторов. При этом смещения на базы транзисторов периодически изменяются, этим обеспечивается сочетание мягкого режима самовозбуждения с насыщенным режимом работы. При равновесии мультивибратора оба транзистора находятся в активном режиме, так как базовые смещения меньше тех, при которых наступает режим насыщения. Полупериоды колебаний в схеме рис. 2.1, в для несимметричного мультивибратора определяются выражениями

$$T_1 = C_1 \left(R_{62} + \frac{R'_{k1} R''_{k1}}{R_{k1}} \right) \ln \frac{E_k (R_{k1} + R'_{k1}) + I_{k0} (R_{62} R_{k1} + R'_{k1} R''_{k1} - R''_{k1})}{E_k R'_{k1} + I_{k0} (R_{62} R_{k1} + R'_{k1} R''_{k1})}, \quad (2.18)$$

$$T_2 = C_2 \left(R_{61} + \frac{R'_{k2} R''_{k2}}{R_{k2}} \right) \ln \frac{E_k (R_{k2} + R'_{k2}) + I_{k0} (R_{61} R_{k2} + R'_{k2} R''_{k2} - R''_{k2})}{E_k R'_{k2} + I_{k0} (R_{61} R_{k2} + R'_{k2} R''_{k2})}. \quad (2.18a)$$

Полный период колебаний в симметричном мультивибраторе при $R_{61} = R_{62} = R_6$, $R_{к1} = R_{к2} = R_к$, $R'_{к1} = R'_{к2} = R'_к$, $R''_{к1} = R''_{к2} = R''_к$, $C_1 = C_2 = C$ определяется следующим образом:

$$T = 2C \left(R_6 + \frac{R'_к R''_к}{R_к} \right) \ln \frac{E_к (R_к + R'_к) + I_{к0} (R_6 R_к + R'_к R''_к - R_к^2)}{E_к R'_к + I_{к0} (R_6 R_к + R'_к R''_к)}. \quad (2.186)$$

При выполнении условия (2.6) выражения (2.18), (2.18а) и (2.18б) можно упростить:

$$T_1 = C_1 \left(R_{62} + \frac{R'_{к1} R''_{к2}}{R_{к1}} \right) \ln \frac{R_{к1} + R'_{к1}}{R'_{к1}}, \quad (2.19)$$

$$T_2 = C_2 \left(R_{61} + \frac{R'_{к2} R''_{к1}}{R_{к2}} \right) \ln \frac{R_{к2} + R'_{к2}}{R'_{к2}}, \quad (2.19а)$$

$$T = 2C \left(R_6 + \frac{R'_к R''_к}{R_к} \right) \ln \frac{R_к + R'_к}{R'_к}. \quad (2.19б)$$

При расчете самовозбуждающегося мультивибратора с управляемыми смещениями все элементы схемы, за исключением времязадающих емкостей C_1 , C_2 и C , определяются по формулам, приведенным для схемы рис. 2.1, а. Затем коллекторные сопротивления $R_{к1} = R_{к2} = R_к$ заменяют двумя

$$R'_к = \varepsilon R_к \text{ и } R''_к = (\varepsilon - 1) R_к.$$

Величину $\varepsilon = R'_к / R_к$ выбирают равной $0,4 \div 0,6$.

Для обеспечения мягкого режима самовозбуждения должно выполняться условие

$$\varepsilon < \frac{R_6}{\beta R_к}.$$

Емкости базовых конденсаторов $C_{1,2}$ или C рассчитываются по формулам (2.18), (2.18а) и (2.18б) или (2.19), (2.19а) и (2.19б).

§ 2.2. РАЗНОВИДНОСТИ СХЕМ АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

Существенным недостатком схемы мультивибратора (см. рис. 2.1, а) является большая длительность отрицательных фронтов коллекторного напряжения, в связи с протеканием через коллекторные сопротивления зарядных токов. Форма импульсов значительно улучшается в схеме рис. 2.3, а. Здесь параллельно коллекторным сопротивлениям $R_{к1,2}$ включены зарядные сопротивления $R_{з1,2}$ через блокировочные диоды D_1 и D_2 . При разряде конденсаторов C_1 и C_2 диоды открыты и эквивалентные сопротивления коллекторной нагрузки

$$R_{кз1,2} = \frac{R_{к1,2} R_{з1,2}}{R_{к1,2} + R_{з1,2}}.$$

Обычно величину зарядного сопротивления выбирают равной значению коллекторного сопротивления

$$R_{з1,2} = R_{к1,2}.$$

Во время заряда конденсаторов диоды закрываются и заряд конденсаторов осуществляется через зарядные сопротивления $R_{з1}$ и $R_{з2}$. При этом время установления коллекторного напряжения

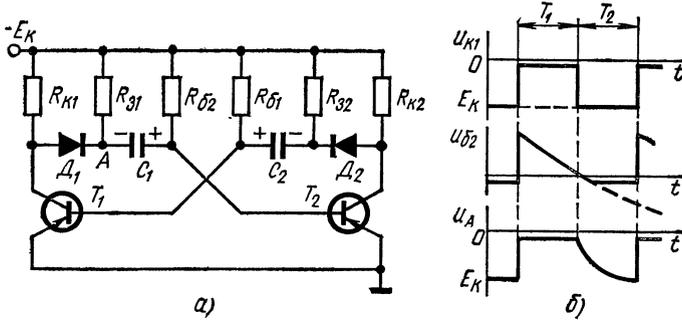


Рис. 2.3. Схема мультивибратора с блокировкой коллекторных потенциалов (а) и временные диаграммы (б)

(рис. 2.3, б) определяют временем запирающего транзистора и отрицательный фронт импульса $t_{ф}^{(-)}$ примерно равен положительному фронту $t_{ф}^{(+)}$.

Предельная скважность в этой схеме по сравнению со схемой рис. 2.1, а уменьшается

$$Q_{\max} = 1 + 0,15\beta_{\min} \frac{R_{к}}{R_{к} + R_{з}}.$$

Уменьшения длительности отрицательного фронта импульса при одновременном повышении нагрузочной способности мультивибратора можно достигнуть, если в цепи связи использовать эмиттерный повторитель ЭП (рис. 2.4), через который и происходит заряд емкости. При выходном сопротивлении ЭП $R_{\text{вых}}$ длительности отрицательных фронтов выходного напряжения определяются как

$$t_{\phi 1,2}^{(-)} \approx 3CR_{\text{вых}}.$$

Схема мультивибратора с фиксацией коллекторных потенциалов (рис. 2.5, а) дает возможность значительно уменьшить отрицательные фронты (см. рис. 2.5, б) и увеличить предельную скважность импульсов.

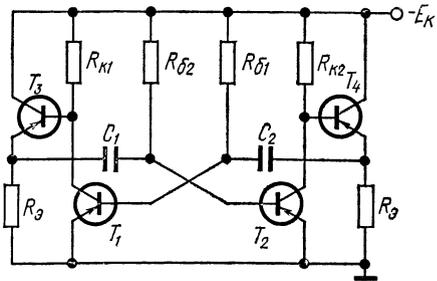


Рис. 2.4. Мультивибратор с эмиттерными повторителями

Длительности отрицательных фронтов импульсов

$$t_{\Phi 1}^{-} = C_1 R_{K1} \ln \frac{1}{1 - E_{\Phi} / E_K},$$

$$t_{\Phi 2}^{-} = C_2 R_{K2} \ln \frac{1}{1 - E_{\Phi} / E_K}.$$

Длительности полупериодов

$$T_1 = C_1 R_{\delta 2} \ln (1 + E_{\Phi} / E_K),$$

$$T_2 = C_2 R_{\delta 1} \ln (1 + E_{\Phi} / E_K).$$

Сквозность импульсов при $R_{\delta 1} = R_{\delta 2} = R_{\delta}$

$$Q \leq 1 + \beta_{\min} \frac{\ln (1 + E_{\Phi} / E_K)}{\ln \left(\frac{1}{1 - E_{\Phi} / E_K} \right)}.$$

Для $E_{\Phi} / E_K < 0,5$ предельная сквозность

$$Q_{\max} \approx 1 + \beta_{\min}. \quad (2.20)$$

Амплитуда выходного импульса $U_m \approx E_{\Phi}$.

В схемах мультивибраторов обычно используются бездрейфовые транзисторы, предельная частота которых колеблется от 0,5 до 2 мГц. Если заданная частота колебаний высока или к длительности фронтов импульсов предъявляются повышенные требования, используют дрейфовые транзисторы с предельной частотой от 50 до 150 мГц.

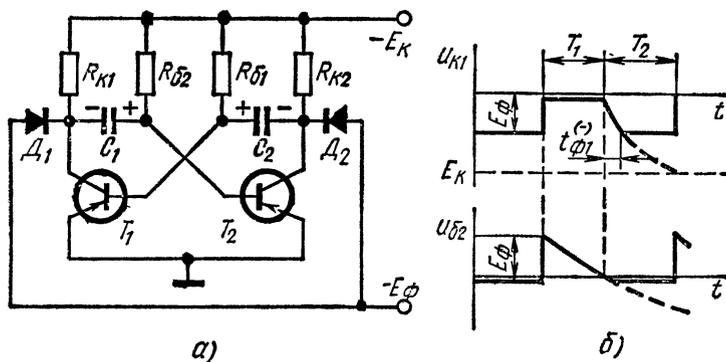


Рис. 2.5. Схема мультивибратора с фиксацией коллекторных потенциалов (а) и временные диаграммы (б)

При использовании в мультивибраторах дрейфовых транзисторов необходимо учитывать, что при обратном напряжении на эмиттерном переходе порядка (0,5—3) В в них наступает обратимый электрический пробой, что приводит к существенному уменьшению длительности полупериодов колебаний T_1 и T_2 .

Для избежания этого в базовые цепи дрейфовых транзисторов включают диоды и вводят запирающее напряжение E_{δ} (рис. 2.6, а).

Сопротивления R_1 и R_2 и источник смещения E_6 обеспечивают закрытое состояние транзисторов и исключают пробой при выполнении условий

$$E_6 - R_{1,2} I_{к0max} > 0,$$

$$U_{пр} > E_6 I_{к0max} R_{1,2}.$$

Напряжение смещения

$$E_6 < E_к \frac{R_{1,2}}{R_{61,2}}.$$

Напряжение на базе закрытого транзистора (рис. 2.6, б) изменяется незначительно, так как обратное сопротивление диода обычно много больше величины сопротивлений $R_{1,2}$. После открытия диода (момент времени t_1) постоянная времени разряда

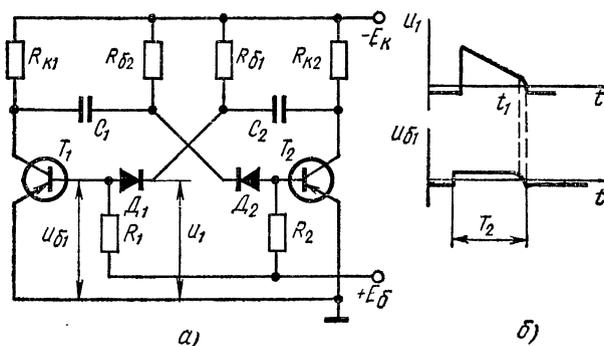


Рис. 2.6. Схема мультивибратора с базовыми диодами (а) и временные диаграммы напряжений (б)

емкости резко уменьшается. Длительности полупериодов для схемы (рис. 2.6, а) определяются приближенными выражениями

$$T_1 \approx C_1 R_{62} \ln \frac{2E_к}{E_к + E_6},$$

$$T_2 \approx C_2 R_{61} \ln \frac{2E_к}{E_к + E_6}.$$

Длительности фронтов импульсов, генерируемых мультивибраторами на высокочастотных дрейфовых транзисторах, можно получить в 8 ÷ 10 раз короче, чем при использовании бездрейфовых транзисторов.

При использовании кремниевых диодов с малыми обратными токами можно значительно повысить температурную стабильность мультивибратора. Для этого схему рис. 2.6, а можно использовать и в мультивибраторах на бездрейфовых германиевых транзисторах.

§ 2.3. ПОРЯДОК РАСЧЕТА АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ МУЛЬТИВИБРАТОРОВ

При расчете мультивибратора обычно заданы: амплитуда выходных импульсов U_m ; период колебаний T (частота F) или длительности полупериодов T_1 и T_2 для несимметричного мультивибратора; длительности положительного $t_{\Phi}^{(+)}$ или отрицательного $t_{\Phi}^{(-)}$ фронтов импульсов коллекторного напряжения; допустимая относительная температурная нестабильность $\Delta T/T$ в заданном диапазоне изменения температуры ($t_{\min} \div t_{\max}$); сопротивление нагрузки R_n .

Расчет ведется в такой последовательности.

1. Выбирают коллекторное напряжение питания E_k . Для большинства схем напряжение $E_k = (1,1 \div 1,2) U_m$. Для схемы рис. 2.5 $E_k = (1,5 \div 2,5) U_m$ при $E_{\Phi} \leq 0,5 E_k$.

2. Выбирают тип транзистора и схему мультивибратора:

а) для обеспечения надежности работы допустимое коллекторное напряжение должно быть $U_{кб \text{ доп}} \geq 2E_k$;

б) частотные свойства транзистора должны обеспечить получение заданной длительности положительного фронта импульса $t_{\Phi}^{(+)}$ и частоты F в соответствии с (2.10) и (2.16);

в) для получения заданной скважности Q при $T_1 \neq T_2$ необходимо иметь величину коэффициента усиления β_{\min} , удовлетворяющего (2.13) для схемы рис. 2.1, а или (2.20) для схемы рис. 2.5;

г) при заданной температурной нестабильности $\Delta T/T \geq 5 \cdot 10^{-2}$ применяют германиевые транзисторы, при $\Delta T/T < 5 \cdot 10^{-2}$ рекомендуется применять кремниевые транзисторы или схему с кремниевыми диодами (см. рис. 2.6).

3. Выбирают величину сопротивления R_k :

а) в соответствии с (2.9) $R_k \geq E_k/I_{k \text{ доп}}$;

б) для достаточной температурной стабильности амплитуды выходного импульса

$$R_k \leq 0,05 U_m / I_{к0 \text{ max}}; \quad (2.21)$$

в) для исключения влияния нагрузки на работу схемы

$$R_k \leq (0,1 \div 0,2) R_n. \quad (2.22)$$

Если R_n мал, то следует использовать схему мультивибратора с ЭП (см. рис. 2.4).

В зависимости от мощности транзистора величину сопротивления R_k выбирают в диапазоне 300 Ом \div 3 кОм.

4. Величину сопротивлений R_6 рекомендуется выбирать в соответствии с (2.2) и (2.15).

5. Для симметричного мультивибратора емкость C определяют по формуле (2.8), для несимметричного емкости C_1 и C_2 рассчитывают по (2.7), (2.7а). Минимальная величина емкости C должна удовлетворять неравенству $C_{\min} \geq C_k$, где C_k — емкость коллекторного перехода.

6. Относительную температурную нестабильность $\Delta T/T$ определяют из следующих соотношений:

$$\frac{T + \Delta T}{T} = \frac{\ln \frac{2 + v'}{1 + v'}}{\ln \frac{2 + v''}{1 + v''}}, \quad (2.23)$$

где

$$v' = \frac{I_{к0 \min} R_{\delta}}{E_{к}},$$

$$v'' = \frac{I_{к0 \max} R_{\delta}}{E_{к}}.$$

Если расчетное значение $\Delta T/T$ больше заданного, то необходимо уменьшить сопротивления R_{δ} и $R_{к}$ или применить температурную стабилизацию.

7. Длительность положительного и отрицательного фронтов импульсов определяют по формулам (2.10) и (2.11). При этом длительность положительного фронта импульса должна быть меньше заданной, а отрицательного — меньше полупериода колебаний.

8. Для регулирования периода автоколебаний расчет по 1 ÷ 7 производят для наибольшего значения длительности периода заданного диапазона.

Пример. Исходные данные: амплитуда импульса $U_m \geq 10$ В; период повторения импульсов $T = 100$ мкс; допустимая температурная нестабильность $\Delta T/T \leq 20\%$ в диапазоне температур $t_{\min} = +20^{\circ}\text{C}$ и $t_{\max} = +60^{\circ}\text{C}$; длительность положительного фронта импульса $t_{\phi}^{(+)} \leq 1$ мкс; сопротивление нагрузки $R_{н} = 6$ кОм.

Определение параметров схемы

1. Напряжение коллекторного питания

$$E_{к} = 1,2U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В.}$$

2. Тип транзистора выбирают из условий

$$U_{к\delta \text{ доп}} \geq 2E_{к} = 24 \text{ В;}$$

$$f_{\alpha} \geq \frac{0,5}{t_{\phi}^{(+)}} = \frac{0,5}{1 \cdot 10^{-6}} = 500 \text{ кГц;}$$

$$f_{\alpha} \geq \frac{1}{0,15T} = \frac{1}{0,15 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = 66 \text{ кГц.}$$

Этим условиям удовлетворяют многие транзисторы. Выберем германиевый транзистор МП40А с параметрами $U_{к\delta \text{ доп}} = 30$ В;

$$f_{\alpha} = 1 \text{ мГц; } \beta = 20 \div 40; \quad C_{к} = 60 \text{ пФ; } I_{к \text{ доп}} = 150 \text{ мА;}$$

$$I_{к0 \min} = 15 \text{ мкА (при } t_{\min} = 20^{\circ}\text{C);}$$

$$I_{к0 \max} = 250 \text{ мкА (при } t_{\max} = 60^{\circ}\text{C).}$$

Выбирают простейшую схему мультивибратора (см. рис. 2.1, а).

3. Величина сопротивления R_k должна удовлетворять следующим неравенствам:

$$R_k \geq \frac{E_k}{I_{k \text{ доп}}} = \frac{12}{150 \cdot 10^{-3}} = 80 \text{ Ом};$$

$$R_k \leq \frac{0,05U_m}{I_{k0 \text{ max}}} = \frac{0,05 \cdot 10}{250 \cdot 10^{-6}} = 2 \text{ кОм};$$

$$R_k \leq 0,2R_H = 0,2 \cdot 6 \cdot 10^3 = 1,2 \text{ кОм}.$$

Так как уменьшение R_k увеличивает мощность, потребляемую схемой, принимаем $R_k = 1,2 \text{ кОм}$.

4. Величина базового сопротивления R_6 при $\beta_{\min} = 20$ и $s = 2$

$$R_6 \leq \frac{\beta_{\min}}{s} R_k = \frac{20}{2} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 12 \text{ кОм}.$$

Принимаем $R_6 = 12 \text{ кОм}$.

5. Вреязадающая емкость C

$$C = \frac{T}{1,4R_6} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1,4 \cdot 12 \cdot 10^3} = 6000 \text{ пФ}.$$

Принимаем $C = 6200 \text{ пФ}$.

6. Температурная нестабильность $\Delta T/T$:

$$v' = \frac{I_{k0 \text{ min}} R_6}{E_k} = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^3}{12} = 0,015;$$

$$v'' = \frac{I_{k0 \text{ max}} R_6}{E_k} = \frac{250 \cdot 10^{-6} \cdot 12 \cdot 10^3}{12} = 0,25;$$

$$\frac{T + \Delta T}{T} = \frac{\ln \frac{2 + v'}{1 + v'}}{\ln \frac{2 + v''}{1 + v''}} = \frac{\ln \frac{2 + 0,015}{1 + 0,015}}{\ln \frac{2 + 0,25}{1 + 0,25}} = 1,18;$$

$$\Delta T/T = 0,18 = 18\%.$$

7. Длительность положительного фронта импульса

$$t_{\Phi 1,2}^{(+)} \approx \frac{0,5}{1 \cdot 10^6} = 0,5 \text{ мкс}.$$

8. Длительность отрицательного фронта импульса

$$t_{\Phi 1,2}^{(-)} = 2,3CR_k = 2,3 \cdot 6200 \cdot 10^{-12} \cdot 1,2 \cdot 10^3 = 17,1 \text{ мкс}.$$

§ 2.4. ЖДУЩИЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ

Схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями и временные диаграммы, поясняющие принцип действия схемы, приведены на рис. 2.7.

Схема представляет двухкаскадный усилитель с емкостной связью, выход которого через делитель R_1, R_2 соединен с базой первого транзистора T_1 , что обеспечивает положительную обрат-

ную связь. Конденсатор C_1 выполняет роль ускоряющей емкости. Длительность выходного импульса регулируется при помощи потенциометра $R_{к1}$.

В состоянии устойчивого равновесия транзистор T_2 открыт и насыщен при условии

$$R \leq \beta R_{к2}. \quad (2.24)$$

Поэтому $u_{к2} = U_{кн2} \approx 0$; $I_{к2} = E_{к}/R_{к2}$; $I_{б2} \approx E_{к}/R$.

Транзистор T_1 закрыт во всем диапазоне изменения температур при выполнении неравенства

$$u_{б1} = \frac{E_6}{R_1 + R_2} R_1 - I_{к0 \max} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq 0.$$

Откуда

$$R_2 \leq E_6 / I_{к0 \max}. \quad (2.25)$$

Величина источника базового смещения

$$E_6 = (0,1 \div 0,2) E_{к}. \quad (2.26)$$

Напряжение на коллекторе транзистора T_1 :

$$u_{к1} = E_{к} - I_{к0} R_{к1}.$$

Под действием запускающего импульса (положительной полярности на коллектор транзистора T_1 или отрицательной на его базу) схема переходит в квазиустойчивое состояние равновесия, при котором транзистор T_1 открыт и насыщен, а транзистор T_2 закрыт.

Длительность закрытого состояния транзистора T_2 определяется временем перезаряда емкости C (от значения $u_C = E_{к}$ до $u_C = 0$) и равна длительности импульса $t_{и}$, генерируемого схемой (рис. 2.7, б)

$$t_{и} = RC \ln \frac{E_{к} + I_{к0} R + a E_{к}}{E_{к} + I_{к0} R}, \quad (2.27)$$

где

$$a = \frac{R'_{к1}}{R_{к1}}.$$

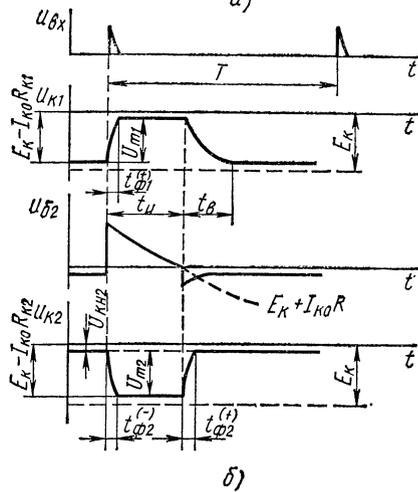
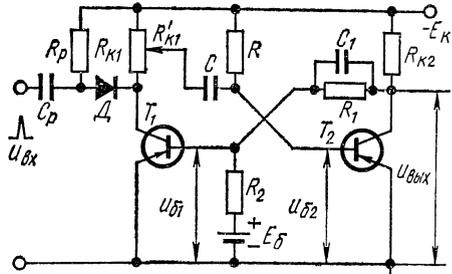


Рис. 2.7. Схема ждущего мультивибратора с коллекторно-базовыми связями (а) и временные диаграммы (б)

Если движок потенциометра находится в нижнем положении ($a=1$), то выражение (2.27) примет вид

$$t_{и} = RC \ln \frac{2+v}{1+v}.$$

При $E_{к} \gg I_{к0} \max R$

$$t_{и} \approx RC \ln 2 = 0,7RC. \quad (2.28)$$

Если

$$R'_{к1} \neq R_{к}, \text{ то } t_{и} = RC \ln(1+a).$$

Для обеспечения насыщения транзистора T_1 во всем диапазоне изменения температур необходимо выполнить условие

$$\beta_{\min} I_{б1} \geq I_{кн1}, \quad (2.29)$$

где

$$I_{б1} \approx \frac{E_{к}}{R_{к2} + R_1} - \frac{E_{б}}{R_2},$$

$$I_{кн1} = E_{к}/R_{к1}.$$

Подставляя в неравенство (2.29) значения $I_{б1}$ и $I_{кн1}$, получим

$$\beta_{\min} \left(\frac{E_{к}}{R_1 + R_{к2}} - \frac{E_{б}}{R_2} \right) \geq \frac{E_{к}}{R_{к1}}.$$

Обычно выбирают $R_{к1} = R_{к2} = R_{к}$ и тогда, решая последнее неравенство относительно R_1 , получим

$$R_1 \leq R_{к} \left[\frac{\beta_{\min}}{1 + \frac{E_{б}}{E_{к}} \frac{\beta_{\min} R_{к}}{R_2}} \right]. \quad (2.30)$$

Амплитуды выходных импульсов транзисторов T_1 и T_2 :

$$U_{m1} = (E_{к} - I_{к0} R_{к1}) \approx E_{к},$$

$$U_{m2} = (E_{к} - I_{к0} R_{к2}) \frac{R_1}{R_1 + R_{к2}} \approx E_{к} \frac{R_1}{R_1 + R_{к2}}. \quad (2.31)$$

Выходные импульсы предпочтительнее снимать с коллектора транзистора T_2 , где форма импульса значительно лучше (рис. 2.7, б).

Время восстановления схемы после второго опрокидывания определяют временем заряда конденсатора C

$$t_{в} \approx 4,6R'_{к1}C.$$

Максимальная величина $t_{в}$ соответствует нижнему положению движка потенциометра ($R'_{к1} = R_{к1}$)

$$t_{в \max} \approx 4,6R_{к1}C. \quad (2.32)$$

Восстановление схемы должно закончиться до прихода следующего запускающего импульса, поэтому

$$t_{в \max} \leq T - t_{и}, \quad (2.33)$$

где T — период повторения запускающих импульсов.

Для уменьшения времени восстановления схемы применяются такие же методы, как и для автоколебательного мультивибратора.

Длительности положительных фронтов импульсов коллекторного напряжения определяют приближенно [18, 39]

$$t_{\Phi 1,2}^{(+)} \approx (2 \div 3) \tau_{\alpha} = \frac{0,3 \div 0,5}{f_{\alpha}}. \quad (2.34)$$

Длительность отрицательного фронта импульса коллекторного напряжения транзистора T_2

$$t_{\Phi 2}^{(-)} \approx 3C_1 \frac{R_{K2}R_1}{R_{K2} + R_1}. \quad (2.35)$$

Величину емкости C_1 выбирают так, чтобы фронт $t_{\Phi 2}^{(-)}$ не превышал заданной величины и одновременно выполнялось условие [13]

$$C_1 \approx 3 \frac{\tau_{\alpha}}{R_{K2}} = \frac{0,5}{f_{\alpha}R_{K2}}. \quad (2.36)$$

Минимальная длительность импульса ждущего мультивибратора составляет [18]

$$t_{и \min} \approx (30 \div 50) \tau_{\alpha} = \frac{5 \div 8}{f_{\alpha}}. \quad (2.37)$$

Пример. Исходные данные: амплитуда выходного импульса $U_m \geq 10$ В, отрицательной полярности; период следования входных импульсов $T = 200$ мкс; длительность выходного импульса переменная $t_{и \min} = 20$ мкс; $t_{и \max} = 60$ мкс; допустимая температурная нестабильность $\frac{\Delta t_{и \max}}{t_{и \max}} \leq 15\%$ в диапазоне температур $t_{\min} = 20^{\circ} \text{C}$, $t_{\max} = 60^{\circ} \text{C}$; длительность положительного фронта импульса $t_{\Phi}^{(+)} \leq 1$ мкс; сопротивление нагрузки $R_n = 5$ кОм.

Определение параметров схемы

1. Коллекторное напряжение

$$E_k = 1,2U_m = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В.}$$

2. Тип транзистора определяют в соответствии с (2.34) и (2.37):

$$U_{кб \text{ доп}} \geq 2E_k = 2 \cdot 12 = 24 \text{ В;}$$

$$f_{\alpha} \geq \frac{0,5}{t_{\Phi}^{(+)}} = \frac{0,5}{1 \cdot 10^{-6}} = 0,5 \text{ МГц;}$$

$$f_{\alpha} \geq \frac{8}{t_{и \min}} = \frac{8}{20 \cdot 10^{-6}} = 0,4 \text{ МГц.}$$

Выбираем бездрейфовый германиевый транзистор МП21В с параметрами: $U_{кб \text{ доп}} = 40$ В; $f_{\alpha} = 1,5$ МГц; $\beta = 20 \div 100$; $C_k = 30$ пФ;

$$I_{к \text{ доп}} = 50 \text{ мА; } I_{к0 \text{ min}} = 50 \text{ мкА (при } t_{\min} = 20^{\circ} \text{C);}$$

$$I_{к0 \text{ max}} = 300 \text{ мкА (при } t_{\max} = 60^{\circ} \text{C).}$$

3. Величина коллекторного сопротивления должна удовлетворять условиям (2.9), (2.21) и (2.22):

$$R_k \geq \frac{E_k}{I_{k \text{ доп}}} = \frac{12}{50 \cdot 10^{-3}} = 240 \text{ Ом};$$

$$R_k \leq \frac{0,05U_m}{I_{k0 \text{ max}}} = \frac{0,05 \cdot 10}{300 \cdot 10^{-6}} = 1,7 \text{ кОм};$$

$$R_k \leq 0,2R_H = 0,2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 1 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_{k1} = R_{k2} = 1 \text{ кОм}$.

4. Величину базового сопротивления R при $\beta_{\min} = 20$ и $s = 2$ определяем по (2.2)

$$R = \frac{\beta_{\min}}{s} R_{k2} = \frac{20}{2} \cdot 1 \cdot 10^3 = 10 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R = 10 \text{ кОм}$.

5. Вреязадающая емкость C для максимальной длительности импульса в соответствии с (2.28)

$$C = \frac{t_{н \text{ max}}}{0,7R} = \frac{60 \cdot 10^{-6}}{0,7 \cdot 10 \cdot 10^3} = 8600 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C = 9000 \text{ пФ}$.

6. Напряжение источника базового смещения E_6 по (2.26)

$$E_6 = 0,15E_k = 0,15 \cdot 12 = 1,8 \text{ В}.$$

Выбираем $E_6 = 2 \text{ В}$.

7. Величина сопротивления R_2 в соответствии с (2.25)

$$R_2 \leq \frac{E_6}{I_{k0 \text{ max}}} = \frac{2}{300 \cdot 10^{-6}} = 6,6 \text{ кОм}.$$

Берем $R_2 = 5,6 \text{ кОм}$.

8. Сопротивление R_1 в соответствии с (2.30)

$$R_1 \leq R_k \left[\frac{\beta_1 \min}{1 + \frac{E_6}{E_k} \frac{\beta_1 \min R_k}{R_2}} - 1 \right] = 1 \cdot 10^3 \left[\frac{20}{1 + \frac{2 \cdot 20 \cdot 1 \cdot 10^3}{12 \cdot 5,6 \cdot 10^3}} - 1 \right] = 11,6 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_1 = 10 \text{ кОм}$.

9. Время восстановления t_b по формулам (2.32), (2.33)

$$t_b \approx 4,6CR_k = 4,6 \cdot 9 \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 10^3 = 41_{\text{мкс}} < T - t_{н \text{ max}}.$$

10. Емкость C_1 согласно (2.36)

$$C_1 \approx \frac{0,5}{f_a R_{k2}} = \frac{0,5}{1,5 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3} = 330 \text{ пФ}.$$

11. Длительность отрицательного фронта импульса коллекторного напряжения транзистора T_2 определяем по (2.35)

$$t_{\Phi 2} \approx 3C_1 \frac{R_{k2} R_1}{R_{k2} + R_1} = \frac{3 \cdot 330 \cdot 10^{-12} \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 1 \text{ мкс}.$$

12. Длительности положительных фронтов импульсов коллекторного напряжения определяют в соответствии с (2.34)

$$t_{\Phi 1,2}^{(+)} = \frac{0,5}{f_a} = \frac{0,5}{1,5 \cdot 10^6} = 0,33 \text{ мкс.}$$

13. Амплитуда выходного импульса U_{m2} определяется в соответствии с (2.31)

$$U_{m2} = \frac{E_k R_1}{R_1 + R_{k2}} = \frac{12 \cdot 10 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3} = 11 \text{ В.}$$

14. Температурная нестабильность схемы определяется в соответствии с (2.23)

$$v' = \frac{I_{k0 \min} R}{E_k} = \frac{50 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{12} = 0,04;$$

$$v'' = \frac{I_{k0 \max} R}{E_k} = \frac{300 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{12} = 0,25;$$

$$\frac{t_{и \max} + \Delta t_{и \max}}{t_{и \max}} = \frac{\ln \frac{2+v'}{1+v'}}{\ln \frac{2+v''}{1+v''}} = \frac{\ln \frac{2+0,04}{1+0,04}}{\ln \frac{2+0,25}{1+0,25}} = 1,13;$$

$$\frac{\Delta t_{и \max}}{t_{и \max}} = 13\%.$$

§ 2.5. ЖДУЩИЙ МУЛЬТИВИБРАТОР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Мультивибратор с эмиттерной связью чаще применяется как ждущий генератор импульсов прямоугольной формы с переменной длительностью (рис. 2.8, а).

Плавное изменение длительности импульсов осуществляется с помощью потенциометра R_{k1} . Запуск схемы производится импульсами положительной полярности, поступающими на коллектор транзистора T_1 . Принцип работы схемы иллюстрируется временными диаграммами напряжений (рис. 2.8, б).

В исходном состоянии транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт и находится в режиме насыщения, что достигается выбором сопротивлений R_1 , R_2 и R_3 . Конденсатор C заряжен до напряжения $u_{C \max}$

$$u_{C \max} = E_k - R_3 I_{э2} \approx E_k - R_3 I_{к2} = E_k \frac{R_{k2}}{R_{k2} + R_3}.$$

При поступлении запускающего импульса в момент времени $t = t_0$ происходит опрокидывание схемы, в результате которого T_2 закрывается, а T_1 открывается и переводится в режим насыщения. При этом напряжение на базе T_2 изменится скачком от значения $u_{б2н}$ до величины $u_{б2}(t_0)$

$$u_{б2}(t_0) = E_k \frac{R_{k2}}{R_{k2} + R_3} - \left(1 - \frac{R'_{k1}}{R_{k1}}\right) \cdot R_{k1} \frac{E_k}{R_3 + R_{k1}}.$$

В наступившем квазиустойчивом состоянии равновесия происходит разряд конденсатора C частью коллекторного тока транзистора T_1 , протекающего через сопротивление R , источник напряжения E_k и сопротивление R_3 . При этом напряжение на базе $u_{б2}$ уменьшается по экспоненциальному закону соответственно с разрядом конденсатора C . При снижении потенциала базы до нулевого значения T_1 закрывается, а T_2 открывается и начинается

стадия восстановления схемы. В этой стадии конденсатор C заряжается от источника напряжения E_k через сопротивление R_3 , $R_{к1}$ и промежуток база-эмиттер транзистора T_2 . После окончания заряда конденсатора в схеме восстанавливается начальное устойчивое состояние равновесия и мультивибратор готов к очередному запуску.

При выборе параметров схемы необходимо обеспечить правильный режим работы мультивибратора как в исходном, так и в квазиустойчивом состояниях во всем диапазоне изменения температур.

Условие насыщения транзистора T_2 в исходном состоянии

$$R \leq \frac{\beta_{2 \min} R_{к2}}{s}. \quad (2.38)$$

Условие запираания транзистора T_1 в исходном состоянии

$$E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{к01 \max} \leq E_k \frac{R_3}{R_{к2} + R_3}. \quad (2.39)$$

Условие насыщения транзистора T_1 в состоянии квазиустойчивого равновесия

$$\frac{E_k \frac{R_2}{R_1 + R_2} - E_k \frac{R_3}{R_{к1} + R_3}}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \geq \frac{E_k}{(R_{к1} + R_3) \beta_{1 \min}}. \quad (2.40)$$

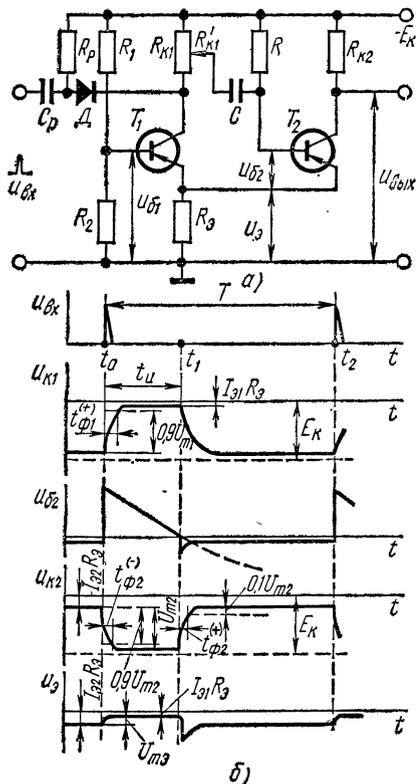


Рис. 2.8. Схема ждущего мультивибратора с эмиттерной связью (а) и временные диаграммы (б)

Решая совместно неравенства (2.39) и (2.40) при минимальном значении β_{\min} , получим

$$R_1 \geq \frac{\beta_{1\min}(R_{K1} - R_{K2})}{1 + (R_{K2} + R_3) \frac{\beta_{1\min} I_{K01\max}}{E_K}}, \quad (2.41)$$

$$R_2 \geq \frac{\beta_{1\min} R_1 R_3}{\beta_{1\min} R_{K1} - R_1}. \quad (2.42)$$

Амплитуда импульса на коллекторе выходного транзистора T_2

$$U_{m2} = E_K \frac{R_{K2}}{R_{K2} + R_3}. \quad (2.43)$$

Амплитуда импульса на эмиттерном сопротивлении

$$U_{m3} \approx (I_{K2} - I_{K1}) R_3. \quad (2.44)$$

Для надежного управления транзистором T_1 перепад напряжения на эмиттере U_{m3} рекомендуется выбирать не менее $(1,5 \div 2,5)$ В. Для создания такого перепада эмиттерный ток транзистора T_2 должен быть в несколько раз больше эмиттерного тока транзистора T_1 . Поэтому коллекторное сопротивление R_{K1} выбирают из соотношения

$$R_{K1} = (2 \div 3) R_{K2}. \quad (2.45)$$

Длительность импульса, генерируемого мультивибратором,

$$t_{и} = RC \ln \frac{\frac{aR_{K1}}{R_{K1} + R_3} + \frac{R_{K2}}{R_{K2} + R_3} + v}{\frac{R_{K1}}{R_{K1} + R_3} + v},$$

где

$$a = \frac{R'_{K1}}{R_{K1}}, \quad v = \frac{I_{K02} R}{E_K}.$$

При $a = 1$ длительность импульса максимальна и равна

$$t_{и\max} = RC \ln \frac{\frac{R_{K1}}{R_{K1} + R_3} + \frac{R_{K2}}{R_{K2} + R_3} + v}{\frac{R_{K1}}{R_{K1} + R_3} + v}.$$

Если $E_K \gg I_{K02\max} R_2$, то выражения упрощаются:

$$t_{и} = RC \ln \left[a + \frac{R_{K2}(R_{K1} + R_3)}{R_{K1}(R_{K2} + R_3)} \right], \quad (2.46)$$

$$t_{и\max} = RC \ln \left[1 + \frac{R_{K2}(R_{K1} + R_3)}{R_{K1}(R_{K2} + R_3)} \right]. \quad (2.47)$$

При выполнении неравенств $R_{K1} \gg R_3$ и $R_{K2} \gg R_3$ выражения (2.46) и (2.47) приводятся к виду

$$t_{и} = RC \ln(a + 1), \quad (2.48)$$

$$t_{и\max} = RC \ln 2 \approx 0,7RC. \quad (2.49)$$

Минимально достижимая длительность импульса [18]

$$t_{\text{и min}} \approx (20 \div 40) \tau_{\alpha} = \frac{3 \div 6}{f_{\alpha}}. \quad (2.50)$$

Время восстановления схемы определяется временем заряда конденсатора C :

$$t_{\text{в}} = 4,6C (R_{\text{к1}} + R_{\text{э}}) \leq T - t_{\text{и max}}, \quad (2.51)$$

где T — период запускающих импульсов.

Длительности фронтов импульсов коллекторного напряжения

$$t_{\phi 2}^{-} = t_{\phi 1, 2}^{+} \approx (2 \div 3) \tau_{\alpha} = \frac{0,3 \div 0,5}{f_{\alpha}}. \quad (2.52)$$

Существенным недостатком мультивибратора с эмиттерной связью является большое время восстановления схемы. Для сокращения этого времени нужно применять схемы с ЭП или с фиксацией коллекторных потенциалов.

Пример. Исходные данные: амплитуда выходного импульса отрицательной полярности $U_{m2} \geq 8$ В; период следования запускающих импульсов $T = 1000$ мкс; длительность выходного импульса переменная $t_{\text{и min}} = 100$ мкс, $t_{\text{и max}} = 250$ мкс; допустимая нестабильность длительности импульса $\Delta t_{\text{и max}}/t_{\text{и max}} \leq 10\%$ в диапазоне температур $t_{\text{min}} = 20^{\circ}\text{C}$, $t_{\text{max}} = 40^{\circ}\text{C}$; длительность фронтов импульса коллекторного напряжения $t_{\phi} \leq 1$ мкс; сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 10$ кОм.

Определяем параметры схемы.

1. Коллекторное напряжение

$$E_{\text{к}} = (1,2 \div 1,4) U_{m2}$$

Выбираем $E_{\text{к}} = 12$ В.

2. Тип транзистора находим в соответствии с (2.50) и (2.52):

$$\begin{aligned} U_{\text{кб доп}} &\geq 2E_{\text{к}} = 2 \cdot 12 = 24 \text{ В}; \\ f_{\alpha} &\geq \frac{6}{t_{\text{и min}}} = \frac{6}{100 \cdot 10^{-6}} = 0,06 \text{ МГц}; \\ f_{\alpha} &\geq \frac{0,5}{t_{\phi}} = \frac{0,5}{1 \cdot 10^{-6}} = 0,5 \text{ МГц}. \end{aligned}$$

Выбираем бездрейфовый германиевый транзистор МП40А с параметрами: $U_{\text{кб доп}} = 30$ В; $f_{\alpha} = 1$ МГц; $\beta = 20 \div 40$; $I_{\text{к доп}} = 20$ мА;

$$\begin{aligned} I_{\text{к0 min}} &= 15 \text{ мкА (при } t_{\text{и min}} = 20^{\circ}\text{C)}; I_{\text{к0 max}} = 60 \text{ мкА} \\ &\text{(при } t_{\text{и max}} = 40^{\circ}\text{C)}. \end{aligned}$$

3. Величина сопротивления $R_{\text{к2}}$ в соответствии с (2.9) и (2.22):

$$\begin{aligned} R_{\text{к2}} &\geq \frac{E_{\text{к}}}{I_{\text{к доп}}} = \frac{12}{20 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ Ом}; \\ R_{\text{к2}} &\leq 0,1R_{\text{н}} = 0,1 \cdot 10 = 1 \text{ кОм}. \end{aligned}$$

Выбираем $R_{\text{к2}} = 820$ Ом.

При этом для обеспечения амплитуды выходного импульса коллекторный ток

$$I_{к2} = U_m / R_{к2} = 8 / 820 = 9,8 \text{ мА.}$$

4. Величину сопротивления R_9 определяют по (2.44)

$$R_9 = \frac{E_k}{I_{к2}} - R_{к2} = \frac{12}{9,8 \cdot 10^{-3}} - 820 = 400 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_9 = 390 \text{ Ом.}$

5. Сопротивление $R_{к1}$ в соответствии с (2.45)

$$R_{к1} = (2 \div 3) R_{к2} = (2 \div 3) 820 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R_{к1} = 2 \text{ кОм.}$

6. Вреязадающее сопротивление R по (2.38) при $s = 1,5$

$$R \leq \frac{\beta_{\min} R_{к2}}{s} = \frac{20 \cdot 820}{1,5} = 10,9 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R = 10 \text{ кОм.}$

7. Вреязадающую емкость C определяют для $t_{и\max}$ ($a = 1$) из уравнения (2.47), так как $E_k \gg I_{к0\max} R$:

$$C = \frac{t_{и\max}}{R \ln \left[1 + \frac{R_{к2} (R_{к1} + R_9)}{R_{к1} (R_{к2} + R_9)} \right]} = \frac{250 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^3 \ln \left[1 + \frac{0,82 (2 + 0,39)}{2 \cdot (0,82 + 0,39)} \right]} = 0,041 \text{ мкФ.}$$

Выбираем $C = 0,043 \text{ мкФ.}$

8. Сопротивления делителя R_1 и R_2 определяем по формулам (2.41) и (2.42):

$$R_1 = \frac{\beta_{\min} (R_{к1} - R_{к2})}{1 + (R_{к2} + R_9) \frac{\beta_{\min} I_{к0\max}}{E_k}} = \frac{20 \cdot (2 - 0,82) \cdot 10^3}{1 + \frac{(0,82 + 0,39) \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 60 \cdot 10^{-6}}{12}} = 21 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R_1 = 20 \text{ кОм.}$

$$R_2 \geq \frac{\beta_{\min} R_1 R_9}{\beta_{\min} R_{к1} - R_1} = \frac{20 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,39 \cdot 10^3}{20 \cdot 2 \cdot 10^3 - 20 \cdot 10^3} = 6,8 \text{ кОм.}$$

9. Время восстановления t_v определяют по (2.51)

$$t_v = 4,6C (R_{к1} + R_9) = 4,6 \cdot 0,043 \cdot 10^{-6} (2 + 0,39) \cdot 10^3 = 470 \text{ мкс,}$$

$$T - t_{и\max} = (1000 - 250) \cdot 10^{-6} = 750 \text{ мкс} > t_v.$$

10. Температурная нестабильность длительности импульсов $\Delta t_{\text{н max}}/t_{\text{н max}}$ определяется из (2.23):

$$v' = \frac{I_{\text{к0 min}} R}{E_{\text{к}}} = \frac{15 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{12} = 12,5 \cdot 10^{-3};$$

$$v'' = \frac{I_{\text{к0 max}} R}{E_{\text{к}}} = \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{12} = 50 \cdot 10^{-3};$$

$$\frac{t_{\text{н max}} + \Delta t_{\text{н max}}}{t_{\text{н max}}} = \frac{\ln \frac{2+v'}{1+v'}}{\ln \frac{2+v''}{1+v''}} = \frac{\ln \frac{2+0,012}{1+0,012}}{\ln \frac{2+0,05}{1+0,05}} = 1,04;$$

$$\frac{\Delta t_{\text{н max}}}{t_{\text{н max}}} = 0,04 = 4\%.$$

11. Длительность фронтов импульсов коллекторного напряжения определяется по (2.52)

$$t_{\Phi 2}^- = t_{\Phi 1,2}^+ = \frac{0,5}{f_{\alpha}} = \frac{0,5}{1 \cdot 10^6} = 0,5 \text{ мкс.}$$

12. Уточнение величины запирающего напряжения транзистора T_1

$$U_{\text{бз1}} = E_{\text{к}} \frac{R_3}{R_3 + R_{\text{к2}}} - E_{\text{к}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{\text{к0 max}} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} =$$

$$= \frac{12 \cdot 0,39}{0,39 + 0,82} - \frac{12 \cdot 6,8}{6,8 + 20} - \frac{60 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 6,8 \cdot 10^3}{20 + 6,8} = 0,52 \text{ В.}$$

13. Уточнение величины амплитуд выходных импульсов

$$U_{m2} = E_{\text{к}} \frac{R_{\text{к2}}}{R_{\text{к2}} + R_3} = \frac{12 \cdot 0,82}{0,82 + 0,39} = 8,2 \text{ В,}$$

$$U_{m3} = \left(\frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к2}} + R_3} - \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к1}} + R_3} \right) R_3 =$$

$$= \left(\frac{1}{0,82 + 0,39} - \frac{1}{2 + 0,39} \right) \cdot 12 \cdot 0,39 = 1,92 \text{ В.}$$

§ 2.6. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР В АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ

Блокинг-генераторы (БГ) широко применяются в качестве мощных источников коротких импульсов, повторяющихся с относительно большой скважностью. Импульсы, генерируемые блокинг-генератором, по форме близки к прямоугольным с амплитудой, почти равной напряжению источника коллекторного питания $E_{\text{к}}$. При наличии третьей повышающей обмотки трансформатора амплитуда импульсов может превышать напряжение питания в несколько раз. Длительность импульсов может быть от десятых долей микросекунды до сотен микросекунд, при скважности от единиц до нескольких сотен.

На рис. 2.9, *а* и *б* даны типовая схема БГ в автоколебательном режиме и осциллограммы токов и напряжений, иллюстрирующие принцип работы схемы.

Токи и напряжения в схеме БГ связаны между собой коэффициентами трансформации

$$n_6 = \frac{\omega_6}{\omega_k}, \quad n_n = \frac{\omega_n}{\omega_k},$$

где ω_k , ω_n , ω_6 — число витков коллекторной, нагрузочной и базовой обмоток.

Процесс формирования импульса можно разделить на четыре стадии: формирование положительного фронта импульса, его вершины, отрицательного фронта импульса и восстановление исходного состояния схемы. При этом анализ работы каждой стадии можно произвести на основании представления транзистора линейным элементом с параметрами, усредненными в пределах рассматриваемой области. Это делает схему доступной для инженерных расчетов.

Фронты импульсов коллекторного напряжения. Формирование положительного фронта импульса происходит в активной области работы транзистора. В момент открывания транзистора появляется коллекторный ток, наводящий во вторичной обмотке э. д. с. отрицательной полярности, способствующую лавинообразному нарастанию токов и напряжений в схеме. Этот процесс заканчивается переходом транзистора в режим насыщения, когда последний теряет свои усиительные свойства и положительная обратная связь обрывается.

В этой стадии коллекторное напряжение изменяется от величины $u_k = -E_k$ до значения $u_k = -U_{кн} \approx 0$; напряжения на обмотках трансформатора в конце стадии принимают значения: $u_1 = |U_1| = E_k - U_{кн} \approx E_k$, $u_2 = |U_2| = n_6 E_k$, $u_n = |U_n| = n_n E_k$. Коллекторный ток в конце формирования фронта достигает

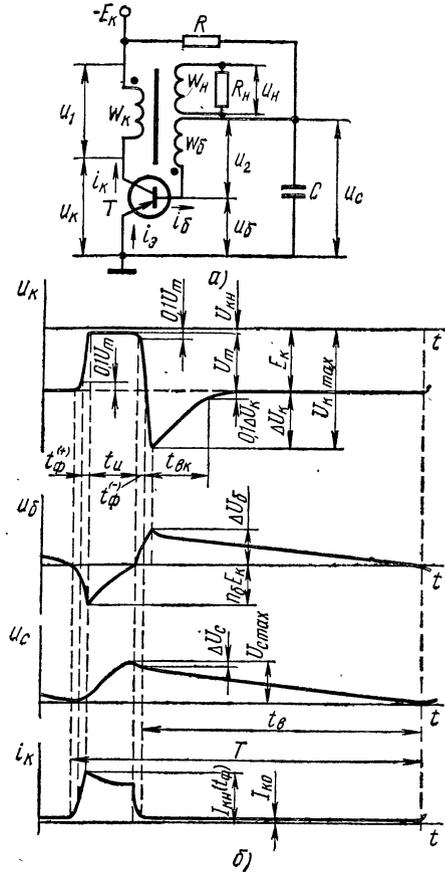


Рис. 2.9. Схема блокинг-генератора в автоколебательном режиме (а) и временные диаграммы напряжений (б)

насыщения

$$i_k = I_{кн}(t_\Phi) = E_k \left(\frac{1}{R'_H} + \frac{1}{r'_{вх}} \right), \quad (2.53)$$

где $R'_H = \dot{R}_H/n_\beta^2$ — сопротивление нагрузки, пересчитанное к коллекторной цепи; $r'_{вх} = \frac{r_{вх}}{n_\beta^2}$ — входное сопротивление транзистора, пересчитанное к коллекторной цепи.

Длительность положительного фронта импульса на уровне от 0,1 до 1 амплитуды коллекторного напряжения

$$t_\Phi^{(+)} = 2,3n_\beta \left[\frac{\tau_\beta}{\beta} \left(1 + \frac{r'_{вх}}{R'_H} \right) + \bar{C}_к r'_{вх} \right], \quad (2.54)$$

где τ_β — время жизни неосновных носителей в ненасыщенной базе; β — коэффициент усиления тока базы; $\bar{C}_к$ — усредненная емкость коллекторного перехода.

При выводе (2.54) предполагалось, что индуктивность коллекторной обмотки трансформатора L и времязадающая емкость C достаточно велики и не оказывают заметного влияния на формирование фронта импульса. Для этого необходимо, чтобы в реальной схеме параметры L и C удовлетворяли следующим неравенствам [3, 18]:

$$L \geq (3 \div 4) r_{вх} \frac{\tau_\beta}{\beta n_\beta}, \quad (2.55)$$

$$C \geq \frac{\tau_\beta}{\beta n_\beta R'_H} + \frac{\bar{C}_к}{n_\beta}. \quad (2.56)$$

Практически можно руководствоваться следующими рекомендациями: для транзисторов: бездрейфовых $L \geq 50$ мкГ, $C \geq 3000$ пФ; для дрейфовых $L \geq 10$ мкГ, $C \geq 500$ пФ.

Если эти неравенства не соблюдать, то длительность фронта будет больше, чем следует из (2.54).

Длительность фронта будет минимальной при некотором оптимальном коэффициенте трансформации

$$n_{\beta \text{ опт}} = \sqrt{\frac{r_{вх}}{R'_H} + \frac{r_{вх} \bar{C}_к}{\tau_\beta \beta}}. \quad (2.57)$$

Использование трансформатора с оптимальным значением $n_{\beta \text{ опт}}$ позволяет сократить длительность фронта на 30 ÷ 50 %, однако при выборе коэффициента трансформации следует учитывать условие

$$I_{кн}(t_\Phi) \leq I_{к \text{ доп}}. \quad (2.58)$$

При невыполнении условия (2.58) необходимо уменьшить коэффициент трансформации или включить в коллекторную цепь последовательно с обмоткой низкоомное сопротивление $R_к$ (см. рис. 2.14), величину которого выбирают порядка (50 ÷ 200) Ом.

Для дальнейшего сокращения длительности фронтов необходимо улучшать конструктивные параметры импульсного трансформатора

и главным образом, уменьшать суммарную индуктивность рассеяния его обмоток L_s . Коэффициент рассеяния $\sigma_s = L_s/L$ не должен превышать $5 \div 10\%$.

Отрицательный фронт импульса $t_{\Phi}^{(-)}$ при изменении коллекторного напряжения от значения $u_k = 0,1U_m$ до $u_k = -E_k$ формируется примерно в тех же условиях, что и положительный, поэтому принимают:

$$t_{\Phi}^{(-)} \approx t_{\Phi}^{(+)}$$

Вершина импульса. При формировании вершины импульса транзистор находится в режиме насыщения $u_k = U_{кн} \approx 0$. Напряжения на обмотках $|U_1| \approx E_k$, $|U_2| = n_s E_k$ и $|U_n| = n_n E_k$ практически остаются неизменными. Вершина импульса отличается высокой равномерностью при полном использовании напряжения источника питания E_k .

Промежуток времени, в течение которого транзистор насыщен и коллекторное напряжение равно нулю, называется длительностью вершины импульса t_n .

Коллекторный ток насыщенного транзистора изменяется в соответствии с уравнением

$$i_{кн}(t) = E_k \left(\frac{t}{L} + \frac{1}{R_n} + \frac{1}{r'_{вх}} e^{-t/r_{вх}C} \right).$$

При этом в базе транзистора некоторое время продолжается накопление неосновных носителей, а затем происходит их расщепление в связи с увеличением базового тока $i_b = \frac{E_k}{r_{вх}} e^{-t/r_{вх}C}$ и увеличением тока коллектора за счет возрастания тока намагничивания $i_M = \frac{E_k}{L} t$.

За время формирования вершины импульса величина тока $i_{кн}(t)$ не должна превышать допустимого значения тока $I_{к доп}$, что ограничивает величину индуктивности L [39].

$$L \geq \frac{t_n E_k}{I_{к доп} - I_{кн}(t_{\Phi})}. \quad (2.59)$$

Величина L по формуле (2.59) получена без учета спада базового тока по окончании регенеративного процесса, который может составлять до 80% от своего максимального значения ($I_{б max} = E_k/r_{вх}$) и протекать за время $\tau_c = r_{вх}C$. Поэтому выбор индуктивности L при $\tau_c < t_n$ и требовании высокой температурной стабильности длительности импульса рекомендуется производить из условия:

$$L \geq \frac{t_n E_k}{I_{к доп} - \left[I_{кн}(t_{\Phi}) - 0,8 \frac{E_k}{r'_{вх}} \right]}. \quad (2.60)$$

Исследование процессов, происходящих в БГ при формировании вершины, приводит к уравнению, связывающему длительность

вершины импульса t_n с параметрами схемы и транзистора [18]

$$\frac{t_n}{L} + \frac{1}{R'_n} (1 - e^{-t_n/\tau_n}) = \frac{n_\beta}{r_{вх}} \left(\frac{\beta\tau_C}{\tau_n - \tau_C} + n_\beta \right) (e^{-t_n/\tau_n} - e^{t_n/\tau_C}), \quad (2.61)$$

где τ_n — постоянная времени накопления, характеризующая процессы накопления и рассасывания носителей в базе.

Уравнение (2.61) получено без учета нелинейности входного сопротивления транзистора $r_{вх}$. В схеме БГ входное сопротивление в основном определяется объемным сопротивлением базы r_β , которое изменяется в режиме насыщения в соответствии с изменением концентрации носителей заряда в базе. Это изменяет ток базы, а следовательно, и длительность вершины импульса t_n . При выполнении неравенства $\tau_C < \tau_n$ уменьшение тока базы, обусловленное зарядом емкости C , происходит с большей скоростью, чем его возрастание, вызываемое модуляцией r_β . Однако при формировании длинных импульсов ($\tau_C \gg \tau_n$) их длительность зависит от эффекта модуляции базового сопротивления.

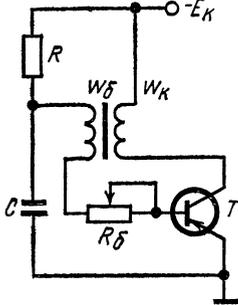


Рис. 2.10. Регулировка длительности импульса

На практике для ослабления влияния нелинейных свойств сопротивления базы на работу БГ последовательно с базой включают резистор R_β , величину которого выбирают равной $(2 \div 3)r_\beta$. В этом случае входное сопротивление БГ $r_{вх} = R_\beta + r_\beta$.

При включении сопротивления R_β увеличение фронта импульса не превышает $20 \div 30\%$, что при больших длительностях импульсов несущественно. При использовании переменного сопротивления R_β можно обеспечить плавную регулировку длительности импульса t_n (рис. 2.10).

На практике решение уравнения (2.61) сводится к вычислению значений L и C , обеспечивающих заданную длительность импульса t_n , при известных параметрах выбранного транзистора ($\tau_n, \beta, r_{вх}$), коэффициенте трансформации n_β и заданной нагрузке R_n .

Для решения этой задачи уравнение преобразуется к виду

$$\left(\frac{1}{\Theta} - \frac{\tau_n n_\beta}{\beta t_n} \right) (e^\Theta - 1) = N, \quad (2.62)$$

где

$$N = \frac{r_{вх}}{\beta n_\beta} \left[\frac{t_n}{L} + \frac{1}{R'_n} (1 - e^{-t_n/\tau_n}) \right] \frac{\tau_n}{t_n} e^{t_n/\tau_n}, \quad (2.63)$$

$$\Theta = \frac{t_n (\tau_C - \tau_n)}{\tau_n \tau_C}. \quad (2.64)$$

При значениях

$$\frac{\tau_C}{\tau_n - \tau_C} \gg \frac{n_\beta}{\beta} \quad (N > 0,4) \quad (2.65)$$

уравнение (2.62) упрощается и приводится к виду

$$\frac{1}{\Theta} (e^{\Theta} - 1) = N. \quad (2.66)$$

Для определения емкости C можно пользоваться графиком рис. 2.11, составленным по таблице значений, приведенной в работе [18].

С помощью графика определяют соответствующую величину Θ , в зависимости от значения N , вычисленного по формуле (2.63), и затем находят величину емкости

$$C = \frac{\tau_n}{\left(1 - \Theta \frac{\tau_n}{t_n}\right) r_{вх}}. \quad (2.67)$$

При значениях $N \leq 0,4$ емкость

$$C = \frac{t_n \left(N - \frac{n_6 \tau_n}{\beta t_n}\right)}{\left(1 + N \frac{t_n}{\tau_n}\right) r_{вх}}. \quad (2.68)$$

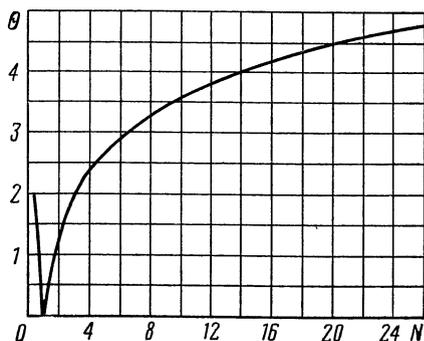


Рис. 2.11. График зависимости величины Θ от N

Индуктивность L выбирают из уравнений (2.55), (2.59), (2.60). Для повышения температурной стабильности длительности импульса t_n необходимо задаваться возможным значением индуктивности L .

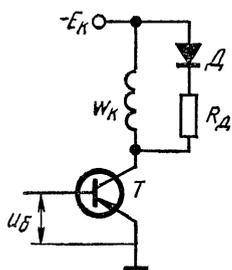


Рис. 2.12. Шунтирование обмотки блокинг-генератора

Стадия восстановления. В процессе восстановления происходит рассеяние энергии, запасенной схемой, при формировании вершины импульса.

В коллекторной цепи после запирающего транзистора образуется выброс напряжения, обусловленный спадом тока намагничивания в обмотках трансформатора. Для уменьшения амплитуды выброса коллекторная обмотка обычно шунтируется цепью, состоящей из демпфирующего диода D и сопротивления R_d (рис. 2.12).

Параметры демпфирующей цепи выбирают таким образом, чтобы в схеме установился аperiodический режим.

Амплитуда выброса ΔU_k оценивается приближенно по формулам:

$$\Delta U_k = \frac{0,3 E_k t_n}{\sqrt{LC_{эк}}} \quad \text{при } 4 < m < 20, \quad (2.69)$$

$$\Delta U_k = \frac{E_k t_n R_{эк}}{L} \quad \text{при } m \gg 4. \quad (2.70)$$

Здесь

$$m = \frac{L}{R_{\text{ЭК}}^2 C_{\text{ЭК}}},$$

$$R_{\text{ЭК}} = \frac{R'_H (R_D + r_D)}{R'_H + R_D + r_D}, \quad C_{\text{ЭК}} = C_K + n_6^2 C_9 + C'_H,$$

где r_D — сопротивление диода; C_9 — емкость эмиттерного перехода; $C'_H = n_6^2 C_H$ — приведенная к коллекторной обмотке емкость нагрузки.

Время восстановления коллекторного напряжения

$$t_{\text{вк}} \approx (3 \div 4) \frac{L}{R_{\text{ЭК}}}. \quad (2.71)$$

Стремление выбрать сопротивление R_D по возможности минимальным для уменьшения амплитуды выброса приведет к увеличению $t_{\text{вк}}$, величина которого должна удовлетворять условию $t_{\text{вк}} < T$, где T — период колебаний БГ.

Амплитуда выброса на базовой обмотке

$$\Delta U_6 = n_6 \Delta U_K. \quad (2.72)$$

Максимальные напряжения между электродами транзистора соответственно равны $U_{K9 \text{ max}} = E_K + \Delta U_K$;

$$U_{\text{эб max}} = (E_K + \Delta U_K) n_6; \quad U_{\text{кб max}} = (E_K + \Delta U_K) (1 + n_6). \quad (2.73)$$

Эти напряжения не должны превышать допустимых напряжений транзистора.

При использовании дрейфовых транзисторов, пробивные напряжения которых $U_{\text{эб доп}} = (1 \div 3) \text{ В}$, при необходимости в цепь базы транзистора включается защитный диод.

Длительность восстановления схемы $t_{\text{в}}$ определяется временем разряда конденсатора C от напряжения

$$u_C = U_{C \text{ max}} \approx E_K n_6 \quad \text{до} \quad u_C \approx 0, \quad (2.74)$$

$$t_{\text{в}} = RC \ln \left(1 + \frac{U_{C \text{ max}}}{E_K + I_{K0} R} \right) = T - t_{\text{и}}. \quad (2.75)$$

Период колебаний БГ при $t_{\text{и}} \ll T$ определяется

$$T \approx RC \ln \left(1 + \frac{E_K n_6}{E_K + I_{K0} R} \right). \quad (2.76)$$

Температурная нестабильность периода колебаний приближенно оценивается

$$\frac{\Delta T}{T} \approx \frac{I_{K0 \text{ max}} R}{E_K}. \quad (2.77)$$

Следует отметить, что за время формирования отрицательного фронта напряжение на конденсаторе не остается постоянным и равным $U_{C \text{ max}}$, а изменяется на величину $\Delta U_C \approx \frac{I_{\text{кн}} \tau_{\text{в}}}{\beta C}$. При малой величине емкости C это необходимо учитывать в (2.76). Для получения большого периода колебаний емкость C выбирают

несколько десятков тысяч пикофарад, что увеличивает длительность $t_{и}$. В связи с этим скважность, получаемая при генерировании БГ импульсов, включенном по схеме с общим эмиттером, ограничена.

Для повышения скважности и уменьшения температурной нестабильности автоколебаний рекомендуется применять схему блокинг-генератора с общей базой и эмиттерной емкостью [16].

§ 2.7. ЖДУЩИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Ждущий режим БГ (рис. 2.13) характеризуется одним устойчивым состоянием равновесия, в котором находится схема до прихода запускающего импульса.

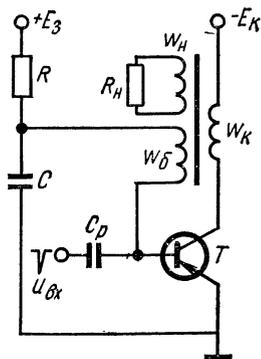


Рис. 2.13. Схема ждущего блокинг-генератора

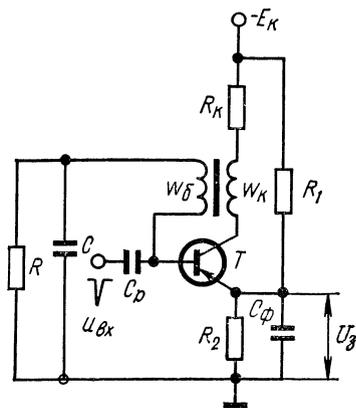


Рис. 2.14. Схема ждущего блокинг-генератора с запирающим напряжением от общего источника

Под действием импульса запуска БГ генерирует одиночный импульс и возвращается в исходное состояние, которому соответствует запертое состояние транзистора. Это состояние осуществляется при создании в цепи базы или эмиттера запирающего напряжения U_3 . В исходном состоянии конденсатор C заряжен до напряжения источника запирающего напряжения $u_C(0) = U_3$. Разрядное сопротивление выбирают таким образом, чтобы к периоду очередного запускающего импульса конденсатор C разрядился от значения $U_{C\max}$ (в конце вершины импульса), до напряжения в исходном состоянии

$$T - t_{и} \geq (4 \div 5) RC, \quad (2.78)$$

где T — период повторения запускающих импульсов.

Запирающее напряжение может создаваться за счет отдельного источника E_3 (рис. 2.13) или от источника коллекторного напряжения E_K при помощи делителя напряжений R_1 и R_2 (рис. 2.14).

Запирающее напряжение источника в схеме рис. 2.13

$$E_3 \approx (1,5 \div 2) I_{к0 \max} R. \quad (2.79)$$

В схеме рис. 2.14 сопротивления R_1 и R_2 определяются совместным решением уравнений

$$T - t_{и} = (4 \div 5) C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}, \quad (2.80)$$

$$U_3 = \frac{E_k}{R_1 + R_2} R_2, \quad (2.81)$$

где $U_3 = (1,5 \div 2) I_{к0 \max} R$.

Конденсатор C_{ϕ} блокирует сопротивление делителя, устраняя отрицательную обратную связь во время генерирования импульса. Величину емкости этого конденсатора рассчитывают из условия требуемого постоянства запирающего напряжения [16]

$$C_{\phi} \geq I_3 t_{и} / 0,1 U_3, \quad (2.82)$$

где $I_3 \approx I_{кн} = \frac{E_k - U_3}{R_k + r'_{вх} \parallel R'_H} \approx \frac{E_k - U_3}{R_k}$.

При малом периоде повторения запускающих импульсов делитель из сопротивлений R_1 и R_2 получается низкоомным и потребляет большую мощность. Поэтому рекомендуется применять схему с дополнительным источником питания E_3 .

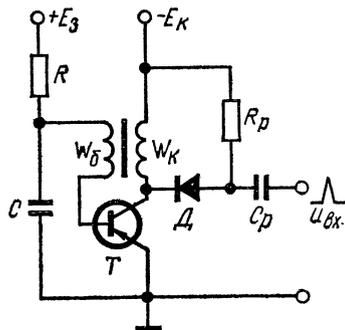


Рис. 2.15. Схема запуска ждущего блокинг-генератора

Запуск схемы БГ осуществляют подачей в цепь базы транзистора запускающего импульса отрицательной полярности.

В конструктивном отношении наиболее простой является схема непосредственного запуска на базу (см. рис. 2.13). При этом переходная емкость C_p существенно влияет на длительность фронтов генерируемых импульсов. Если генератор запускающих импульсов низкоомный, то емкость C_p будет подключена параллельно участку база-эмиттер транзистора через малое внутреннее сопротивление источника импульсов. При высокоомном источнике требуется большая амплитуда запускающих импульсов. Для избежания этого запускающие импульсы можно подавать на базу транзистора БГ через эмиттерный повторитель.

Схема запуска на коллектор через разделительный диод показана на рис. 2.15. Импульсы положительной полярности трансформируются в цепь базы в отрицательной полярности. В начале регенеративного процесса диод D закрывается и связь БГ с источником запускающих импульсов прекращается. Амплитуда запускающих импульсов должна быть меньше амплитуды импульсов напряжения на коллекторе. Запуск БГ широко применяется при помощи специальной дополнительной обмотки трансформатора.

§ 2.8. ПОРЯДОК РАСЧЕТА СХЕМ БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРОВ

Для всех рассмотренных выше схем расчет БГ производится исходя из заданных значений: U_m , R_n , C_n , t_n , t_ϕ , T , $\Delta T/T$.

1. Выбирают напряжение источника питания

$$E_k = (1,1 \div 1,2) U_m.$$

2. Выбирают тип транзистора:

а) для обеспечения надежной работы должны выполняться неравенства: $U_{кбдоп} \geq 2E_k$, $U_{кэдоп} \geq 2E_k$;

б) частотные свойства транзистора должны обеспечить заданный фронт импульса

$$f_T \geq 0,5n_6/t_\phi,$$

где $f_T = f_n/m$, $m = 1,21$ для бездрейфовых транзисторов; $m = 1,6$ для дрейфовых транзисторов;

в) определяют усредненные параметры транзистора.

Для точных расчетов значения параметров β , τ_β , $r_{вх}$, C_k , τ_n нужно определить для каждого конкретного типа транзистора. Практические рекомендации по измерению усредненных значений параметров при большом сигнале даны в литературе [3, 18]. Для прикидочных инженерных расчетов можно воспользоваться средними результатами этих измерений, которые приводятся далее.

Значения β и τ_β меняются в широких пределах в зависимости от величины тока базы, однако отношение τ_β/β , которое используется в расчетах, практически остается неизменным и определяется как

$$\frac{\tau_\beta}{\beta} = \frac{m}{2\pi f_\alpha} = \frac{1}{2\pi f_T}.$$

Входное сопротивление $r_{вх}$ в основном определяется объемным сопротивлением ненасыщенной базы r_{60} и так как в течение нарастания фронта последнее не успевает заметно модулироваться, то $r_{вх} \approx r_{60}$ также мало меняется. При формировании вершины эффект модуляции базы не учитывается.

Величину $r_{вх}$ рекомендуется приблизительно принимать равной для транзисторов бездрейфовых $r_{вх} = 50 \div 70$ Ом; дрейфовых $r_{вх} = 10 \div 20$ Ом.

Усредненное значение емкости коллекторного перехода C_k рекомендуется принимать превышающим в $2 \div 3$ раза значение емкости C_k при $u_{кб} = E_k$.

Рекомендуется приблизительно выбирать для транзисторов бездрейфовых $\tau_n = 1,2 \div 1,5$ мкс, дрейфовых $\tau_n = 1,3 \div 1,8$ мкс.

3. Выбирают коэффициент трансформации

$$n_n = \frac{U_m}{E_k - U_{кн}}$$

и коэффициент трансформации n_6 .

По формуле (2.57) определяют оптимальную величину коэффициента трансформации $n_{6опт}$ и при этом оценивают значение

тока насыщения в конце формирования фронта $I_{кн}(t_{ф})$ по (2.53). При удовлетворении неравенства $I_{к доп} > I_{кн}(t_{ф})$ принимают значение $n_6 = n_{6 опт}$. В противном случае n_6 уменьшают до удовлетворения неравенства (2.58).

Практически рекомендуется выбирать n_6 в пределах $0,12 \div 1$. Для дрейфовых транзисторов n_6 выбирают $0,2$ для уменьшения $U_{эб max}$.

4. Уточняется величина $I_{кн}(t_{ф})$ при выбранном n_6 .

5. Выбирают индуктивность намагничивания по формулам (2.55) и (2.59). При высоких требованиях температурной стабильности необходимо стремиться уменьшать величину индуктивности. При малых длительностях импульсов и малых величинах емкости C можно пользоваться выражением (2.60).

6. Оценивают длительность фронта импульса $t_{ф}$ по (2.54).

7. Определяют величины выбросов на коллекторной и базовой обмотках по (2.70) и (2.72) и проверяют допустимость максимальных напряжений между электродами транзистора (2.73).

Если максимальное напряжение между эмиттером и базой $U_{эб max}$ превышает допустимое, то можно уменьшить n_6 (по отношению к оптимальному значению $n_{6 опт}$) на $20 \div 30\%$ или включить в базовую цепь защитный диод.

8. Определяют времязадающую емкость C .

По заданной длительности импульса $t_{и}$ находят величину N по формуле (2.63).

При значениях $N \leq 0,4$ определяют емкость C в соответствии с (2.68), а при значениях $N > 0,4$ — величину Θ по графику рис. 2.11. Величину C вычисляют по (2.67).

9. Выбирают сопротивление R .

В автоколебательном режиме R находят по (2.76) или по приближенной формуле

$$R \approx T/n_6 C.$$

В ждущем режиме величину R определяют из выражения (2.78).

10. Выбирают напряжение источника смещения в ждущем режиме по (2.79) для схемы рис. 2.13. Для схемы рис. 2.14 производят расчет делителя R_1 и R_2 и емкости $C_{ф}$ по формулам (2.80), (2.81), (2.82).

11. Расчет относительной температурной нестабильности периода колебаний производят по приближенной формуле (2.77).

Пример. Произвести расчет блокинг-генератора в автоколебательном режиме при следующих исходных данных: амплитуда выходных импульсов $U_m \geq 5$ В; длительность импульса $t_{и} = 1$ мкс; период повторения импульсов $T = 20$ мкс; допустимая нестабильность периода колебаний $\Delta T/T \leq 15\%$ в диапазоне температур $t_{мин} = 20^\circ\text{C}$, $t_{макс} = 40^\circ\text{C}$; длительность положительного фронта импульса $t_{ф}^+ \leq 50$ нс; сопротивление нагрузки $R_{н} = 100$ Ом.

1. Находим напряжение источника питания

$$E_k = 1,2U_m = 1,2 \cdot 5 = 6 \text{ В.}$$

2. Выбираем транзистор

$$U_{кб доп} \geq 2E_k = 12 \text{ В},$$

$$f_T \geq \frac{0,5n_6}{t_\phi} = \frac{0,5 \cdot 1}{50 \cdot 10^{-9}} = 10 \text{ МГц.}$$

Выбираем высокочастотный германиевый транзистор П-416А с параметрами: $U_{кэ доп} = 15 \text{ В}$; $U_{кб доп} = 15 \text{ В}$; $U_{эб доп} = 3 \text{ В}$; $f_T = 60 \text{ МГц}$; $\beta = 60 \div 125$; $I_{к доп} = 120 \text{ мА}$; $I_{к0 min} = 3 \text{ мкА}$ (при $t_{min} = 20^\circ\text{C}$); $I_{к0 max} = 12 \text{ мкА}$ (при $t_{max} = 40^\circ\text{C}$); $U_{бн} = 0,35 \text{ В}$; $U_{кн} \approx 1 \text{ В}$; $C_k = 8 \text{ пФ}$ (при $u_{кб} = 5 \text{ В}$).

Определяем усредненные параметры

$$\frac{\tau_\beta}{\beta} = \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{1}{6,28 \cdot 60 \cdot 10^6} = 2,7 \cdot 10^{-9}; \quad \beta = 100;$$

$$\bar{C}_k \approx 3C_k = 24 \text{ пФ}; \quad r_{вх} = 15 \text{ Ом}; \quad \tau_n = 1,5 \text{ мкс.}$$

3. Выбираем коэффициент трансформации

$$n_n = \frac{U_m}{E_k - U_{кн}} = \frac{5}{6 - 1} = 1$$

и коэффициент трансформации n_6 .

Так как в схеме применяется высокочастотный транзистор, то величину n_6 не рассчитывают, а выбирают так, чтобы значение $U_{эб max}$ было меньше $U_{эб доп}$.

Выбираем $n_6 = 0,25$.

4. Определяем ток I_k в конце формирования фронта

$$I_{кн}(t_\phi) = E_k \left(\frac{1}{R'_н} + \frac{1}{r'_{вх}} \right) = 6 \left(\frac{1}{100} + \frac{0,0625}{15} \right) = 86 \text{ мА} < I_{к доп}.$$

5. Выбираем индуктивность намагничивания

$$L \geq \frac{E_k t_{и}}{I_{к доп} \left[I_{кн}(t_\phi) - 0,8 \frac{E_k}{r'_{вх}} \right]} =$$

$$= \frac{6 \cdot 1 \cdot 10^{-6}}{120 \cdot 10^{-3} - \left[86 \cdot 10^{-3} - \frac{0,8 \cdot 6 \cdot 0,0625}{15} \right]} = 111 \text{ мкГ},$$

$$L \geq 4r_{вх} \frac{\tau_\beta}{\beta \cdot n_6} = \frac{4 \cdot 15 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9}}{0,25} = 0,65 \text{ мкГ}.$$

Выбираем $L = 150 \text{ мкГ}$.

6. Оцениваем длительность фронта импульса

$$t_\phi = 2,3n_6 \left[\frac{\tau_\beta}{\beta} \left(1 + \frac{r'_{вх}}{R'_н} \right) + \bar{C}_k r'_{вх} \right] =$$

$$= 2,3 \cdot 0,25 \left[2,7 \cdot 10^{-9} \left(1 + \frac{240}{100} \right) + 24 \cdot 10^{-12} \cdot 240 \right] = 9 \text{ нс.}$$

7. Определяем величину выброса ΔU_k по (2.70) при $m \geq 4$

$$\Delta U_k = \frac{E_k t_{и} R'_н}{L} = \frac{6 \cdot 1 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{150 \cdot 10^{-6}} = 4 \text{ В.}$$

Величина выброса $\Delta U_{\kappa} < E_{\kappa}$, демпфирующего диода ставить не нужно.

Оцениваем величины максимальных напряжений:

$$\begin{aligned} U_{\kappa\text{э макс}} &= E_{\kappa} + \Delta U_{\kappa} = 6 + 4 = 10 < U_{\kappa\text{э доп}}; \\ U_{\text{бэ макс}} &= U_{\kappa\text{э макс}} n_{\text{б}} = 10 \cdot 0,25 = 2,5 \text{ В} < U_{\text{бэ доп}}; \\ U_{\kappa\text{б макс}} &= U_{\kappa\text{э макс}} (1 + n_{\text{б}}) = 10 \cdot 1,25 = 12,5 \text{ В} < U_{\kappa\text{б доп}}. \end{aligned}$$

8. Определяем время восстановления коллекторного напряжения

$$t_{\text{вк}} \approx 4 \frac{L}{R'_{\text{н}}} = \frac{4 \cdot 150 \cdot 10^{-6}}{100} = 6 \text{ мкс} < T.$$

9. Выбираем времязадающую емкость C .

Для заданной длительности импульсов и параметров транзистора определяем

$$\begin{aligned} N &= \frac{r_{\text{вх}}}{\beta n_{\text{б}}} \left[\frac{t_{\text{н}}}{L} + \frac{1}{R'_{\text{н}}} (1 - e^{-t_{\text{н}}/\tau_{\text{н}}}) \right] \frac{\tau_{\text{н}}}{t_{\text{н}}} e^{t_{\text{н}}/\tau_{\text{н}}} = \\ &= \frac{15}{100 \cdot 0,25} \left[\frac{1 \cdot 10^{-6}}{150 \cdot 10^{-6}} + \frac{1}{100} (1 - e^{-1/1,5}) \right] \frac{1,5}{1} e^{1/1,5} = 0,02, \end{aligned}$$

так как $n < 0,4$, то C определяем по (2.68)

$$C = \frac{t_{\text{н}} \left(N - \frac{n_{\text{б}} \tau_{\text{н}}}{\beta \tau_{\text{н}}} \right)}{\left(1 + N \frac{t_{\text{н}}}{\tau_{\text{н}}} \right) r_{\text{вх}}} = \frac{1 \cdot 10^{-6} \left(0,02 - \frac{0,25 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} \right)}{\left(1 + 0,02 \frac{1 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot 15} = 1140 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C = 1200$ пФ.

10. Выбираем сопротивление R .

По приближенной формуле

$$R = \frac{T}{n_{\text{б}} C} = \frac{20 \cdot 10^{-6}}{0,25 \cdot 1200 \cdot 10^{-12}} = 67 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R = 68$ кОм.

11. Рассчитываем относительную температурную неустойчивость

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{I_{\text{к0 макс}} R}{E_{\kappa}} = \frac{12 \cdot 10^{-6} \cdot 68 \cdot 10^{-3}}{6} = 0,135 = 13,5\%.$$

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СИНХРОНИЗАЦИЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПОВТОРЕНИЯ ИМПУЛЬСОВ

§ 3.1. КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ИМПУЛЬСНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

В радиолокационных и радионавигационных устройствах одним из основных узлов является синхронизатор, предназначенный для создания точных электрических шкал времени, используемых при генерировании сигналов и измерении их параметров. Различные временные шкалы создаются делением частоты задающего генератора, в качестве которого используется кварцевый генератор или какой-либо другой эталон частоты.

Построение схем, используемых в качестве делителей частоты, определяется той элементной базой, на которой они выполняются. Так, при построении аппаратуры на интегральных микросхемах делители частоты строят, используя различные триггерные схемы (элементы памяти). Синтез таких делителей рассматривается в гл. 10. При создании аппаратуры на дискретных компонентах наиболее компактно получают делители, выполненные на базе релаксационных генераторов.

Основные признаки, по которым можно классифицировать импульсные делители этого типа, следующие:

1. Наличие или отсутствие напряжения на выходе делителя при отсутствии синхронизирующего сигнала на входе. По этому признаку делители можно разделить на две группы:

а) делители, работающие в режиме синхронизации на субгармониках колебаний релаксационного генератора, находящегося в автоколебательном режиме; напряжение на выходе таких делителей существует и при отсутствии сигнала синхронизации на входе;

б) делители, построенные на заторможенных релаксационных генераторах.

2. Величина и нестабильность фазового (или временного) сдвига колебаний на выходе. По этому признаку различают импульсные делители следующего вида:

а) фазоустойчивые делители, к которым относятся делители на заторможенных релаксационных генераторах при запуске их короткими импульсами с крутыми фронтами; максимальная нестабильность фазы у таких делителей не более 2° ;

б) делители с ограниченной фазовой устойчивостью, основанные на синхронизации релаксационных генераторов импульсным напряжением ($2^\circ < \Delta\varphi_{\text{max}} < 180^\circ/n$, n — коэффициент деления). Фазовый

сдвиг выражается через временной сдвиг импульса t_0 следующим образом:

$$\varphi = 2\pi t_0 / T_c, \quad (3.1)$$

где T_c — период входных синхронизирующих сигналов;
а фазовая нестабильность

$$\Delta\varphi = 2\pi\Delta T_{\text{вых}} / T_c. \quad (3.2)$$

Неустойчивость фазы обусловлена нестабильностью собственного периода колебаний релаксационного генератора и может привести к потере синхронизации и работе с неправильным коэффициентом деления. Величина временного сдвига выходного импульса делителя достигает порядка нескольких десятых долей микросекунды.

Цель расчета импульсных делителей состоит в определении условий, при которых осуществляется режим деления заданной кратности, т. е. определение амплитуды синхронизирующих импульсов, ее допустимой нестабильности, нахождение собственного периода колебаний релаксатора и ряда других параметров, являющихся исходными для электрического расчета схемы самого релаксатора, рассматриваемого в гл. 2. Представляет интерес и расчет максимально возможного коэффициента деления на один каскад с учетом ограничений, накладываемых на стабильность параметров каскада и амплитуды синхронизирующих импульсов.

Обычно режим синхронизации исследуют графо-аналитическим методом [29, 51], при котором используются следующие упрощения:

1) времязадающее напряжение в цепи управления генератора в течение каждого цикла колебаний изменяется во времени линейно; это справедливо для мультивибраторов и блокинг-генераторов при небольших кратностях деления;

2) синхронизирующие импульсы имеют бесконечно малую длительность;

3) скачки напряжения в генераторе происходят мгновенно;

4) при расчете стабильности деления частоту следования синхроимпульсов можно считать неизменной, полагая, что она задается кварцевым генератором.

§ 3.2. СИНХРОНИЗАЦИЯ САМОВОЗБУЖДАЮЩИХСЯ РЕЛАКСАЦИОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Самовозбуждающиеся релаксационные генераторы, используемые в качестве делителей частоты, делятся на две группы: 1) релаксационные генераторы с большой скважностью; 2) релаксационные генераторы с малой скважностью. К первым относятся блокинг-генераторы и мультивибраторы с эмиттерными времязадающими цепями, ко вторым — симметричные мультивибраторы. Транзисторные симметричные мультивибраторы при использовании их в качестве делителей частоты имеют ряд недостатков, к которым относятся: 1) необходимость использования дополнитель-

ных (буферных) каскадов при подключении делителей один за другим; 2) малое быстродействие, это связано со спецификой построения схем запуска; 3) наличие значительной и нестабильной фазовой задержки выходного импульса (порядка единиц или десятков микросекунд). Поэтому для деления частоты импульсов транзисторные мультивибраторы практически не используются и в этой главе не рассматриваются.

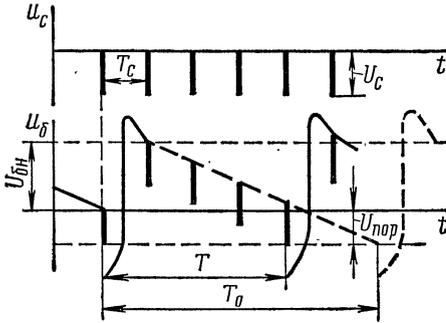


Рис. 3.1. Временные диаграммы напряжений блокинг-генератора, работающего в режиме деления частоты повторения импульсов

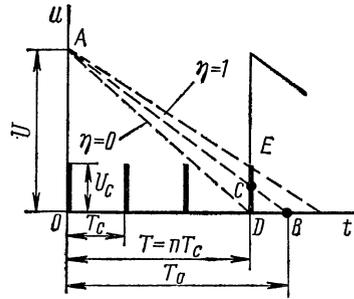


Рис. 3.2. Упрощенные временные диаграммы импульсного делителя с большой скважностью

При синхронизации блокинг-генераторов напряжение на базе транзистора имеет вид, показанный на рис. 3.1. Синхронизирующие импульсы, подаваемые на базу транзистора, имеют амплитуду U_c и период следования T_c . Автоколебания делителя при отсутствии на входе синхронизирующих импульсов происходят с периодом T_0 . Наличие синхронизирующих импульсов приводит к тому, что блокинг-генератор срабатывает раньше, в момент времени, когда суммарное напряжение на базе транзистора, обусловленное времязадающей цепью и синхроимпульсами, превышает пороговое значение $U_{\text{пор}}$, при котором усиление по петле обратной связи становится больше единицы, и блокинг-генератор срабатывает. При этом период синхронизируемого генератора равен $T = nT_c$ ($n = 1, 2, 3 \dots$). Получающаяся кратность деления зависит от соотношения между периодом собственных колебаний релаксатора T_0 и периодом синхроимпульсов T_c , а также от величины амплитуды синхронизирующего и начального напряжений на базе транзистора $U_{\text{бн}}$. При нестабильности величин T_0 и U_c могут происходить изменения коэффициента деления, приводящие к неустойчивой работе делителя. Найти условия устойчивой работы делителя и составляет основу его расчета.

На рис. 3.2 приведены упрощенные временные диаграммы работы делителя с большой скважностью, построенные с учетом тех допущений, которые были сделаны в § 3.1. Здесь ось абсцисс совмещена с уровнем срабатывания релаксатора, а величина времязадающего напряжения в начале цикла обозначена через U . Из

рис. 3.2 видно, что синхронизация происходит лишь тогда, когда прямая AB пересекается с прямой, изображающей синхронизирующий импульс DE , т. е. при выполнении неравенства

$$0 \leq \eta = CD/U_c \leq 1. \quad (3.3)$$

Уравнение прямой AB имеет вид

$$u(t) = -(U/T_0)t + U. \quad (3.4)$$

Вводя обозначения для относительной амплитуды синхроимпульсов и относительного периода колебаний

$$\lambda = U_c/U, \quad \Theta = T_c/T_0 \quad (3.5)$$

и используя подобие треугольников AOB и CDB , уравнение (3.4) можно преобразовать к виду

$$\eta\lambda = 1 - n\Theta. \quad (3.6)$$

Последнее выражение устанавливает однозначное соответствие между возможными положениями прямой AB и точками плоскости (Θ, λ) (рис. 3.3). Подставив предельные значения неравенства (3.3) в уравнение (3.6), получим уравнения

$$\lambda = 1 - n\Theta, \quad (3.7)$$

$$0 = 1 - n\Theta, \quad (3.8)$$

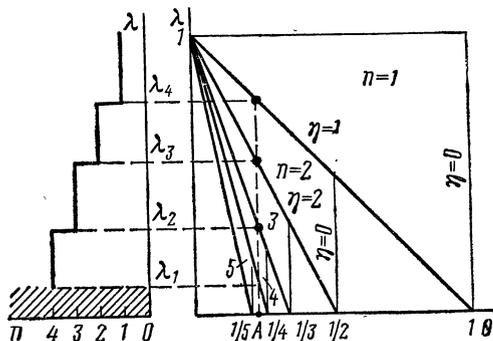


Рис. 3.3. Зоны синхронизации импульсного делителя большой скважности при делении частоты повторения коротких импульсов ($n = 1, 2, 3, 4, 5$)

которым соответствуют прямые (рис. 3.3), определяющие границы зон синхронизации. Каждая зона синхронизации определенной кратности n , как это видно из рисунка, имеет три граничные линии, две из которых определяются уравнениями (3.7) и (3.8), а третья — является одновременно граничной линией $(n-1)$ -области. Поясним смысл диаграммы зон синхронизации (рис. 3.3). Пусть фиксировано отношение $\Theta = T_c/T_0$, например $\Theta = 1/4, 5$ (точка A на диаграмме). Тогда с увеличением относительной амплитуды синхроимпульсов коэффициент деления будет скачками изменяться следующим образом: при $0 < \lambda < \lambda_1$ синхронизация будет отсутствовать совсем, при $\lambda_1 < \lambda < \lambda_2$ коэффициент деления n будет равен 4, далее при $\lambda_2 < \lambda < \lambda_3$ величина n скачком уменьшается до 3 и т. д. Аналогично можно проследить изменение коэффициента деления при фиксированной амплитуде синхронизирующих импульсов в зависимости от величины относительного периода колебаний релаксационного генератора.

Если предположение о малости длительности синхронизирующих импульсов не выполняется (рис. 3.4), то зоны синхронизации имеют граничные линии, описываемые уравнениями (3.7) и (3.8) и уравнением

$$\lambda = 1 - (n - 1 + \varepsilon_1) \Theta, \quad (3.9)$$

где $\varepsilon_1 = t_n/T_c$ — коэффициент заполнения (t_n — длительность синхроимпульса).

В этом случае между зонами синхронизации появляется (рис. 3.5) разрыв $R = \varepsilon_1 \Theta$, величина которого пропорциональна коэффициенту заполнения ε_1 .

Диаграмму зон синхронизации можно использовать для решения двух основных задач, встречающихся при проектировании импульсных делителей частоты.

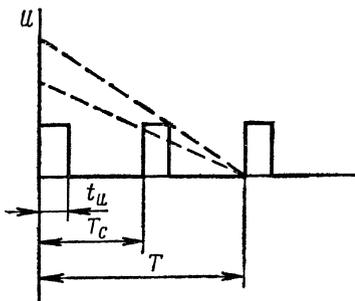


Рис. 3.4. Упрощенная временная диаграмма импульсного делителя при делении частоты повторения прямоугольных импульсов

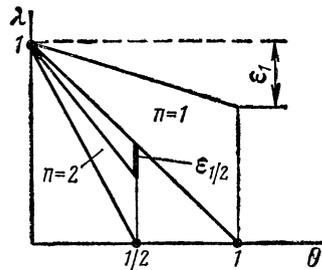


Рис. 3.5. Зоны синхронизации при делении частоты повторения прямоугольных импульсов ($n = 1, 2$)

1. Для заданной кратности деления n определить оптимальные величины $\lambda_{\text{опт}}$ и $\Theta_{\text{опт}}$, обеспечивающие максимальную стабильность деления частоты данным релаксационным генератором, и допустимые относительные изменения этих величин $\delta\lambda_0$ и $\delta\Theta_0$, где

$$\delta\lambda_0 = \Delta\lambda_0/\lambda, \quad \delta\Theta_0 = \Delta\Theta_0/\Theta, \quad (3.10)$$

а $\Delta\lambda_0$ и $\Delta\Theta_0$ — допустимые абсолютные изменения относительной амплитуды синхроимпульсов и относительного периода колебаний генератора.

2. Для заданных величин $\delta\lambda_0$ и $\delta\Theta_0$ необходимо найти максимально возможный коэффициент деления n_{max} на один каскад и параметры $\lambda_{\text{опт}}$ и $\Theta_{\text{опт}}$.

Если предположить, что величины $\Delta\lambda$ и $\Delta\Theta$ независимы и имеют нормальные законы распределения относительно номинальных значений, то их совместное распределение будет характеризоваться эллипсом рассеяния. Однако для упрощения решения этих задач целесообразно построить «прямоугольник рассеяния» со сторонами $2\Delta\lambda_0$ и $2\Delta\Theta_0$ (рис. 3.6). При этом решение получается с запасом,

так как допускается возможность одновременных предельных отклонений $\Delta\lambda$ и $\Delta\Theta$. Если каждая из величин $\Delta\lambda$ и $\Delta\Theta$ не превосходит допустимых значений $\Delta\lambda_0$ и $\Delta\Theta_0$ с вероятностью 0,997, то предельные отклонения $\Delta\lambda_0$ и $\Delta\Theta_0$ связаны с соответствующими среднеквадратическими значениями абсолютных нестабильностей σ_λ и σ_Θ простыми соотношениями

$$\Delta\lambda_0 = 3\sigma_\lambda, \quad \Delta\Theta_0 = 3\sigma_\Theta.$$

Из рис. 3.6 следует, что

$$\lambda_{\text{опт}} = 1/n - \Delta\lambda_0, \quad \Theta_{\text{опт}} = 1/n - \Delta\Theta_0. \quad (3.11)$$

Используя обозначения (3.10), получим

$$\lambda_{\text{опт}} = \frac{1}{n(1+\delta\lambda_0)} \approx 1/n(1-\delta\lambda_0), \quad (3.12)$$

$$\Theta_{\text{опт}} = \frac{1}{n(1+\delta\Theta_0)} \approx 1/n(1-\delta\Theta_0). \quad (3.13)$$

Выражение для максимального коэффициента деления n_{max} в функции от величин $\delta\lambda_0$ и $\delta\Theta_0$ легко найти, используя тот факт, что точка A (рис. 3.6.) имеет координаты

$$\lambda_A = \frac{1}{n} - 2\Delta\lambda_0, \quad \Theta_A = \frac{1}{n} - 2\Delta\Theta_0$$

и лежит на прямой, уравнение которой описывается выражением (3.7). Окончательно получим

$$n_{\text{max}} = \frac{1+\delta\Theta_0}{2\delta\Theta_0} - \frac{\delta\lambda_0}{\delta\Theta_0} \frac{1+\delta\Theta_0}{1+\delta\lambda_0}. \quad (3.14)$$

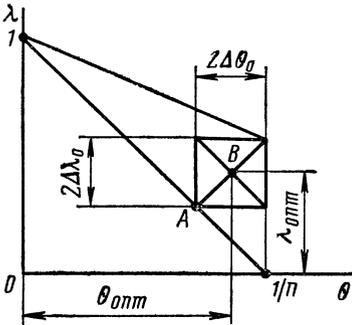


Рис. 3.6. К расчету оптимальных значений амплитуды синхронимпульсов и собственного периода колебаний

Из полученной формулы следует, что предельная величина n определяется в основном частотной нестабильностью системы $\delta\Theta$. Влияние амплитудной нестабильности $\delta\lambda$, входящей во второе слагаемое, относительно невелико и сказывается только при условии $\delta\lambda \gg \delta\Theta$, что на практике обычно не допускают. Таким образом, чем больше требуемая величина коэффициента деления, тем точнее должны быть выбраны и установлены параметры схемы и тем выше требования к стабильности ее работы. Обычно допустимая частотная и амплитудная нестабильности одного порядка

$$\delta\lambda_0 \approx \delta\Theta_0 = \delta_0.$$

Тогда из формулы (3.14) следует, что

$$\delta_0 = \frac{1}{2n+1}, \quad (3.15)$$

а из выражений (3.12) и (3.13) получим

$$\lambda_{\text{опт}} = \Theta_{\text{опт}} \approx \frac{1}{n} \left(1 - \frac{1}{2n+1} \right). \quad (3.16)$$

График функции (3.15), связывающей величину допустимой нестабильности с максимально возможным коэффициентом деления, показан на рис. 3.7.

Относительную величину амплитудной нестабильности можно выразить через нестабильности амплитуды синхрои импульсов и начального уровня времязадающего напряжения. Из выражения (3.5), используя формулу полного дифференциала, получим

$$\delta\lambda = \left| \frac{\Delta U_c}{U_c} \right| + \left| \frac{\Delta U}{U} \right|. \quad (3.17)$$

Относительную величину частотной нестабильности аналогично можно выразить через нестабильности периода собственных колебаний релаксационного генератора и периода синхронизирующих импульсов

$$\delta\Theta = |\Delta T_c/T_c| + |\Delta T_0/T_0|. \quad (3.18)$$

Первое слагаемое в выражении (3.18) обычно значительно меньше второго и им можно пренебречь. Это справедливо в том случае, когда синхронизирующие импульсы получают от кварцевого генератора, относительная нестабильность которого составляет величину порядка $10^{-4} - 10^{-6}$.

Пример 1. Пусть требуется рассчитать максимальный коэффициент деления n_{max} импульсного делителя большой скважности, оптимальную величину амплитуды синхронизирующих сигналов $U_{\text{с опт}}$ и величину собственного периода колебаний релаксационного генератора T_0 при заданных значениях амплитудных и временных нестабильностей. При этом обычно бывают известны или находят расчетным путем следующие данные [8, 13, 9, 51].

1. Относительная нестабильность амплитуды синхрои импульсов $\Delta U_c/U_c$, определяемая при расчете генератора синхрои импульсов и последующих цепей формирования. На практике эта величина обычно лежит в пределах 2–5%.

2. Относительная нестабильность периода синхрои импульсов $\Delta T_c/T_c$. При кварцевой стабилизации этой величиной можно пренебречь.

3. Относительная нестабильность собственного периода колебаний релаксационного генератора $\Delta T_0/T_0$. Эта величина в основном связана с нестабильностью обратного тока коллектора транзистора $I_{\text{к0}}$ и его температурной зависимостью. В меньшей степени

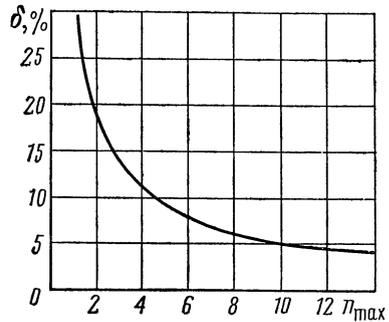


Рис. 3.7. График для определения максимального коэффициента деления

она зависит от нестабильности коэффициента усиления по току β и нестабильности напряжения отпирания транзистора. Лучшую относительную стабильность периода колебаний имеют мульти-вибраторы с эмиттерными времязадающими цепями, так как в этих схемах обратный ток коллектора $I_{к0}$ на скорость разряда времязадающего конденсатора не влияет. Поэтому нестабильность периода колебаний такого мультивибратора на германиевых транзисторах при изменении температуры в пределах от $+20$ до 70°C составляет величину порядка $1 - 1,5\%$. Стабильность периода колебаний блокинг-генератора значительно хуже, и при тех же температурных условиях составляет величину порядка $10 - 20\%$ при использовании в схеме германиевых транзисторов.

4. Относительное изменение времязадающего напряжения релаксационного генератора в начале цикла $\Delta U/U$. Эта величина определяется нестабильностью источника коллекторного питания, температурной нестабильностью коэффициента усиления транзистора по току β и в меньшей степени нестабильностью обратного тока коллектора $I_{к0}$. На практике она лежит в пределах $3 - 5\%$.

Пусть указанные величины имеют следующие значения: $\Delta U_c/U_c = 3\%$, $\Delta T_c/T_c = 0$, $\Delta T_0/T_0 = 10\%$, $\Delta U/U = 4\%$, $U = 12\text{ В}$, $T_c = 100\text{ мкс}$.

Порядок расчета делителя следующий:

а) по формулам (3.17) и (3.18) определяют величины $\delta\lambda_0$ и $\delta\Theta_0$:

$$\delta\lambda_0 = \left| \frac{\Delta U_c}{U_c} \right| + \left| \frac{\Delta U}{U} \right| = 0,07,$$

$$\delta\Theta_0 = \left| \frac{\Delta T_c}{T_c} \right| + \left| \frac{\Delta T_0}{T_0} \right| = 0,1;$$

б) рассчитывают значение n_{\max} , используя выражение (3.14)

$$n_{\max} = \frac{1 + \delta\Theta_0}{2\delta\Theta_0} - \frac{\delta\lambda_0}{\delta\Theta_0} \cdot \frac{1 + \delta\Theta_0}{1 + \delta\lambda_0} = \frac{1 + 0,1}{0,2} - \frac{0,07}{0,1} \cdot \frac{1 + 0,1}{1 + 0,07} = 4,78;$$

следовательно, $n = 4$;

в) по формулам (3.12) и (3.13) определяют оптимальные значения

$$\lambda_{\text{опт}} \approx \frac{1}{n} (1 - \delta\lambda_0) = \frac{1}{4} (1 - 0,07) = 0,233,$$

$$\Theta_{\text{опт}} \approx \frac{1}{n} (1 - \delta\Theta_0) = \frac{1}{4} (1 - 0,1) = 0,225;$$

г) находят оптимальные значения амплитуды синхронизирующих импульсов и собственного периода колебаний релаксационного генератора:

$$U_{\text{с опт}} = \lambda_{\text{опт}} U = 0,233 \cdot 12 = 2,8\text{ В},$$

$$T_{0\text{ опт}} = T_c / \Theta_{0\text{ опт}} = \frac{100}{0,225} = 445\text{ [мкс]}.$$

Полученные значения $U_{\text{с опт}}$ и $T_{0\text{ опт}}$ являются исходными для расчета электрической схемы релаксатора, в качестве которого может быть использован блокинг-генератор (см. рис. 2.10). Ввод синхронизирующего напряжения в схему блокинг-генератора осу-

ществляется так же, как и ввод запускающих импульсов в схему ждущего блокинг-генератора (см. рис. 2.13 и 2.15).

Пример 2. Для заданного коэффициента деления ($n=3$) найти оптимальные значения амплитуды синхронизирующих импульсов $U_{c \text{ опт}}$ и собственного периода колебаний $T_{o \text{ опт}}$ и определить допустимые относительные изменения этих величин.

Предполагая, что амплитудная и частотная нестабильности релаксационного генератора одного порядка, по формуле (3.15) определяют их относительную величину

$$\delta_0 = \frac{1}{2n+1} = \frac{1}{2 \cdot 3 + 1} = 0,143.$$

Далее, используя выражение (3.16), находят значения $\lambda_{\text{опт}}$ и $\Theta_{\text{опт}}$:

$$\lambda_{\text{опт}} = \Theta_{\text{опт}} \approx \frac{1}{n} \left(1 - \frac{1}{2n+1} \right) = \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{7} \right) = 0,286.$$

Период собственных колебаний релаксационного генератора при заданной величине $T_c = 100$ мкс

$$T_0 = T_c / \Theta_{\text{опт}} = \frac{100}{0,286} = 350 \text{ мкс.}$$

Предполагая, что нестабильностью периода синхронизирующих импульсов можно пренебречь, определяют допустимую нестабильность собственного периода релаксатора

$$\Delta T_0 / T_0 = \delta \Theta_0 = 14,3\%$$

и оптимальную амплитуду синхронимпульсов ($U = 12$ В)

$$U_{c \text{ опт}} = \lambda_{\text{опт}} U = 0,286 \cdot 12 = 3,4 \text{ В.}$$

По формуле (3.17) находят допустимую относительную нестабильность амплитуды, считая ее примерно одного порядка с нестабильностью начального напряжения времязадающей цепи

$$\Delta U_c / U_c \approx 0,5 \delta \lambda_0 = 0,07.$$

Величины T_0 , $U_{c \text{ опт}}$, $\Delta T_0 / T_0$ и $\Delta U_c / U_c$ являются исходными данными для расчета схемы блокинг-генератора (см. рис. 2.10 и пример гл. 2).

§ 3.3. ДЕЛИТЕЛИ ЧАСТОТЫ, ВЫПОЛНЕННЫЕ НА ЗАТОРМОЖЕННЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ

Использование ждущих релаксаторов для деления частоты повторения импульсов основано на нечувствительности этих устройств к пусковым импульсам в течение временно устойчивого состояния. Достоинства таких делителей следующие: 1) отсутствие выходных импульсов при отсутствии на входе синхронизирующих сигналов; 2) независимость коэффициента деления от амплитуды синхронизирующих импульсов. При этом следует отметить, что синхронизирующие импульсы стабилизируют только период сле-

дования делителя, а длительность импульса не стабилизируется. В качестве релаксационных генераторов используют мультивибраторы с базовыми и эмиттерными времязадающими цепями, а также мультивибраторы с прямоугольным времязадающим напряжением, в качестве эмиттерной времязадающей цепи которых используется специальный мост [51]. Такие мультивибраторы имеют большую величину коэффициента деления на каскад (до 50).

На рис. 3.8 приведена временная диаграмма работы ждущего мультивибратора (см. рис. 2.7 и 2.8), работающего в режиме деления частоты. Из графика видно, что синхронизирующие импульсы жестко фиксируют начало временно-устойчивого состояния. Для исключения влияния амплитуды пусковых импульсов на коэффициент деления необходимо, чтобы второе опрокидывание схемы происходило на интервале между $(n-1)$ -м и n -м пусковыми импульсами (рис. 3.8). До прихода n -го импульса процесс восстановления напряжения на хранирующей емкости должен

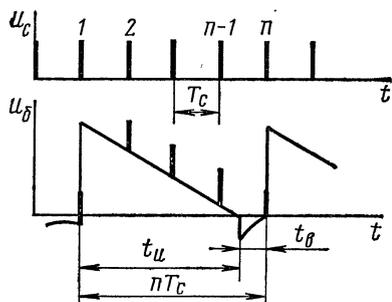


Рис. 3.8. Временная диаграмма ждущего мультивибратора в режиме деления

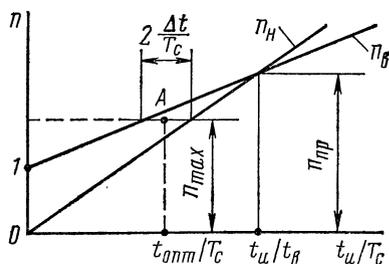


Рис. 3.9. Определение области правильной работы ждущего мультивибратора в режиме деления частоты

закончиться. Таким образом, условие правильной работы делителя в этом случае будет

$$nT_c \geq t_n + t_b, \quad (n-1)T_c < t_n, \quad (3.19)$$

где t_n — длительность генерируемого мультивибратором импульса; t_b — время восстановления схемы.

Из выражения (3.19) следует, что коэффициент деления n должен удовлетворять неравенству

$$n_b = 1 + t_n/T_c > n \geq t_n/T_c + t_b/T_c = n_n. \quad (3.20)$$

Прямые, соответствующие уравнениям $n_b = f(t_n/T_c)$ и $n_n = f_1(t_n/T_c)$, даны на рис. 3.9. Из рисунка следует, что при увеличении t_n/T_c допустимая кратность деления n возрастает, но одновременно область допустимых значений t_n/T_c сужается и стягивается в точку при $t_n/T_c = t_n/t_b$ с предельно возможным коэффициентом деления

$$n_{pp} = 1 + t_n/t_b. \quad (3.21)$$

Сужение области допустимых значений t_n/T_c означает увеличение требований к относительной стабильности длительности импульса релаксатора.

В этом случае вычисление максимального коэффициента деления и оптимального значения длительности импульса релаксатора $t_{\text{опт}}$ сводится к нахождению n таким образом, чтобы при оптимальном значении относительной длительности импульса $t_{\text{опт}}/T_c$ (точка A на рис. 3.9) допустимые отклонения этой величины ($t_{\text{опт}}/T_c \pm \Delta t/T_c$) не выходили за пределы области, ограниченной прямыми n_B и n_n . Используя выражение (3.20) и геометрические построения на рис. 3.9, получим

$$n_{\text{max}} \approx \frac{1 + t_B/t_n}{t_B/t_n + 2(\Delta t/t_n + \Delta T_c/T_c)}, \quad (3.22)$$

$$t_{\text{опт}} \approx \frac{T_c}{t_B/t_n + 2(\Delta t/t_n + \Delta T_c/T_c)}. \quad (3.23)$$

Из формулы (3.22) следует, что для повышения n_{max} необходимо уменьшать величину t_B/t_n и повышать стабильность длительности импульса релаксатора.

Пример 3. Рассчитать максимальный коэффициент деления n_{max} и длительность импульса $t_{\text{опт}}$, если $t_B/t_n = 10\%$, $\Delta t/t_n = 8\%$, $T_c = 50$ мкс, $\Delta T_c/T_c = 0$. По формулам (3.22) и (3.23) находим

$$n_{\text{max}} = \frac{1 + 0,1}{0,1 + 0,16} \approx 4,23,$$

$$t_{\text{опт}} = \frac{50}{0,1 + 0,16} = 192 \text{ мкс}.$$

Полученное значение длительности импульса $t_{\text{опт}}$ используется для расчета схемы мультивибратора, приведенной на рис. 2.7 или 2.8, в соответствии с методикой, изложенной в § 2.4 и 2.5.

Рассматривая работу релаксационных генераторов в режиме деления частоты видим, что основными причинами сравнительно невысокой стабильности коэффициента деления являются низкая стабильность частоты колебаний синхронизируемого генератора и экспоненциальность формы времязадающего напряжения. При экспоненциальной форме напряжения на базе закрытого транзистора изменения амплитуды синхронизирующих импульсов U_c и начального напряжения U будут вызывать изменение коэффициента деления даже при постоянной стабильной частоте синхронизируемого генератора.

§ 3.4. СЛОЖНЫЕ СХЕМЫ ДЕЛИТЕЛЕЙ

В синхронизаторах радиолокационных и радионавигационных устройств одиночные релаксаторы объединяются в системы делителей, реализующих требуемый коэффициент деления. При больших коэффициентах деления нестабильность фазовой задержки выходного сигнала делителя может достигать значительных величин. Для ее уменьшения используют принцип импульсной селек-

ции, реализуемый с помощью структурной схемы, приведенной на рис. 3.10, а. Соответствующие временные диаграммы показаны на рис. 3.10, б. Импульсы u_d с выхода делителя, имеющие частоту следования в n раз меньшую, чем входные импульсы, но обладающие по отношению к ним нестабильным фазовым сдвигом (на рис. 3.10, б показаны штриховкой), используются только для запуска генератора селективных импульсов (например, мультивибратора), управляющего схе-

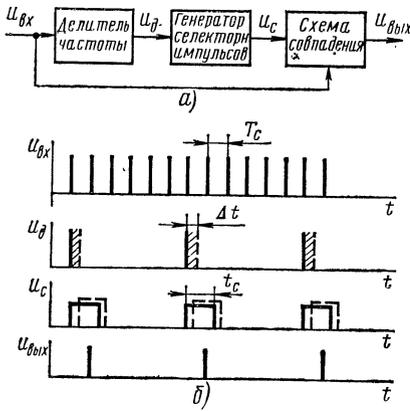


Рис. 3.10. Делитель частоты с импульсной селекцией

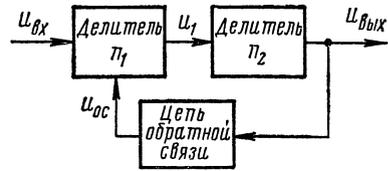


Рис. 3.11. Структурная схема делителя с обратной связью

мой совпадения. Сигналы с генератора селективных импульсов подаются на один вход схемы совпадения, а на другой — синхронизирующие импульсы. Если длительность селективного импульса t_c выбрана из условия $2T_c - \Delta t > t_c > T_c$, где Δt — временная нестабильность выходного импульса делителя (рис. 3.10, б), то на выходе схемы совпадения будут импульсы, следующие с частотой повторения в n раз меньшей, чем на входе, и имеющие фазовую нестабильность, определяемую одним каскадом схемы совпадения. Эта нестабильность может быть сделана достаточно малой (менее десятой доли микросекунды).

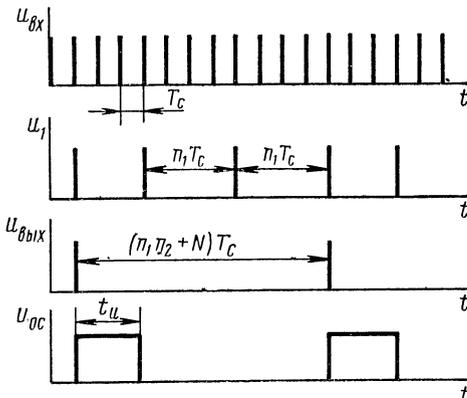


Рис. 3.12. Временная диаграмма делителя с обратной связью ($n_1 = 4$, $n_2 = 2$, $N = 3$)

Если коэффициент деления n является достаточно большим простым числом, которое слишком велико для осуществления деления на одном каскаде и не разлагается на сомножители, используются делители с обратной связью. На рис. 3.11 приведена структурная схема такого делителя, состоящего из двух последовательно соединенных релаксаторов с коэффициентами

деления n_1 и n_2 и цепи обратной связи, представляющей собой генератор импульсов длительностью $t_{и} = NT_c$. Работа устройства поясняется временными диаграммами, показанными на рис. 3.12. В качестве одиночных делителей применяют ждущие релаксаторы, рассмотренные в § 3.3. Если цепь обратной связи разомкнута, то общий коэффициент деления $n = n_1 n_2$. При замыкании цепи обратной связи каждый выходной импульс второго генератора будет запускать генератор в этой цепи. Импульс такого генератора поступает на первый делитель, делая его нечувствительным к N последовательным входным импульсам синхронизации, поступающим за время $t_{и}$. После окончания импульса на выходе генератора, включенного в цепь обратной связи, первый делитель запускается очередным входным импульсом, а второй — импульсом первого делителя, и через n_2 циклов первого делителя на выходе схемы появится импульс. Таким образом, общий коэффициент деления

$$n = n_1 n_2 + N.$$

Изменяя в процессе работы длительность импульса генератора в цепи обратной связи, можно изменять коэффициент деления. Расчет такого делителя сводится к расчету одиночных делителей, рассмотренному ранее.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАСЧЕТ ТРИГГЕРНЫХ СХЕМ

§ 4.1. СТАТИЧЕСКИЙ РЕЖИМ СИММЕТРИЧНОГО ТРИГГЕРА

В статическом режиме симметричный триггер с внешним смещением (рис. 4.1) находится в устойчивом состоянии, при котором один из транзисторов открыт, а другой закрыт. Такое состояние должно сохраняться до тех пор, пока не будет подан запускающий импульс, под воздействием которого триггер перейдет во

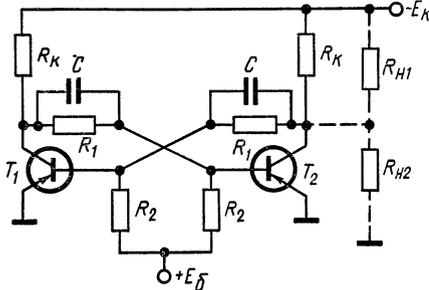


Рис. 4.1. Схема симметричного триггера с внешним смещением

второе устойчивое состояние. В схемах насыщенных триггеров открытый транзистор находится в режиме насыщения.

Триггер будет иметь два устойчивых состояния только при правильном выборе элементов схемы. Условия, обеспечивающие два устойчивых состояния триггера, можно найти из эквивалентных базовых цепей транзисторов. На рис. 4.2 даны эквивалентные схемы базовых цепей для состояния, когда

транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт и насыщен. Из рис. 4.2, а находим условие запирания транзистора T_1 в следующем виде:

$$u_{б1} = \frac{E_б}{R_1 + R_2} R_1 - I_{к0} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq 0,$$

или

$$R_2 \leq E_б / I_{к0}.$$

Последнее неравенство должно выполняться для максимальной рабочей температуры

$$R_2 \leq E_б / I_{к0 \max}.$$

Учитывая допуски на сопротивление и напряжение смещения, данную формулу запишем в виде

$$R_2 \leq \frac{1 - \delta E_б}{1 + \delta R_2} \frac{E_б}{I_{к0 \max}} \approx (1 - \delta R_2 - \delta E_б) E_б / I_{к0 \max}, \quad (4.1)$$

где

$$\delta R_2 = \Delta R_2 / R_2, \quad \delta E_б = \Delta E_б / E_б.$$

Для обеспечения режима насыщения открытого транзистора необходимо выполнить условие

$$I_6 = sI_{6н} = sI_{кн}/\beta_{\min} = sE_к/R_к\beta_{\min}, \quad (4.2)$$

где s — коэффициент насыщения транзистора.

Из эквивалентной схемы рис. 4.2, б находим

$$I_6 = \frac{E_к - R_кI_{к0}}{R_1 + R_к} - \frac{E_6}{R_2} \approx \frac{E_к}{R_1 + R_к} - \frac{E_6}{R_2}.$$

Подставляя в это равенство значение тока I_6 из формулы (4.2) и решая его относительно R_1 , получаем

$$R_1 = \left(\frac{\beta_{\min}}{s + \beta_{\min}} \cdot \frac{E_6 R_к}{E_к R_2} - 1 \right) R_к.$$

Соотношение должно выполняться для наиболее неблагоприят-

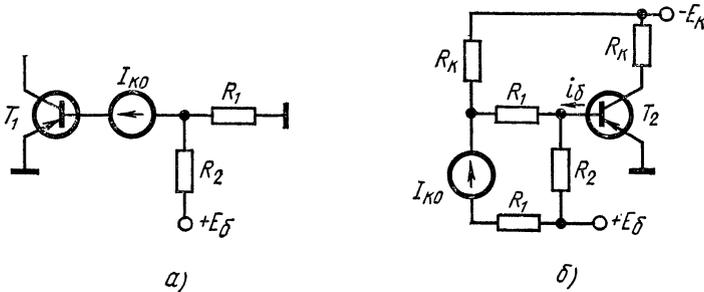


Рис. 4.2. Эквивалентные схемы базовых цепей закрытого транзистора T_1 (а) и открытого транзистора T_2 (б) триггера

ного сочетания разбросов величин $E_к$, E_6 , $R_к$, R_1 , R_2 . С учетом разброса этих величин

$$R_1 = (1 - 2\delta R) R_к \left(\frac{\beta_{\min}}{s + \frac{\beta_{\min}}{1 - 2\delta E} \frac{E_6 R_к}{E_к R_2}} - 1 \right). \quad (4.3)$$

Из-за разброса коэффициента усиления β степень насыщения транзистора может изменяться. Максимальный коэффициент насыщения

$$s_{\max} = s\beta_{\max}/\beta_{\min}. \quad (4.4)$$

Амплитуду выходного напряжения, снимаемого с коллектора транзистора, определяют из соотношения

$$U_m = (E_к - I_{к0}R_к) R_1/(R_1 + R_к). \quad (4.5)$$

Мощность, потребляемая триггером,

$$P = \frac{E_к^2}{R_к} + \frac{E_к^2}{R_1 + R_к} + \frac{E_6^2}{R_2} + \frac{E_6^2}{R_1 + R_2} \approx (1,1 \div 1,2) E_к^2/R_к, \quad (4.6)$$

где коэффициент $1,1 \div 1,2$ учитывает расход мощности в делителях и цепях смещения.

Значение резисторов R_1 и R_2 определяют по расчетным соотношениям (4.1) и (4.3). Но предварительно находят входящие в эти формулы величины E_k , R_k , E_6 из дополнительных условий. Как следует из соотношения (4.5), напряжение E_k определяется амплитудой U_m и делителем $R_k R_1$. Значение E_k выбирают из условия

$$E_k = (1,05 \div 1,4) U_m. \quad (4.7)$$

При выборе сопротивления R_k учитывают надежность, экономичность и быстродействие триггера. Величина этого сопротивления снизу ограничена предельно допустимым током $I_{k \text{ доп}}$ в режиме переключения

$$R_k > E_k / I_{k \text{ доп}}. \quad (4.8)$$

Как следует из формулы (4.5), для уменьшения влияния изменения тока I_{k0} на стабильность амплитуды U_m должно выполняться условие

$$R_k \ll E_k / I_{k0 \text{ max}}. \quad (4.9)$$

Влияние емкости C_k коллекторного перехода на скорость переключения быстродействующего триггера будет незначительным при выполнении неравенства

$$R_k < \tau_\beta / C_k (1 + \beta). \quad (4.10)$$

Необходимо также иметь в виду, что при большом значении R_k триггер будет более экономичным, но с меньшей нагрузочной способностью.

Для надежного закрывания транзистора при максимальном токе $I_{k0 \text{ max}}$ и незначительном влиянии источника смещения на длительность переключения триггера величину E_6 выбирают из соотношения

$$E_6 = (0,1 \div 0,2) E_k. \quad (4.11)$$

Рассмотрим влияние статической нагрузки на режим триггера. Нагрузочные сопротивления можно подключить к выходу триггера параллельно резистору R_k или транзистору. На рис. 4.1 пунктиром показано подключение нагрузки к одному плечу триггера. При подключении нагрузки $R_{н1}$ эквивалентное коллекторное сопротивление $R_{k \text{ экв}} = R_k R_{н1} / (R_k + R_{н1})$ становится меньше сопротивления R_k , что приводит к снижению коэффициента насыщения (или даже к выходу из насыщения) транзистора T_2 и уменьшению амплитуды выходного напряжения. С учетом нагрузки $R_{н1}$ коэффициент насыщения транзистора

$$s_{н1} = s R_{н1} / (R_k + R_{н1}),$$

где s — коэффициент насыщения при $R_{н1} = \infty$. Для того чтобы коэффициент насыщения при подключении нагрузки оставался равным заданной величине, необходимо увеличить базовый ток

второго транзистора, т. е. уменьшить величину сопротивления R_1 базовой цепи транзистора T_2 . Значение R_1 рассчитывают по формуле (4.3), в которую вместо R_K подставляют значение $R_{K_{\text{экв}}}$.

Подключение нагрузки R_{H_2} не изменяет коллекторного тока транзистора T_2 , так как выходное сопротивление насыщенного транзистора мало. Но когда транзистор T_2 закрыт, нагрузка приводит к уменьшению напряжения на коллекторе. Амплитуда напряжения, снимаемого с коллектора нагруженного транзистора,

$$U_m \approx E_K R_{H_2} / (R_{H_2} + R_K).$$

С уменьшением потенциала коллектора закрытого транзистора T_2 , уменьшается и ток базы транзистора T_1 . Для сохранения прежней степени насыщения транзистора T_1 необходимо сопротивление R_1 , рассчитанное по формуле (4.3), уменьшить в $R_{H_2} / (R_{H_2} + R_K)$ раз.

§ 4.2. ЗАПУСК И БЫСТРОДЕЙСТВИЕ СИММЕТРИЧНЫХ ТРИГГЕРОВ

Характеристика способов запуска

Существует два способа запуска триггеров: отдельный и общий (счетный), выбор которых определяется функциями, выполняемыми триггером. При отдельном способе запуска пусковые импульсы одинаковой полярности подаются на два входа триггера от двух источников импульсов, причем от каждого источника импульсы подаются только на один вход. От каждого входного импульса срабатывает триггер только в том случае, если импульсы от источников чередуются во времени друг с другом. В режиме общего запуска пусковые импульсы подаются на общий вход и при этом триггер должен срабатывать от каждого пускового импульса.

Запуск триггеров можно осуществлять как запирающими, так и отпирающими транзистор импульсами. Наиболее распространен запуск с помощью запирающих импульсов, так как в этом случае пусковой импульс ускоряет выход транзистора из режима насыщения и сокращает время переброса схемы.

Длительность переходных процессов при запуске триггеров зависит от способа запуска, параметров схемы и пусковых импульсов, а также частотных свойств транзисторов.

Раздельный запуск

Переходные процессы. Переброс триггера можно осуществлять подачей пусковых импульсов непосредственно на базу или коллектор транзистора. Рассмотрим кратко переходные процессы при поступлении пусковых импульсов на базу (рис. 4.3, а). Пусть в исходном состоянии транзистор T_1 открыт и насыщен, а T_2 закрыт. При подаче на первый вход триггера положительного импульса с амплитудой $U_{m_{\text{вх}}} > E$ открывается диод D_1

и в базу транзистора T_1 потечет запирающий ток

$$I_{\text{бз}} \approx \frac{U_{\text{м вх}}}{R_{\text{и}} + R_{\text{д}}} + \frac{E_{\text{б}}}{R_2} - \frac{E_{\text{к}}}{R_1 + R_{\text{к}}},$$

под действием которого начинается процесс рассасывания неосновных носителей заряда в базе. Процесс рассасывания происходит так же, как в обычном насыщенном транзисторном ключе, а длительность стадии рассасывания (рис. 4.3, б) определяется формулой (1.24). В практических схемах обычно $I_{\text{бз}}\beta \gg I_{\text{кн}}$, а поэтому [5]

$$t_{\text{рас}} \approx \tau_{\text{н}} I_{\text{кн}} (s - 1) / \beta I_{\text{бз}}. \quad (4.12)$$

После завершения стадии рассасывания коллекторный ток транзистора T_1 начнет уменьшаться, а напряжение на его коллекторе возрастать. Приращение коллекторного напряжения через

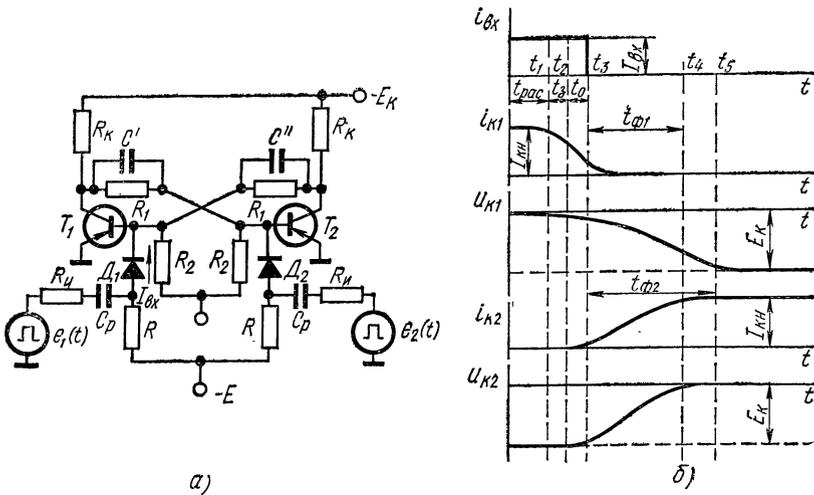


Рис. 4.3. Схема раздельного запуска триггера на базы транзисторов (а) и временные диаграммы (б)

конденсатор C' ($C' = C'' = C$) передается на базу закрытого транзистора T_2 , вследствие чего потенциал базы уменьшается, что и приведет к открыванию транзистора T_2 . Длительность задержки t_3 открывания транзистора T_2 после начала спада коллекторного тока T_1 [13, 38].

$$t_3 \approx \tau_{\alpha} U_{\text{бз}} / I_{\text{бз}} R_{\text{к}},$$

где $U_{\text{бз}}$ — начальное запирающее напряжение на базе закрытого транзистора. Так как обычно $U_{\text{бз}}$ выбирают порядка $(0,1 \div 0,2) E_{\text{к}}$, $I_{\text{бз}} \approx I_{\text{кн}}$, то длительность

$$t_3 \approx (0,1 \div 0,2) \tau_{\alpha}. \quad (4.13)$$

После интервала времени t_3 оба транзистора открыты и работают в активном режиме. В результате действия положительной обратной связи рост коллекторного тока транзистора T_1 и убывание коллекторного тока транзистора T_2 протекает с нарастающей скоростью. Лавинообразный процесс опрокидывания схемы заканчивается в момент времени, когда коллекторный ток транзистора T_1 становится равным нулю. Длительность t_0 регенеративного процесса при $I_{\beta 3} < 0,8I_{кн}$ оценивается следующей формулой [39, 44]

$$t_0 \approx \tau_\alpha \ln (I_{кн}/I_{\beta 3}). \quad (4.14)$$

Если $I_{\beta 3} \geq I_{кн}$, то практически регенеративный процесс отсутствует ($t_0 \approx 0$). За интервалы времени t_3 и t_0 напряжение на конденсаторах C' и C'' изменяется незначительно (из-за кратковременности интервалов), а поэтому можно считать, что потенциалы коллекторов транзисторов почти не изменились.

После запираания T_1 происходит процесс установления стационарных напряжений на коллекторах транзисторов и базе транзистора T_1 . Транзистор T_2 продолжает дооткрываться до насыщения и его коллекторное напряжение нарастает. Длительность фронта положительного перепада коллекторного напряжения

$$t_{\phi 1} = R_k C \ln 1 / \left[1 - \frac{\tau_\alpha E_k}{R_k C (E_k - U_{\beta 3})} \right]. \quad (4.15)$$

Коллекторное напряжение закрывшегося транзистора T_1 вследствие заряда конденсатора C' уменьшается по экспоненциальному закону с постоянной времени $R_k C$. Длительность фронта отрицательного перепада коллекторного напряжения

$$t_{\phi 2} = R_k C \ln 20 (1 - U_{\beta 3}/E_k). \quad (4.16)$$

Длительность процесса установления напряжения на базе закрывшегося транзистора T_1 определяется временем разряда конденсатора C'' через параллельное соединение резисторов R_1, R_2

$$t_{\text{раз}} = 3CR_1R_2/(R_1 + R_2).$$

Если конденсатор C'' за интервал между пусковыми импульсами не успевает разряжаться, то в схеме возникает динамическое смещение, в результате которого растет положительное смещение на базе запертого транзистора. Это увеличивает длительность t_3 и $t_{\phi 1}$ и, следовательно, ухудшает быстродействие.

Аналогично протекают переходные процессы при поступлении пускового импульса на второй вход триггера.

Выбор величины ускоряющих емкостей. Из формул (4.15) и (4.16) следует, что увеличение емкости C приводит к уменьшению значения $t_{\phi 1}$ и возрастанию $t_{\phi 2}$. Поэтому можно выбрать емкость C так, чтобы $t_{\phi 1} = t_{\phi 2}$. Приравнивая значения $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ из формул (4.15), (4.16) и принимая $U_{\beta 3} = 0,2E_k$, получаем

$$C = 1,3\tau_\alpha/R_k. \quad (4.17)$$

Тогда $t_{\phi 1} = t_{\phi 2} = 4\tau_\alpha$. При выборе емкости C часто отказываются

от условия равенства фронтов [8, 13, 44], а выбирают эту емкость так, чтобы

$$t_{\phi 2} = (2 \div 3) t_{\phi 1}. \quad (4.18)$$

При выполнении данного условия заряд и разряд ускоряющих конденсаторов заканчивается примерно одновременно ($t_{\text{раз}} \approx t_{\phi 2}$) и в меньшей степени сказывается влияние динамического смещения на скорость переключения триггера. Кроме того, при $R_k C < < 2\tau_\alpha$ значительно увеличивается длительность t_0 стадии регенерации [44]. Формула (4.14), определяющая длительность t_0 , получена при условии, что $C = \infty$. Подставляя в выражение (4.18) значения $t_{\phi 1}$ и $t_{\phi 2}$ из формул (4.15) и (4.16), получаем

$$C = (1,67 \div 2,08) \tau_\alpha / R_k,$$

или

$$C = \frac{0,27 \div 0,33}{f_\alpha R_k} \approx \frac{0,3}{f_\alpha R_k}. \quad (4.19)$$

Тогда длительность

$$t_{\phi 2} = (4,5 \div 5,5) \tau_\alpha. \quad (4.20)$$

Максимальная частота переключения. Минимальный интервал времени между пусковыми импульсами, при котором происходит устойчивое срабатывание схемы,

$$t_{\text{min}} = t_{\text{pac}} + t_3 + t_0 + t_{\phi 2}.$$

Величину t_{min} называют также разрешающим временем. Подставляя значения временных интервалов из формул (4.12)—(4.14) и (4.20), получаем

$$t_{\text{min}} = \tau_n I_{\text{кн}} (s - 1) / \beta I_{\phi 3} + 0,2\tau_\alpha + \tau_\alpha \ln I_{\text{кн}} / I_{\phi 3} + 5,5\tau_\alpha.$$

Принимая $I_{\phi 3} = I_{\text{кн}}$ и $\tau_n / \beta = \tau_\alpha$, найдем $t_{\text{min}} = (s + 4,7) \tau_\alpha$. Открытый транзистор триггера работает в режиме неглубокого насыщения ($s = 1,2 \div 2$). Учитывая значения s , получаем $t_{\text{min}} \approx 7\tau_\alpha$.

Максимальная частота переключения триггера

$$f_{\text{max}} = 1/t_{\text{min}} = 1/7\tau_\alpha = 0,9f_\alpha.$$

В результате разброса коэффициента усиления β глубина насыщения транзистора может значительно изменяться. Например, для низкочастотных транзисторов малой мощности типа МП21, МП25, МП40, МП42 отношение $\beta_{\text{max}}/\beta_{\text{min}}$ может достигать значений, равных $5 \div 6$. В этом случае максимальный коэффициент насыщения

$$s_{\text{max}} = s\beta_{\text{max}}/\beta_{\text{min}} = (1,2 \div 2) \cdot 6 = 7,2 \div 12.$$

Тогда $t_{\text{min}} \approx (12 \div 17) \tau_\alpha$,

$$a \quad f_{\text{max}} \approx (0,35 \div 0,5) f_\alpha. \quad (4.21)$$

Соотношение (4.21) позволяет выбрать транзистор по заданной частоте переключения. Под граничной частотой f_α следует понимать усредненную величину [13, 39], которая на $20 \div 30\%$

меньше номинальной (приводимой в справочнике). Это объясняется тем, что коллекторное напряжение, от величины которого зависит f_{α} , изменяется в широком диапазоне и принимает значения, близкие к нулю.

При использовании в триггерах дрейфовых транзисторов типа П401, П402, П403, П416 в полученных соотношениях необходимо учитывать барьерную емкость C_k коллекторного перехода, заменяя τ_{α} величиной $\tau'_{\alpha} = \tau_{\alpha} + C_k R_k$.

Схемы запуска. На рис. 4.3, а дана схема отдельного запуска триггера положительными импульсами, поступающими попеременно на входы. Запуск осуществляется как кратковременными импульсами, так и перепадами напряжения значительной длительности. Диоды D_1 и D_2 пропускают на базы транзисторов только положительные импульсы и обеспечивают

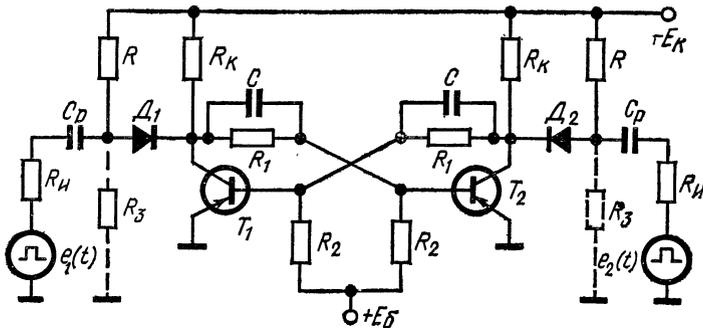


Рис. 4.4. Схема отдельного запуска триггера на коллекторы транзисторов

отключение источника входных сигналов по окончании регенеративного процесса. При запуске триггера перепадами напряжения большой длительности разделительные RC_p -цепи должны выполнять роль укорачивающих цепей. Это позволяет производить запуск триггера по одному входу, например $e_1(t)$, не дожидаясь окончания импульса на втором входе. При этом возникающий в результате дифференцирования входного напряжения отрицательный импульс не пропускается диодами и повторное срабатывание триггера не происходит. Источник смещения $E = (0,3 \div 0,8)$ В служит для поддержания запертого состояния диодов D_1 и D_2 в отсутствие входных сигналов, что повышает помехоустойчивость триггера по сигнальному входу.

Схема запуска на коллекторы (рис. 4.4) по принципу действия мало отличается от схемы рис. 4.3. Пусть транзистор T_1 открыт и насыщен, а T_2 закрыт. Диод D_2 будет заперт напряжением $u_{обр2} = E_k R_k / (R_1 + R_k)$, обычно не превышающим значения $(1 \div 2)$ В. Диод D_1 заперт более глубоко напряжением, почти равным E_k . При подаче от источника $e_2(t)$ импульса положительной полярности с амплитудой $U_{твх} > |u_{обр2}|$ диод D_2 откры-

вается и в базовой цепи транзистора T_1 потечет запирающий ток

$$i_{\text{вх}} \approx \frac{U_{\text{мвх}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}} + r_{\text{вх}}} e^{-t/\tau_{\text{эКВ}}}, \quad (4.22)$$

где $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора T_1 ;

$$\tau_{\text{эКВ}} = C_{\text{р}}C(R_{\text{н}} + R_{\text{д}} + r_{\text{вх}})/(C_{\text{р}} + C).$$

Под действием этого тока начинается процесс рассасывания заряда из области базы транзистора T_1 . Ток $i_{\text{вх}}$ будет быстро уменьшаться из-за малой постоянной времени $\tau_{\text{эКВ}}$ и может упасть до нуля, прежде чем закроется транзистор T_1 . В этом случае запуска не произойдет. Для того чтобы ток $i_{\text{вх}}$ уменьшался сравнительно медленно, ускоряющие емкости C в схеме рис. 4.4 приходится выбирать большими, чем в схеме рис. 4.3. Это приводит к снижению быстродействия триггера. После выхода транзистора T_1 из режима насыщения в схеме будут протекать переходные процессы, аналогичные протекающим в схеме рис. 4.3. Для повышения чувствительности триггера иногда в цепи запуска

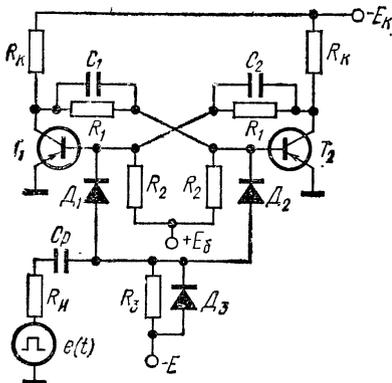


Рис. 4.5. Схема счетного запуска триггера на базы транзисторов

и насыщен, а T_2 заперт. Диод D_1 будет заперт напряжением $u_{\text{обр1}} = |E| - |U_{\text{бн}}|$, а диод D_2 — напряжением $u_{\text{обр2}} = |E| + |U_{\text{б3}}|$. Фиксирующий диод D_3 служит для ускорения разряда конденсатора $C_{\text{р}}$ в интервалах между запускающими импульсами. Пусковой положительный импульс открывает диод D_1 и под действием запирающего тока $I_{\text{б3}}$ транзистор T_1 начинает выходить из режима насыщения. Длительность стадии рассасывания определяется формулой (4.12). После выхода транзистора T_1 из насыщения начинается процесс его запираения. При условии $\beta I_{\text{б3}} \gg I_{\text{кн}}$ длительность процесса запираения $t_{\text{выкл}} \approx \tau_{\text{а}} I_{\text{кн}} / I_{\text{б3}}$. Диод D_2 открывается или одновременно с диодом D_1 при достаточной амплитуде запускающего импульса или с некоторой задержкой, определяемой процессом уменьшения запирающего напряжения на базе T_2 за счет роста отрицательного коллекторного напряжения транзи-

включают дополнительные резисторы R_3 . Выбирая соотношения $R_3/(R_3 + R)$ на диоде можно установить желаемую величину запирающего напряжения $u_{\text{обр}}$.

Общий запуск

При общем запуске переходные процессы имеют ряд отличий от процессов при отдельном запуске. На них будет указано при рассмотрении схем запуска.

Схема общего запуска на базы транзисторов приведена на рис. 4.5. Примем, что в исходном состоянии транзистор T_1 открыт

стора T_1 . Таким образом, оба транзистора во время действия пускового импульса закрываются и опрокидывание схемы происходит после прекращения входного импульса,

В момент окончания входного импульса диоды D_1 и D_2 закрываются, а транзисторы открываются под действием напряжения E_k . Базовые токи транзисторов

$$I_{61} \approx \frac{E_k - U_{c2}}{R_k}, \quad I_{62} \approx \frac{E_k - U_{c1}}{R_k}.$$

В исходном состоянии триггера $U_{c2} \approx E_k$ и $U_{c1} \approx U_{63}$, а поэтому $I_{62} \gg I_{61}$. Транзистор T_2 будет отпираться гораздо быстрее и его нарастающий коллекторный ток, протекая через емкость C_2 , поступает в базу транзистора T_1 . Этот ток будет компенсировать ток I_{61} и препятствовать открыванию транзистора T_1 . В конце этой стадии, длительность которой очень мала, транзистор T_1 заперется, а T_2 откроется. После вторичного закрывания транзистора T_1 процессы установления стационарных напряжений на коллекторах и базах транзисторов происходят так же, как и в триггере с отдельным запуском (см. рис. 4.3, а).

Для обеспечения надежного срабатывания триггера емкости ускоряющих конденсаторов $C = C_1 = C_2$ выбирают достаточно большими. В этом случае напряжение на них во время действия пускового импульса изменяется незначительно и таким образом предотвращается уменьшение разности между максимальными значениями базовых токов. Оптимальное значение емкости [13, 33, 39]

$$C = 3\tau_a/R_k. \quad (4.23)$$

Из-за большой емкости ускоряющих конденсаторов быстрое действие при счетном запуске по базовым цепям в $1,5 \div 2$ раза ниже, чем при отдельном. С учетом разброса коэффициента β максимальную частоту переключения можно оценить по формуле

$$f_{\max} = (0,2 \div 0,3) f_a. \quad (4.24)$$

Длительность запускающих импульсов существенно влияет на ход процесса опрокидывания схемы, а значит, и быстрое действие. При длительности запускающего импульса $t_{\text{вх}} < t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$, триггер не опрокидывается. Оптимальной следует считать такую длительность импульса, которая несколько превышает сумму $t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$. Дальнейшее увеличение $t_{\text{вх}}$ ведет к задержке начала действия процесса опрокидывания после выхода транзистора из насыщения.

Для повышения быстрого действия применяют так называемый управляемый счетный запуск (рис. 4.6). В этой схеме пусковой импульс положительной полярности поступает только на базу насыщенного транзистора. Предположим, что в начальном состоянии транзистор T_1 открыт и насыщен, а T_2 закрыт. Диод D_1 будет открыт под действием небольшой величины отпирающего напряжения $|U_{6н}| - |U_{кн}|$, а диод D_2 глубоко закрыт

обратным напряжением $|U_{бз}| + |U_{кз}|$, близким к E_k . Запускающий импульс поступает через диод D_1 только на базу открытого транзистора T_1 и вызывает переборс триггера. Диод D_2 открывается не сразу после переборса схемы (если даже на входе еще действует пусковой импульс), а лишь после разряда емкости C_2 через резистор R . Этим предотвращается повторное срабатывание схемы от одного пускового импульса. Повторного срабатывания не будет, если постоянная времени RC_2 (RC_1) равна или больше длительности пускового импульса. Постоянная времени $R_n C_1$ ($R_n C_2$) должна быть достаточно большой для того, чтобы за время действия импульса пусковой ток изменялся незначительно. К приходу следующего пускового импульса конденсаторы C_1 и C_2 должны полностью перезарядиться. Разрешающее время такой схемы определяется в основном длительностью процесса заряда конденсатора C_1 (C_2):

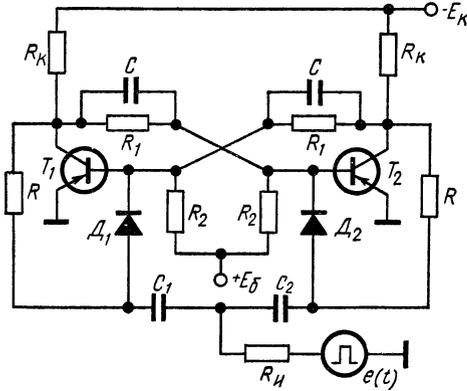


Рис. 4.6. Схема управляемого счетного запуска триггера на базы транзисторов

Рис. 4.6. Схема управляемого счетного запуска триггера на базы транзисторов

Рис. 4.6. Схема управляемого счетного запуска триггера на базы транзисторов

$$t_{\min} = 3(R + R_k + R_n) C_1. \quad (4.25)$$

При общем способе запуска переборс триггеров можно осуществлять подачей входных импульсов на коллекторы транзисторов (рис. 4.7). Принимаем, что в исходном состоянии транзистор T_1 открыт и насыщен, а транзистор T_2 закрыт. В отсутствие пусковых импульсов оба диода закрыты. Диод D_1 закрыт напряжением $u_{обр1} \approx E_k$, а на диоде D_2 запирающее напряжение $u_{обр2} \approx E_k R_k / (R_k + R_1)$. Пусковой импульс с амплитудой $|u_{обр1}| > U_{мвх} > |u_{обр2}|$ откроет только диод D_2 . В базовой цепи транзистора T_1 потечет запирающий ток, определяемый формулой (4.22). В результате этого произойдет процесс рассасывания заряда из области базы и переборс триггера. Диод D_1 при воздействии пускового импульса должен оставаться закрытым. Для предотвращения открывания D_1 до окончания действия пускового

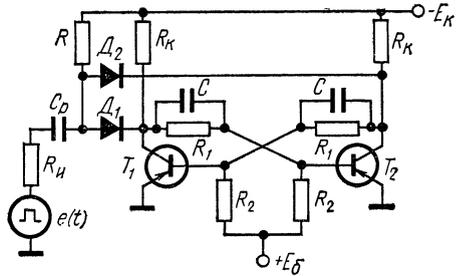


Рис. 4.7. Схема счетного запуска триггера на коллекторы транзисторов

импульса необходимо, чтобы рост отрицательного коллекторного напряжения $u_{к1}$ после закрывания транзистора T_1 происходил достаточно медленно. Поэтому постоянная времени $R_k C$, определяющая скорость изменения напряжения $u_{к1}$, должна быть выбрана достаточно большой. Емкости конденсаторов C в схеме рис. 4.7 выбираются большими, чем в схеме рис. 4.4.

Параметры входных цепей и запускающих импульсов

Элементы цепи запуска и параметры пусковых импульсов должны быть выбраны таким образом, чтобы за время действия пускового сигнала происходило полное запираение насыщенного транзистора.

Если запуск такого транзистора производится прямоугольным импульсом тока с амплитудой $I_{бз}$ (генератор пусковых импульсов работает в режиме генератора тока), то необходимая для полного запираения насыщенного транзистора длительность входного импульса $t_{и\text{ вх}} \geq t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$. Длительность стадии рассасывания определяется формулой (4.12). При расчете цепи запуска за интервал времени $t_{\text{выкл}}$ принимают длительность процесса запираения насыщенного транзистора после выхода его из насыщения. При запуске триггера обычно запирающий транзистор ток $I_{бз} \gg I_{кн}/\beta$. В этом случае длительность

$$t_{\text{выкл}} = \tau_{\beta} I_{кн} / \beta I_{бз}.$$

Подставляя значения временных интервалов $t_{\text{рас}}$ и $t_{\text{выкл}}$, получаем

$$t_{и\text{ вх}} \geq [\tau_n (s_{\text{max}} - 1) + \tau_{\beta}] I_{кн} / \beta I_{бз}. \quad (4.26)$$

Для ненасыщенных триггеров справедлива формула

$$t_{и\text{ вх}} \geq \tau_{\alpha} I_{кн} / I_{бз}. \quad (4.27)$$

Соотношения (4.26), (4.27) позволяют определить длительность запускающих импульсов при использовании в схемах триггеров бездрейфовых транзисторов. При применении дрейфовых транзисторов эту формулу следует считать приближенной [18].

Наиболее часто запуск триггера осуществляется перепадами напряжения амплитудой $U_{m\text{ вх}}$ от источника с низкоомным выходным сопротивлением $R_{и}$ через укорачивающую RC_p -цепь. Заряд, протекающий через емкость конденсатора C_p за время запуска, должен быть больше или равен заряду, накопленному в базе транзистора. При запуске на базы транзисторов заряд, протекающий через емкость C_p за время запуска ($t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$) [13]:

$$Q = U_{m\text{ вх}} C_p \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}}{\tau_{\text{зар}}}} \right),$$

где $\tau_{\text{зар}} = C_p (R_{и} + R_d + r_{\text{вх}})$ — постоянная времени заряда конденсатора; $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора.

Заряд неосновных носителей, накопленный в базе насыщенного транзистора,

$$Q_0 = I_0 \tau_\beta = s_{\max} I_{\text{кн}} \tau_\alpha.$$

Приравнивая заряды Q и Q_0 и принимая $(t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}) = \tau_{\text{зар}}$, получим значение емкости конденсатора в следующем виде:

$$C_p = s_{\max} I_{\text{кн}} \tau_\alpha / 0,63 U_{\text{м.вх.}} \quad (4.28)$$

При запуске на коллекторы (см. рис. 4.4, 4.7) запирающий ток протекает через последовательно соединенные конденсаторы C_p и C . Поэтому в формуле (4.28) нужно заменить значение C_p на величину $C_{p\text{экв}} = C_p C / (C_p + C)$.

§ 4.3. ВАРИАНТЫ СХЕМ СИММЕТРИЧНЫХ ТРИГГЕРОВ

Ненасыщенный триггер с нелинейной обратной связью

На рис. 4.8 приведена схема симметричного триггера, в которой насыщение транзисторов предотвращается нелинейной обрат-

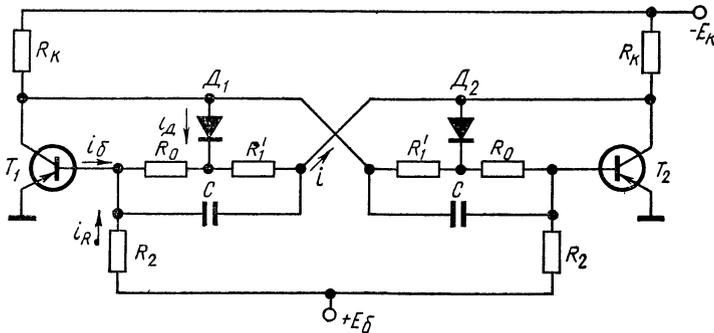


Рис. 4.8. Схема ненасыщенного триггера с нелинейной обратной связью

ной связью коллектор-база. Эта схема отличается от схемы насыщенного триггера (см. рис. 4.1) тем, что резистор R_1 заменен двумя ($R_1 = R_1' + R_0$) и дополнительно введены два фиксирующих диода. Пусть в устойчивом состоянии транзистор T_1 открыт, а T_2 закрыт. Элементы схемы выбирают так, чтобы при отсутствии диода D_1 базовый ток $i_b \geq I_{\text{бн}}$ привел бы транзистор T_1 в режим насыщения. Однако в данной схеме насыщения транзистора не происходит. В процессе опрокидывания схемы в указанное устойчивое состояние токи i и i_b нарастают. Когда ток i достигнет значения, при котором выполняется условие $R_0 i \geq u_{\text{бк}}$, открывается диод D_1 . При этом рост базового тока прекращается, так как увеличение тока i будет почти полностью компенсироваться ростом тока i_d диода D_1 . Открывание диода D_1 происходит при положительном напряжении база-коллектор ($u_{\text{бк}} > 0$) и таким образом предотвращается насыщение транзистора T_1 . Аналогично предот-

вращается насыщение транзистора T_2 во втором устойчивом состоянии.

Найдем зависимость для определения сопротивления R_0 . В момент, предшествующий отпиранию диода D_1 ,

$$(I_6 + I_R) R_0 = |U_{6к}|. \quad (4.29)$$

Для того чтобы транзистор даже с минимальным коэффициентом β_{\min} находился на границе насыщения, необходимо выполнить условие

$$I_6 = E_k / R_k \beta_{\min}. \quad (4.30)$$

Подставляя в формулу (4.29) значение $I_R = E_6 / R_2$ и значение I_6 из формулы (4.30), а затем решая относительно R_0 , получаем

$$R_0 = \frac{\beta_{\min} R_k R_2 |U_{6к}|}{E_k R_{k2} + \beta_{\min} R_k E_6} \quad (4.31)$$

Для исключения насыщения транзистора необходимо задавать $|U_{6к}| = (0,5 \div 0,8)$ В. Остальные элементы схемы рассчитываются по формулам, выведенным для насыщенного триггера.

В триггере с нелинейной обратной связью при опрокидывании стадия рассасывания отсутствует, а поэтому

$$t'_{\min} = t_3 + t_0 + t_{\phi 2} \approx 5\tau_\alpha.$$

Максимальная частота переключения

$$f_{\max} = \frac{1}{t'_{\min}} = \frac{1}{5\tau_\alpha} = 1,2f_\alpha. \quad (4.32)$$

Кроме повышения быстродействия, преимущество ненасыщенных триггеров является также возможность использования в одной и той же схеме транзисторов без отбора их по значению β . При этом чувствительность ненасыщенных триггеров в отличие от насыщенных практически не зависит от разброса транзисторов по β . К недостаткам ненасыщенных триггеров следует отнести меньшую по сравнению со схемой насыщенного триггера нагрузочную способность и помехоустойчивость.

Все способы запуска, рассмотренные ранее, применимы в схеме ненасыщенного триггера.

Симметричный триггер с эмиттерными повторителями

Максимальную частоту переключения и нагрузочную способность (рис. 4.9) можно увеличить включением эмиттерных повторителей в каждое плечо триггера. Коллекторы транзисторов T_1 и T_2 собственно триггера связаны с базами через эмиттерные повторители на транзисторах T_3 , T_4 . Заряд ускоряющего конденсатора C после запираия ранее открытого транзистора T_1 или T_2 протекает через выходное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{\text{вых эп}} \approx R_k / \beta$. При этом резко уменьшается постоянная времени цепи заряда, вызывая значительное снижение длительности фронта $t_{\phi 2}$ отрицательного перепада коллекторного напряжения.

При запираании, например, транзистора T_2 длительность фронта $t_{\phi 2}$ перепада напряжения на выходе транзистора T_4

$$t_{\phi 2} \approx 3R_K C / \beta_4.$$

Малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя увеличивает начальный базовый ток насыщаемого транзистора, и длительность фронта $t_{\phi 1}$ положительного перепада коллекторного

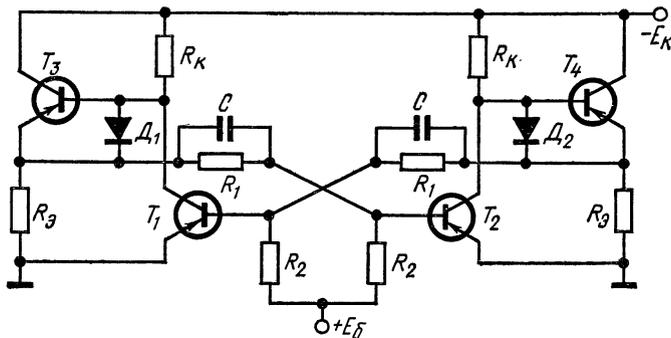


Рис. 4.9. Схема симметричного триггера с эмиттерными повторителями

напряжения существенно уменьшается. В данном триггере длительность стадии рассасывания будет такой же, как и в триггере без эмиттерных повторителей, так как последние работают в активном режиме. Для уменьшения времени восстановления напряжения на базе закрывшегося транзистора в схему включены диоды D_1 и D_2 .

Применение эмиттерных повторителей позволяет увеличить примерно вдвое максимальную частоту переключения на низко-частотных транзисторах [50] и существенно увеличить нагрузочную способность триггера, если нагрузку подключить к эмиттерам триодов T_3 , T_4 .

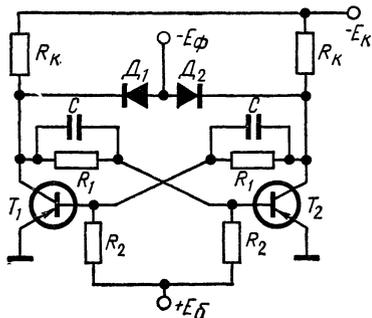


Рис. 4.10. Схема насыщенного триггера с фиксацией коллекторного напряжения закрытого транзистора

Триггер с фиксацией коллекторного напряжения

Для сокращения длительности фронта $t_{\phi 2}$ перепада напряжения на коллекторе запирающегося транзистора применяют фиксацию потенциала коллектора закрытого транзистора на уровне $|E_{\phi}| < |E_K|$ с помощью диодов D_1 и D_2 (рис. 4.10). Длительность фронта

$$t_{\phi 2} = R_K C \ln \frac{E_K}{E_K - E_{\phi}}.$$

Например, при $E_{\phi} = 0,6E_{\kappa}$ длительность $t_{\phi 2}$ сокращается приблизительно в три раза и увеличивается быстродействие. Амплитуда выходного напряжения $U_m = E_{\phi}$.

§ 4.4. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ТРИГГЕР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ

Триггер с эмиттерной связью (рис. 4.11) является несимметричной схемой и применяется для формирования прямоугольных импульсов из синусоидального (или произвольной формы) напряжения, а также в качестве порогового устройства, реагирующего на определенный уровень сигнала. Он имеет два устойчивых состояния равновесия. Открытые транзисторы работают в режиме насыщения. Особенностью схемы данного триггера является отсутствие связи коллектора транзистора T_2 с внутренними элементами схемы, что обеспечивает малое влияние нагрузки на работу триггера.

Рассмотрим работу схемы. Пусть в исходном состоянии при $e_{\text{вх}} = 0$ транзистор T_1 закрыт, а T_2 открыт и насыщен. Выходное напряжение $u_{\text{вых}} = E_{\kappa} R_3 / (R_{\kappa 2} + R_3)$. Будем увеличивать отпирающее (отрицательное) напряжение $e_{\text{вх}}$ (рис. 4.12). При $e_{\text{вх}} = U_1$ транзистор T_1 открывается, потенциал его коллектора повышается, что

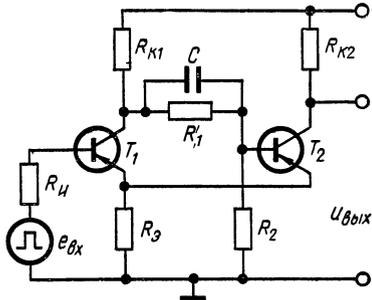


Рис. 4.11. Схема триггера с эмиттерной связью

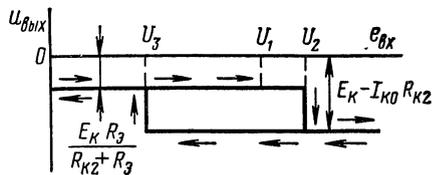


Рис. 4.12. Амплитудная характеристика триггера с эмиттерной связью

уменьшает базовый ток транзистора T_2 . Когда $e_{\text{вх}}$ достигнет значения U_2 , транзистор T_2 выйдет из режима насыщения и произойдет лавинообразный процесс перехода схемы во второе устойчивое состояние, при котором транзистор T_1 будет открыт и насыщен, а транзистор T_2 закрыт. Выходное напряжение станет равным $E_{\kappa} - I_{\kappa 0} R_{\kappa 2}$. Дальнейшее увеличение отпирающего напряжения не вызовет изменения напряжения $u_{\text{вых}}$. Напряжение U_1 называют напряжением срабатывания.

При уменьшении отпирающего напряжения обратное опрокидывание (отпускание) триггера произойдет не при $e_{\text{вх}} = U_2$, а при некотором меньшем значении $e_{\text{вх}} = U_3$. Напряжение U_3 называют напряжением отпускания. В результате обратного опрокидывания схема возвращается в исходное состояние. Зависимость $u_{\text{вых}} = f(e_{\text{вх}})$ имеет вид петли гистерезиса. Ширина ее $\Delta U = U_1 - U_3$. Наличие гистерезиса в триггере с эмиттерной связью можно

объяснить следующим. При уменьшении отпирающего напряжения до значения U_2 транзистор T_1 продолжает оставаться в насыщенном режиме, потенциал коллектора $U_{к1}$ остается почти равным потенциалу эмиттера транзистора T_2 ($U_{к1} \approx U_{э2}$). Потенциал базы транзистора T_2 $U_{б2} = U_{э2} R_2 / (R_1 + R_2)$ выше потенциала эмиттера

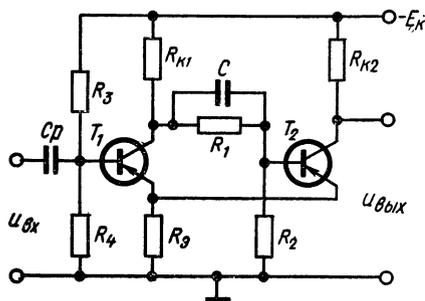


Рис. 4.13. Схема несимметричного триггера с делителем $R_3 R_4$ для установки начального смещения

и транзистор T_2 остается в режиме глубокой отсечки. Для отпускания триггера необходимо, чтобы транзисторы T_1 и T_2 были открыты и работали в активной области. Отпирание транзистора T_2 произойдет лишь после выхода транзистора T_1 из режима насыщения и понижения потенциала его коллектора до уровня, при котором потенциал базы транзистора T_2 сравнивается с потенциалом эмиттера. Это происходит при напряжении $e_{вх} = U_3$. Наличие гистерезиса — необходимое условие

правильной работы схемы, иначе схема не будет иметь двух устойчивых состояний и превратится в схему двухкаскадного усилителя с обратной связью.

Для установки начального состояния триггера на базу транзистора T_1 подается постоянное смещение, которое задается делителем $R_3 R_4$ (рис. 4.13).

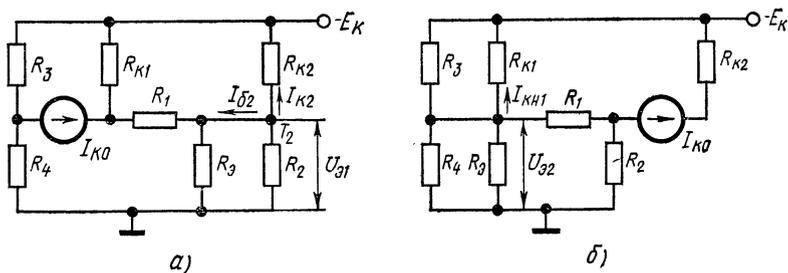


Рис. 4.14. Эквивалентные схемы триггера с эмиттерной связью для закрытого транзистора T_1 (а) и закрытого транзистора T_2 (б)

Произведем расчет элементов схемы, обеспечивающих два устойчивых состояния триггера [13, 38, 39]. Пусть в первом устойчивом состоянии транзистор T_2 открыт и насыщен, а T_1 закрыт. Эквивалентная схема триггера, соответствующая этому режиму, приведена на рис. 4.14, а. Условием насыщения транзистора T_2 является неравенство

$$I_{б2} \geq I_{кн2} / \beta_{2\text{min}} \quad (4.33)$$

Из эквивалентной схемы находим

$$I_{\delta 2} = \frac{E_{\kappa} - I_{\kappa 0} R_{\kappa 1} - U_{\delta 1}}{R_{\kappa 1} + R_1} - \frac{U_{\delta 1}}{R_2},$$

$$I_{\kappa 2} = (E_{\kappa} - U_{\delta 1}) / R_{\kappa 2},$$

$$U_{\delta 1} = E_{\kappa} \frac{1/R_{\kappa 2} + 1/(R_{\kappa 1} + R_1)}{1/R_3 + 1/R_{\kappa 2} + 1/(R_{\kappa 1} + R_1) + 1/R_2} \approx E_{\kappa} \frac{R_3}{R_{\kappa 2} + R_3},$$

где $U_{\delta 1}$ — потенциал эмиттера открытого транзистора T_2 .

Подставляя в (4.33) значения токов $I_{\delta 2}$, $I_{\kappa 2}$ и решая полученное неравенство относительно R_1 , получаем

$$R_1 \leq \frac{\beta_{2\min} (R_{\kappa 2} - I_{\kappa 0 \max} R_{\kappa 1} / I_{\kappa 2})}{1 + \beta_{2\min} U_{\delta 1} / I_{\kappa 2} R_2} - R_{\kappa 1}. \quad (4.34)$$

Для обеспечения надежного запираания транзистора в данном устойчивом состоянии триггера необходимо выполнять условие

$$U_{\delta 1} \leq E_{\kappa} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + I_{\kappa 0 \max} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}. \quad (4.35)$$

Во втором устойчивом состоянии транзистор T_1 находится в режиме насыщения, а транзистор T_2 закрыт. Условие насыщения транзистора T_1 имеет вид

$$I_{\delta 1} \geq I_{\kappa 1} / \beta_{1\min}. \quad (4.36)$$

Значения токов $I_{\delta 1}$ и $I_{\kappa 1}$ находят из эквивалентной схемы рис. 4.14, б в следующем виде:

$$I_{\kappa 1} = \frac{E_{\kappa} - U_{\delta 2}}{R_{\kappa 1}}, \quad I_{\delta 1} = \frac{E_{\kappa} - U_{\delta 2}}{R_3} - \frac{U_{\delta 2}}{R_4},$$

где потенциал эмиттера открытого транзистора T_1

$$U_{\delta 2} = E_{\kappa} \frac{1/R_{\kappa 1} + 1/R_3}{1/R_{\kappa 1} + 1/R_3 + 1/R_4 + 1/R_3 + 1/(R_1 + R_2)}. \quad (4.37)$$

Подставляя значения токов $I_{\kappa 1}$, $I_{\delta 1}$ и напряжения $U_{\delta 2}$ в формулу (4.36) и решая полученное неравенство относительно R_3 , находим

$$R_3 \leq \frac{\beta_{1\min} R_{\kappa 1}}{1 + \frac{\beta_{1\min} R_3 (R_1 + R_2)}{R_4 (R_1 + R_2 + R_3)}}. \quad (4.38)$$

Сопротивление резистора R_2 определяют так же, как и в симметричном триггере, из условия надежного запираания транзистора T_2 . Заменяя в формуле (4.1) напряжение E_6 значением $U_{\delta 2}$, получаем

$$R_2 \leq U_{\delta 2} / I_{\kappa 0 \max}. \quad (4.39)$$

Величины сопротивлений R_3 и $R_{\kappa 1}$ определяют из следующих соотношений [39]:

$$R_3 = R_{\kappa 2} U_{\delta 1} \alpha_{2\min} / (E_{\kappa} - U_{\delta 1}), \quad (4.40)$$

$$R_{\kappa 1} = R_{\kappa 2} (1 + R_{\kappa 1} / \beta_{1\min} R_3). \quad (4.41)$$

При выборе значения сопротивления $R_{к2}$ исходят из условия минимального влияния емкости C_k коллекторного перехода во время переключения триггера. Влияние емкости C_k будет незначительным при выполнении неравенства

$$R_{к2} < 1/2\pi f_{\alpha} C_k. \quad (4.42)$$

Значение сопротивления $R_{к2}$ должно также удовлетворять условию

$$R_{к2} > (E_k - U_{\text{эл}})/I_{к \text{ доп}}. \quad (4.43)$$

Напряжение U_3 , при котором происходит обратное опрокидывание (отпускание) триггера, определяется формулой [13]

$$U_3 = \frac{(E_k + I_{к0} R_1) R_2 / (R_1 + R_2)}{1 + R_{к1} R_2 / R_3 (R_1 + R_2)}. \quad (4.44)$$

Условия существования скачкообразного перехода триггера из одного устойчивого состояния в другое зависят от сопротивления $R_{и}$ источника входного сигнала. Если это сопротивление достаточно велико, то триггер может не переключаться несмотря на то, что элементы схемы выбраны из условия регенерации при $R_{и} = 0$. Поэтому целесообразно применять источник входных сигналов с малым $R_{и}$.

§ 4.5. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА СХЕМ ТРИГГЕРОВ

Пример 1. Рассчитать элементы схемы насыщенного триггера (см. рис. 4.3) для следующих исходных данных: максимальная частота переключений $f_{\text{max}} = 250$ кГц ($t_{\text{min}} = 4$ мкс); амплитуда выходного напряжения $U_m \geq 8$ В; диапазон изменения температур от -40 до $+60^\circ\text{C}$; максимальные колебания напряжения источников питания $\delta E = \pm 10\%$; разброс сопротивлений $\delta R = \pm 10\%$. Раздельный запуск триггера на базы транзисторов осуществляется положительными перепадами напряжения амплитудой $U_{m \text{ вх}} = 8$ В от источников с выходными сопротивлениями $R_{и} = 500$ Ом.

1. Выбираем тип транзисторов. При этом нужно исходить из допустимого коллекторного напряжения $U_{к\text{э доп}} \geq U_m = 8$ В и заданного быстродействия триггера. Согласно формуле (4.21) граничная частота транзистора

$$f_{\alpha} \geq \frac{f_{\text{max}}}{0,4} = \frac{250 \cdot 10^3}{0,4} = 625 \text{ кГц.}$$

Выбираем низкочастотный транзистор типа МП20Б, имеющий следующие параметры: $f_{\alpha} = 1,5$ МГц, $\beta = 80 \div 200$, $I_{к0} = 50$ мкА при $t = +20^\circ\text{C}$, $I_{к0} = 300$ мкА при $t = +60^\circ\text{C}$, $U_{к\text{э доп}} = 20$ В, допустимый коллекторный ток в режиме переключения $I_{к \text{ доп}} = 300$ мА, емкость $C_k = 30$ пФ.

2. Определяем напряжение

$$E_k = 1,2 U_m = 1,2 \cdot 8 = 9,6 \text{ В.}$$

Принимаем $E_k = 10$ В.

3. Определяем напряжение

$$E_6 = 0,2E_k = 0,2 \cdot 10 = 2 \text{ В.}$$

4. Рассчитываем сопротивление R_k .

Из неравенств (4.8), (4.9) и (4.10) находим:

$$R_k > E_k / I_{k \text{ д\o n}} = 10 / 300 \cdot 10^{-3} = 33 \text{ Ом;}$$

$$R_k \ll E_k / I_{k0 \text{ max}} = 10 / 300 \cdot 10^{-6} = 33 \text{ кОм;}$$

$$R_k < \tau_\beta / C_k (1 + \beta) \approx 1 / 2\pi f_\alpha C_k = 1 / 6,28 \cdot 10^6 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 5,4 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R_k = 1 \text{ кОм}$.

Здесь и в последующих расчетах за величину f_α принимаем усредненное значение граничной частоты [13, 39]. Для транзистора МП20Б, у которого в активном режиме $f_\alpha = 1,5 \text{ МГц}$, в ключевом режиме можно принять усредненное значение $f_\alpha = 1 \text{ МГц}$.

5. Находим значения резисторов R_1 и R_2 . По формуле (4.1) определяем сопротивление

$$R_2 \leq (1 - \delta R - \delta E) E_6 / I_{k0 \text{ max}} = 0,8 \cdot 2 / 300 \cdot 10^{-6} = 5,3 \text{ кОм.}$$

Принимаем номинальное значение $R_2 = 5,1 \text{ кОм}$.

По формуле (4.3) определяем сопротивление

$$R_1 = (1 - 2\delta R) R_k \left(\frac{\beta_{\text{min}}}{s + \frac{\beta_{\text{min}} E_6 R_k}{1 - 2\delta E} E_k R_2} - 1 \right) =$$

$$= 0,8 \cdot 10^3 \left(\frac{80}{1,2 + 100 \cdot 0,2 \cdot 0,196} - 1 \right) = 11,6 \text{ кОм.}$$

Принимаем номинальное значение $R_1 = 11 \text{ кОм}$. Коэффициент насыщения $s = 1,2$.

6. По формуле (4.19) рассчитываем значение ускоряющей емкости

$$C = \frac{0,3}{f_\alpha R_k} = \frac{0,3}{10^6 \cdot 10^3} = 300 \text{ пФ.}$$

Принимаем номинальное значение $C = 330 \text{ пФ}$.

7. По формуле (4.5) определяем амплитуду выходного напряжения

$$U_m = (E_k - I_{k0 \text{ max}} R_k) R_1 / (R_1 + R_k) = (10 - 10^3 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,92 = 8,9 \text{ В.}$$

8. Согласно формуле (4.6) потребляемая триггером от источников питания мощность $P = 109 \text{ мВт}$.

9. По формуле (4.28) рассчитываем емкость конденсатора

$$C_p = \frac{s_{\text{max}} I_{\text{кн}} \tau_\alpha}{0,63 U_{\text{мвх}}} = \frac{3,25 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 0,16 \cdot 10^{-6}}{0,63 \cdot 8} = 1000 \text{ пФ.}$$

Здесь $s_{\text{max}} = s\beta_{\text{max}} / \beta_{\text{min}} = 1,2 \cdot 200 / 80 = 3,25$;

$$\tau_\alpha = 1 / 2\pi f_\alpha = 1 / 6,28 \cdot 10^6 = 0,16 \text{ мкс;}$$

$$I_{\text{кн}} = E_k / R_k = 10 / 10^3 = 10 \text{ мА.}$$

10. Выбираем коммутирующие диоды D_1 и D_2 . Они должны обладать временем переключения значительно меньшим, чем сумма интервалов времени $t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$ и малым динамическим прямым сопротивлением R_d . В качестве коммутирующих выбираем диоды типа Д9В, имеющие сопротивление $R_d = 60 \div 80$ Ом при токе диода $I_d = 5 \div 10$ мА.

11. Определим разрешающее время

$$t_{\text{min}} = t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}} + t_{\text{ф2}} = C_p (R_{\text{и}} + R_d + r_{\text{вх}}) + 5,5\tau_{\alpha} = \\ = 1000 \cdot 10^{-12} (500 + 80 + 300) + 5,5 \cdot 0,16 \cdot 10^{-6} = 1,76 \text{ мкс} < 4 \text{ мкс.}$$

При запуске триггера входное сопротивление транзистора изменяется. Принимаем среднее значение входного сопротивления $r_{\text{вх}} = 300$ Ом.

Длительность $t_{\text{ивх}}$ перепада входного напряжения должна быть больше суммы $t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}$ ($t_{\text{ивх}} > 0,88$ мкс).

12. Выбираем величину напряжения E . Напряжение $|E|$ должно быть больше напряжения на базе насыщенного транзистора $|U_{\text{бн}}|$, иначе диод будет открыт, что приведет к уменьшению базового тока и степени насыщения транзистора. Напряжение $U_{\text{бн}} \approx 0,3$ В. Поэтому выберем $E = 0,5$ В.

13. Определяем длительность разряда конденсатора C_p . В данном случае целесообразно использовать вместо сопротивлений R (см. рис. 4.3) диоды. Это позволяет ускорить процесс разряда конденсатора C_p в интервалах между пусковыми сигналами. Кроме того, во время действия положительного перепада напряжения (при запуске триггера) меньше нагружается генератор входных импульсов, так как диоды будут заперты. Диоды нужно выбирать того же типа, что и коммутирующие, т. е. Д9В. Длительность разряда конденсатора C_p

$$t_{\text{раз}} = 3C_p (R_{\text{и}} + R_d) = 3 \cdot 1000 \cdot 10^{-12} (500 + 300) = 2,4 \text{ мкс.}$$

Пример 2. Рассчитать элементы схемы насыщенного симметричного триггера (см. рис. 4.5) для следующих исходных данных: максимальная частота переключений $f_{\text{max}} = 100$ кГц ($t_{\text{min}} = 10$ мкс), амплитуда выходного напряжения $U_m \geq 7$ В, потребляемая мощность не более 60 мВт, диапазон изменения температур от -40 до $+60^\circ$ С, колебания напряжения питания и разброс сопротивлений $\delta E = \delta R = \pm 10\%$. Общий запуск триггера на базы транзисторов осуществляется положительными импульсами напряжения $U_{\text{мвх}} = 8$ В от источника с выходным сопротивлением $R_{\text{и}} = 1,5$ кОм.

1. Выбираем тип транзисторов. Согласно формуле (4.24) граничная частота транзистора

$$f_{\alpha} \geq f_{\text{max}}/0,2 = 100 \cdot 10^3/0,2 = 500 \text{ кГц.}$$

Допустимое коллекторное напряжение $U_{\text{кэ доп}} \geq U_m = 8$ В. Исходя из этих условий выбираем низкочастотный транзистор типа МП21Г, имеющий следующие параметры: $f_{\alpha} = 1$ МГц, $\beta = 20 \div 80$, $I_{\text{к0}} = 50$ мкА при $t = -40^\circ$ С, $I_{\text{к0}} = 300$ мкА при $t = +60^\circ$ С,

$U_{к\text{э доп}} = 30$ В, допустимый коллекторный ток в режиме переключения $I_{к\text{ доп}} = 300$ мА, емкость $C_{к} = 30$ пФ.

2. Определим напряжение

$$E_{к} = 1,3U_{м} = 7 \cdot 1,3 = 9,1 \text{ В.}$$

Принимаем $E_{к} = 10$ В.

3. Определим напряжение

$$E_{б} = 0,2 \cdot E_{к} = 0,2 \cdot 10 = 2 \text{ В.}$$

4. Рассчитаем сопротивление $R_{к}$. Одним из требований, предъявляемых к триггеру, является экономичность. Поэтому сопротивление $R_{к}$ по формуле (4.6) снизу ограничено величиной

$$R_{к} > \frac{1,1E_{к}^2}{P} = \frac{1,1 \cdot 100}{60 \cdot 10^{-3}} = 1,85 \text{ кОм.}$$

Сверху это сопротивление ограничено значением

$$R_{к} \ll E_{к}/I_{к0\text{ max}} = 10/300 \cdot 10^{-6} = 33 \text{ кОм}$$

и величиной

$$R_{к} < 1/2\pi f_{\alpha} C_{к} = 1/6,28 \cdot 700 \cdot 10^3 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 7,5 \text{ кОм.}$$

Выбираем $R_{к} = 2$ кОм. Здесь и в последующих расчетах за величину f_{α} принимается усредненное значение граничной частоты [13, 39]. Для транзистора типа МП21Г принимаем значение $f_{\alpha} = 700$ кГц.

5. По формулам (4.1) и (4.3) находим значения резисторов $R_2 = 5,1$ кОм; $R_1 = 8,2$ кОм. Принимаем коэффициент насыщения транзистора $s = 1,3$.

6. Рассчитаем по формуле (4.23) значение ускоряющей емкости

$$C = \frac{3\tau_{\alpha}}{R_{к}} = \frac{3}{2\pi f_{\alpha} R_{к}} = \frac{3}{6,28 \cdot 700 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^3} = 340 \text{ пФ.}$$

Принимаем номинальное значение $C = 330$ пФ.

7. По формуле (4.5) находим амплитуду выходного напряжения $U_{м} = 7,5$ В.

8. В качестве коммутирующих выбираем диоды типа Д9В, имеющие прямое динамическое сопротивление $R_{д} = 60 \div 80$ Ом при токе диода $I_{д} = 4 \div 10$ мА и малое время переключения.

9. По формуле (4.26) рассчитываем длительность запускающих импульсов

$$t_{\text{вх}} \geq [\tau_{н}(s_{\text{max}} - 1) + \tau_{б}] I_{кн}/\beta I_{бз} = [0,8\tau_{\alpha}(s_{\text{max}} - 1) + \tau_{\alpha}] I_{кн}/I_{бз} = (0,8 \cdot 0,23 \cdot 10^{-6} \cdot 4,2 + 0,23 \cdot 10^{-6}) 5/3,7 = 1,35 \text{ мкс.}$$

Здесь $\tau_{н} = 0,8\tau_{б}$; $s_{\text{max}} = s\beta_{\text{max}}/\beta_{\text{min}} = 1,3 \cdot 80/20 = 5,2$;

$$\tau_{\alpha} = 1/2\pi f_{\alpha} = 1/6,28 \cdot 700 \cdot 10^3 = 0,23 \text{ мкс};$$

$$I_{кн} = E_{к}/R_{к} = 10/2 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ мА};$$

$$I_{бз} = \frac{U_{\text{мвх}}}{R_{н} + R_{д} + r_{\text{вх}}} - \frac{E_{к}}{R_1 + R_{к} + r_{\text{вх}}} + \frac{E_{б}}{R_2 + r_{\text{вх}}} = \frac{8}{1,5 \cdot 10^3 + 80 + 300} - \frac{10}{8,2 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^3 + 300} + \frac{1,5}{3,6 \cdot 10^3 + 300} = 3,7 \text{ мА};$$

среднее значение входного сопротивления транзистора $r_{\text{вх}} = 300$ Ом.

10. Определим разрешающее время триггера
 $t_{\min} = t_{\text{и вх}} + 3R_K C = 1,35 + 3 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^{-12} = 3,33 \text{ мкс} < 10 \text{ мкс}.$

11. Определим емкость разделительного конденсатора

$$C_p \geq \frac{t_{\text{и вх}}}{3(R_{\text{и}} + R_{\text{д}} + r_{\text{вх}})} = \frac{1,35 \cdot 10^{-6}}{3(1,5 \cdot 10^3 + 300 + 80)} = 240 \text{ пФ}.$$

Принимаем номинальное значение $C_p = 330 \text{ пФ}.$

12. Выбираем величину напряжения $E.$ Для предотвращения открывания диодов D_1 и D_2 в интервалах между пусковыми импульсами необходимо, чтобы $|E| > |U_{\text{бн}}|.$ Так как $U_{\text{бн}} \approx 0,3 \text{ В},$ то выбираем $E = 0,5 \text{ В}.$

13. Выбираем значения сопротивления $R_3.$ Во время действия положительного запускающего импульса сопротивление R_3 не должно нагружать генератор входных импульсов. Поэтому необходимо, чтобы $R_3 \gg (R_{\text{д}} + r_{\text{вх}}) = 380 \text{ Ом}.$ Выбираем $R_3 = 4,7 \text{ кОм}.$ При этом длительность разряда конденсатора

$$t_{\text{раз}} = 3C_p(R_{\text{и}} + R_3) = 3 \cdot 330 \cdot 10^{-12} \cdot 6,2 \cdot 10^3 = 6,2 \text{ мкс}.$$

Пример 3. Рассчитать элементы триггера с эмиттерной связью (см. рис. 4.13), предназначенного для формирования прямоугольных импульсов из синусоидального напряжения. Исходные данные: амплитуда выходных импульсов $U_m \geq 7 \text{ В},$ скважность импульсов равна 2, напряжение срабатывания $U_1 = 2 \text{ В},$ максимальная частота синусоидального напряжения $f_{\text{max}} = 20 \text{ кГц},$ выходное сопротивление генератора синусоидального напряжения $R_{\text{и}} = 500 \text{ Ом},$ диапазон изменения температур от -40 до $+60^\circ \text{С}.$

1. Выбираем тип транзисторов по таким же критериям, как и в симметричном триггере. Для выполнения данных технических условий используют низкочастотные импульсные транзисторы с $U_{\text{кэ доп}} \geq 10 \text{ В}.$ Выбираем транзистор типа МП42А с параметрами: $f_{\alpha} = 1 \text{ МГц}, \beta = 15 \div 150, I_{\text{к0 max}} = 250 \text{ мкА}, U_{\text{кэ доп}} = 15 \text{ В},$ допустимый коллекторный ток в режиме переключения $I_{\text{к доп}} = 150 \text{ mA}.$

2. Определяем напряжение

$$E_{\text{к}} = 1,1(U_m + U_1) = 1,1 \cdot 9 = 10 \text{ В}.$$

3. Рассчитываем сопротивление $R_{\text{к2}}.$ Из неравенств (4.43) и (4.9) находим

$$R_{\text{к2}} > \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{э1}}}{I_{\text{к доп}}} \approx \frac{E_{\text{к}} - U_1}{I_{\text{к доп}}} = \frac{10 - 2}{150 \cdot 10^{-3}} = 53 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{к2}} \ll E_{\text{к}} / I_{\text{к0 max}} = 10 / 250 \cdot 10^{-6} = 40 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R_{\text{к2}} = 1,5 \text{ кОм}.$

4. По формуле (4.40) определяем сопротивление

$$R_{\text{э}} = \frac{R_{\text{к2}} U_{\text{э1}} \alpha_{2 \min}}{E_{\text{к}} - U_{\text{э1}}} = \frac{1,5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 0,94}{10 - 2} = 360 \text{ Ом}.$$

5. По формуле (4.41) рассчитываем сопротивление

$$R_{к1} = R_{к2} \left(1 + \frac{R_{и}}{\beta_{1\min} R_3} \right) = 1,5 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{500}{15 \cdot 360} \right) = 1,65 \text{ кОм.}$$

Выбираем номинальное значение $R_{к1} = 3 \text{ кОм}$.

6. По формуле (4.39) определяем сопротивление

$$R_2 \leq U_{э2} / I_{к0\max} = 1,07 / 250 \cdot 10^{-6} = 4,3 \text{ кОм.}$$

Значение напряжения

$$U_{э2} \approx E_{к} R_3 / (R_{к1} + R_3) = 10 \cdot 360 / 3360 = 1,07 \text{ В.}$$

7. По формуле (4.34) находим сопротивление

$$R_1 \leq \frac{\beta_{2\min} (R_{к2} - I_{к0\max} R_{к1} / I_{кн2})}{1 + \beta_{2\min} U_{э1} / I_{кн2} R_2} - R_{к1} = \\ = \frac{15 (1,5 - 250 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^3 / 5,4 \cdot 10^{-3})}{1 + 1,5 \cdot 2 / 5,4 \cdot 10^{-3} \cdot 4,3 \cdot 10^3} - 3 \cdot 10^3 = 6 \text{ кОм.}$$

Принимаем номинальное значение $R_1 = 5,6 \text{ кОм}$.

8. По формуле (4.44) находим напряжение отпускания

$$U_3 = \frac{(E_{к} + I_{к02\max} R_1) R_2 / (R_1 + R_2)}{1 + R_{к1} R_2 / R_3 (R_1 + R_2)} = \\ = \frac{(10 + 250 \cdot 10^{-6} \cdot 5,6 \cdot 10^3) 4,3 / 9,9}{1 + 3 \cdot 10^3 \cdot 4,3 \cdot 10^3 / 360 \cdot 9,9 \cdot 10^3} = 1,06 \text{ В.}$$

Отсюда ширина петли гистерезиса $\Delta U = U_1 - U_3 = 2 - 1,06 = 0,94 \text{ В}$.

9. Определяем сопротивления R_3 и R_4 . Так как триггер используется для формирования прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум, то рабочую точку нужно выбирать в середине петли гистерезиса, т. е. $U_{\text{нач}} = U_3 + \Delta U / 2 = 1,06 + 0,47 = 1,53 \text{ В}$. Величина $U_{\text{нач}}$ определяется делителем $R_3 R_4$.

Задаваясь током делителя $I_{\text{дел}} = 1 \text{ мА}$ через сопротивления R_3, R_4 , находим значение сопротивления

$$R_4 = U_{\text{нач}} / I_{\text{дел}} = 1,53 / 10^{-3} = 1,53 \text{ кОм.}$$

Принимаем номинальное значение $R_4 = 1,5 \text{ кОм}$. Сопротивление $R_3 = (10 - 1,5) \cdot 10^3 = 8,5 \text{ кОм}$. Выбираем $R_3 = 8,2 \text{ кОм}$.

10. Проверяем выполнение условия насыщения транзистора T_1 . Из формулы (4.38) находим значение $R_3 = 10 \text{ кОм} > 8,2 \text{ кОм}$. Условие насыщения выполняется.

11. Для устранения динамического смещения величину уско-
ряющей емкости C нужно выбирать из условия

$$C \leq \frac{T_{\min} / 2}{3 R_1 R_2 / (R_1 + R_2)} = \frac{25 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 5,6 \cdot 10^3 \cdot 4,3 \cdot 10^3 / 9,9 \cdot 10^3} = 3500 \text{ пФ.}$$

Принимаем $C = 560 \text{ пФ}$.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИНЕЙНО-ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

§ 5.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНО-ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Линейно-изменяющееся напряжение (ЛИН), получаемое на выходе генераторов, характеризуется длительностью рабочей стадии t_p (рис. 5.1), длительностью стадии восстановления t_v , периодом повторения T , максимальным значением перепада напряжения за время рабочей стадии U_{pm} , коэффициентом нелинейности ε и коэффициентом использования напряжения источника питания K_E .

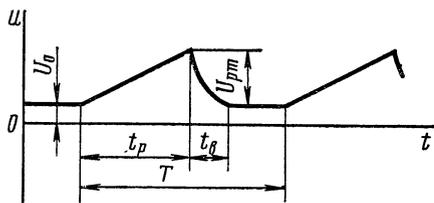


Рис. 5.1. Временная диаграмма пилообразного напряжения

Коэффициент нелинейности ε характеризует величину отклонения напряжения u_p в рабочей стадии от линейного закона. Величина коэффициента

$$\varepsilon = \frac{u'_p(0) - u'_p(t_p)}{u'_p(0)}, \quad (5.1)$$

где $u'_p(0)$ и $u'_p(t_p)$ — скорости изменения напряжения в начале и конце рабочей стадии.

Как правило, ЛИН формируется в результате заряда или разряда конденсатора почти постоянным током. Так как

$$u'_c(0) = u'_p(0) = I_{\text{нач}}/C, \quad u'_c(t_p) = u'_p(t_p) = I_{\text{кон}}/C,$$

то выражение для коэффициента нелинейности можно записать в виде

$$\varepsilon = \frac{I_{\text{нач}} - I_{\text{кон}}}{I_{\text{нач}}} = \frac{\Delta I}{I_{\text{нач}}},$$

где $I_{\text{нач}}$ и $I_{\text{кон}}$ — значение зарядных (разрядных) токов в начале и конце рабочей стадии.

Из формулы следует, что для получения малого значения коэффициента нелинейности конденсатор необходимо заряжать (разряжать) током, близким к постоянному. В зависимости от области применения генератора ЛИН коэффициент нелинейности имеет значение от долей до единиц и даже десятков процентов.

Эффективность работы генератора ЛИН оценивается коэффициентом использования источника питания K_E :

$$K_E = U_{pm}/E_k.$$

Для наиболее совершенных схем генераторов K_E может иметь величину порядка 0,9.

ЛИН характеризуется также относительными нестабильностями начальной скорости $\delta u'_p(0)$ и начального уровня напряжения δU_0

$$\delta u'_p(0) = \Delta u'_p(0)/u'_p(0); \quad \delta U_0 = \Delta U_0/U_0. \quad (5.2)$$

Для точных схем (каскадов сравнения) допустимая нестабильность не превышает 0,1% [19].

Важными характеристиками генераторов ЛИН являются также быстроедействие, нагрузочная способность, экономичность, возможность регулировки.

Во многих книгах, например [13; 19, 37, 44], рассмотрены различные варианты схем генераторов ЛИН. В данной главе приводятся основные сведения и примеры расчета нескольких широко применяемых схем генераторов ЛИН, работающих в ждущем режиме.

§ 5.2. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ЗАРЯДОМ КОНДЕНСАТОРА ЧЕРЕЗ РЕЗИСТОР

Физические процессы в схеме и расчетные соотношения

Схема с зарядом конденсатора через резистор (рис. 5.2, а) является простейшей схемой формирования ЛИН. Она содержит транзистор и интегрирующую RC -цепь. К выходным зажимам подключено сопротивление нагрузки R_n . До подачи управляющих импульсов транзистор насыщен и напряжение на конденсаторе C $u_c = U_0$ мало (рабочая точка на выходной характеристике транзистора находится на линии критического режима). Условие насыщения транзистора

$$I_6 = sI_{6н} \quad \text{или} \quad \frac{E_k}{R_6} = \frac{s}{\beta_{\min}} \frac{E_{kj}}{R}.$$

Отсюда

$$R_6 = \beta_{\min} R/s. \quad (5.3)$$

Здесь $I_{6н}$ — базовый ток насыщения транзистора; s — коэффициент насыщения транзистора.

При подаче входного положительного импульса длительностью t_p (рис. 5.2, б) транзистор запирается и конденсатор C заряжается. В соответствии с эквивалентной схемой процесса заряда, изображенной на рис. 5.2, в,

$$u_{\text{вых}} = u_c = U_0 + (E_{\text{экв}} - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{\text{экв}}C}} \right), \quad (5.4)$$

$$U_{\text{вых max}} = U_{c \text{ max}} = U_0 + (E_{\text{экв}} - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t_p}{R_{\text{экв}}C}} \right),$$

где

$$E_{\text{эКВ}} = (E_{\text{к}} - I_{\text{к0}}R) \frac{r_{\text{ВЫХЗ}}R_{\text{Н}}}{r_{\text{ВЫХЗ}}(R + R_{\text{Н}}) + RR_{\text{Н}}}, \quad (5.5)$$

$$R_{\text{эКВ}} = \frac{r_{\text{ВЫХЗ}}R_{\text{Н}}R}{r_{\text{ВЫХЗ}}(R + R_{\text{Н}}) + RR_{\text{Н}}}. \quad (5.6)$$

Здесь $r_{\text{ВЫХЗ}}$ — выходное дифференциальное сопротивление закрытого транзистора.

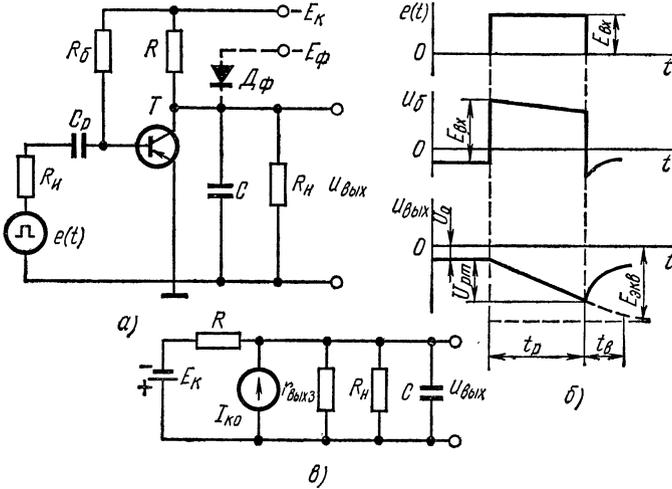


Рис. 5.2. Схема генератора ЛИН с зарядом конденсатора через резистор (а), временная диаграмма напряжений (б) и эквивалентная схема заряда конденсатора C (в)

Максимальное значение перепада ЛИН за время рабочей стадии

$$U_{\text{рм}} = U_{\text{ВЫХ МАХ}} - U_0 = (E_{\text{эКВ}} - U_0) \left(1 - e^{-\frac{t_{\text{р}}}{R_{\text{эКВ}}C}}\right). \quad (5.7)$$

Из формул (5.1), (5.4), (5.7) получим выражение для коэффициента нелинейности в следующем виде:

$$\varepsilon = 1 - e^{-\frac{t_{\text{р}}}{R_{\text{эКВ}}C}} = \frac{U_{\text{рм}}}{E_{\text{эКВ}} - U_0}. \quad (5.8)$$

Обычно на практике $t_{\text{р}} \ll R_{\text{эКВ}}C$, поэтому

$$\varepsilon \approx \frac{t_{\text{р}}}{R_{\text{эКВ}}C} = \frac{t_{\text{р}}}{RC} \left(1 + \frac{R}{R_{\text{Н}}} + \frac{R}{r_{\text{ВЫХЗ}}}\right).$$

Коэффициент использования напряжения источника питания

$$K_E = \frac{U_{\text{рм}}}{E_{\text{к}}} = \frac{E_{\text{эКВ}} - U_0}{E_{\text{к}}} \varepsilon. \quad (5.9)$$

Из выражений (5.8) и (5.9) следует, что уменьшение коэффициента нелинейности можно получить только за счет уменьшения амплитуды выходного напряжения U_{pm} . Это является существенным недостатком схемы. Благодаря своей простоте такой генератор широко применяется в тех случаях, когда необходимая амплитуда ЛИН невелика (единицы вольт), а допустимый коэффициент нелинейности превышает 5%.

После окончания входного импульса транзистор отпирается и, несмотря на то, что ток базы превышает базовый ток насыщения, транзистор остается в активном режиме, так как напряжение на коллекторе равно напряжению на конденсаторе C . До полного разряда конденсатора транзистор будет находиться в линейной области, а поэтому для стадии восстановления его можно заменить генератором тока βI_6 и выходным дифференциальным

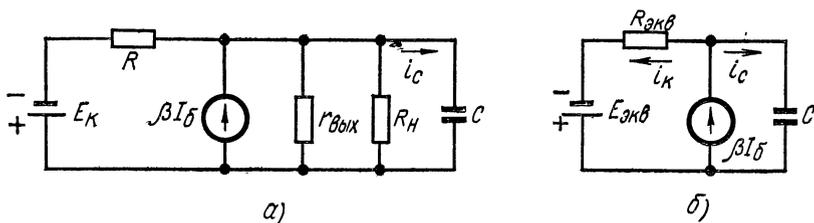


Рис. 5.3. Исходная (а) и преобразованная (б) эквивалентные схемы разряда конденсатора

сопротивлением (рис. 5.3, а). Ток i_C разряда конденсатора равен разности между коллекторным током βI_6 и током нагрузки i_R . Как следует из эквивалентной схемы разряда конденсатора (рис. 5.3, б), длительность стадии восстановления

$$t_B = R_{\text{экв}} C \ln \left(1 + \frac{U_{C \text{ max}}}{R_{\text{экв}} \beta_{\text{min}} I_6 - E_{\text{экв}}} \right).$$

Так как $U_{C \text{ max}} \ll R_{\text{экв}} \beta_{\text{min}} I_6$, то

$$t_B \approx C U_{pm} / (\beta_{\text{min}} I_6 - I_{\text{кн}}). \quad (5.10)$$

Учитывая, что длительность рабочего хода

$$t_p \approx C U_{pm} / I_{\text{кн}}, \quad (5.11)$$

получим отношение

$$\frac{t_B}{t_p} = \frac{I_{\text{кн}}}{\beta_{\text{min}} I_6 - I_{\text{кн}}} = \frac{1}{s-1}. \quad (5.12)$$

Таким образом, для сокращения стадии восстановления t_B при заданном значении t_p необходимо увеличивать глубину насыщения транзистора. При этом будут возрастать время выхода транзистора из насыщения и задержка начала формирования ЛИН, равная [13, 44]

$$t_3 = t_{\text{рас}} + t_{\text{выкл}}, \quad (5.13)$$

где длительность рассасывания заряда базы

$$t_{\text{рас}} \approx \tau_{\alpha} I_{\text{кн}} R_{\text{и}} (s - 1) / E_{\text{вх}},$$

а длительность стадии закрывания транзистора

$$t_{\text{выкл}} \approx \tau_{\alpha} I_{\text{кн}} R_{\text{и}} / E_{\text{вх}}.$$

При разряде конденсатора C через транзистор могут протекать значительные коллекторные токи, поэтому необходима проверка рассеиваемой транзистором средней мощности

$$P_{\text{ср}} \approx U_{\text{рм}} t_{\text{в}} I_{\text{кmax}} / 2T, \quad (5.14)$$

где $I_{\text{кmax}}$ — наибольший коллекторный ток в стадии разряда конденсатора C . Учитывая, что $I_{\text{кmax}} = \beta_{\text{max}} I_{\text{б}}$, и пользуясь соотношением (5.12), найдем

$$I_{\text{кmax}} = \frac{t_{\text{п}} + t_{\text{в}}}{t_{\text{в}}} \frac{\beta_{\text{max}}}{\beta_{\text{min}}} I_{\text{нач}}. \quad (5.15)$$

Параметры разделительной $R_{\text{б}}C_{\text{р}}$ -цепи нужно выбирать такими, чтобы одновременно выполнялись два условия

$$(R_{\text{б}} + R_{\text{и}}) C_{\text{р}} \ln \frac{E_{\text{к}} + E_{\text{вх}}}{E_{\text{к}}} \geq t_{\text{п}}, \quad (5.16)$$

$$3(R_{\text{и}} + r_{\text{вхн}}) C_{\text{р}} \leq (T - t_{\text{п}}), \quad (5.17)$$

где $r_{\text{вхн}}$ — входное сопротивление насыщенного транзистора. Напряжение на базе транзистора

$$u_{\text{б}} = -E_{\text{к}} + \frac{E_{\text{к}} + E_{\text{вх}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{и}}} R_{\text{б}} e^{-\frac{t}{(R_{\text{б}} + R_{\text{и}}) C_{\text{р}}}}. \quad (5.18)$$

При выполнении условия (5.16) оно будет оставаться положительным и поддерживать транзистор запертым в рабочей стадии. Выполнение условия (5.17) практически обеспечивает полный разряд конденсатора $C_{\text{р}}$ через сопротивления $R_{\text{и}}$ и $r_{\text{вхн}}$ в интервале между пусковыми импульсами.

Пример. Рассчитать элементы схемы генератора (см. рис. 5.2, а) при следующих исходных данных: период повторения $T = 2000$ мкс, длительность рабочей стадии $t_{\text{п}} = 400$ мкс, длительность стадии восстановления $t_{\text{в}} = 250$ мкс, амплитуда $U_{\text{рм}} \geq 10$ В, коэффициент нелинейности $\varepsilon \leq 0,08$, относительная нестабильность начальной скорости $\delta u'_{\text{р}}(0) = 0,05$, диапазон изменения температур от -40 до $+60^{\circ}\text{C}$, сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = 200$ кОм. Запуск осуществляется от генератора импульсов с параметрами: выходное сопротивление $R_{\text{и}} = 1$ кОм, амплитуда положительных импульсов $E_{\text{вх}} = 4$ В.

1. Выбираем тип транзисторов. При формировании ЛИН со сравнительно низкими частотами повторения и большой длительностью стадии $t_{\text{п}}$ в качестве ключевых целесообразно выбирать низкочастотные транзисторы малой мощности [14]. Они имеют достаточно большую величину дифференциального выходного сопротивления в закрытом состоянии $r_{\text{выхз}}$, незначительно шунти-

руют зарядный конденсатор и требуют меньшей мощности управления. Транзисторы с повышенной мощностью применяются для обеспечения малого значения t_b . Транзисторы средней и высокой частоты используются при формировании ЛИИ с $t_p \leq 10$ мкс [33]. При этом необходимо обеспечить $t_s \ll t_p$. Конкретный тип транзистора нужно выбирать из условий: $U_{кэ доп} \geq U_{pm}$; $U_{кб доп} \geq U_{pm} + \cdot E_{вх}$; приращение тока $I_{к0}$ при изменении температуры по возможности было минимальным.

Руководствуясь этими соображениями, выбираем транзистор типа МП42А. Параметры транзистора: $f_{\alpha} = 1,0$ МГц, $U_{кэ доп} = U_{кб доп} = 15$ В, коэффициент усиления $\beta = 30 \div 50$ при $t = +60^\circ\text{C}$, $\beta = 15 \div 50$ при $t = -40^\circ\text{C}$, допустимый коллекторный ток $I_{к доп}$ в режиме переключения равен 150 мА, в режиме усиления — 20 мА, $I_{к0} = 25$ мкА при $t = +20^\circ\text{C}$, $I_{к0} = 250$ мкА при $t = +60^\circ\text{C}$, напряжение $U_{кн} = 0,2$ В при $I_{к} = 10$ мА, мощность на коллекторе $P_{доп} = 125$ мВт при $t = +60^\circ\text{C}$.

2. Определяем величину начального зарядного тока $I_{нач} = I_{кн}$. Максимальное значение тока $I_{нач}$ ограничивается допустимым коллекторным током транзистора. Минимальная величина $I_{нач}$ определяется значением температурной нестабильности $\delta u_p'(0)$. По заданной температурной нестабильности на основании выражения (5.2) находим

$$I_{нач} = \frac{\Delta I_{к0}}{\delta u_p'(0)} = \frac{225 \cdot 10^{-6}}{0,05} = 4,5 \text{ мА.}$$

Принимаем $I_{нач} = 5 \text{ мА} < I_{к доп}$.

3. Находим значения зарядного резистора R и напряжения $E_{к}$. Из формулы (5.8) определяем напряжение

$$E_{эКВ} = \frac{U_{pm} + \varepsilon U_{кн}}{\varepsilon} = \frac{10 + 0,08 \cdot 0,2}{0,08} = 125 \text{ В.}$$

Эквивалентное сопротивление

$$R_{эКВ} = E_{эКВ} / I_{нач} = 125 / 5 \cdot 10^{-3} = 25 \text{ кОм.}$$

Из соотношения (5.6) находим значение зарядного резистора

$$R = \frac{R_{эКВ} r_{выхз} R_{н}}{r_{выхз} (R_{н} - R_{эКВ}) - R_{эКВ} R_{н}} = \frac{25 \cdot 500 \cdot 200 \cdot 10^3}{500 \cdot 175 - 25 \cdot 200} = 30 \text{ кОм.}$$

Сопротивление $r_{выхз}$ принимаем равным 500 кОм. Величина напряжения источника питания

$$E_{к} = I_{нач} R = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 30 \cdot 10^3 = 150 \text{ В.}$$

Для предотвращения случайного пробоя транзистора необходимо к его коллектору подключить схему диодной фиксации с уровнем фиксации $E_{ф} = U_{кэ доп} = 15$ В (на рис. 5.2, а подключение фиксирующего диода $D_{ф}$ показано пунктиром).

4. Определяем емкость конденсатора по формуле (5.11)

$$C = t_p I_{нач} / U_{pm} = 400 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-1} = 0,2 \text{ мкФ.}$$

5. В соответствии с (5.15) максимальный коллекторный ток

$$I_{k \max} = \frac{t_p + t_b}{t_b} \frac{\beta_{\max}}{\beta_{\min}} I_{\text{нач}} = \frac{650 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{250 \cdot 10^{-6} \cdot 15} = \\ = 130 \text{ мА} < I_{k \text{ доп}} = 150 \text{ мА}.$$

6. Вычисляем по формуле (5.14) мощность рассеивания

$$P_{\text{ср}} = U_{\text{рм}} t_b I_{k \max} / 2T = 10 \cdot 250 \cdot 10^{-6} \cdot 130 \cdot 10^{-3} / 4000 \cdot 10^{-6} = \\ = 81 \text{ мВт} < P_{\text{доп}} = 125 \text{ мВт}.$$

7. Рассчитываем по формуле (5.13) задержку начала прямого хода

$$t_z = \tau_{\alpha} I_{\text{кн}} s R_{\text{н}} / E_{\text{вх}} = 0,16 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,6 \cdot 250 = 0,52 \text{ мкс}.$$

Здесь $\tau_{\alpha} = 1/2\pi f_{\alpha} = 1/6,28 \cdot 10^{-6} = 0,16 \text{ мкс}$,

$$s = I_{\text{б}} \beta_{\min} / I_{\text{кн}} = 0,86 \cdot 10^{-3} \cdot 15 / 5 \cdot 10^{-3} = 2,6.$$

При $\beta_{\max} = 150$ $t_{z \max} = 5,2 \text{ мкс}$.

8. Определяем элементы разделительной цепи.

По формуле (5.3) находим сопротивление

$$R_{\text{б}} = \beta_{\min} R / s = 15 \cdot 30 \cdot 10^3 / 2,6 = 170 \text{ кОм}.$$

Принимаем номинальное значение $R_{\text{б}} = 160 \text{ кОм}$. Рассчитываем по формуле (5.17) емкость конденсатора

$$C_{\text{р}} \leq \frac{T - t_p}{3(R_{\text{н}} + r_{\text{вхн}})} = \frac{2000 - 400}{3(10^3 + 300)} \cdot 10^{-6} = 0,41 \text{ мкФ}.$$

Принимаем номинальное значение $C_{\text{р}} = 0,3 \text{ мкФ}$.

9. Проверяем по соотношению (5.18), будет ли транзистор запертым в конце рабочей стадии t_p :

$$u_{\text{б}} = -E_{\text{к}} + \frac{E_{\text{к}} + E_{\text{вх}}}{R_{\text{б}} + R_{\text{н}}} R_{\text{б}} e^{-\frac{t_p}{(R_{\text{б}} + R_{\text{н}}) C_{\text{р}}}} = \\ = -150 + 154 e^{-400/4800} = 3,5 \text{ В} > 0.$$

Условие запираания транзистора выполняется.

Если одновременное выполнение неравенств (5.16) и (5.17) невозможно из-за относительно малой длительности стадии t_b , то связь ключевого каскада с источником пусковых импульсов необходимо осуществлять при помощи резистивного делителя. Расчет элементов такой цепи приведен в § 1.1.

§ 5.3. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Физические процессы в схеме

Достоинством схемы является малое выходное сопротивление, повышенная стабильность начальной скорости ЛИН при изменении температуры. Рассмотрим работу схемы (рис. 5.4, а). В исходном

состоянии транзистор T_1 , выполняющий роль ключа, открыт и находится в насыщенном режиме. Условие насыщения определяется формулой (5.3). Коммутирующий диод D открыт. Начальное напряжение $u_C = U_0$ на конденсаторе C мало и напряжение на выходе эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 близко к нулю. Конденсатор C_0 заряжен почти до напряжения, равного E_K .

При подаче на вход положительного управляющего импульса длительностью t_p (рис. 5.4, б) транзистор T_1 закрывается и конденсатор C заряжается от источника E_K через резистор R и диод D .

Напряжение $u_{\text{вых}}$ начинает понижаться. Это изменение напряжения через большую емкость C_0 передается в точку б, потенциал которой равен сумме напряжений $u_{C0} + u_{\text{вых}}$. По мере заряда конденсатора C потенциал точки б по абсолютной величине становится больше E_K , диод закрывается и конденсатор C будет заряжаться от конденсатора C_0 через резистор R и выходное сопротивление эмиттерного повторителя. Диод запирается в самом начале рабочей стадии. Зарядный ток будет оставаться почти неизменным. Это объясняется тем, что с понижением напряжения на конденсаторе C понижается напряжение на выходе эмиттерного повторителя, что приводит к снижению потенциала точки б.

Так как коэффициент передачи эмиттерного повторителя близок к единице, а емкость C_0 значительно больше емкости C , то в процессе заряда конденсатора C разность потенциалов между точками а и б сохраняется приблизительно постоянной и ток, протекающий через резистор R , почти не изменяется. Так как базовый ток транзистора T_2 мал по сравнению с током, протекающим через резистор R , то напряжение на конденсаторе C и выходное напряжение изменяются по линейному закону.

После окончания входного импульса начинается стадия восстановления t_v , в течение которой конденсатор C разряжается через транзистор T_1 . В это время диод D закрыт, в цепи действует положительная обратная связь и конденсатор C разряжается

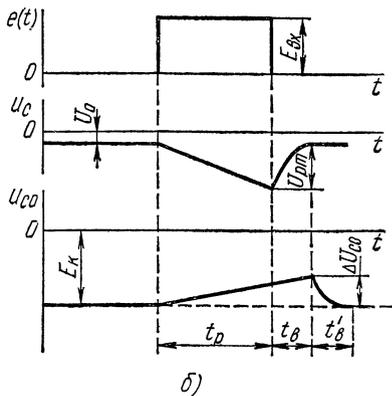
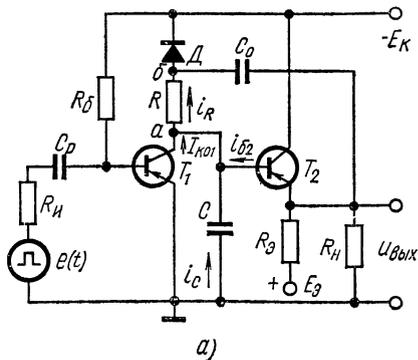


Рис. 5.4. Схема генератора ЛИН с положительной обратной связью (а) и временные диаграммы напряжений (б)

приближительно постоянной и ток, протекающий через резистор R , почти не изменяется. Так как базовый ток транзистора T_2 мал по сравнению с током, протекающим через резистор R , то напряжение на конденсаторе C и выходное напряжение изменяются по линейному закону.

После окончания входного импульса начинается стадия восстановления t_v , в течение которой конденсатор C разряжается через транзистор T_1 . В это время диод D закрыт, в цепи действует положительная обратная связь и конденсатор C разряжается

разностным током $i_C \approx \beta_1 I_{61} - E_K/R$. В конце разряда конденсатора C , когда напряжение $u_{C0} + u_{\text{вых}}$ становится равным E_K , диод отпирается и начинается стадия t'_B дозаряда конденсатора C_0 (во время заряда и разряда емкости C конденсатор C_0 разряжается). Конденсатор C_0 дозаряжается от источника питания E_K через открытый диод D и выходное сопротивление эмиттерного повторителя (или через резистор R_3 , если транзистор закрыт). После окончания стадии t'_B переходные процессы в схеме заканчиваются и потенциалы всех точек схемы принимают первоначальные значения.

Количественные соотношения

Напряжение на емкости C во время рабочей стадии определяется соотношениями

$$\begin{aligned} C \frac{du_C}{dt} &= i_C = i_R - I_{K01} - i_{62}, \\ i_R &= \frac{E_K - \left(1 - K_3 + \frac{C}{C_0}\right) u_C}{R}, \\ i_{62} &= \frac{K_3 u_C}{R'_3 (1 + \beta_2)} + \frac{E_K}{R (1 + \beta_2)} - I_{K02}, \end{aligned}$$

где K_3 — коэффициент передачи эмиттерного повторителя; I_{K01} , I_{K02} — обратные токи коллекторных переходов транзисторов T_1 , T_2 . Совместное решение этих равенств приводит к уравнению

$$\frac{du_C}{dt} + u_C \frac{1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{\text{вх эп}}}}{RC} = \frac{E_K \beta_2}{RC (1 + \beta_2)} + I_{K02} - I_{K01}, \quad (5.19)$$

где $R_{\text{вх эп}} \approx R'_3 \beta_2$ — входное сопротивление эмиттерного повторителя; $R'_3 = R_{\text{н}} R_3 / (R_{\text{н}} + R_3)$ — эквивалентная эмиттерная нагрузка. Токи I_{K01} и I_{K02} входят в уравнение (5.19) с различными знаками. Следовательно, они взаимно компенсируются, что обеспечивает повышенную температурную стабильность скорости нарастания напряжения.

Решением уравнения (5.19) при $I_{K01} = I_{K02}$ и $\beta_2 \approx \beta_2 + 1$ является

$$u_C = \frac{E_K}{1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{\text{вх эп}}}} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{эКВ}}}}\right),$$

где $\tau_{\text{эКВ}} = RC / \left(1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{\text{вх эп}}}\right)$.

Коэффициент нелинейности

$$\varepsilon = 1 - e^{-t_p / \tau_{\text{эКВ}}} = \frac{U_{\text{рм}}}{E_K} \left(1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{\text{вх эп}}}\right). \quad (5.20)$$

Обычно $t_p \ll \tau_{\text{эКВ}}$ и

$$\varepsilon \approx \frac{t_p}{\tau_{\text{эКВ}}} = \frac{t_p}{RC} \left(1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{\text{вх эп}}}\right). \quad (5.21)$$

Для уменьшения ϵ необходимо, чтобы $C_0 \gg C$, отношение $R/R_{\text{вх эп}}$ было бы минимальным, а коэффициент передачи K_ϵ близок к единице.

Коэффициент использования напряжения источника питания

$$K_E = U_{pm}/K_\epsilon E_k.$$

Длительность стадии t_b разряда конденсатора определяется формулой (5.10).

В течение стадий t_p и t_b конденсатор C разряжается почти постоянным током, равным E_k/R , и напряжение на нем уменьшается на величину

$$\Delta U_{c0} = E_k(t_p + t_b)/RC_0.$$

Длительность t'_b процесса восстановления начального напряжения на конденсаторе C_0 будет определяться режимом работы эмиттерного повторителя в этой стадии. Если напряжение эмиттерного источника E_ϵ недостаточно велико, то транзистор T_2 будет закрыт почти на протяжении всей стадии заряда конденсатора C_0 . В этом случае длительность

$$t'_b = E_k R_\epsilon (t_p + t_b)/E_\epsilon R. \quad (5.22)$$

Как показано в [13], транзистор T_2 будет оставаться открытым во время дозаряда конденсатора C_0 при выполнении условия

$$\Delta U_{c0} \leq E_\epsilon r_{\text{вх б2}}/R_\epsilon, \quad (5.23)$$

где $r_{\text{вх б2}}$ — входное сопротивление транзистора T_2 в схеме с общей базой. При выполнении условия (5.23)

$$t'_b = (3 \div 5)(R_d + R_{\text{вх эп}})C_0, \quad (5.24)$$

где $R_{\text{вх эп}} = r_\epsilon + r_b(1 - \alpha)$ — выходное сопротивление эмиттерного повторителя; R_d — сопротивление открытого диода. Отметим, что возможности осуществления режима, при котором транзистор T_2 останется открытым, весьма ограничены из-за необходимости применения источника E_ϵ с большой величиной напряжения.

Выбор величины начального зарядного тока [13]

В момент запираания транзистора T_1 через конденсатор C будет протекать начальный зарядный ток $I_{\text{нач}}$, равный коллекторному току насыщения транзистора. Величина $I_{\text{нач}}$ во многом определяет режим работы всей схемы, так как от него зависят: коллекторный ток транзистора T_1 при разряде емкости C , мощности, рассеиваемые транзисторами T_1 и T_2 , величины емкостей C и C_0 , коэффициент нелинейности.

Максимальный коллекторный ток $I_{k \text{ max}}$ транзистора T_1 во время разряда конденсатора C определяют из формулы (5.15) (разряд конденсатора протекает так же, как в генераторе, рис. 5.2, а). Значение $I_{\text{нач}}$ нужно выбирать таким, чтобы ток $I_{k \text{ max}}$ был меньше допустимого импульсного тока $I_{k \text{ доп}}$ транзистора.

Средняя мощность, рассеиваемая транзистором T_1 , определяется по формуле (5.14). При достаточно большом значении $I_{нач}$ может оказаться, что $P_{ср1} > P_{срдоп}$.

Средняя мощность, рассеиваемая транзистором T_2 , определяется по соотношению [33]

$$P_{ср2} \approx (I_{нач} + I_{э0}) \left(E_k - \frac{U_{pm}}{2} \right) + \frac{U_{pm}}{R'_э} \left(\frac{E_k}{2} - \frac{U_{pm}}{3} \right), \quad (5.25)$$

где $I_{э0}$ — эмиттерный ток транзистора T_2 в исходном состоянии; $R'_э$ — эквивалентная нагрузка в цепи эмиттера. Соотношение (5.25) позволяет определить значение $I_{нач}$, при котором $P_{ср2} \leq P_{доп}$.

Как следует из формулы (5.20), влияние отношения емкостей C/C_0 на величину коэффициента нелинейности будет незначительным, если

$$U_{pm}C/E_kC_0 \leq (0,1 \div 0,2) \varepsilon.$$

Подставляя в это соотношение значение U_{pm} из формулы (5.11), получим

$$I_{нач} \leq (0,1 \div 0,2) \varepsilon E_k C_0 / t_p. \quad (5.26)$$

Данное соотношение позволяет при приемлемой величине емкости C_0 найти ток $I_{нач}$.

Варианты схем

Коэффициент нелинейности ЛИН схемы на рис. 5.4, а имеет величину порядка $3 \pm 5\%$ при $K_E = 0,7 \div 0,9$. Уменьшить коэффициент нелинейности можно,

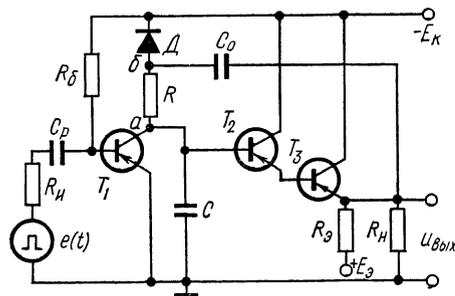


Рис. 5.5. Схема генератора ЛИН с применением составного транзистора

если составной транзистор использовать в схеме эмиттерного повторителя (рис. 5.5) или ввести дополнительную интегрирующую цепь в схему генератора (рис. 5.6).

Составной транзистор имеет коэффициент усиления $\beta_c \approx \beta_2 \beta_3$. Это позволяет даже при небольшой величине сопротивления $R_э$ получить максимально возможную величину входного сопротивления $R_{вхэл}$ и уменьшить ко-

эффициент нелинейности ε . При этом снижается длительность стадии $t'_в$. Если T_2 и T_3 — однотипные транзисторы, то $\beta_3 > \beta_2$ (так как β зависит от величины эмиттерного тока), а поэтому при расчетах коэффициент β_2 необходимо брать на $30 \div 40\%$ меньше β_3 .

Схема генератора с дополнительной интегрирующей цепью отличается от схемы рис. 5.4, а тем, что в ней конденсатор C

заменяется двумя конденсаторами C_1 и C_2 , причем последний вместе с резистором R_1 образует интегрирующую R_1C_2 -цепь. При закрытом транзисторе T_1 заряд конденсатора C_1 , как и в схеме рис. 5.4, *a*, происходит убывающим (стабилизированным) током. Кроме убывающего тока, через конденсатор C_2 протекает дополнительный нарастающий ток, вызванный выходным линейно-растающим напряжением $u_{\text{вых}}$. Параметры интегрирующей R_1C_2 -цепи можно выбрать так, что убывание скорости изменения напряжения на конденсаторе C_1 в значительной степени компенсируется увеличением скорости нарастания напряжения на конденсаторе C_2 . В этом случае суммарное напряжение на входе эмиттерного повторителя будет почти линейным. Диод D_2 предназначен для ускорения разряда конденсатора C_2 , в рабочей стадии он закрыт. При $C_1 = C_2 = 2C$ значение резистора R_1 [13, 44], обеспечивающее наименьший коэффициент нелинейности, определяется соотношением

$$R_1 = \beta_2 R_3 / 4.$$

Применение дополнительной интегрирующей цепи позволяет уменьшить коэффициент нелинейности практически в 4 ÷ 5 раз.

Пример. Рассчитать схему генератора (см. рис. 5.4, *a*) при следующих исходных данных: период повторения $T = 2000$ мкс, длительность рабочей стадии $t_p = 600$ мкс, длительность стадии восстановления $t_b = 400$ мкс, амплитуда $U_{pm} \geq 10$ В, коэффициент нелинейности $\epsilon \leq 4\%$, диапазон температур $-40 \div +60^\circ\text{C}$, сопротивление нагрузки $R_n = 10$ кОм. Запуск осуществляется от генератора импульсов с параметрами: $R_{и} = 1,5$ кОм, $E_{\text{вх}} = 5$ В.

1. Выбираем тип транзисторов. Руководствуясь соображениями, приведенными в § 5.2, и учитывая значение U_{pm} , в качестве ключевого берем транзистор типа МП21Д. Параметры транзистора: $\beta = 60 \div 200$, $f_a = 1,0$ МГц, $U_{кэ\text{доп}} = 30$ В, $U_{кб\text{доп}} = 50$ В, $I_{к0} = 50$ мкА при $t = 20^\circ\text{C}$, $I_{к0} = 300$ мкА при $t = +60^\circ\text{C}$, $P_{\text{доп}} = 75$ мВт при $t = +60^\circ\text{C}$, $U_{кн} = 0,3$ В, допустимый коллекторный ток $I_{к\text{доп}}$ в режиме переключения равен 300 мА, в режиме усиления — 50 мА.

Транзистор T_2 выбираем того же типа для компенсации влияния токов $I_{к01}$ и $I_{к02}$.

2. Исходя из требуемой величины обратного напряжения $U_{\text{доп}} > U_{pm}$, малой величины сопротивления диода R_d и малой инерционности выбираем диод типа Д9Ж ($U_{\text{доп}} = 45$ В при $t = +60^\circ\text{C}$).

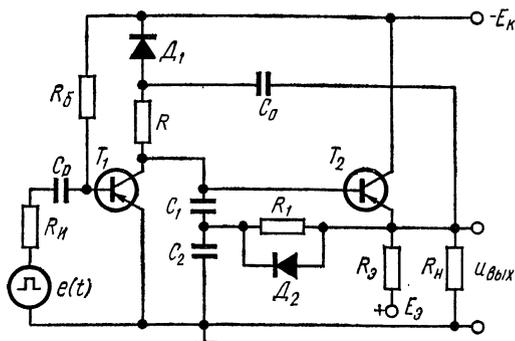


Рис. 5.6. Схема генератора ЛИН с дополнительной интегрирующей цепочкой

3. Определяем напряжение

$$E_k = 1,2U_{pm} = 1,2 \cdot 10 = 12 \text{ В.}$$

4. Рассчитываем величину начального зарядного тока $I_{нач}$. Для высокой температурной стабильности параметров ЛИН желательно $I_{нач}$ выбирать возможно большим. При этом емкость конденсатора C_0 может оказаться чрезмерно большой и неприемлемой на практике. Кроме того, при достаточно большой величине $I_{нач}$ мощности $P_{ср1}$, $P_{ср2}$ и импульсный коллекторный ток $I_{кmax}$ могут превысить предельные значения.

Выбираем емкость $C_0 = 10$ мкФ и по формуле (5.26) рассчитываем ток

$$I_{нач} \leq \frac{0,2\varepsilon C_0 E_k}{t_p} = \frac{0,2 \cdot 0,04 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{600 \cdot 10^{-12}} = 1,6 \text{ мА.}$$

Принимаем $I_{нач} = 1,5$ мА.

5. Определяем сопротивление

$$R = E_k / I_{нач} = 12 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 8 \text{ кОм.}$$

6. По формуле (5.11) рассчитываем емкость конденсатора

$$C = I_{нач} t_p / U_{pm} = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 600 \cdot 10^{-6} / 10 = 9 \cdot 10^4 \text{ пФ.}$$

7. Определяем напряжение E_3 и сопротивление R_3 . Принимая $K_3 = 1$, из формулы (5.21) находим сопротивление

$$R'_3 = \frac{t_p}{\beta_{2min} C \left(\varepsilon - \frac{t_p}{RC_0} \right)} = \frac{600 \cdot 10^{-6}}{60 \cdot 9 \cdot 10^{-8} (0,04 - 0,0075)} = 3,4 \text{ кОм.}$$

Отсюда

$$R_3 = R'_3 R_n / (R_n - R'_3) = 3,4 \cdot 10 \cdot 10^3 / (10 - 3,4) = 5,2 \text{ кОм.}$$

Принимаем номинальное значение $R_3 = 5,6$ кОм.

Исходный эмиттерный ток I_{30} транзистора T_2 целесообразно выбирать в пределах нескольких миллиампер, так как при этом величина β будет близка к номинальному значению. Выбираем $I_{30} = 2$ мА.

Определяем напряжение

$$E_3 = I_{30} R_3 = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3 = 11,2 \text{ В.}$$

Принимаем $E_3 = 12$ В.

При очень малой величине ε и низкоомной нагрузке R_n сопротивление R_3 получается большим. Это ведет к большим значениям E_3 . В таких случаях в качестве T_2 целесообразно использовать составной транзистор с коэффициентом усиления $\beta_c \approx \beta^2$.

8. По соотношениям (5.14), (5.15), (5.25) определим импульсный коллекторный ток $I_{кmax}$ транзистора T_2 и мощности $P_{ср1}$

и $P_{ср2}$:

$$I_{к\max} = \frac{t_p + t_b}{t_b} \frac{\beta_{\max}}{\beta_{\min}} I_{\text{нач}} = \frac{1000}{400} \frac{200}{60} 1,5 \cdot 10^{-3} = 12,5 \text{ мА} < I_{к\text{доп}};$$

$$P_{ср1} = U_{pm} \frac{t_b}{2T} I_{к\max} = 10 \frac{400}{4000} 12,5 \cdot 10^{-3} = 12,5 \text{ мВт} < P_{\text{доп}};$$

$$P_{ср2} = (I_{\text{нач}} + I_{90}) \left(E_k - \frac{U_{pm}}{2} \right) + \frac{U_{pm}}{R'_3} \left(\frac{E_k}{2} - \frac{U_{pm}}{3} \right) =$$

$$= 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = \frac{10}{2,55 \cdot 10^3} (6 - 3,33) = 35 \text{ мВт} < P_{\text{доп}}.$$

9. Определяем режим работы транзистора T_2 в стадии t'_b доза-ряда конденсатора C_0 . В соответствии с формулой (5.23)

$$\Delta U_{c0} \leq E_3 r_{вх\ 62} / R_3,$$

где

$$\Delta U_{c0} = \frac{E_k}{RC_0} (t_p + t_b) = \frac{12 \cdot 1000}{8 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 0,15 \text{ В},$$

$$r_{вх\ 62} = 30 \text{ Ом}; E_3 r_{вх\ 62} / R_3 = 12 \cdot 30 / 4,7 \cdot 10^{-3} = 0,076 \text{ В}.$$

Транзистор будет закрыт, так как условие (5.23) не выполняется

10. По формуле (5.22)

$$t'_b = \frac{E_k R_3}{E_3 R} (t_p + t_b) = \frac{5,6}{8} 1000 \cdot 10^{-6} = 700 \text{ мкс},$$

$$t'_b = 700 \text{ мкс} < T - (t_b + t_p) = 1000 \text{ мкс}.$$

В тех случаях, когда требуется получить малое значение t'_b отношение E_3/R_3 необходимо выбирать так, чтобы выполнялось условие (5.23), тогда t'_b определяют по формуле (5.24).

11. По формуле (5.17) вычисляем емкость конденсатора

$$C_p \leq \frac{T - t_p}{3(R_n + r_{вхн})} = \frac{2000 - 600}{3(1,5 \cdot 10^3 + 300)} 10^{-6} = 0,26 \text{ мкФ}.$$

Принимаем номинальное значение $C_p = 0,2 \text{ мкФ}$.

По соотношению (5.3) находим сопротивление

$$R_6 = \beta_{\min} \frac{R}{s} \frac{\beta_{\min} R t_b}{t_p + t_b} = \frac{60 \cdot 8 \cdot 10^3 \cdot 400}{1000} = 192 \text{ кОм}.$$

Принимаем номинальное значение $R_6 = 180 \text{ кОм}$.

12. По формуле (5.13) рассчитываем задержку начала прямого хода

$$t_3 = \tau_\alpha I_{кн} s R_n / E_{вх} = 0,16 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 2,7 \cdot 300 = 0,19 \text{ мкс}.$$

Здесь

$$\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha = 1/6,28 \cdot 10^{-6} = 0,16 \text{ мкс},$$

$$s = I_6 \beta_{\min} / I_{кн} = 0,067 \cdot 10^{-3} \cdot 60 / 1,5 \cdot 10^{-3} = 2,7.$$

$$\text{При } \beta_{\max} = 200, \quad t_{3\max} = 0,65 \text{ мкс}.$$

§ 5.4. ГЕНЕРАТОР ЛИН С ЕМКОСТНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Генератор ЛИН с отрицательной обратной связью (рис. 5.7, а) позволяет получить линейно-изменяющееся напряжение с коэффициентом нелинейности единицы и даже десятки процента. Высокая линейность обеспечивается за счет большого коэффициента усиления по напряжению усилительного каскада. Отрицательная обратная связь осуществляется с помощью конденсатора C , включенного между базой и коллектором транзистора. Для коммутации в цепь базы включены резистор R_1 , источник напряжения E_6 и диод D . Схему включают с помощью отрицательных импульсов.

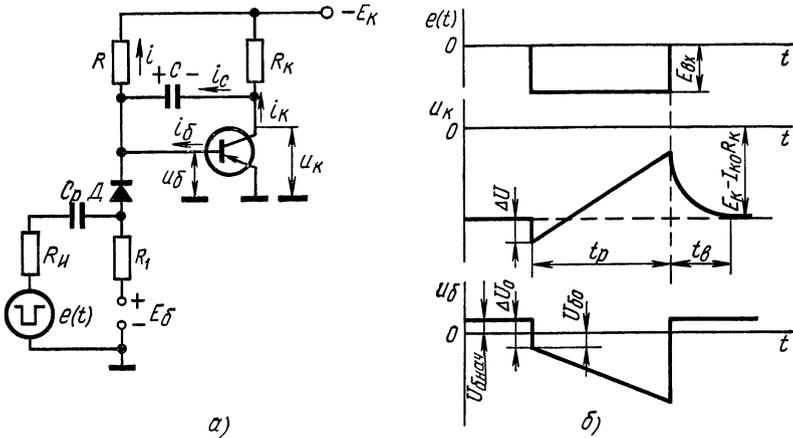


Рис. 5.7. Схема генератора ЛИН с отрицательной обратной связью (а) и временные диаграммы напряжений (б)

В исходном состоянии диод D открыт, а транзистор закрыт положительным напряжением, создаваемым источником E_6 . Транзистор закрыт, если начальное напряжение на базе

$$U_{6 \text{ нач}} = E_6 - \frac{E_k + E_6 + I_{k0}R_1}{R + R_1 + R_d} (R_1 + R_d) \geq 0, \quad (5.27)$$

где R_d — сопротивление открытого диода.

Конденсатор C заряжен до напряжения

$$U_{C \text{ max}} = E_k - I_{k0}R_k + U_{6 \text{ нач}} \approx E_k.$$

При поступлении на вход отрицательного управляющего импульса достаточной амплитуды диод D закрывается, транзистор открывается и начинается процесс разряда емкости C через резистор R , источник E_k и транзистор. В момент поступления управляющего импульса потенциал базы транзистора понижается до величины U_{60} (рис. 5.7, б), и на базе образуется отрицательный перепад напряжения

$$|\Delta U| = U_{6 \text{ нач}} + |U_{60}|,$$

где U_{60} — величина начального напряжения на базе после окончания перепада управляющего импульса. Так как напряжение на емкости C мгновенно измениться не может, напряжение на коллекторе понижается на такую же величину ΔU . Скачкообразное изменение напряжения на величину ΔU представляет собой процесс включения генератора.

Благодаря действию отрицательной обратной связи конденсатор C будет разряжаться почти постоянным током. С разрядом конденсатора ток i_C будет уменьшаться, что вызовет понижение напряжения u_6 , а следовательно, и увеличение тока i_k . При этом потенциал коллектора повышается, препятствуя уменьшению разрядного тока. Чем больше коэффициент усиления каскада по напряжению, тем лучше стабилизация разрядного тока, так как одному и тому же изменению разрядного тока в усилителе с большим коэффициентом усиления будет соответствовать большее изменение потенциала коллектора.

В течение рабочей стадии напряжение на базе понижается, коллекторное напряжение, являющееся выходным, увеличивается почти по линейному закону. Рабочая стадия заканчивается после прекращения действия входного импульса.

После окончания входного импульса диод D открывается, в базу транзистора поступает выключающий ток и переводит его в режим отсечки. Конденсатор C начнет заряжаться через резисторы R_1 и R_k , открытый диод D и источник E_k . После окончания заряда конденсатора схема готова к новому циклу.

Приведем основные расчетные соотношения. Коэффициент нелинейности [13,37]

$$\varepsilon = \frac{U_{pm}}{E_k} \left(\frac{1}{\beta R_k} + \frac{1}{r_{вых б}} \right) (R + r_{вх э}), \quad (5.28)$$

где $r_{вх э}$ — входное сопротивление транзистора в схеме с общим эмиттером; $r_{вых б}$ — выходное сопротивление транзистора в схеме с общей базой.

Начальный разрядный ток

$$I_{нач} = (E_k - U_{60})/R \approx E_k/R. \quad (5.29)$$

Длительность стадии восстановления, определяемая временем заряда конденсатора C ,

$$t_b = (3 \div 5) \left(R_k + \frac{R_1 + R_d}{R + R_1 + R_d} R \right) C. \quad (5.30)$$

Из выражений (5.28) и (5.30) вытекают противоречивые требования к выбору величины R_k . Для уменьшения коэффициента нелинейности следует R_k увеличить. Но это приведет к росту длительности стадии восстановления. Обычно величину R_k определяют из условия получения заданного значения коэффициента нелинейности ε . Если при этом длительность стадии восстановления t_b велика, то используют некоторые схемные усложнения.

Одним из распространенных методов сокращения стадии t_b является фиксация начального напряжения на коллекторе закрытого транзистора. На рис. 5.8, а приведена схема генератора с фиксирующим диодом D_Φ . К выходу генератора подключено сопротивление нагрузки R_H . В стадии восстановления конденсатор C стремится зарядиться до напряжения $E_{\text{эКВ}} = E_K R_H R_K / (R_K + R_H)$. Но как только коллекторное напряжение (рис. 5.8, б) достигнет

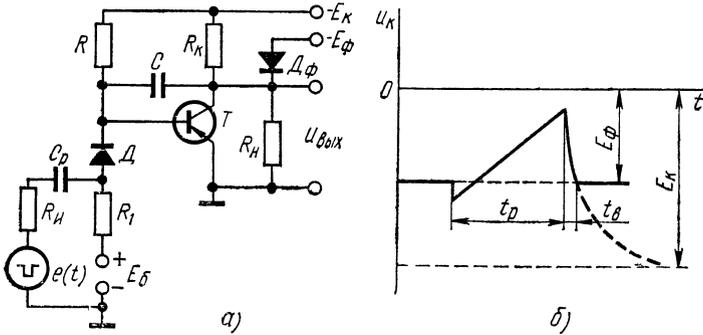


Рис. 5.8. Схема генератора ЛИН с фиксирующим диодом (а) и временная диаграмма коллекторного напряжения (б)

уровня $-E_\Phi$ ($|E_\Phi| < |E_K|$), откроется диод D_Φ и зафиксирует потенциал коллектора запятого транзистора на уровне $-E_\Phi$. Длительность стадии восстановления

$$t_b = C \left(R_{\text{эКВ}} + \frac{R_1 + R_d}{R + R_1 + R_d} R \right) \ln \frac{E_{\text{эКВ}}}{E_{\text{эКВ}} - E_\Phi}, \quad (5.31)$$

где $R_{\text{эКВ}} = R_H R_K / (R_K + R_H)$.

Рассеиваемая транзистором мощность [33]

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_p} u_K i_K dt \approx \frac{t_p}{2T} E_\Phi \left[I_{\text{нач}} + \frac{1}{R_{\text{эКВ}}} \left(E_{\text{эКВ}} - \frac{2}{3} E_\Phi \right) \right], \quad (5.32)$$

где

$$u_K = E_\Phi - U_{\text{рм}} t / t_p;$$

$$i_K = I_{\text{нач}} + \frac{E_{\text{эКВ}} - E_\Phi}{R_{\text{эКВ}}} + \frac{U_{\text{рм}} t}{R_{\text{эКВ}} t_p}.$$

Отметим, что соотношение (5.32) справедливо и для схемы изображенной на рис. 5.7, а, при $E_{\text{эКВ}} = E_\Phi = E_K$ и $R_{\text{эКВ}} = R_K$.

Другим способом улучшения свойств генератора ЛИН является применение составного транзистора с коэффициентом $\beta_c \approx \beta^2$, что позволяет при заданном значении ϵ уменьшить величину сопротивления R_K и, следовательно, сократить длительность стадии восстановления.

Пример. Рассчитать элементы схемы генератора (см. рис. 5.8, а) при следующих исходных данных: длительность рабочей стадии

$t_p = 500$ мкс, длительность стадии восстановления $t_b = 600$ мкс, амплитуда $U_{pm} \geq 15$ В, коэффициент нелинейности $\varepsilon \leq 0,03$, диапазон изменения температур $-40 \div +60^\circ\text{C}$, сопротивление нагрузки $R_n = 20$ кОм. Запуск осуществляется от генератора импульсов с параметрами: выходное сопротивление $R_i = 500$ Ом, амплитуда отрицательных импульсов $E_{вх} = 4$ В.

1. Выбираем тип транзисторов. Руководствуясь соображениями, изложенными в § 5.2, и учитывая, что транзистор должен иметь большое значение β , достаточную величину допустимых напряжений $U_{кэ доп}$ и $U_{кб доп}$, малый ток $I_{к0}$, выбираем транзистор типа МП20Б. Параметры транзистора: $f_{\alpha} = 1,5$ мкА, $\beta = 80 \div 200$, $I_{к0 min} = 50$ мкА, $I_{к0 max} = 300$ мкА, мощность на коллекторе $P_{доп} = 75$ мВт при $t = +60^\circ\text{C}$, $U_{кб доп} = 30$ В, $U_{кэ доп} = 20$ В, допустимый импульсный коллекторный ток $I_{к доп} = 300$ мА, $r_{вых б} = 500$ кОм.

2. Выбираем величину начального разрядного тока $I_{нач}$. Для высокой температурной стабильности параметров ЛИН необходимо выбирать ток $I_{нач} \gg I_{к0 max}$. При достаточно большой величине $I_{нач}$ мощность, рассеиваемая на транзисторе, и коллекторный ток могут превысить допустимые значения.

Выбираем $I_{нач} = 3$ мА.

3. Определяем величины напряжений E_k и E_ϕ . Для сокращения стадии t_b используем фиксацию начального напряжения на коллекторе закрытого транзистора на уровне $-E_\phi$. В качестве фиксирующего берем диод типа Д106. Определим напряжение

$$E_\phi = 1,2U_{pm} = 1,2 \cdot 15 = 18 \text{ В.}$$

Выбираем $E_k = 2E_\phi = 2 \cdot 18 = 36$ В.

4. Определяем сопротивление

$$R = E_k / I_{нач} = 36 / 3 \cdot 10^{-3} = 12 \text{ кОм.}$$

5. По формуле (5.11) рассчитываем емкость

$$C = I_{нач} t_p / U_{pm} = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 500 \cdot 10^{-6} / 15 = 10^5 \text{ пФ.}$$

6. Определяем величину сопротивления R_k . При подключении сопротивления нагрузки R_n в формулу (5.28) вместо R_k подставляем значение $R_{экв}$. Из формулы (5.28)

$$\begin{aligned} R_{экв} &= \frac{U_{pm} (R + r_{вх \varepsilon})}{\beta_{min} \left[\varepsilon E_k - U_{pm} (R + r_{вх \varepsilon}) \frac{1}{r_{вых б}} \right]} = \\ &= \frac{15 \cdot 13,5 \cdot 10^3}{80 \left(0,03 \cdot 36 - \frac{15 \cdot 13,5}{500} \right)} = 3,76 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Сопротивление $r_{вх \varepsilon} = 1,5$ кОм. Величина сопротивления

$$R_k = R_{экв} R_n / (R_n - R_{экв}) = 3,76 \cdot 20 \cdot 10^3 / 16,24 = 4,7 \text{ кОм.}$$

7. По формуле (5.34) определим максимальный коллекторный ток

$$I_{k \max} = I_{\text{нач}} + \frac{E_{\text{эКВ}} - E_{\phi} + U_{\text{рм}}}{R_{\text{эКВ}}} = 3 \cdot 10^{-3} + \frac{29 - 18 + 15}{4,7 \cdot 10^3} = 10 \text{ мА} < I_{\text{кдоп}}$$

Здесь $E_{\text{эКВ}} = E_{\text{к}} R_{\text{н}} / (R_{\text{к}} + R_{\text{н}}) = 36 \cdot 20 / 24,7 = 29 \text{ В}$.

8. По формуле (5.32) рассчитываем мощность

$$P_{\text{ср}} = \frac{E_{\phi} t_{\text{р}}}{2T} \left[I_{\text{нач}} + \frac{1}{R_{\text{эКВ}}} \left(E_{\text{эКВ}} - \frac{2}{3} E_{\phi} \right) \right] = \frac{36 \cdot 500 \cdot 10^{-6}}{2200 \cdot 10^{-6}} \left(3 \cdot 10^{-3} + \frac{17}{3,76 \cdot 10^{-3}} \right) = 62 \text{ мВт} < P_{\text{доп}}$$

9. Определяем элементы входной цепи.

Выбираем кремниевый диод типа Д106 с сопротивлением $R_{\text{д}} = 1 \text{ кОм}$. Задаемся величиной сопротивления $R_1 = 820 \text{ Ом}$ и напряжением $E_{\zeta} = 6 \text{ В}$. По формуле (5.27) находим: $U_{\zeta \text{нач}} = 0$ при $I_{\text{к0max}} = 300 \text{ мкА}$; $U_{\zeta \text{нач}} = 0,4 \text{ В}$ при $I_{\text{к0min}} = 50 \text{ мкА}$.

10. Рассчитываем емкость конденсатора

$$C_{\text{р}} \geq \frac{3t_{\text{р}}}{R_1 + R_{\text{и}}} = \frac{3 \cdot 500 \cdot 10^{-6}}{820 + 500} = 1,13 \text{ мкФ}$$

Принимаем $C_{\text{р}} = 1,2 \text{ мкФ}$.

11. По формуле (5.31) определим время восстановления

$$t_{\text{в}} = C \left(R_{\text{эКВ}} + \frac{R_1 + R_{\text{д}}}{R + R_1 + R_{\text{д}}} R \right) \ln \frac{E_{\text{эКВ}}}{E_{\text{эКВ}} - E_{\phi}} = 10^{-7} (3,76 \cdot 10^3 + 1,58 \cdot 10^3) 0,97 = 520 \text{ мкс}$$

Если полученное значение $t_{\text{в}}$ окажется больше заданной величины, то необходимо увеличить значение $E_{\text{к}}$.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

РАСЧЕТ ГЕНЕРАТОРОВ ЛИНЕЙНО-ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ТОКА

§ 6.1. ОСОБЕННОСТИ МАГНИТНОГО ОТКЛОНЕНИЯ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА ЛИНЕЙНО-ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ТОКА

Магнитное отклонение и магнитная фокусировка луча широко применяются в электронно-лучевых трубках, предназначенных для устройств с яркостной индикацией сигналов. К таким устройствам относятся индикаторы РЛС типа дальность-азимут, координатные индикаторы, устройства со знаковой индикацией, на потенциало-скопах и др.

Основные достоинства магнитного отклонения и фокусировки луча — большой угол отклонения при малой длине отклоняющей системы и возможность фокусировки луча с большой плотностью тока. Поэтому магнитные трубки характеризуются меньшей длиной и большей яркостью сигналов по сравнению с электростатическими трубками.

К недостаткам магнитного отклонения относятся: наличие катушек со значительным весом и габаритами; сравнительно узкий спектр пропускаемых частот; усложнение схем разверток, так как получение токов, изменяющихся по линейному закону, связано с определенными трудностями.

Рассмотрим эквивалентную схему отклоняющей катушки (рис. 6.1, а), на которой L и R_L — индуктивность и омическое сопротивление катушки, C_{Σ} — суммарная емкость катушки и схемы, $R_{\text{ш}}$ — внешний резистор (учитывающий, если необходимо, и потери в сердечнике), включенный для обеспечения заданного переходного режима.

При линейно-отклоняющем токе $i_L = \frac{I_m}{t_p} t$ (I_m — максимальный отклоняющий ток; t_p — длительность развертки), напряжение на катушке

$$u = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L = L \frac{I_m}{t_p} + R_L \frac{I_m}{t_p} t.$$

Трапецеидальное напряжение представляет собой сумму ступенчатого (первое слагаемое) и пилообразного (второе слагаемое)

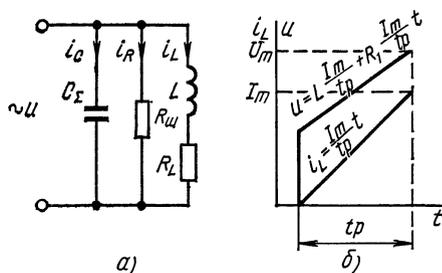


Рис. 6.1. Отклоняющая катушка:
а — эквивалентная схема ОК; б — эпюры напряжения и тока ОК

напряжений (рис. 6.1, б), вызывающих токи через сопротивление и емкость

$$i_R = \frac{u}{R_{\text{ш}}} = \frac{L \frac{I_m}{t_p} + R_L \frac{I_m}{t_p} t}{R_{\text{ш}}},$$

$$i_C = C_{\Sigma} \frac{du}{dt} = C_{\Sigma} L \frac{I_m}{t_p} \delta(t) + C_{\Sigma} R_L \frac{I_m}{t_p},$$

где $\delta(t)$ — дельта-функция.

Складывая токи, текущие через катушку, резистор и конденсатор, найдем полный входной ток

$$i = i_C + i_R + i_L = C_{\Sigma} L \frac{I_m}{t_p} \delta(t) + C_{\Sigma} R_L \frac{I_m}{t_p} + \frac{L}{R_{\text{ш}}} \frac{I_m}{t_p} + \frac{R_L}{R_{\text{ш}}} \frac{I_m}{t_p} t + \frac{I_m}{t_p} t.$$

В полученном выражении первое слагаемое представляет собой бесконечный импульс тока, необходимый для мгновенного заряда конденсатора, второе и третье — ступенчатый, а четвертое и пятое — пилообразный токи. Так как воспроизвести бесконечный импульс затруднительно, то обычно слагаемое импульсной формы не учитывают, поступаясь искажениями пилообразного тока, которые проявляются в начале развертки.

Действительную форму тока можно найти из дифференциального уравнения второго порядка, в котором слагаемое импульсной формы отсутствует. Режим установления тока в рассматриваемой схеме может быть: критическим, апериодическим и колебательным. Чаще используют критический режим, достигаемый выбором величины внешнего сопротивления, эквивалентного параллельному соединению сопротивления потерь в сердечнике R_c и демпфирующего сопротивления R_d

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{кр}} = |R_c \parallel R_d| \approx 0,5 \sqrt{\frac{L}{C_{\Sigma}}}. \quad (6.1)$$

Учитывая необходимость в трапецидальном напряжении, генератор линейно-изменяющегося тока (ГЛИТ) можно представить в виде структурной схемы, состоящей из генератора трапецидального напряжения (ГТН), питающего оконечный усилитель (ОУ), нагруженный отклоняющей катушкой (ОК), как показано на рис. 6.2.

При использовании транзисторных схем с малым напряжением питания целесообразно уменьшать число витков катушки, обеспечивая необходимые ампер-витки отклонения за счет большого

отклоняющего тока. Действительно, максимальное напряжение на катушке в конце прямого хода развертки ($t = t_p$)

$$U_m = \frac{LI_m}{t_p} = R_L I_m.$$

Но так как сопротивление катушки пропорционально числу ее витков, индуктивность — квадрату числа витков, а отклонение — ампер-виткам, напряжение на катушке будет пропорционально числу витков

$$U_m = \frac{k_L W^2}{t_p} \frac{AW}{W} + k_R W \frac{AW}{W} = (AW) \left(\frac{k_L W}{t_p} + k_R \right).$$

Уменьшение числа витков целесообразно и потому, что уменьшает собственную емкость катушки C_k , а следовательно, и искажения начала развертки и время восстановления схемы.

Для получения наибольшего угла отклонения ОК располагают как можно ближе к колбе трубки. Фокусировку луча осуществляют при помощи коротких фокусирующих катушек (ФК). Их помещают между электронной пушкой и отклоняющей катушкой как можно ближе к последней. Следовательно, минимальное расстояние от колбы трубки до фокусирующей катушки равно конструктивной длине отклоняющей катушки.

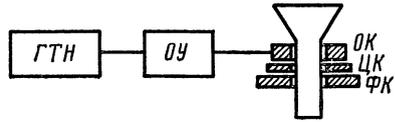


Рис. 6.2. Структурная схема ГЛТ

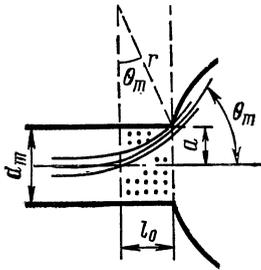


Рис. 6.3. Отклонение луча в ЭЛТ

§ 6.2. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК ОТКЛОНЯЮЩИХ КАТУШЕК

Предельная длина ОК

Предположим, что на участке l_0 трубки имеется однородное магнитное поле с индукцией B , а вне этого участка поле равно нулю. Электроны с осевой скоростью V , попадая в однородное поле, будут двигаться по дуге окружности радиуса r . За пределами поля движение электронов прямолинейно.

Очевидно, предельная длина участка с полем ограничивается максимально допустимым углом отклонения $\theta = \theta_m$ и определяется только геометрией трубки. Из рис. 6.3 следует

$$a = r(1 - \cos \theta_m), \quad r \sin \theta_m = l_0, \quad (6.2)$$

$$l_0 \leq \frac{a \sin \theta_m}{1 - \cos \theta_m} = a \operatorname{ctg} \frac{\theta_m}{2}, \quad (6.3)$$

где $a = \frac{d_m}{2}$ — ρ (d_m — диаметр горловины трубки; $\rho \approx (2 \div 2,5)$ мм — радиус пучка электронов).

Следует отметить, что применять катушки длиннее 50—60 мм нецелесообразно из-за ухудшения фокусировки.

Магнитное поле реальных катушек не имеет резкой границы, поэтому их характеризуют эффективной длиной $l_{\text{эф}}$, связанной с длиной магнитного сердечника l_m эмпирической зависимостью

$$l_0 = l_{\text{эф}} \approx l_m + (0,5 \div 0,65) h, \quad (6.4)$$

где h — максимальный воздушный зазор; коэффициент 0,5 берут для прямоугольных сердечников, а 0,65 для сердечников типа статора мотора (в этом случае $h = D$, где D — внутренний диаметр сердечника).

Ампер-витки, необходимые для отклонения луча

Центростремительная сила, действующая на движущийся со скоростью V электрон с зарядом e и массой m в магнитном поле с индукцией B ,

$$F = eVB = eV\mu_0 H \quad (V \perp H).$$

Эта сила вызывает нормальное ускорение

$$F/m = V^2/r,$$

где r — радиус траектории; V — скорость, зависящая от ускоряющего напряжения E_a , определяется из выражения для кинетической энергии

$$mV^2/r = eE_a.$$

Исключая из этих уравнений F и V , учитывая формулу (6.2) и подставляя численные значения e , m и μ_0 , получим

$$H = 2,67 \frac{\sin \theta_m}{l_0} \sqrt{E_a} \left[\frac{\text{А}}{\text{М}} \right]. \quad (6.5)$$

Соответствующие ампер-витки находят в зависимости от методов образования отклоняющих полей — параллельного или последовательного сложения магнитных потоков. В первом случае обмотки ОК располагают параллельно на стержнях магнитного сердечника и на таком расстоянии друг от друга, чтобы между ними проходила горловина ЭЛТ. Благодаря симметричному расположению обмоток поле получается также симметричным и почти однородным (рис. 6.4, *a*). Во втором случае обмотки располагают друг над другом по обеим сторонам горловины трубки и соединяют так, что они образуют последовательное магнитное поле. На рис. 6.4, *б* показана такая катушка с парой витков. Для уменьшения полей рассеяния обмотки помещают в кожух из железа с высокой магнитной проницаемостью или из феррита.

Ампер-витки для отклонения луча на заданный угол катушек с сердечником (кожухом) легко найти, пренебрегая весьма малой м. д. с. для проведения потока в железе.

Используя зависимость

$$\frac{B}{\mu} = H = \frac{AW}{\frac{h}{\mu_{\text{возд}}} + \frac{l_{\text{желез}}}{\mu_{\text{желез}}}} \approx \frac{AW}{h},$$

где h — длина воздушного зазора, $\mu_{\text{возд}} = 1$, учитывая (6.4) и (6.5), можно найти для катушек:

первого типа

$$\frac{1}{2} \frac{AW}{h} = 2,67 \frac{\sin \theta_m}{l_0} \sqrt{E_a}, \quad \text{или} \quad AW = 5,34 \frac{h \sin \theta_m}{l_m + 0,5h} \sqrt{E_a} \text{ [A} \cdot \text{вит]},$$
(6.6)

второго типа

$$\frac{AW}{D} = 2,67 \frac{\sin \theta_m}{l_0} \sqrt{E_a}, \quad \text{или} \quad AW = 2,67 \frac{D \sin \theta_m}{l_m + 0,65D} \sqrt{E_a} \text{ [A} \cdot \text{вит]}.$$
(6.7)

Иногда кожух выполняют в виде статора мотора, благодаря чему поле лучше концентрируется в области горловины трубки.

Недостатком катушек с железным сердечником или кожухом является большая собственная емкость катушек. При ее увеличении возрастает постоянная времени ОК и время рассеяния запасенной в ней магнитной энергии, что ограничивает предельную частоту повторения развертки.

Для уменьшения емкости катушки секционируют, это умень-

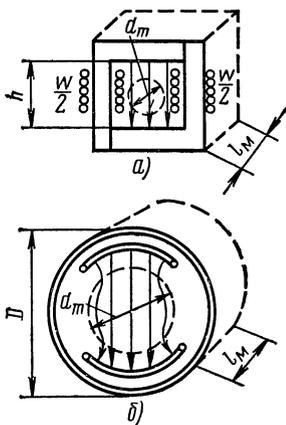


Рис. 6.4. Типы отклоняющих катушек:

a — ОК с параллельным сложением магнитного поля; *b* — ОК с последовательным сложением магнитного поля

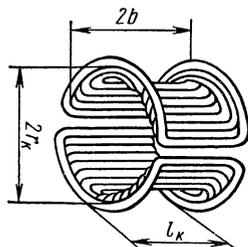


Рис. 6.5. Отклоняющая катушка без сердечника

шает их общую емкость и при определенном распределении витков позволяет получить более однородное поле.

Значительно меньшую емкость (и вес) имеют ОК без сердечника (рис. 6.5). Хотя такие ОК имеют большие поля рассеивания и краевые искажения, их целесообразно применять при больших скоростях и частотах повторения разверток. Загибая торцевые края обмоток под прямым углом и секционируя обмотки,

можно уменьшить неоднородность поля и искажения раstra. Ампер-витки отклонения этих катушек приближенно можно определить по формуле

$$AW = \frac{10r_k^2 \sin \theta_m}{bl_k} \sqrt{E_a} [A \cdot \text{вит}]. \quad (6.8)$$

Выбрав катушки и определив максимальный отклоняющий ток I_m оконечного усилителя по формулам (6.6) — (6.8), находим, разделив AW на I_m , число витков W . При отклонении луча на $\pm \theta_m$ число ампер-витков следует удвоить.

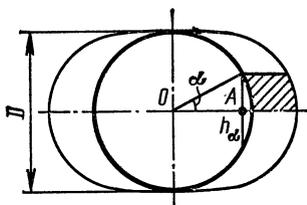


Рис. 6.6. Распределение витков в отклоняющей катушке

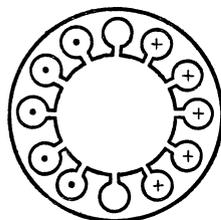


Рис. 6.7. Отклоняющая катушка типа статора мотора

Для получения однородного поля в ОК с последовательным сложением полей витки катушки необходимо распределить по косинусоидальному закону. Для того чтобы показать это, рассмотрим кожух в виде статора мотора, в пазах которого уложена обмотка (рис. 6.6 и 6.7). Напряженность поля на оси OA , например в точке O , создается всеми витками ОК и поэтому

$$H_0 = WI_m/D,$$

где D — диаметр кожуха.

Пренебрегая искривлением силовых линий около кожуха, можно положить, что $h_\alpha \approx D \sin \alpha$, следовательно, напряженность поля в произвольной точке A

$$H_A = \frac{WI_m}{h_\alpha} = \frac{W_\alpha I_m}{D \sin \alpha},$$

где W_α — витки, охватывающие силовую линию h_α .

При однородном поле выполняется условие $H_0 = H_A$, а следовательно, $W_\alpha = W \sin \alpha$. Беря производную от этого соотношения, найдем число витков, приходящихся на единицу угла

$$\frac{dW_\alpha}{d\alpha} = W \cos \alpha. \quad (6.9)$$

Практически нет необходимости строго следовать распределению витков, определяемому формулой (6.9); приемлемый резуль-

тат получается при разбивке обмоток на три—пять секций в соответствии с (6.9).

Пример. Отклоняющая катушка состоит из двух обмоток по 160 витков в каждой. Необходимо разбить обмотку на три секции. При разбивке одной из обмоток на три секции середины секций будут приходиться на углы 15, 45 и 75°. Отношение косинусов этих углов равно 0,97 : 0,71 : 0,26. Следовательно, числа витков должны находиться в этом же отношении — 80 : 59 : 21. Во второй обмотке разбивка такая же.

Электрические параметры ОК

Эквивалентная схема ОК состоит из индуктивности L , сопротивления катушки R_L , собственной емкости C_k , сопротивлению, характеризующего потери на вихревые токи R_B для катушек с сердечником или кожухом (сопротивление R_B входит в сопротивление $R_{ш}$ на рис. 6.1, а). Расчет этих параметров затруднителен вследствие значительных полей рассеяния, присущих всем типам катушек, сложных форм и зависимости параметров от материалов. Исключение составляет сопротивление катушки, точно определяемое по ее конструктивным данным

$$R_L = \rho_m \frac{l_{cp} W}{S} = \rho_m \frac{4l_{cp} W}{\pi d^2}, \quad (6.10)$$

где $\rho_m = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ — удельное сопротивление медного провода; l_{cp} — средняя длина витка, определяемая из чертежа, м; $s = \pi d^2/4$ — сечение провода, мм^2 ; d — диаметр провода, мм (выбирается из допустимой плотности тока 1—1,5 А/мм²).

Индуктивность катушки проще всего приближенно оценить по эмпирической формуле

$$L = K_L W^2,$$

где K_L имеет размерность [Гн/вит²] и равно $9,4 \cdot 10^{-7} l_{\text{эф}} [\text{см}]$ — для ОК с квадратным сердечником; $(10l_{\text{ж}} [\text{см}] + 3,3D [\text{см}]) \cdot 10^{-9}$ — для кожуха типа статора мотора; $3,1 \cdot 10^{-9} r_k [\text{см}] l_k [\text{см}]$ — для ОК с распределенной обмоткой без сердечника.

Емкость катушек определяют экспериментально. Для грубой оценки можно принять для катушек: без сердечника $C_k = (20 \div 30) \text{ пФ}$; с квадратным сердечником $C_k = (75 \div 150) \text{ пФ}$; с цилиндрическим кожухом $C_k = (75 \div 200) \text{ пФ}$; с сердечником типа статора $C_k = (200 \div 500) \text{ пФ}$.

Сопротивление потерь для кремнистых сталей, используемых в качестве сердечников и кожухов, характеризуется величиной $R_B \approx 100 \text{ кОм}$. Так как демпфирующее сопротивление $R_{ш}$ значительно меньше R_B , то последним в большинстве случаев пренебрегают.

§ 6.3. ВЫБОР СХЕМЫ И РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ГЕНЕРАТОРА ЛИТ

Общая характеристика ГЛИТ

Особенности и свойства ГЛИТ определяются главным образом свойствами транзисторов средней мощности, применяемых в оконечных усилителях (ОУ). Эти транзисторы имеют ограниченный частотный диапазон, малое входное сопротивление, существенную зависимость параметров от температуры. Ограниченный частотный диапазон транзисторов обуславливает дополнительные искажения начала развертки и ее запаздывание, что усиливает требование к снижению числа витков ОК и увеличению отклоняющего тока. Малое входное сопротивление ОУ требует применения согласующих каскадов и применения переходных цепей с малым сопротивлением, иначе в переходных цепях возникает значительное и зависящее от температуры падение напряжения от обратного тока базы. Исключение постоянной составляющей в переходных цепях требует усложнения схемы при изменении частоты следования, длительности и амплитуды импульсов. Поэтому ОУ питают от эмиттерного повторителя, используя непосредственную или реостатную связь. Целесообразно также применять в ОУ отрицательную обратную связь, уменьшающую нелинейные искажения и улучшающую температурную стабильность ГЛИТ.

Двухтактные схемы отклонения на транзисторах не применяются из-за плохих температурных свойств.

Маломощные транзисторы, используемые в ГТН, имеют лучшие параметры и меньше влияют на свойства ГЛИТ. В качестве ГТН можно применять любую из разновидностей генераторов линейно-изменяющегося напряжения, в зарядной (разрядной) цепи которых последовательно с конденсатором включают резистор для создания начального скачка напряжения. Однако наиболее подходящей является схема ГТН с компенсирующей обратной связью.

Эта схема имеет малое выходное сопротивление, так как содержит эмиттерный повторитель, высокую термостабильность и при некоторых модификациях удовлетворяет широкому диапазону требований.

Для оконечных усилителей ГЛИТ широко используются схема с общим коллектором и схема с общим эмиттером. Схема с общим эмиттером и отрицательной обратной связью, в которой одновременно формируется трапецеидальное напряжение, применяется редко, так как не позволяет получать большие токи.

Сравнивая схемы с общим коллектором и общим эмиттером, можно сделать следующие выводы.

Достоинствами ОУ с общим коллектором являются малые частотные и нелинейные искажения и малое время запаздывания развертки, обусловленное наличием отрицательной обратной связи.

Недостатки этого усилителя — большая амплитуда входного сигнала, значительное время восстановления и невысокая температурная стабильность.

Поэтому ОУ с общим коллектором широко применяется при малых и средних длительностях развертки ($t_p \approx 30 \div 300$ мкс), когда пауза между развертками больше их длительности ($T - t_p \geq t_p$).

Достоинствами ОУ с общим эмиттером являются малое время восстановления и малая амплитуда входного сигнала.

Недостатки схемы — сравнительно большие частотные и нелинейные искажения, большое время запаздывания и невысокая термостабильность. Поэтому ОУ с общим эмиттером используют при средней длительности разверток (100 мкс \div 10 мс) и малой длительности паузы между ними.

Таким образом, можно считать, что для радиотехнических систем наиболее приемлемыми вариантами ГЛИТ являются ГТН с компенсирующей э. д. с., нагруженной на ОУ с общим коллектором или общим эмиттером.

Генератор трапецидального напряжения

ГТН с компенсирующей э. д. с. (рис. 6.8) состоит из ключа (T_1), эмиттерного повторителя (T_2) и вспомогательного ключа (T_3)

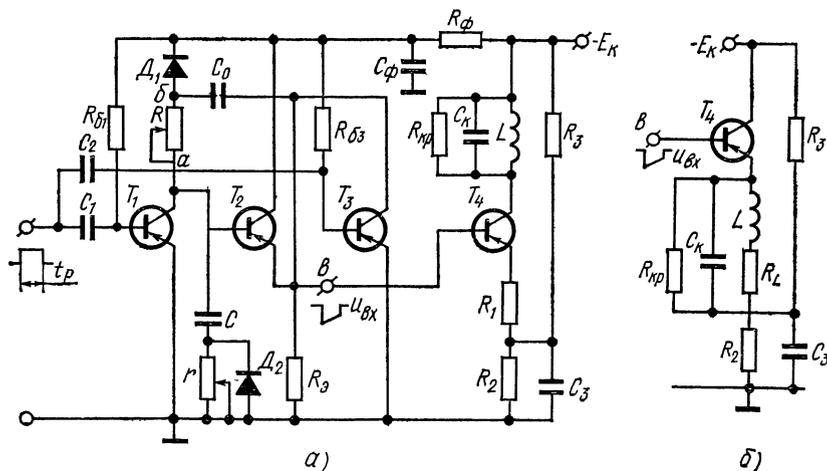


Рис. 6.8. Принципиальная схема ГТН и ОУ:

а — с общим эмиттером; б — с общим коллектором

При поступлении запирающего импульса длительностью $t = t_p$ транзисторы T_1 и T_2 закрываются и во время прямого хода не влияют на работу схемы. За счет положительной обратной связи через транзистор T_2 и конденсатор C_0 между точками включения (точки а, б) резистора R поддерживается почти постоянная разность потенциалов, обеспечивая постоянство зарядного тока через

резистор R . Регулируя R и r , можно соответственно изменять величину наклона и скачка трапецидального напряжения, необходимых для регулировки амплитуды развертки и компенсации начальных искажений.

После окончания запирающего импульса транзисторы T_1 и T_3 открываются, конденсатор C быстро разряжается через T_1 и D_2 , а конденсатор C_0 восстанавливает свой заряд через T_3 и D_1 , уменьшая время восстановления схемы.

Схема характеризуется высокой термостабильностью, так как при соответствующем подборе транзисторов токи $I_{к01}$ и $I_{к02}$ компенсируют друг друга.

Упрощенная схема ГТН с обозначением токов и напряжений приведена на рис. 6.9. В исходном состоянии транзисторный ключ T_1 открыт и насыщен (это достигается выбором $R_{б1} \ll \beta_1 R$); эмиттерный повторитель T_2 с коэффициентом передачи $K \approx 1$ открыт; напряжение на конденсаторе $U_C(0) \approx 0$

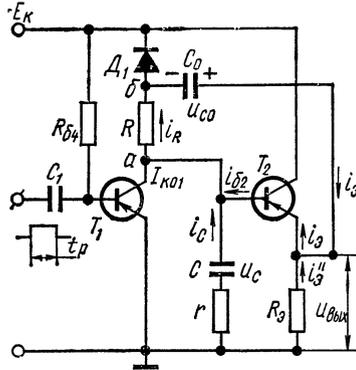


Рис. 6.9. Упрощенная схема ГТН

вследствие насыщения T_1 ; на конденсаторе C_0 напряжение $U_{C_0}(0) = E_k$

Для схемы справедливы соотношения

$$i_R = I_{к01} + i_C + i_{C_2}; \quad i_C = i_R - i_{C_2} - I_{к01}. \quad (6.12)$$

Ток, текущий через резистор R (между точками a , b),

$$i_R = I_C(0) + \Delta i_R,$$

где

$$I_C(0) = \frac{E_k}{R+r} \approx \frac{E_k}{R},$$

$$\Delta i_R = \frac{\Delta u_b - \Delta u_a}{R+r} \approx \frac{u_{\text{вых}} - \Delta u_{C_0} - u_C}{R} = \frac{K_3 u_C - \Delta u_{C_0} - u_C}{R},$$

так как $\Delta u_b = K_3 u_C - \Delta u_{C_0}$, $\Delta u_a = u_C$,

$$\Delta u_{C_0} = \frac{i_C t}{C_0} \frac{C}{C_0} = u_C \frac{C}{C_0}.$$

Следовательно,

$$\Delta i_R = \frac{E_k + \left(1 - K_3 - \frac{C}{C_0}\right) u_C}{R}. \quad (6.13)$$

Ток базы транзистора T_2

$$\begin{aligned} i_{б2} &= i_э (1 - \alpha_2) - I_{к02} = \frac{1}{1 + \beta_2} i_э - I_{к02} = \frac{1}{1 + \beta_2} (i_э' - i_э'') - I_{к02} = \\ &= \frac{E_k}{R(1 + \beta_2)} + \frac{K_3 u_C}{R_э(1 + \beta_2)} - I_{к02} = \frac{E_k}{R\beta_2} + \frac{K_3 u_C}{R_{\text{вх эп}}} - I_{к02}. \end{aligned} \quad (6.14)$$

Подставляя (6.13) и (6.14) в (6.12), получим

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = \frac{E_k}{R} - \frac{1 - K_3 + \frac{C}{C_0}}{R} u_c - \frac{K_3 u_c}{R_{вх\ эп}} - \frac{E_k}{R\beta_2} + I_{к02} - I_{к01}. \quad (6.15)$$

Если транзисторы подобрать так, чтобы $I_{к01} \approx I_{к02}$, то последние два слагаемые исключаются, что и обуславливает высокую термостабильность. Тогда уравнение (6.15) примет вид

$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{вх\ эп}}}{RC} = \frac{E_k}{RC} \left(1 - \frac{1}{\beta_2} \right),$$

решение которого определяет

$$u_c = \frac{E_k \alpha_2}{1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{вх\ эп}}} (1 - e^{-t/\tau_{экв}}), \quad (6.16)$$

где

$$\tau_{экв} = \frac{RC}{1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{вх\ эп}}}. \quad (6.17)$$

Используя (6.16), можно найти коэффициент нелинейности

$$\begin{aligned} \varepsilon_n &= \frac{\left| \frac{du_c}{dt} \right|_{t=0} - \left| \frac{du_c}{dt} \right|_{t=t_p}}{\left| \frac{du_c}{dt} \right|_{t=0}} = 1 - e^{-\frac{t_p}{\tau_{экв}}} \approx \frac{t_p}{\tau_{э}} = \\ &= \frac{t_p}{RC} \left(1 - K_3 + \frac{C}{C_0} + K_3 \frac{R}{R_{вх\ эп}} \right). \end{aligned} \quad (6.18)$$

Начальный наклон напряжения, как это следует из (6.16),

$$\left| \frac{du_c}{dt} \right|_{t=0} = \frac{E_k \alpha_2}{RC}. \quad (6.19)$$

Пренебрегая сопротивлением насыщенного транзистора T_3 ($R_{сз} \leq \beta_3 R_{д1}$, где $R_{д1}$ — прямое сопротивление диода D_1), определим время восстановления схемы

$$t_b \approx (3 \div 5) C_0 R_{д1}. \quad (6.20)$$

Анализируя полученные результаты, сделаем следующие выводы.

1. Схема имеет хорошую термостабильность ($K_{ГТН} = 3 \div 5\%$) благодаря компенсации токов $I_{к01}$ и $I_{к02}$.

2. Коэффициент нелинейности схемы может быть достаточно малым ($2 \div 3\%$), если увеличить K_3 , уменьшить C/C_0 (при $C_0 > 5C/\varepsilon_n$ влияние C_0 на ε_n очень мало и его можно не учитывать) и увеличить $R_{вх\ эп}$ (главным образом за счет увеличения β_2).

3. Время восстановления схемы мало. Если пауза между развертками велика, необходимость в транзисторе T_2 и диоде D_2 отпадает.

Следует учитывать, что с увеличением R увеличивается нелинейность и нестабильность развертки вследствие протекания тока базы транзистора T_2 , а с уменьшением R увеличивается емкость C и время восстановления схемы. Поэтому величину сопротивления целесообразно выбирать в пределах $R = 10 \div 20$ кОм.

Оконечный усилитель

Как уже указывалось, отклоняющую катушку можно включить в цепь коллектора или в цепь эмиттера.

Схема с общим эмиттером. Эквивалентная схема ОУ с общим эмиттером приведена на рис. 6.10. Резистор $R_1 = (5 \div 10)$ Ом

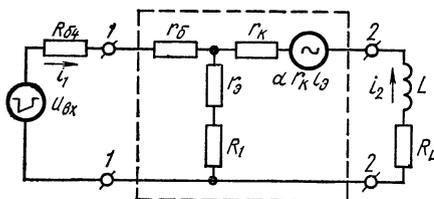


Рис. 6.10. Эквивалентная схема ОУ с общим эмиттером

включают в цепь эмиттера для введения отрицательной обратной связи, уменьшающей нелинейные искажения и повышающей входное сопротивление ОУ. Емкости переходов транзистора не учитываются, так как они влияют только на искажение и запаздывание развертки. Ток, протекающий через резистор $R_{кр}$, пренебрежимо мал по сравнению с током отклоняющей катушки, поэтому на эквивалентной схеме принято, что

$i_2 \approx I_m$.

Рассматривая транзистор как четырехполюсник сопротивлений (пунктир на рис. 6.10), запишем

$$\begin{aligned} u_{вх} &= (R_{64} + r_{11}) i_1 + r_{12} i_2, \\ u_2 &= r_{21} i_1 + r_{22} i_2, \end{aligned}$$

или, исключая i_1 , получим

$$u_{вх} = -\frac{R_{64} + r_{11}}{r_{21}} u_2 - [(R_{64} + r_{11}) r_{22} - r_{11} r_{21}] \frac{i_2}{i_{21}}.$$

Так как в конце прямого хода развертки, т. е. при $t = t_p$,

$$i_2 = I_m, \quad -u_2 = \frac{L}{t_p} I_m + R_L I_m,$$

а параметры транзистора и четырехполюсника связаны зависимостями

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_6 + r'_э, & r_{12} &= r'_э = r_э + R_1, \\ r_{21} &= r'_э - \alpha_4 r_{кр}, & r_{22} &= r'_э + (1 - \alpha_4) r_{кр}, \end{aligned}$$

то входное напряжение можно представить следующим выражением

$$\begin{aligned} U_{мвх} \approx & \frac{I_m}{\alpha_4 r_{кр}} \left\{ (R_{64} + r_6 + R_1) \frac{L}{t_p} + \right. \\ & \left. + [R_L + (1 - \alpha_4) r_{кр}] (R_{64} + r_6 + R_1) + \alpha_4 (r_э + R_1) r_{кр} \right\}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

При выводе этого выражения использованы неравенства

$$r_3 + R_1 \ll (1 - \alpha_4) r_k + R_L, \quad r_3 \ll R_{64} + r_6 + R_1.$$

Выражение (6.21) приближенное, так как не учитывает зависимости параметров транзистора от амплитуды сигнала, частоты и температуры.

Так как в исходном режиме транзистор закрыт, входное напряжение необходимо увеличивать до значения

$$U'_{m \text{ вх}} = U_{m \text{ вх}} + |U_{360}| + |U_{\text{зап}}|, \quad (6.22)$$

где U_{360} и $U_{\text{зап}}$ находят из рис. 6.11.

Если запирающее напряжение $U_{\text{зап}}$ получают, используя делитель R_2, R_3 (см. рис. 6.8), то рассчитывают его следующим образом.

Ток делителя R_2, R_3 должен быть значительно больше обратного тока эмиттера запятого транзистора

$$\frac{E_k}{R_2 + R_3} \gg I_{304} \approx 0,1 I_{k04}. \quad (6.23)$$

Для надежного запираания с учетом дестабилизирующих факторов, погрешности определения параметров и уменьшения запирающего напряжения при максимальной температуре

$$U_{\text{зап}} = \frac{E_k R_2}{R_2 + R_3} - R_{64} I_{k04 \text{ max}} = (0,4 \div 0,6) \text{ В}. \quad (6.24)$$

При этом необходимо учитывать уменьшение коллекторного напряжения до величины

$$E'_k = E_k - \frac{E_k R_2}{R_2 + R_3} = E_k \frac{R_3}{R_2 + R_3}. \quad (6.25)$$

Емкость конденсатора C_3 в цепи делителя рассчитывают из условия

$$R_2 C_3 \gg t_p. \quad (6.26)$$

Из приведенного анализа работы ОУ и выражения (6.21) следует, что для уменьшения входного напряжения необходимо выбирать транзистор с большим α_4 и уменьшать сопротивление R_{64} . Анализируя частотные свойства оконечного усилителя [33], можно установить время запаздывания начала развертки

$$t_3 \approx \frac{r_{64} + r_6 + r'_3}{(1 - \alpha_4)(R_{64} + r_6) + r'_3} \cdot \frac{1}{\omega_\alpha} \quad (6.27)$$

и интервал времени, на котором проявляются искажения развертки,

$$t_n \approx 1,2 t_3. \quad (6.28)$$

Для уменьшения времени задержки и интервала искажений в цепь эмиттера целесообразно включить резистор R_1 , увеличивающий сопротивление $r'_3 = r_3 + R_1$.

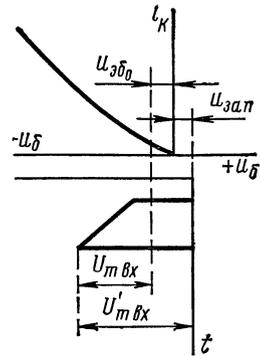


Рис. 6.11. Эюра входного напряжения

Время рассеяния магнитной энергии

$$t_L \approx (3 \div 5) \tau_L = (3 \div 5) \frac{L}{R_{кр} + R_L}, \quad (6.29)$$

где $R_{кр} \approx 0,5 \sqrt{\frac{L}{C_{к} + C_{кол}}}$, а $C_{кол}$ — емкость коллекторного перехода.

Расчет нелинейности пилообразного тока затруднителен; опытные данные показывают, что коэффициент нелинейности ОУ с общим эмиттером можно оценить как

$$\varepsilon_{\tau} \approx 1,3\varepsilon_n, \quad (6.30)$$

где ε_{τ} и ε_n — соответственно коэффициенты нелинейности пилообразного тока и напряжения. На температурную стабильность определяющее влияние оказывает зависимость коэффициента усиления тока от температуры. Учитывая неравенства, справедливые для практических схем $R_L < (1 - \alpha_4) r_{к}$, $L/t_p < R_L + (1 + \alpha_4) r_{к}$, выражение для входного напряжения можно представить в виде

$$U_{m\text{ вх}} \approx \left(\frac{R_{64} + r_6 + R_1}{\beta_4} + R_1 + r_9 \right) I_m. \quad (6.31)$$

Таким образом, для повышения температурной стабильности, зависящей от β_4 , необходимо уменьшать R_{64} или увеличивать R_1 . Для германиевых транзисторов при

$$\frac{R_{64} + r_6 + R_1}{\beta_4} \leq 0,25R_1$$

изменение I_m приближенно равно

$$K_{\beta_1} - 1 = \pm 0,1. \quad (6.32)$$

Средняя мощность, рассеиваемая за период T , равна сумме мощностей, рассеиваемых за время прямого хода развертки и время обратного хода $T - t_p$

$$P_{ср} = P_{t_p} + P_{T-t_p},$$

где

$$P_{T-t_p} = \frac{E_{к} - I_{к04\text{max}}(T - t_p)}{T},$$

$$u_{к} \approx -E_{к} + L \frac{I_m}{t_p} + R_L \frac{I_m}{t_p} t, \quad i_{к} = \frac{I_m}{t_p} t.$$

Складывая P_{t_p} и P_{T-t_p} , получим

$$P_{ср} = \frac{I_m t_p}{T} \left(\frac{E_{к}}{2} - \frac{L I_m}{2 t_p} - \frac{I_m R_L}{3} \right) + \frac{E_{к} I_{к04\text{max}}(T - t_p)}{T}. \quad (6.33)$$

Средняя мощность не должна превышать допустимую $P_{доп}$ для транзистора ОУ.

Схема с общим коллектором. Для схемы с общим коллектором параметры транзистора и четырехполюсника связаны зависимо-

стями (рис. 6.12):

$$\begin{aligned} r_{11} &= r_6 + r_k, & r_{12} &= (1 - \alpha_4) r_k, \\ r_{21} &= r_k, & r_{22} &= r_9 + (1 - \alpha_4) r_k. \end{aligned}$$

Применяя методику, аналогичную анализу схемы с общим эмиттером и используя эквивалентную схему, изображенную на рис. 6.12, найдем необходимое входное напряжение

$$\begin{aligned} U_{m\text{вх}} &\approx \left[\frac{R_{64} + r_6 + r_k}{r_k} \left(\frac{L}{t_p} + R_L + r_9 \right) + (1 - \alpha_4) (R_{64} + r_6) \right] I_m = \\ &= \left[\frac{L}{t_p} + R_L + r_9 + (1 - \alpha_4) (R_{64} + r_6) \right] I_m, \end{aligned} \quad (6.34)$$

которое при закрытом транзисторе ОУ необходимо увеличивать до значения

$$U'_{m\text{вх}} = U_{m\text{вх}} + |U_{960}| + |U_{3ап}|, \quad (6.35)$$

где U_{960} и $U_{3ап}$ определяются аналогично расчету для схемы с общим эмиттером.

Из выражения (6.34) следует, что для уменьшения входного напряжения необходимо использовать транзистор с большим α и уменьшить величину R_{64} .

Анализируя частотные свойства схемы с общим коллектором, можно найти время запаздывания начала разветки

$$t_3 \approx (R_{64} + r_6) (C_k + C_{\text{кол}}) \quad (6.36)$$

и интервал времени, на котором проявляются искажения начала разветки

$$t_n \approx 1,2t_3. \quad (6.37)$$

Время рассеяния магнитной энергии в схеме с общим коллектором

$$t_L = (3 \div 5) \tau_L = (3 \div 5) \frac{L}{R_{\text{кп}} + R_L + R_9}. \quad (6.38)$$

Нелинейные искажения ОУ с общим коллектором сравнительно малы

$$\epsilon_T \approx 1,1\epsilon_H. \quad (6.39)$$

Температурная стабильность схемы с общим коллектором определяется температурной зависимостью сопротивления отклоняющей катушки

$$K_R = \frac{(I_m)_{T^\circ = T_{\text{max}}^\circ, T_{\text{min}}^\circ}}{(I_m)_{T^\circ = 20^\circ\text{C}}} = 1 \pm \frac{\Delta I_m}{I_m}.$$

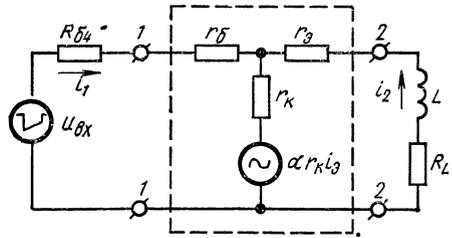


Рис. 6.12. Эквивалентная схема ОУ с общим коллектором

Используя выражение (6.34), можно найти

$$K_R = \frac{1}{1 + \frac{1}{\frac{L}{t_p} + R_L + (1 - \alpha_4)(R_{\delta 4} + r_6)}},$$

$$K_R - 1 \approx \frac{\Delta R_L}{\frac{L}{t_p} + R_L + (1 - \alpha_4)(R_{\delta 4} + r_6)}. \quad (6.40)$$

Величина $K_R - 1$ изменяется приблизительно от +25 до -15% в диапазоне температур от -50 до +60°C, что является недостатком этой схемы.

Наиболее простым способом улучшения температурной стабильности является включение резистора R_1 в цепь отклоняющей катушки. Тогда

$$K_R - 1 = - \frac{\Delta R_L}{\frac{L}{t_p} + R_L + R_1 + (1 - \alpha_4)(R_{\delta 4} + r_6)}. \quad (6.41)$$

Однако включение R_1 приводит к уменьшению использования напряжения питания и увеличению входного напряжения. Поэтому необходимо, чтобы

$$I_m R_1 \leq 0,1 E_K. \quad (6.42)$$

Средняя мощность, рассеиваемая транзистором, определяется аналогично схеме с общим эмиттером.

Усредненные параметры транзисторов ОУ

При расчете входного напряжения по формулам (6.21) и (6.26) необходимо пользоваться усредненными параметрами транзисторов для большого сигнала. Далее приводится методика определения параметров для схемы с общим эмиттером; параметры для схемы с общим коллектором можно определить аналогично, заменив ось i_k на $i_s = i_k / \alpha$. Параметры транзистора для схемы с общим эмиттером находят следующим образом.

1. Коэффициент усиления по току базы β определяют по характеристике $i_k = f(i_b)$ и формуле $\beta = \left(\frac{\Delta i_k}{\Delta i_b} \right)_{U_{кэ} = \text{const}}$ (рис. 6.13, а). Так как в исходном режиме транзистор закрыт, то $\Delta i_k = I_m$.

2. Параметр

$$\frac{1 + \beta}{r_k} \approx \left(\frac{\Delta i_k}{\Delta u_k} \right)_{i_b = \text{const}} = (h_{22э}) \quad (6.43)$$

определяют по характеристикам $i_k = f(u_{кэ})$. Среднее значение этого параметра находят как среднеарифметическое параметров, определяемых при значении $i_{b \max} = I_m / \beta$ и $i_{b \min}$ (рис. 6.13, б).

3. Параметр

$$r_{вкэ} = r_6 + (1 + \beta) r_э = \left(\frac{\Delta u_{6э}}{\Delta i_6} \right)_{U_{кэ} = \text{const}} = (h_{11э}) \quad (6.44)$$

определяют по характеристике $i_{\delta} = f(u_{\delta})$ при $U_{кз} > 5$ В; характеристика заменяется прямой, аппроксимирующей реальную кривую в диапазоне $0 \leq i_{\delta} \leq i_{\delta \max}$. Отрезок, отсекаемый этой прямой на оси $u_{\delta 9}$, соответствует напряжению запирания U_{960} (рис. 6.13, в).

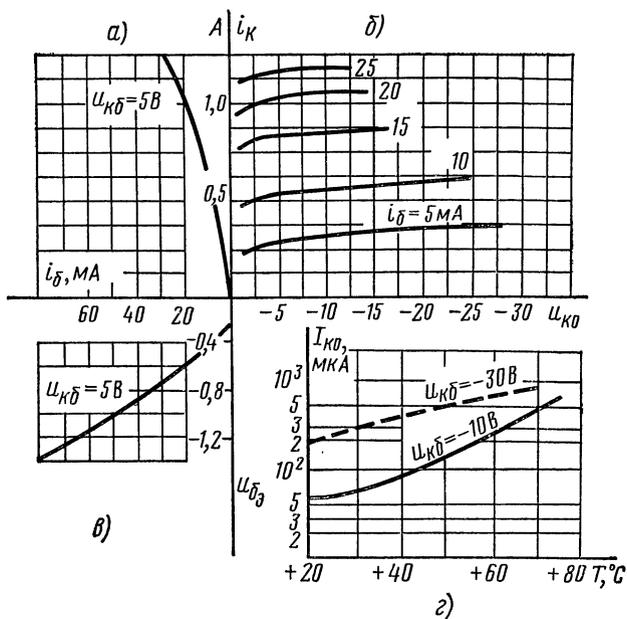


Рис. 6.13. Характеристика транзистора

4. Сопротивления r_{δ} и r_{δ} определяют по параметру $r_{вх\delta} = r_{\delta} + (1 + \beta_4) r_{\delta}$, вычисляя сопротивление эмиттерного перехода r_{δ} по формуле

$$r_{\delta} = \frac{\varphi_T}{I_{\delta \text{cp}}} = \frac{0,025}{I_{\delta \text{cp}}}, \quad (\varphi_T = 0,025 \text{ В}), \quad (6.45)$$

тогда

$$r_{\delta} = r_{вх\delta} - (1 + \beta_4) r_{\delta}. \quad (6.46)$$

Некоторые характеристики транзисторов при отсутствии необходимых данных определяют экспериментально.

§ 6.4. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ГЛИТ

При общем проектировании радиоэлектронного устройства разрабатывают требования к ГЛИТ, основными из которых являются: 1) диапазон рабочих температур $T_{\min} \div T_{\max}$; 2) габариты и вес; 3) тип индикатора и размеры экрана; 4) длительность развертки t_p и период ее повторения T ; 5) нелинейность развертки ε ; 6) температурная стабильность и др.

Если не заданы специальные требования, то пользуются следующим порядком расчета: 1) выбор трубки; 2) определение отклоняющих ампер-витков; 3) предварительный выбор транзистора ОУ и максимального тока отклонения; 4) определение характеристик катушки — числа витков, индуктивности, сопротивления и емкости; 5) расчет напряжений ОУ; 6) окончательный выбор транзистора ОУ и характеристик ОК; 7) оценка термостабильности ОУ; 8) расчет элементов ГТН; 9) оценка линейности и термостабильности ГЛИТ.

Выбор транзисторов ГЛИТ

Выбор транзистора ОУ. В наиболее трудных условиях работы (малая длительность развертки, большая частота повторения, малые искажения) основные параметры транзистора должны удовлетворять следующим требованиям.

1. Для выполнения условия $U_{к\max} \geq U_m$ необходимо выбирать транзистор с большим значением $U_{к\max}$ и $I_{к\max}$; для обеспечения хорошей температурной стабильности должно выполняться условие $I_{к\max} \geq I_m \geq (10 \div 20) I_{к0\max}$, т. е. с возможно меньшим током $I_{к0\max}$ и с запасом по максимальному току.

2. Коэффициент усиления по току β должен быть большим для уменьшения максимального тока базы и увеличения входного сопротивления ОУ.

3. Транзистор должен иметь хорошие частотные свойства.

Этим требованиям удовлетворяют германиевые среднечастотные транзисторы средней мощности; кремниевые транзисторы менее пригодны из-за малого значения $\beta = (10 \div 20)$.

Выбор транзисторов ГТН. Транзисторы T_1 и T_2 (см. рис. 6.8) должны иметь малые и равные токи $I_{к0}$, высокую граничную частоту, большое значение β для снижения управляющей мощности и малую зависимость β от температуры. Этим условиям удовлетворяют маломощные германиевые транзисторы. Иногда при расчете ГЛИТ необходимо уточнить выбор транзистора ОУ, характеристик ОК и условие согласования выхода ГТН со входом ОУ.

При согласовании ГТН-ОУ необходимо выполнять следующие условия.

1. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя должно равняться сопротивлению R_{64} , т. е.

$$R_{\text{вых эп}} = R_{64} \approx r_{э2} + \frac{R_r + r_{62}}{1 + \beta_2},$$

где $R_r \approx r$ — сопротивление источника напряжения для эмиттерного повторителя.

Выполнить это условие можно, подбирая транзистор T_2 или R_{64} меньшим расчетного, с последующим пересчетом величины входного напряжения ОУ.

2. Напряжение скачка, получаемого в ГТН на резисторе r , должно равняться необходимому напряжению скачка, полученному при расчете ОУ, т. е.

$$U_r = U_{\text{скачка}}.$$

3. Наклон трапецидального напряжения, полученного в ГТН, должен быть равен наклону этого напряжения для ОУ (коэффициент передачи эмиттерного повторителя $K_{\varepsilon} \approx 1$), т. е.

$$\frac{E_{к2}\alpha_2}{RC} = \frac{U_{m \text{ пилы}}}{t_p}.$$

При расчете остальных элементов схемы следует руководствоваться соответствующими рекомендациями гл. 5 и 6. Для иллюстрации методики произведем численный расчет ГЛИТ.

Пример. Рассчитать ГЛИТ, удовлетворяющий следующим требованиям:

- 1) $T_{\min} \div T_{\max} = -40^\circ \text{C} \div 50^\circ \text{C}$;
- 2) габариты и вес минимальные, но без существенных ограничений;
- 3) индикатор: дальность-азимут с прямоугольными координатами, длина развертки L_p 140 мм, ОК — неподвижная;
- 4) длительность развертки $t_p = 200$ мкс, период — $T = 2000$ мкс;
- 5) нелинейность развертки $\varepsilon \leq 10\%$;
- 6) термостабильность $K_\tau - 1 = \pm 0,15$.

Выбор электронно-лучевой трубки. Выбирают ЭЛТ с учетом длины развертки и общих требований к устройству, в которое входит ГЛИТ.

Выбираем ЭЛТ 18ЛМ4В, для которой $\theta_m = \pm 26^\circ$, $d_m = 30$ мм, $E_a = 12$ кВ.

Определяем предельную длину ОК:

$$a = \frac{d_m}{2} - \rho = \frac{15}{2} - 2,5 = 12,5 \text{ мм} \quad (\rho \approx 2,5 \text{ мм}),$$

$$l_0 \leq \frac{a \sin \theta_m}{1 - \cos \theta_m} = \frac{12,5 \sin 26^\circ}{1 - \cos 26^\circ} \approx 55 \text{ мм},$$

принимаем $l_0 = 45$ мм, $l_0 = l_m$.

Выбираем цилиндрическую ОК с кожухом, как более простую в изготовлении, с воздушным зазором (учитывая толщину намотки, каркаса и зазора между ЭЛТ и ОК), равным $D = 45$ мм.

Определяем эффективную длину ОК

$$l_{\text{эф}} \approx l_m + 0,65D = 45 + 0,65 \cdot 45 \approx 75 \text{ мм}.$$

Рассчитываем удвоенные ($\theta_m = \pm 26^\circ$) ампер-витки ОК

$$2AW = 2 \cdot 2,67 \frac{D \sin \theta_m}{l_{\text{эф}}} \sqrt{E_a} = 2 \cdot 2,67 \frac{45 \cdot 0,44}{75} \sqrt{13\,000} \approx 160 \text{ А} \cdot \text{вит}.$$

Выбираем транзистор П202; учитывая запас по I_{\max} , принимаем $I_m = 0,5$ А и находим число витков ОК

$$\frac{AW}{I_m} = \frac{160}{0,5} = 320 \text{ витков}.$$

Разбиваем число витков на две обмотки по 160 витков и секционировуем каждую обмотку для коррекции поля. Распределение витков по секциям соответствует примеру § 6.2.

По данным § 6.2 определяем характеристики ОК

$$\begin{aligned} K_L &= (10l_m [\text{см}] + 3,3D [\text{см}]) \cdot 10^{-9} = \\ &= (10 \cdot 4,5 + 3,3 \cdot 4,5) \cdot 10^{-9} \approx 60 \cdot 10^{-9} \text{ Гн/вит}^2, \\ L &= K_L W^2 = 60 \cdot 10^{-9} (320)^2 \approx 6,5 \text{ мГн}. \end{aligned}$$

Задаваясь плотностью тока $j = 1,5 \text{ А/мм}^2$, определяем диаметр провода $OK - d = 0,6 \text{ мм}$ (сделав эскиз катушки, находим среднюю длину витка $l_{cp} \approx 0,18 \text{ м}$) и сопротивление ОК

$$R_L = \rho_m \frac{l_{cp} W}{S} = 0,00175 \frac{0,18 \cdot 320}{\frac{\pi (0,6)^2}{4}} \approx 3,25 \text{ Ом}.$$

Принимаем (вместе с емкостью монтажа) $C_k \approx 100 \text{ пФ}$.

Определяем усредненные параметры транзистора П202 по рекомендациям § 6.3, рис. 6.13 и паспортным данным:

$$\begin{aligned} \beta_4 &= \left(\frac{I_m}{\Delta i_6} \right)_{U_{кэ} = \text{const}} \approx 60, \quad \alpha_4 = 0,997, \\ \frac{1 + \beta_4}{r_k} &\approx 0,006 \text{ 1/Ом}, \quad r_k \approx 10 \text{ кОм}, \\ r_{вхэ} &= r_6 + (1 + \beta_4) r_э = \left(\frac{\Delta u_{6э}}{\Delta i_6} \right)_{U_{кэ} = \text{const}} \approx 70 \text{ Ом}, \\ U_{э6о} &\approx 0,25 \text{ В}, \quad I_{к04/T^\circ = 20^\circ \text{ C}} \approx 0,2 \text{ мА}, \\ I_{к04 \text{ max}} &= I_{к04/T^\circ = 50^\circ \text{ C}} \approx 0,4 \text{ мА}, \quad (\text{см. рис. 6.13, з}), \\ f_\alpha &\geq 200 \text{ кГц}, \quad C_{кол} \approx 200 \text{ пФ}. \end{aligned}$$

Рассчитываем

$$\begin{aligned} r_э &\approx \frac{\Phi_T}{I_{э \text{ ср}}} \approx \frac{0,025}{0,25} = 0,1 \text{ Ом}, \\ r_6 &= r_{вхэ} - (1 + \beta_4) r_э \approx 65 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

Расчет напряжений ОУ

В данном примере схемы с общим коллектором и общим эмиттером почти равноценны; выбираем схему с общим эмиттером, так как она требует меньшего входного напряжения и имеет несколько лучшую термостабильность. Для определения $U_{m \text{ вх}}$ предварительно определяем R_{64} из условия заданной термостабильности ГЛИТ $K_T - 1 \approx \pm 0,15$. Учитывая более высокую термостабильность ГТН, распределяем этот параметр следующим образом:

$$K_T - 1 = |K_{ГТН} - 1| + |K_{ОУ} - 1| = |0,03 \div 0,05| + |0,1 \div 0,12|.$$

Для обеспечения заданной термостабильности схемы с общим эмиттером находим

$$R_{64} \leq (0,25\beta_4 - 1)(R_1 + r_3) - r_6 = \\ = (0,25 \cdot 60 - 1)(6 + 0,1) - 65 = 20 \text{ Ом},$$

где выбираем $R_1 = 60 \text{ Ом}$.

Определяем напряжение на ОК

$$U_m \approx \frac{LI_m}{t_r} + R_L I_m = \frac{6,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5}{200 \cdot 10^{-6}} + 3,25 \cdot 0,5 \approx 18 \text{ В};$$

входное напряжение

$$U_{m \text{ вх}} = U_{\text{скачка}} + U_{m \text{ пи́лы}} \approx \frac{I_m}{\alpha_4 r_k} \{ (R_{64} + r_6 + R_1) \frac{L}{t_p} + \\ + [R_L + (1 - \alpha_4) r_k] (R_{64} + r_6 + R_1) + \alpha_4 (r_3 + R_1) r_k \} = \\ = \frac{0,5}{0,997 \cdot 10^4} \left\{ (20 + 65 + 6) \frac{6,5 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 10^{-6}} + \right. \\ \left. + [3,25 + 0,003 \cdot 10^4] (20 + 65 + 6) + 0,997 (0,1 + 6) \cdot 10^4 \right\} \approx \\ \approx 0,15 + 3,25 = 3,4 \text{ В}.$$

Выбирая $E_{\text{см}} = (0,5 \div 1) \text{ В}$, находим

$$U_{\text{зап}} = |U_{\text{эб0}}| + |E_{\text{см}}| = 0,25 + 0,75 = 1 \text{ В}.$$

Учитывая падение напряжения на резисторе R_1 за счет тока эмиттера, определяем

$$U_{R1} \approx I_m R_1 = 0,5 \cdot 6 = 3 \text{ В};$$

напряжение источника питания

$$E_{\text{к4}} = U_m + U_{\text{зап}} + U_{R1} = 18 + 1 + 3 = 22 \text{ В}.$$

Для получения $U_{\text{зап}}$ используем делитель R_2, R_3 , ток которого должен быть значительно больше тока эмиттера запертого транзистора при максимальной температуре

$$\frac{E_{\text{к4}}}{R_2 + R_3} \gg I_{0\text{э4}} \approx 0,1 I_{\text{к04 max}}.$$

Выбирая ток равным $0,5 \text{ мА}$, найдем

$$R_2 + R_3 = \frac{22}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 44 \text{ кОм}, \quad R_2 = \frac{U_{\text{зап}}}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ кОм}$$

(конденсатор C_3 в цепи делителя выбираем из условия $C_3 R_2 \gg t_p$).

Проверяем условие запираения, так как при максимальной температуре запирающее напряжение уменьшается до

$$U'_{\text{зап}} = \frac{E_{\text{к4}}}{R_2 + R_3} - R_{64} I_{\text{к0 max}}, \quad U'_{\text{зап}} > 0.$$

Так как $R_{64} I_{\text{к04 max}} = 24 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3} = 9,6 \text{ мВ}$, то $U'_{\text{зап}} > 0$.

Определим

$$U'_{m \text{ вх}} = U_{m \text{ вх}} + |U_{\text{зап}}| = U'_{\text{скачка}} + U_{m \text{ пи́лы}} = 1,15 + 3,25 = 4,4 \text{ В}.$$

Время запаздывания развертки

$$t_3 \approx \frac{R_{64} + r_6 + R_1}{(1 - \alpha_4)(R_{64} + r_6) + R_1} \frac{1}{\omega_\alpha} = \frac{20 + 65 + 6}{0,003 \cdot 85 + 6} \frac{1}{6,28 \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 12 \text{ мкс.}$$

Интервал начальных искажений

$$t_{\text{и}} \approx 1,2 t_3 \approx 14 \text{ мкс.}$$

Шунтирующее сопротивление ОК

$$R_{\text{ш}} = R_{\text{кр}} \approx 0,5 \sqrt{\frac{L}{C_{\text{к}} + C_{\text{кол}}}} = 0,5 \sqrt{\frac{6,5 \cdot 10^{-3}}{(100 + 200) \cdot 10^{-12}}} \approx 2,2 \text{ кОм.}$$

(Влиянием потерь в сердечнике $R_C \gg R_{\text{кр}}$ пренебрегаем.) Время рассеяния магнитной энергии

$$t_L = (3 \div 5) \frac{L}{R_{\text{кр}} + R_L} \approx \frac{6,5 \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 10^3} \cdot 4 = 10 \text{ мкс} \ll T - t_p.$$

Средняя рассеиваемая мощность

$$\begin{aligned} P_0 &= \frac{I_m t_p}{T} \left(\frac{E_{\text{к4}}}{r} - \frac{LI_m}{2t_p} - \frac{I_m R_L}{3} \right) + \frac{E_{\text{к4}} I_{\text{к04 max}}}{T} (T - t_p) = \\ &= \frac{0,5 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{2000 \cdot 10^{-6}} \left(\frac{22}{2} - \frac{6,5 \cdot 10^3 \cdot 0,5}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} - \frac{0,5 \cdot 3,25}{3} \right) + \\ &+ \frac{22 \cdot 0,4 \cdot 10^{-3}}{2000 \cdot 10^{-6}} \times (2000 - 200) \cdot 10^{-6} = 0,18 \text{ Вт} < P_{\text{доп}} = 1 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Рассчитываем основные параметры ГТН. Выбираем $E_{\text{к1}} = E_{\text{к2}} = E_{\text{к3}} = 12 \text{ В}$, используя источник питания общий с ОУ и погасив часть напряжения на сопротивлении фильтра $R_{\text{ф}}$.

Выбираем $R = 10 \text{ кОм}$ (8,2 кОм и реостат 5,6 кОм для регулировки наклона пилы). Определяем сопротивление резистора r из условия

$$U_r = \frac{E_{\text{к1}} r}{R + r} = U_{\text{скачка}} = 1,15 \text{ В}; \quad 12r / (10^4 + r) = 1,15, \quad r = 1,1 \text{ кОм.}$$

Для регулировки скачка берем резистор 820 Ом и реостат 560 Ом.

Определим

$$R_{\text{вых эп}} = r_{\beta 2} + \frac{R_{\Gamma} + r_{62}}{1 + \beta_2},$$

где $R_{\Gamma} \approx r$, $\beta_2 \approx 75$, $r_{62} \approx 200 \text{ Ом}$, $r_{\beta 2} = \frac{\Phi_{\Gamma}}{I_{\beta 2 \text{ср}}} \approx 5 \text{ Ом}$,

(β_2 , r_{62} , $r_{\beta 2}$ — выбираем как типовые для маломощных германиевых транзисторов, с уточнением их при дальнейших расчетах), тогда

$$R_{\text{вых эп}} = 5 + \frac{1,1 \cdot 10^3 + 200}{1 + 75} \approx 220 \text{ Ом} \approx R_{64}.$$

Из условия равенства наклонов трапецидеального напряжения ГТН и ОУ находим

$$\begin{aligned} \frac{E_{\text{к1}} \alpha_2}{RC} &= \frac{U_{\text{м пилы}}}{t_p}, \\ C &= \frac{E_{\text{к1}} \alpha_2}{R U_{\text{м пилы}}} t_p = \frac{12 \cdot 0,998}{10^4 \cdot 3,25} \cdot 200 \cdot 10^{-6} \approx 7,5 \cdot 10^{-8} \text{ Ф.} \end{aligned}$$

По заданному значению определяем коэффициент нелинейности ГТН

$$\varepsilon_0 = 0,1 \approx 1,3\varepsilon_{\text{ГТН}}, \quad \varepsilon_{\text{ГТН}} = \frac{0,1}{1,3} = 0,077$$

и находим емкость конденсатора связи

$$C_0 = \frac{5C}{\varepsilon_{\text{ГТН}}} = \frac{5 \cdot 7,5 \cdot 10^{-8}}{0,077} = 5 \text{ мкФ.}$$

Проверим время восстановления схемы

$$t_{\text{в}} \approx 4C_0R_{\text{д}} = 4 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 50 = 1000 \text{ мкс} < T - t_{\text{р}},$$

где $R_{\text{д}} \approx 50 \text{ Ом}$.

Остальные параметры ГТН рассчитывают в соответствии с рекомендациями гл. 5.

РАЗДЕЛ II

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ НА МИКРОСХЕМАХ

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

СИСТЕМЫ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

§ 7.1. КЛАССИФИКАЦИЯ СХЕМ

Системой логических интегральных схем (ЛИС) называется совокупность логических элементов в интегральном исполнении, обеспечивающих рациональное построение любого сложного цифрового радиотехнического устройства.

Системы ЛИС должны отвечать двум основным требованиям: функциональной полноты и совместимости входных и выходных сигналов. Требование функциональной полноты связано с понятием функционально полных систем функций алгебры логики [7]. Требование совместимости входных и выходных сигналов означает, что при соединении логических элементов друг с другом должна быть обеспечена работа их без согласующих звеньев.

Существуют разнообразные системы ЛИС, имеющие широкий диапазон параметров, что приводит к необходимости их классификации. В основу классификации могут быть положены различные признаки: тип основной схемы, вид внешних характеристик, основные электрические параметры схем и др. Наиболее целесообразна классификация по типу основной схемы. Основная схема (базовый логический элемент) любой системы ЛИС определяется физической основой активных приборов, выполняющих логическую операцию И — НЕ или ИЛИ — НЕ и видом связи между отдельными ЛИС.

Далее приведена примерная классификация ЛИС по типу основной схемы (названия даны сокращенно):

- НСТЛ — транзисторная логика с непосредственной связью;
- РТЛ — транзисторная логика с резистивной связью;
- РЕТЛ — транзисторная логика с резистивно-емкостной связью;
- ДТЛ — диодно-транзисторная логика;
- ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика;
- ЭСЛ — эмиттерно-связанная логика;
- НСТЛМ — транзисторная логика с непосредственной связью на МОП-структурах.

Перечисленные системы ЛИС различаются как по статическим внешним, так и по основным электрическим параметрам. К внешним параметрам относятся статические внешние характеристики:

входная, выходная и передаточная. Эти параметры можно проверить экспериментально на внешних выходах схемы, не нарушая ее работы. Так как взаимодействие каждого сложного устройства определяется внешними параметрами ЛИС, то при его расчете и анализе они должны быть известны. Основные электрические параметры определяются допустимые сочетания схем в устройстве и позволяют сравнивать между собой ЛИС различных типов. К ним относятся: коэффициенты разветвления по выходу и входу, статическая помехоустойчивость, потребляемая мощность, средняя задержка распространения сигнала.

По основным электрическим параметрам ЛИС можно разделить на следующие группы: схемы со сверхвысоким быстродействием, характеризуемые средней задержкой сигнала не более 10 нс при потребляемой мощности $50 \div 100$ мВт (в основном это схемы ЭСЛ), схемы высокого быстродействия со средней задержкой $10 \div 20$ нс и потребляемой мощностью $20 \div 50$ мВт (схемы ТТЛ), схемы среднего быстродействия со средней задержкой $20 \div 100$ нс и мощностью $1 \div 30$ мВт (схемы ТТЛ и ДТЛ) и маломощные схемы, потребляющие мощность $0,5 \div 5$ мВт при средней задержке более 100 нс (схемы НСТЛ и РТЛ).

Все применяемые в настоящее время системы ЛИС являются потенциальными, в них все входные и выходные сигналы представляются двумя уровнями напряжений, соответствующими уровням логической единицы и логического нуля.

ЛИС на биполярных кремниевых транзисторах являются схемами положительной логики, схемы на МОП-структурах с индуцированным каналом p -типа — схемами отрицательной логики.

§ 7.2. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ

Рассмотрим построение внешних статических характеристик на примере основной НСТЛ-схемы, состоящей из нескольких инверторных каскадов, соединенных параллельно (рис. 7.1).

Входная характеристика представляет собой зависимость между током $i_{вх}$ и напряжением $u_{вх}$ на одном из входов схемы (рис. 7.2). Положим, что в начальный момент напряжение на всех входах соответствует низкому уровню напряжения и все транзисторы закрыты. При увеличении напряжения на входе транзистора — T_1 до величины порога отпирания $u_{вх} = U_{бп1}$ (для кремния $0,6 \div 0,7$ В) появляется базовый ток и транзистор входит в активную область. При дальнейшем увеличении входного напряжения рабочая точка достигает границы насыщения, где $u_{вх} = U_{бп1}$, и транзистор переходит в режим насыщения.

В интегральных схемах в отличие от схем на обычных транзисторах не используются специальные источники питания для запираания транзисторов. Их закрытое состояние соответствует не режиму отсечки, а активному режиму при относительно малых токах базы и коллектора. Поэтому порог запираания транзистора

$U_{\text{бп}}$ соответствует максимально допустимому току коллектора $I_{\text{кп}}$, при котором в рассматриваемой схеме транзистор еще может считаться закрытым. Обычно принимают $I_{\text{кп}} = (0,01 \div 0,03) I_{\text{кн}}$, где $I_{\text{кн}}$ — ток насыщения транзистора.

В режиме насыщения существует обратная связь между выходной и входной цепями. Напряжение на входе насыщенного транзистора $U_{\text{бп}}$ зависит от тока базы и тока насыщения коллектора, который зависит от числа транзисторов, находящихся во включенном состоянии и объединенных по коллектору с данным транзистором. Если в схеме рис. 7.1 на все входы подать напряжение,

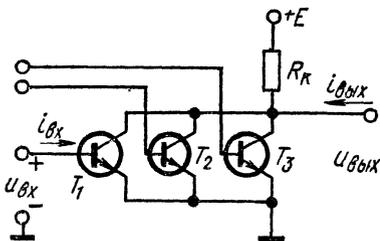


Рис. 7.1. Основная НСТЛ — схема ИЛИ — НЕ

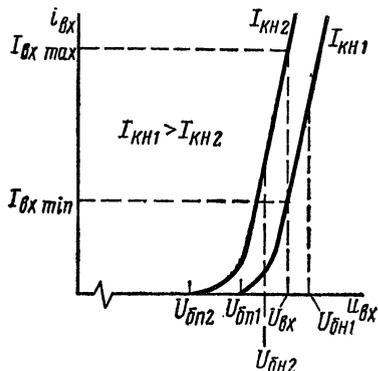


Рис. 7.2. Входная характеристика НСТЛ-схемы

соответствующее уровню логической единицы, то ток насыщения коллектора уменьшится ($I_{\text{кн}2} < I_{\text{кн}1}$) и входная характеристика сдвинется влево (см. рис. 7.2). Эта обратная связь имеет большое значение для интегральных схем, которые критичны к изменению входной характеристики транзистора в режиме насыщения — схемы НСТЛ, РТЛ, РЕТЛ.

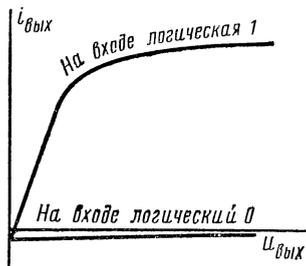


Рис. 7.3. Выходная характеристика НСТЛ-схемы

Выходная характеристика представляет собой зависимость между выходным током $i_{\text{вых}}$ и выходным напряжением $u_{\text{вых}}$ (рис. 7.3). Измеряют выходные характеристики для двух значений сигналов, поступающих на вход схемы. Первая характеристика соответствует открытому состоянию схемы, при котором дифференциальное выходное сопротивление мало, вторая —

состоянию закрытой схемы, когда выходное сопротивление велико и определяется сопротивлением коллекторной нагрузки $R_{\text{к}}$.

Схемы НСТЛ, РТЛ, РЕТЛ, ДТЛ, ТТЛ имеют малое дифференциальное выходное сопротивление только в открытом состоянии, в закрытом их выходное сопротивление значительно больше. Во время переходного процесса переключения большой ток в выход-

ной цепи протекает только в одном направлении при включении схемы, при выключении ток во много раз меньше.

Для достижения малого выходного сопротивления как в открытом, так и в закрытом состояниях в схемах РТЛ, ДТЛ и ТТЛ применяются сложные инверторы, а в схеме ЭСЛ выходные эмиттерные повторители. Они могут работать на большую емкостную нагрузку и характеризуются большим коэффициентом разветвления по выходу.

Передачная характеристика определяет зависимость выходного напряжения схемы $U_{\text{вых}}$ от напряжения на одном из входов при определенных постоянных напряжениях на остальных выводах. Положим, что на входе и выходе рассматриваемой НСТЛ схемы включены одна управляющая и одна нагрузочная схемы (рис. 7.4). Передачная характеристика для этого случая показана на рис. 7.5. При входном напряжении менее порогового $U_{\text{бп}}$ транзистор T_1 практически закрыт и выходное напряжение

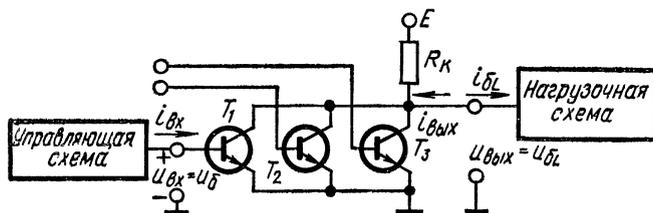


Рис. 7.4. Схема для измерения передачной характеристики

схемы соответствует напряжению на базе насыщенного транзистора нагрузочной схемы $U_{\text{вых max}} = U_{\text{бпL}}$. При возрастании входного напряжения выше $U_{\text{бп}}$ транзистор T_1 входит в активную область и рабочая точка определяется пересечением линии нагрузки с семейством коллекторных характеристик. Нагрузочная характеристика представляет собой параллельное соединение резистора R_K и входного сопротивления нагрузочной схемы. С увеличением входного напряжения выходное достигает величины $U_{\text{вых min}}$, соответствующей состоянию насыщения транзистора. Таким образом, при изменении входного напряжения по обе стороны от области переключения существует два уровня выходного напряжения, соответствующие уровням логической единицы и логического нуля.

Амплитуду сигнала ΔU определяют как разность выходных напряжений, соответствующих уровням логической единицы и логического нуля

$$\Delta U = U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}} = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0.$$

Точки B и H на передачной характеристике (рис. 7.6) соответствуют уровням логического нуля и логической единицы по оси входных напряжений. При совместимости входных и выходных сигналов линия BH является линией единичного усиления. Пересечение этой линии с передачной характеристикой образует

пороговую точку K . Напряжение U_K называется пороговым напряжением схемы.

Точками с единичным усилением будут две точки на передаточной характеристике M и L , для которых коэффициент усиления равен единице. Между этими точками лежит зона переключения, соответствующая активной области работы схемы.

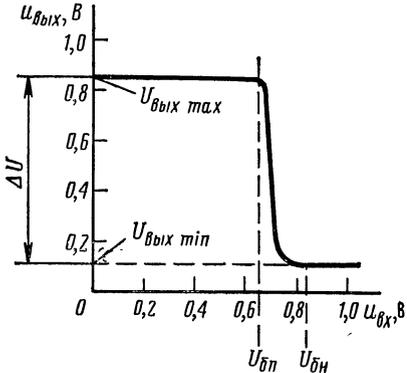


Рис. 7.5. Передаточная характеристика НСТЛ-схемы

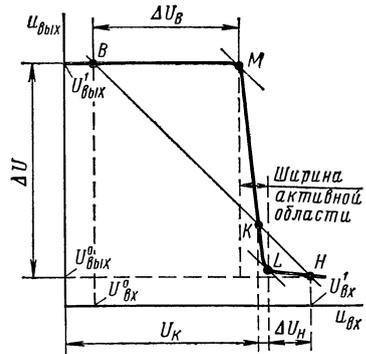


Рис. 7.6. Характерные точки передаточной характеристики

На рис. 7.7,а показаны передаточные характеристики схем НСТЛ, РТЛ и РЕТЛ при различном числе нагрузочных схем ($N=0, 1, 2, \dots, n$). При увеличении N верхний уровень напряжения выходного сигнала $U_{\text{вых max}}$ уменьшается, так как до порога

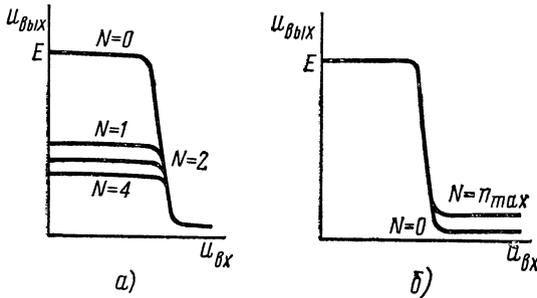


Рис. 7.7. Передаточные характеристики для схем НСТЛ, РТЛ, РЕТЛ (а) и для схем ДТЛ и ТТЛ (б)

отпирания схемы передаточная характеристика определяется входными сопротивлениями нагрузочных схем, которые открыты и имеют относительно малое входное сопротивление.

Передаточные характеристики схем ДТЛ и ТТЛ приведены на рис. 7.7,б. В этих схемах в зависимости от числа включенных нагрузочных схем изменяется нижний уровень выходного напряжения $U_{\text{вых min}}$ (в открытом состоянии схемы).

Коэффициент разветвления по выходу N характеризует нагрузочную способность ЛИС и указывает максимальное число схем, аналогичных рассматриваемой, которые одновременно могут подключаться к ее выходу, не вызывая искажений формы сигнала.

В зависимости от типа логической схемы и параметров ее компонентов коэффициент разветвления может меняться в широких пределах (от 4 до 25). Для увеличения N применяются ЛИС, со сложным инвертором или выходным эмиттерным повторителем, при этом коэффициент разветвления N достигает 50.

Коэффициент объединения по входу M определяет максимальное число входов ЛИС. Для различных типов величина M составляет от 2 до 10.

Увеличение коэффициентов разветвления по выходу N и объединения по входу M расширяет логические возможности ЛИС и уменьшает число схем, необходимое для построения цифровых устройств, но оно связано с ухудшением других основных параметров схемы.

Статическая помехоустойчивость характеризует максимально допустимую величину напряжения статической помехи, действующей в одной из внешних цепей схемы. При этом сокращается ее работоспособность.

Статическими помехами называются помехи, величина которых остается постоянной в течение времени, значительно превышающем длительность переходного процесса.

Различают помехоустойчивость закрытой схемы по отношению к отпирающим помехам $U_{\text{пом}}^+$ и открытой схемы к запирающим помехам $U_{\text{пом}}^-$. Запас помехоустойчивости можно определить по передаточной характеристике (см. рис. 7.6). Если помеха на входе не достигает порогового уровня $U_{\text{к}}$, то на выходе появляется сигнал помехи с амплитудой, меньшей амплитуды помехи на входе. Такая помеха, пройдя через несколько последовательно включенных каскадов, быстро затухает и не вызывает искажения информации. Однако для обеспечения надежной работы сложных цепей, в которых ЛИС охвачены обратной связью (типа триггерных схем), необходимо, чтобы амплитуда помехи не превышала уровня, при котором коэффициент передачи каскада равняется единице. Таким образом, амплитуда помехи закрытой схемы не должна превышать напряжение ΔU_B , а при открытой — ΔU_H (см. рис. 7.6).

Помехоустойчивость ЛИС определяют отношением величины запаса помехоустойчивости к минимально допустимой амплитуде сигнала ΔU_{min} . Различают помехоустойчивость на нижнем A_H и верхнем A_B уровнях сигнала. Величины A_H и A_B можно назвать коэффициентами статической помехоустойчивости:

$$A_H = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_{\text{min}}}; \quad A_B = \frac{\Delta U_B}{\Delta U_{\text{min}}} \quad (7.1)$$

Эти коэффициенты удобны для сравнения ЛИС различных систем.

Следует отметить, что при построении статических внешних характеристик не учитывались технологические разбросы параметров ЛИС, изменения окружающей температуры, нагрузки, питающих напряжений и т. д.; с учетом перечисленных факторов передаточные характеристики ЛИС будут занимать широкую зону значений, отражающую зависимость между соответствующими напряжениями и токами. При этом величины запаса помехоустойчивости уменьшаются (рис. 7.8).

Практически коэффициенты помехоустойчивости A_H и A_B обычно не превышают $0,2 \div 0,3$ по каждому из двоичных уровней сигнала.

В сложных цифровых устройствах наряду со статическими помехами существуют и импульсные, длительность которых соизмерима с величиной средней задержки сигнала, а амплитуда может превышать статическую помехоустойчивость логической схемы. Эти помехи обусловлены внешними электромагнитными полями, а также индуктивной и емкостной связью между информационными линиями схемы и переходными процессами в ней. Действие такой помехи наиболее опасно на входе триггера, так как может вызвать его ложное срабатывание.

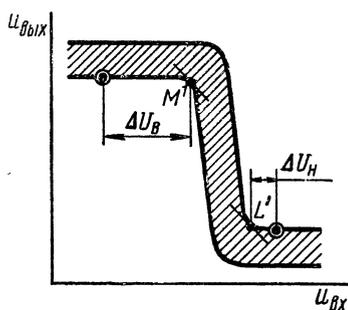


Рис. 7.8. Запасы помехоустойчивости при разбросе параметров

Импульсная (динамическая) помехоустойчивость ЛИС характеризуется допустимыми значениями амплитуды и длительности импульса помех, действующего на входе триггера, построенного на этих логических схемах и не вызывающего его срабатывания.

Подробный анализ импульсной помехоустойчивости для различных типов ЛИС, проведенный в работе [30], показал, что импульсную помехоустойчивость можно гарантировать при наложении двусторонних ограничений на два параметра — время включения и выключения схем. Чем сильнее зависят эти параметры от коэффициентов разветвления по выходу и объединения по входу, а также от величины емкостных нагрузок и разброса напряжения питания, тем меньше импульсная помехоустойчивость триггера.

В настоящее время в технических условиях на интегральные схемы эти параметры не приводятся.

Потребляемая мощность $P_{ср}$ определяется средней мощностью, потребляемой схемой от источников питания в двух крайних состояниях: открытом и закрытом.

Средняя мощность определяется при 50% скважности управляющих импульсов

$$P_{ср} = 1/2 (P_{вкл} + P_{выкл}), \quad (7.2)$$

где $P_{вкл}$, $P_{выкл}$ — мощности, потребляемые схемой в открытом и закрытом состояниях.

Средняя задержка распространения сигнала $t_{3\text{cp}}$ наиболее распространенный параметр, характеризующий быстродействие ЛИС и определяемый как среднее время задержки переднего и заднего фронтов выходного напряжения по уровню 0,5 от амплитуды сигнала ΔU (рис. 7.9)

$$t_{3\text{cp}} = \frac{t_3^+ + t_3^-}{2}, \quad (7.3)$$

где $t_3^+ - t_3^-$ — задержки включения и выключения схем.

Кроме средней задержки распространения сигнала, необходимо учитывать длительности положительного t_{Φ}^+ и отрицательного t_{Φ}^- фронтов выходного напряжения на уровнях 0,1 и 0,9 от перепада напряжения ΔU (рис. 7.9). Быстродействие также характеризуется максимальной частотой деления триггера f_{max} .

Временные характеристики при включении и выключении определяются не только переключательными свойствами схемы, но и зависят от емкостей на ее входе и выходе. При неодинаковых нагрузках временные задержки t_3^+ и t_3^- будут различны.

Наиболее удобным способом сравнения различных типов ЛИС является комплексный параметр, связывающий потребляемую схемой среднюю мощность P_{cp} и среднюю задержку распространения сигнала $t_{3\text{cp}}$ на один каскад. В качестве такого параметра используется произведение этих величин $D = P_{\text{cp}} t_{3\text{cp}}$.

В технических условиях основные параметры схем приведены для наихудших допустимых условий применения ЛИС.

В устройстве на основные параметры ЛИС влияют следующие факторы: конкретные значения параметров компонентов в данной схеме, определяемые их технологическим разбросом, параметры схем, подключенных на входе и выходе рассматриваемой схемы, температура окружающей среды, напряжения источников питания и их стабильность. Эти факторы учитывают при определении наихудших допустимых условий применения схем. Кроме того, для определения помехоустойчивости, средней задержки и потребляемой мощности учитывают наихудшие возможные сочетания коэффициентов разветвления по выходу и объединения по входу.

§ 7.3. СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ И РЕЗИСТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

Схемы НСТЛ и РТЛ являются микромощными схемами, с малой потребляемой мощностью (0,5 ÷ 5 мВт) и сравнительно большим временем задержки распространения (100 ÷ 1500 нс).

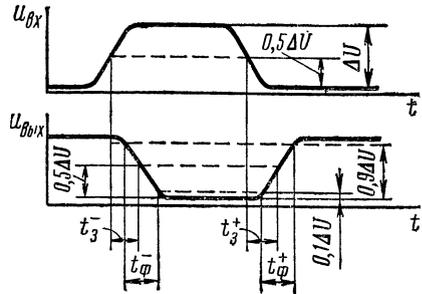


Рис. 7.9. Определение быстродействия интегральных схем

Основные схемы НСТЛ и РТЛ, имеющие m входов и выполняющие логические операции ИЛИ — НЕ, приведены на рис. 7.10. В схеме РТЛ (рис. 7.10, а) транзисторы двух последовательно включенных ЛИС соединены при помощи резистора R_δ . Схема НСТЛ (рис. 7.10, б) является частным случаем схем РТЛ при $R_\delta = 0$.

Напряжения (рис. 7.10, а, б), подаваемые на базы входных транзисторов T_1, T_2, \dots, T_m , снимаются с коллекторов транзисторов других идентичных схем. Для нормальной работы схемы необходимо, чтобы напряжение между коллектором и эмиттером насыщенного транзистора $U_{кн}$ было меньше порогового напряжения база-эмиттер $U_{бп}$, необходимого для открывания транзистора. Обычно напряжение $U_{кн}$ приблизительно равно $(0,1 \div 0,2)$ В; напряжение $U_{бп}$ лежит в диапазоне $(0,6 \div 0,7)$ В; напряжение $U_{бн}$ находится в пределах $(0,75 \div 0,85)$ В.

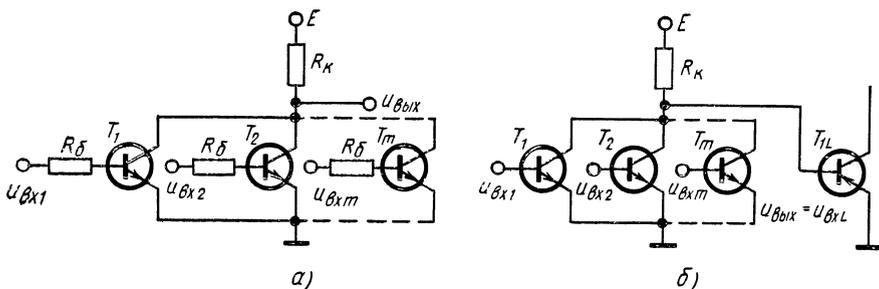


Рис. 7.10. Основные схемы ИЛИ — НЕ РТЛ (а) и НСТЛ (б)

При воздействии на базу одного или нескольких транзисторов положительного напряжения, соответствующего уровню логической единицы, транзисторы находятся в насыщении. При этом выходное напряжение равно $U_{кн}$ и соответствует уровню логического нуля.

Если на входы всех транзисторов подано напряжение $U_{кн}$ (логический нуль), то ток через коллекторные переходы будет незначительным и практически весь ток, протекающий через резистор R_K , поступает в нагрузочные схемы. Выходное напряжение схемы будет соответствовать уровню логической единицы.

На рис. 7.11 дана обобщенная схема некоторой совокупности транзисторных каскадов, где группа из m объединенных по коллектору транзисторов (T_1, T_2, \dots, T_m) управляет группой из n объединенных по входу транзисторов ($T_{1L}, T_{2L}, \dots, T_{nL}$). Каждая из n нагрузочных схем входит в группу из m_L объединенных по коллектору транзисторов. Все схемы идентичны по параметрам. При любом параметре индекс L указывает на то, что параметр относится к нагрузочной схеме.

В закрытом состоянии управляющая схема должна обеспечить выходной ток, достаточный для отпирания и насыщения всех

нагрузочных транзисторов. Выходной ток НСТЛ-схемы ограничен ($I_{\text{вых}} \approx I_R$), а нагрузочные схемы вследствие разброса их входных характеристик могут потреблять различные токи. При этом наблюдается эффект перехвата тока транзисторами, с наиболее низким напряжением на базе (см. рис. 7.2).

Неравномерное распределение тока в схемах с большим коэффициентом объединения по коллектору m_L значительно снижает нагрузочную способность НСТЛ-схемы ($N \leq 4$). Включение в базовую цепь дополнительного последовательного сопротивления R_6

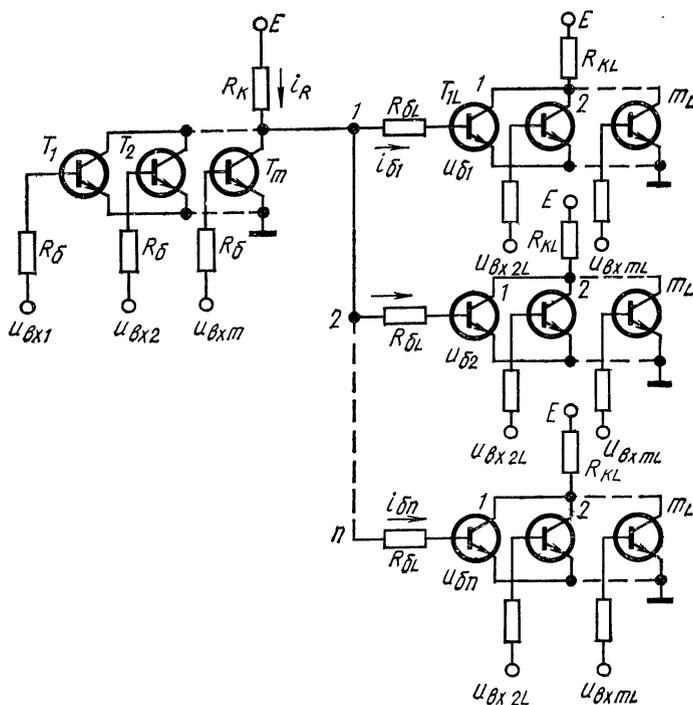


Рис. 7.11. Типовое сочетание РТЛ-схем

уменьшает этот эффект, увеличивая нагрузочную способность схем РТЛ и одновременно приводит к снижению быстродействия схемы. Поэтому величину сопротивления R_6 выбирают компромиссно для обеспечения приемлемого коэффициента разветвления N и достаточно высокой скорости переключения схемы. Базовое сопротивление R_6 обычно берут из условия, что перепад напряжения на нем при прохождении базового тока составляет примерно 15 ÷ 30% от входного напряжения транзистора. При этом коэффициент разветвления N основной схемы РТЛ составляет 4 ÷ 8. Допустимая емкостная нагрузка $C_H \leq 30$ пФ.

Выходной ток схемы РТЛ в закрытом состоянии

$$I_{\text{вых}}^1 = \sum_i^n I_{\text{б}} = \frac{E - U_{\text{бн}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{б}}/n}.$$

Выходное напряжение закрытой схемы, соответствующее уровню логической единицы,

$$U_{\text{вых}}^1 = \frac{ER_{\text{б}} + nR_{\text{к}}U_{\text{бн}}}{R_{\text{б}} + nR_{\text{к}}}. \quad (7.4)$$

Выходное напряжение открытой схемы, соответствующее уровню логического нуля,

$$U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кн}}. \quad (7.5)$$

Размах сигнала

$$\Delta U = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0. \quad (7.6)$$

Для увеличения коэффициента разветвления N применяют специальную схему логического элемента с повышенной нагрузочной способностью (рис. 7.12), которая позволяет работать с большими емкостными нагрузками ($C_{\text{н}} > 100$ пФ).

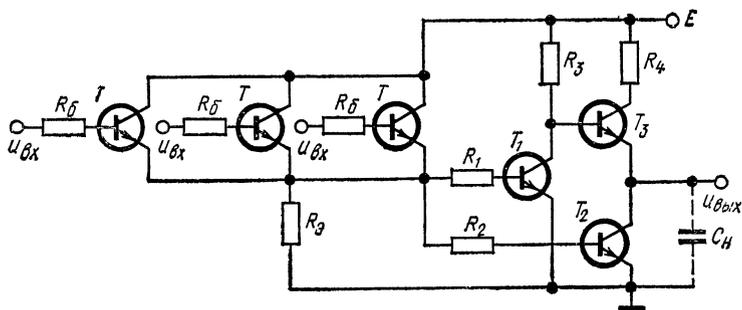


Рис. 7.12. Схема РТЛ ИЛИ — НЕ с повышенной нагрузочной способностью

Схема (рис. 7.12) работает следующим образом: при входных напряжениях, соответствующих уровню логического нуля, транзисторы T , T_1 и T_2 закрыты. Транзистор T_3 работает в режиме эмиттерного повторителя, сопротивление R_4 (порядка 100 Ом) ограничивает выходной ток. Выходное напряжение соответствует уровню логической единицы. При подаче высокого потенциала на один или несколько входов схемы транзисторы T , T_1 и T_2 открываются и работают в режиме насыщения, а транзистор T_3 закрывается.

Заряд нагрузочной емкости $C_{\text{н}}$ осуществляется через малое сопротивление R_4 и транзистор T_3 . Разряд емкости происходит полным коллекторным током через открытый транзистор T_2 . Коэффициент разветвления N в этой схеме равен 50. По сравнению с основной ЛИС потребляемая мощность значительно увеличивается, а быстродействие уменьшается.

В качестве примера приведены параметры микросхем серии К113. Основная схема РТЛ, К1ЛБ131 ИЛИ—НЕ: $E = 4$ В, $U_{\text{ВЫХ}}^1 \geq 0,78$ В, $U_{\text{ВЫХ}}^0 \leq 0,22$ В, $P_{\text{ср}} = 2$ мВт, $t_{\text{зср}} \leq 500$ нс, $N \leq 4$, $M = 2$, $U_{\text{ПОМ}} \leq 0,1$ В.

Схема РТЛ с повышенной нагрузочной способностью К1ЛБ134 ИЛИ—НЕ (см. рис. 7.12): $E = 4$ В, $U_{\text{ВЫХ}}^1 = 2,2$ В, $U_{\text{ВЫХ}}^0 \leq 0,55$ В, $P_{\text{ср}} = 12,8$ мВт, $t_{\text{зср}} \leq 500$ нс, $N \leq 50$, $M = 3$, $U_{\text{ПОМ}} \leq 0,5$ В.

Для увеличения нагрузочной способности схемы без ухудшения быстродействия используются интегральные схемы транзисторной логики с резистивно-емкостной связью (рис. 7.13). В РЕТЛ-схеме последовательные базовые сопротивления R_{δ} шунтируются ускоряющими конденсаторами C . Шунтирование базового резистора

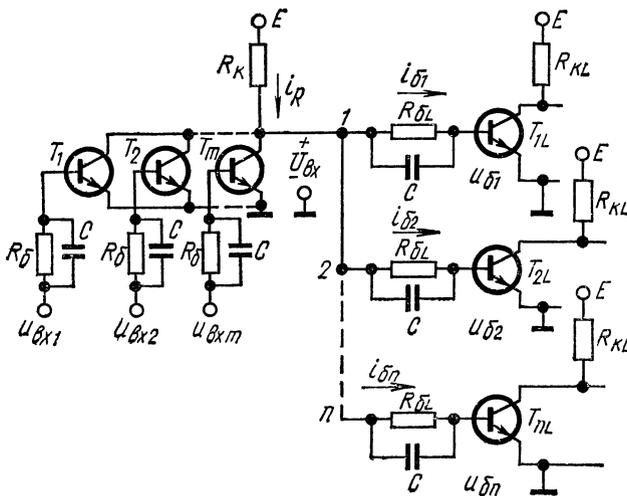


Рис. 7.13. Типовое сочетание РЕТЛ-схем

R_{δ} позволяет увеличить его сопротивление для наиболее равномерного распределения базовых токов и увеличения коэффициента разветвления N .

Конденсаторы C динамически связывают коллекторный выход управляющей схемы с базами нагрузочных транзисторов T_{1L} , T_{2L} , ..., T_{nL} , ускоряя время их включения (насыщения) и выключения (рассасывания неосновных носителей в базе).

Предельное быстродействие схем РЕТЛ значительно повышается ($t_{\text{зср}} = 100$ нс) при сохранении параметра $N = 4 \div 8$. Схемы РЕТЛ не получили широкого распространения из-за сложности их изготовления.

Схемы РТЛ широко распространены при проектировании цифровых устройств среднего и малого быстродействия с малой потребляемой мощностью.

§ 7.4. СХЕМЫ ДИОДНО-ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКИ

ДТЛ-схемы наиболее распространенные типы ЛИС. Они имеют повышенную помехоустойчивость, среднее быстродействие и сравнительно большой коэффициент разветвления по выходу N .

Основная схема ДТЛ, имеющая m входов и выполняющая логическую функцию И—НЕ, дана на рис. 7.14.

Схема состоит из m входных диодов $D_{вх}$, которые совместно с резистором R_1 выполняют логическую операцию И. Транзистор T выполняет инвертирование логического сигнала (функцию НЕ) и обеспечивает его усиление. Диоды $D_{см1}$ и $D_{см2}$ создают напряжение смещения, необходимое для совместимости уровней входного и выходного сигналов в схеме. В закрытом состоянии схемы резистор R_3 задает ток через смещающие диоды, обеспечивая требуемое увеличение порога запирания транзистора T .

В открытом состоянии схемы транзистор T находится в режиме насыщения и выходное напряжение схемы равно $U_{кн}$, а в закры-

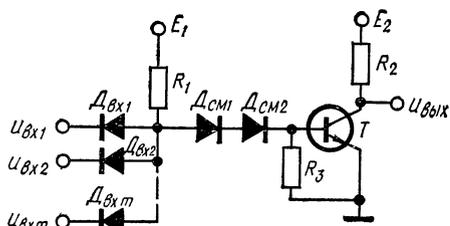


Рис. 7.14. Основная схема ДТЛ И—НЕ

том оно равно напряжению E_2 . Схема задерживает сигнал при выключении. Это связано с рассасыванием избыточных носителей, накопленных транзистором T в режиме насыщения. В качестве диодов смещения для повышения быстродействия схемы применяются диоды с накоплением заряда. Стадия

рассасывания у этих диодов, во время которой они сохраняют малое прямое сопротивление, значительно превышает стадию рассасывания избыточного заряда, накопленного транзистором в режиме насыщения, что приводит к уменьшению времени задержки выключения.

При подаче на все m -входов высокого уровня напряжения E_2 (логическая единица) входные диоды $D_{вх}$ смещаются в обратном направлении и ток, протекающий через резистор R_1 , поступает в базу транзистора T и вызывает его насыщение. Напряжение на выходе схемы равно напряжению $U_{кн}$, соответствующему уровню логического нуля. Если на любом из входов схемы появляется низкий уровень напряжения $U_{кн}$, соответствующий уровню логического нуля, то диод $D_{вх}$ открывается и ток, протекающий через резистор R_1 переключается из базовой цепи транзистора в коллекторную цепь источника входного сигнала. Выходное коллекторное напряжение схемы возрастает до напряжения E_2 (логическая единица).

Типовое сочетание схем ДТЛ приведено на рис. 7.15.

Выходное напряжение схемы, соответствующее уровню логической единицы,

$$U_{\text{вых}}^1 = E_2. \quad (7.7)$$

Выходное напряжение схемы, соответствующее уровню логического нуля, определяется

$$U_{\text{вых}}^0 = U_{\text{кн}} + n \frac{E_{1L} - U_{\text{ДЛ}} - U_{\text{кн}}}{R_{1L}} r_{\text{кн}}, \quad (7.8)$$

где $U_{\text{ДЛ}}$ — падение напряжения на входном диоде нагрузочной схемы; $r_{\text{кн}}$ — сопротивление транзистора в режиме насыщения.

Как видно из (7.8), нижний уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}}^0$ в открытом состоянии управляющей схемы зависит от числа n включенных нагрузочных схем (см. рис. 7.7, б). При этом насыщенный транзистор этой схемы должен принять дополнительный коллекторный ток от нагрузочных элементов, не выходя из области насыщения. Это ограничивает нагрузочную способность ДТЛ-схемы.

В основной схеме ДТЛ коэффициент разветвления $N = 7 \div 10$, а коэффициент объединения по входу $M = 6 \div 10$.

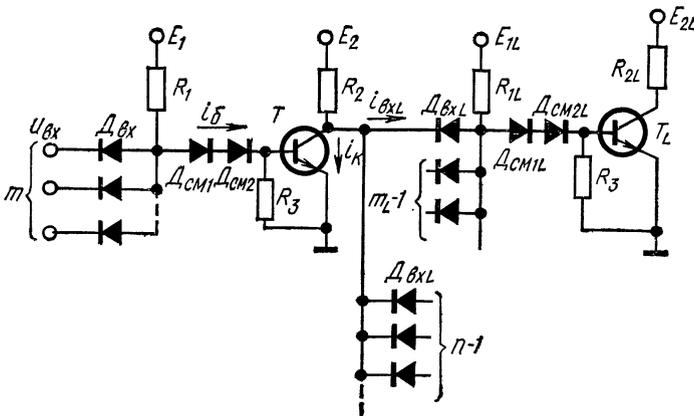


Рис. 7.15. Типовое сочетание ДТЛ-схем

Основная схема ДТЛ (см. рис. 7.14) имеет два существенных недостатка: в закрытом состоянии у нее значительное выходное сопротивление, определяемое величиной R_2 , и кроме того, в процессе выключения она не может обеспечить достаточно большой выходной ток для заряда нагрузочной емкости, так что при увеличении емкостной нагрузки быстродействие ДТЛ-схемы резко уменьшается.

ДТЛ-схема с повышенной нагрузочной способностью (рис. 7.16) позволяет получить большой выходной ток, в результате чего увеличивается нагрузочная способность схемы. Транзистор T_2 выполняет функции второго диода смещения, что обеспечивает усиление входного тока и снижение требуемой величины коэффициента усиления транзистора T_1 . В открытом состоянии схемы транзистор T_1 открыт и насыщен. Транзистор T_3 закрыт за счет

смещения уровня напряжения на базе транзистора T_3 с помощью диода D_2 .

В закрытом состоянии схемы, когда транзистор T_1 закрыт, T_3 работает в активном режиме, соответствующем режиму эмиттерного повторителя, так как сопротивление R_4 мало. Во время процесса выключения схемы транзистор T_3 обеспечивает большой выходной ток для заряда емкости нагрузки. Этот же транзистор обуславливает малое выходное сопротивление схемы в закрытом состоянии.

Рассмотренная схема потребляет большую мощность, поэтому она используется тогда, когда необходимо обеспечить высокое быстро-

Рис. 7.16. Схема ДТЛ И — НЕ с повышенной нагрузочной способностью

действие при большом коэффициенте $N = 25$ и большой емкости нагрузки $C_n \geq 100$ пФ.

Присоединяя к контактам AB схему двойного расширителя по ИЛИ (рис. 7.17), можно образовать функцию И — ИЛИ — НЕ.

Предельное быстродействие ДТЛ-схем $t_{з\text{ср}} = 20$ нс при мощности $P_{\text{ср}} = 20 \div 50$ мВт на один базовый элемент. Помехоустойчивость схем ДТЛ в 2—3 раза превосходит помехоустойчивость схем РТЛ. Недостатком этих схем является необходимость применения двух различных источников питания.

В качестве примера приведены данные для гибридных тонкопленочных микросхем серии К-217. Основная схема ДТЛ К2ЛБ171 И — НЕ (см. рис. 7.14):

$$\begin{aligned} E_1 &= +6 \text{ В}; E_2 = +3 \text{ В}; \\ U_{\text{вых}}^1 &\geq 2,6 \text{ В}; U_{\text{вых}}^0 \leq 0,3 \text{ В}; \\ P_{\text{ср}} &= 12 \text{ мВт}; t_{з\text{ср}} \leq 23,5 \text{ нс}; \\ N &= 4 \div 6; M = 8; U_{\text{пом}} \leq 0,5 \text{ В}. \end{aligned}$$

ДТЛ-схема с повышенной нагрузочной способностью К2ЛБ173 И — НЕ (см. рис. 7.16): $E_1 = +6$ В; $E_2 = +3$ В;

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}^1 &\geq 2,6 \text{ В}; U_{\text{вых}}^0 \leq 0,3 \text{ В}; P_{\text{ср}} = 35 \text{ мВт}; \\ N &= 8; M \leq 6; U_{\text{пом}} \leq 0,5 \text{ В}; t_{з\text{ср}} \leq 27,5 \text{ нс}. \end{aligned}$$

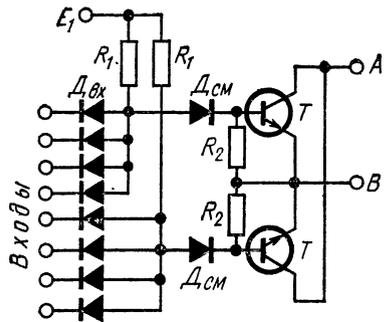
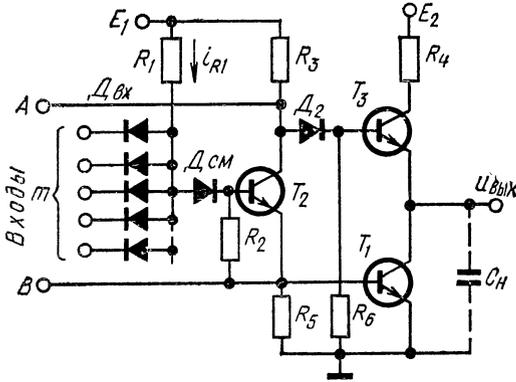


Рис. 7.17. Схема двойного расширителя

§ 7.5. СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНО-ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКИ

ТТЛ-схемы относятся к схемам высокого быстродействия. Средняя задержка распространения составляет $10 \div 50$ нс при средней потребляемой мощности $10 \div 50$ мВт.

По принципу построения и работы, а также важнейшим характеристикам и параметрам они близки к ДТЛ-схемам. Отличие основных ТТЛ-схем состоит в том, что в них вместо входных диодов (см. рис. 7.14) использован многоэмиттерный транзистор T_m . Эмиттерные переходы транзистора T_m выполняют функцию аналогичную входным диодам ДТЛ-схемы, а коллекторный переход играет роль одного из смещающих диодов.

В качестве основной схемы ТТЛ, выполняющей функцию И—НЕ, применяется схема со сложным инвертором (рис. 7.18).

Если на все входы транзистора T_m поданы высокие уровни напряжения (логическая единица), то переходы эмиттер—база транзистора T_m смещены в обратном направлении и ток через резистор R_1 и переход коллектор—база транзистора T_m втекает в базу транзистора T_1 и далее в базу транзистора T_2 , что приводит к насыщению транзисторов T_1 и T_2 . При этом входной транзистор T_m работает в инверсном активном режиме, так как все переходы эмиттер—база смещены в обратном направлении, а переход коллектор—база — в прямом направлении. Транзистор T_3 закрывается, так как напряжение между коллекторами транзисторов T_1 и T_2 оказывается ниже, чем суммарный порог отпирания транзистора T_3 и смещающего диода D . Основное назначение смещающего диода состоит в надежном запирании транзистора T_3 при насыщении транзисторов T_1 и T_2 . В результате выходное напряжение $U_{\text{кн}}$ соответствует уровню логического нуля.

Когда напряжение хотя бы на одном из входов равно низкому уровню напряжения (логический ноль), то соответствующий переход эмиттер—база транзистора T_m смещается в прямом направлении и весь ток, протекающий через сопротивление R_1 , поступает во входную цепь схемы и транзистор T_m входит в насыщение; коллекторный ток транзистора T_m уменьшается. При этом напряжение на базе транзистора T_1 составляет сотые доли вольта. Поэтому транзисторы T_1 и T_2 закрыты. Транзистор T_3 открыт и работает в режиме эмиттерного повторителя, так как его коллекторное сопротивление R_4 мало. Выходное напряжение схемы соответствует уровню логической единицы. В закрытом состоянии

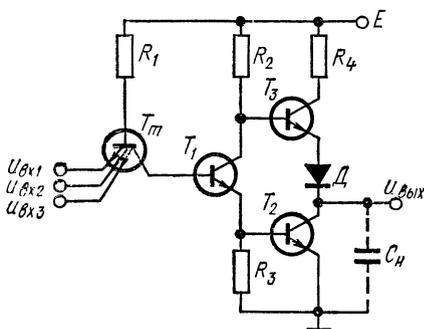


Рис. 7.18. Основная схема ТТЛ И—НЕ

схемы выходной ток обеспечивается транзистором T_3 , работающим в режиме эмиттерного повторителя. Поэтому ток, потребляемый нагрузочными схемами, слабо влияет на выходной уровень, соответствующий логической единице. Коэффициент разветвления такой схемы достигает 50.

Работу схемы на большую емкостную нагрузку можно объяснить тем, что разряд нагрузочной емкости C_H (см. рис. 7.18) происходит полным коллекторным током через транзистор T_2 , а заряд емкости C_H через транзистор T_3 . Вводя дополнительный каскад на транзисторе T_1 , обеспечивают усиление по току. Это также позволяет увеличить нагрузочную способность схемы.

В качестве примера приведены параметры микросхемы серии К-133. Основная схема ТТЛ К1ЛБ332 И — НЕ (рис. 7.18):

$$E = +5 \text{ В}; U_{\text{вых}}^1 \geq 2,4 \text{ В}; U_{\text{вых}}^0 \leq 0,4 \text{ В};$$

$$P_{\text{ср}} = 25 \text{ мВт}; t_{\text{зср}} \leq 29 \text{ нс}; N = 10;$$

$$M = 8; U_{\text{пом}} \leq 0,3 \text{ В}.$$

§ 7.6. СХЕМЫ ЭМИТТЕРНО-СВЯЗАННОЙ ЛОГИКИ

Логические схемы с эмиттерной связью и переключением тока относятся к группе наиболее быстродействующих переключаящих схем. Высокое быстродействие достигается работой транзистора в ненасыщенном режиме. Поэтому его выключение не связано с рассасыванием избыточного заряда неосновных носителей в базе.

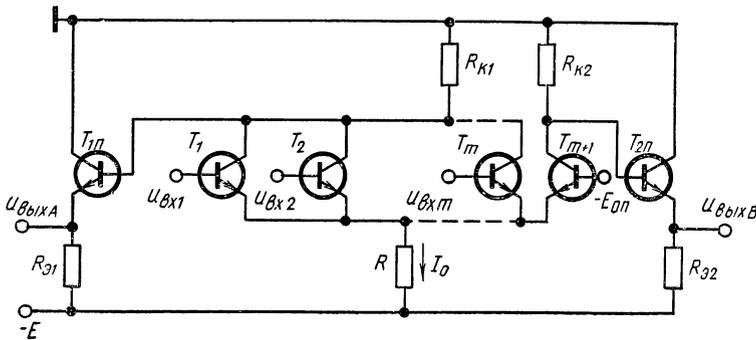


Рис. 7.19. Основная схема ЭСЛ И — ИЛИ — НЕ

Отсутствие насыщения и малая величина управляющих сигналов позволяют реализовать в данных схемах высокое быстродействие, близкое к предельному для определенного типа транзистора.

Схема ЭСЛ (рис. 7.19) выполняется на переключателе тока и двух эмиттерных повторителях T_{1n} и T_{2n} , передающих сигнал с коллекторов транзисторов на выход.

Переключатель тока состоит из $m+1$ транзисторов $T_1, T_2, \dots, T_m, T_{m+1}$. На базы m транзисторов подается входное напряжение, а на базу T_{m+1} — опорное (фиксированное) напряжение $E_{оп}$, обеспечивающее открытое состояние транзистора T_{m+1} при входных сигналах, соответствующих уровню логического нуля. Эмиттерные повторители на транзисторах $T_{1н}$ и $T_{2н}$ служат для согласования уровней входных и выходных сигналов и увеличения нагрузочной способности схемы.

Схема ЭСЛ позволяет выполнять одновременно две логические функции ИЛИ — НЕ, если сигнал снимается с выхода A , и ИЛИ, если сигнал снимается с выхода B .

Если на все входы схемы подан низкий уровень напряжения, соответствующий логическому нулю, то транзисторы T_1, T_2, \dots, T_m будут закрыты и потенциал их коллекторов близок к нулю. При этом напряжение на выходе A соответствует уровню логической единицы. Опорное напряжение $E_{оп}$ выбирают так, чтобы при наличии низких уровней напряжения на входах транзистор T_{m+1} был открыт и в его эмиттерной цепи протекал ток I_0 , при котором транзистор находился бы в линейной области характеристик. За счет тока I_0 на сопротивлении $R_{к2}$ создается падение напряжения $\Delta u = I_0 R_{к2}$. Благодаря этому на выходе B напряжение будет соответствовать уровню логического нуля.

Если на один или несколько входов подать высокое напряжение, соответствующее логической единице, то транзисторы, на базу которых подано напряжение, будут открыты. Ток I_0 теперь будет протекать через эти транзисторы, T_{m+1} в это время будет закрыт, так как напряжение на его базе $|E_{оп} - I_0 R|$ меньше порога открывания транзистора. При этом потенциал коллекторов ключевых транзисторов понизится, а следовательно, напряжение на выходе A будет соответствовать уровню логического нуля, а на выходе B — уровню логической единицы.

Таким образом, по выходу A схема выполняет логическую функцию ИЛИ — НЕ, а по выходу B — логическую функцию ИЛИ. Величину сопротивления R выбирают такой, что при изменении состояния ключевых транзисторов ток I_0 остается практически постоянным.

Быстродействие ЭСЛ-схем $t_{зср} = 3 \div 6$ нс. Выполнение выходных каскадов основной ЭСЛ-схемы на эмиттерных повторителях обеспечивает ее большую нагрузочную способность ($N \geq 10$).

Схема с повышенной нагрузочной способностью обеспечивает коэффициент разветвления по выходу $N \geq 30$.

В качестве примера приведены параметры микросхем серии К-137. Основная ЭСЛ-схема К1ЛБ371 ИЛИ — НЕ/ИЛИ (см. рис. 7.19): $E = -5,25\text{В}$; $U'_{вых} = -0,7 \div -0,95\text{В}$; $U^0_{вых} = -1,45 \div -1,9\text{В}$; $P_{ср} = 10\text{мВт}$; $t_{зср} = 6\text{нс}$; $N = 15$; $M = 3$.

ЭСЛ-схема с повышенной нагрузочной способностью К1ЛБ375 ИЛИ — НЕ/ИЛИ: $E = -5,25\text{В}$; $U'_{вых} = -0,7 \div 0,95$; $U^0_{вых} = -1,45 \div -1,9\text{В}$; $P_{ср} = 250\text{мВт}$; $t_{зср} = 6\text{нс}$; $N = 100$; $M = 3$.

§ 7.7. СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНОЙ ЛОГИКИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ НА МОП-СТРУКТУРАХ

МОП (металл — окисел — полупроводник) транзисторы являются разновидностью полевых транзисторов. Их работа основана на эффекте модуляции сопротивления слоя полупроводникового материала поперечным электрическим полем.

Существует много разновидностей МОП-структур, однако большинство выпускаемых ЛИС основано на МОП-транзисторах с индуцированным каналом p -типа. Они позволяют наиболее просто осуществлять согласование схем между собой и реализовать любые сложные логические функции [24].

Интегральные схемы на МОП-структурах конструктивно просты, технологичны, дают высокий процент выхода годных изделий и не требуют дополнительной изоляции компонентов в схеме. Геометрические размеры МОП-транзисторов меньше, чем приборов на биполярных транзисторах. Это позволяет повысить степень интеграции и получить сложные функциональные схемы на данной площади кристалла по сравнению с аналогичными возможностями современной технологии биполярных ИС, что определяет их низкую стоимость в расчете на один логический элемент. Существенным является и то, что интегральные схемы можно построить на основе одних только МОП-транзисторов. Функции резисторов выполняют нагрузочные МОП-транзисторы. Конденсаторы связи отсутствуют, так как схемы на этих транзисторах является схемами с непосредственной связью.

Схемы, выполненные в настоящее время на МОП-транзисторах, менее быстродействующие, чем схемы на биполярных транзисторах. Быстродействие транзисторов ограничено временем пролета носителей вдоль канала и временем перезаряда собственной емкости через распределенное сопротивление канала. Как правило, время пролета носителей вдоль канала МОП-транзистора пренебрежимо мало. Собственная предельная частота находится в области 1 ГГц и приближается к предельной частоте высокочастотных биполярных транзисторов. Однако в реальных схемах частота переключения на два-три порядка ниже собственной частоты. Низкая частота переключения ($1 \div 2$ мГц) объясняется влиянием паразитных емкостей, типовые значения которых в интегральных схемах составляют $0,6 \div 1$ пФ.

Основные принципы построения логических интегральных схем на МОП-транзисторах одного типа проводимости во многом аналогичны принципам построения НСТЛ-схем.

Схема инвертора, выполняющая операцию НЕ, показана на рис. 7.20. В качестве нагрузки используется МОП-транзистор T_1 . Затвор нагрузочного транзистора подключен к источнику питания E . Транзистор T_2 управляющий. Так как МОП-транзистор имеет большое входное сопротивление $R_{вх} = 10^{12} \div 10^{14}$ Ом, то он управляется напряжением, подаваемым на затвор.

Нагрузочный транзистор при равенстве напряжений на затворе u_3 и стоке u_c всегда будет работать в пологой области характеристик, для которой справедливо неравенство $|u_c| \geq |u_3 - U_{пор}|$, где $U_{пор}$ — напряжение на затворе, при котором открывается транзистор.

В этой области характеристик уравнение для тока транзистора имеет вид

$$i_c = -\beta/2 (E - U_{пор})^2, \quad (7.9)$$

где

$$\beta = \frac{W N_p \epsilon_n}{L d_u} \text{ мкМО/В}, \quad (7.10)$$

W — ширина канала; L — длина канала; N_p — дрейфовая подвижность носителей заряда; ϵ_n — диэлектрическая постоянная окисла; d_u — толщина слоя окисла под затвором.

На рис. 7.21 приведены выходные характеристики управляющего транзистора T_2 , на которых проведена нелинейная нагрузочная линия, определяемая уравнением (7.9). Точка пересечения двух кривых дает

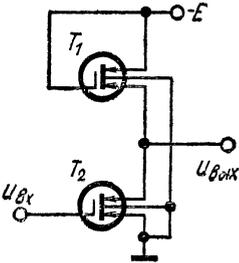


Рис. 7.20. Схема инвертора на МОП-транзисторах

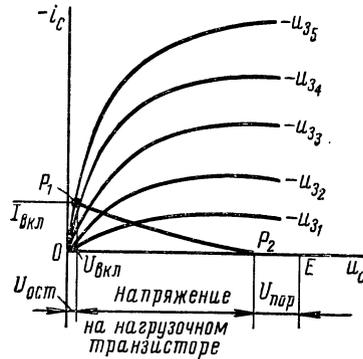


Рис. 7.21. Характеристики инвертора

совместное решение уравнений, описывающих состояния нагрузочного T_1 и управляющего T_2 транзисторов. Точка P_1 — рабочая точка открытого инвертора, а P_2 — рабочая точка закрытого инвертора.

Ток инвертора в открытом состоянии равен $I_{вкл}$, а выходное напряжение $u_{вых} = U_{ост} \approx 0$. Для получения малой величины $U_{ост} \approx 0$ сопротивление нагрузочного транзистора выбирают во много раз больше, чем сопротивление управляющего транзистора.

При закрывании транзистора T_2 напряжение на выходе (см. рис. 7.21) возрастает до величины, равной разности напряжений на затворе u_3 и порогового $U_{пор}$ нагрузочного транзистора T_1 : $u_{вых} = E - U_{пор}$ при $u_3 = E$.

Так, например, при $U_{пор} = -5\text{В}$ и $E = -15\text{В}$ $u_{вых}$ изменяется от 0 до -10В . Уменьшение напряжения на выходе обусловлено тем, что для обеспечения начальной проводимости канала

нагрузочного транзистора необходимо создать падение напряжения на нагрузке (затвор и сток), равное пороговому напряжению.

Основная схема НСТЛМ, имеющая m входов и выполняющая логическую функцию ИЛИ—НЕ, приведена на рис. 7.22.

Схема состоит из одного нагрузочного транзистора T_1 и m управляющих транзисторов, включенных параллельно и работающих на общую нагрузку. С ростом числа одновременно включенных транзисторов $U_{\text{ост}}$ уменьшается.

При подаче на один или несколько входов отрицательного напряжения, соответствующего уровню логической единицы (отрицательная логика), соответствующие транзисторы открываются и выходное напряжение схемы равно $U_{\text{ост}}$, что соответствует уровню логического нуля ($U_{\text{вых}}^0 \approx 0$).

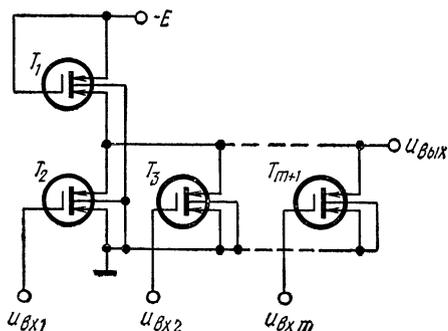


Рис. 7.22. Схема базового логического элемента НСТЛМ ИЛИ—НЕ

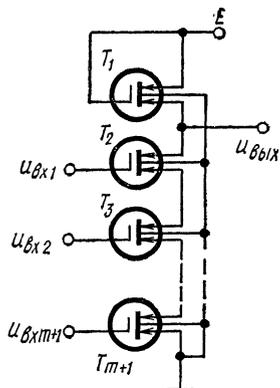


Рис. 7.23. Схема базового логического элемента НСТЛМ И—НЕ

При подаче на все входы напряжения, соответствующего уровню логического нуля, все транзисторы закрываются и выходное напряжение равняется разности между напряжением источника питания E и пороговым напряжением $U_{\text{пор}}$, соответствующим уровню логической единицы: $U_{\text{вых}}^1 = E - U_{\text{пор}}$.

Имея сверхвысокое входное сопротивление по затвору ($R_{\text{вх}} > 10^{12}$ Ом), МОП-транзистор обеспечивает построение схем с высокой нагрузочной способностью ($N > 10 \div 20$).

Интегральная технология МОП-структур позволяет использовать последовательное включение МОП-транзисторов, когда в цепь между нагрузкой и землей включены несколько МОП-транзисторов по схеме И.

Основная схема НСТЛМ на m -входов, выполняющая функцию И—НЕ, показана на рис. 7.23. Схема состоит из нагрузочного транзистора T_1 и включенных последовательно с ним транзисторов T_2, T_3, \dots, T_{m+1} .

При одновременной подаче на все входы отрицательного напряжения, соответствующего уровню логической единицы, все тран-

зисторы открыты и выходное напряжение будет соответствовать уровню логического нуля. Если хотя бы на один из транзисторов подать напряжение, соответствующее уровню логического нуля, то транзистор будет закрыт и напряжение на выходе схемы $U_{\text{вых}}^1 = E - U_{\text{пор}}$ (логическая единица).

Схема И-НЕ имеет высокую нагрузочную способность по выходу ($N = 10 \div 20$), но коэффициент объединения по входу

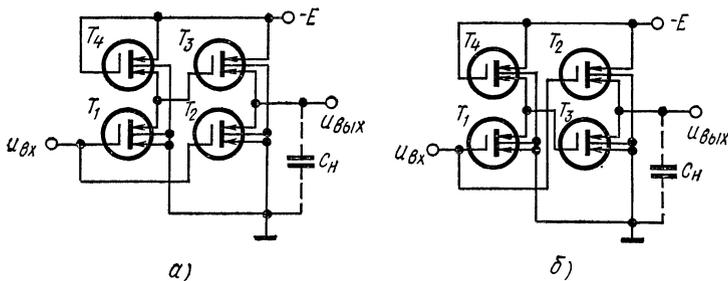


Рис. 7.24. Схемы буферных усилителей: а) инвертор; б) повторитель

$M \leq 4$. Это обусловлено тем, что сопротивления последовательно включенных транзисторов (T_2, T_3, \dots, T_{m+1}) суммируются. Для заданного значения $U_{\text{ост}}$ крутизна каждого управляющего транзистора должна быть в m раз больше крутизны управляющего транзистора в схеме инвертора (см. рис. 7.20). Увеличение крутизны транзистора связано с ростом площади кристалла, что снижает степень интеграции и ограничивает величину коэффициента объединения по входу M .

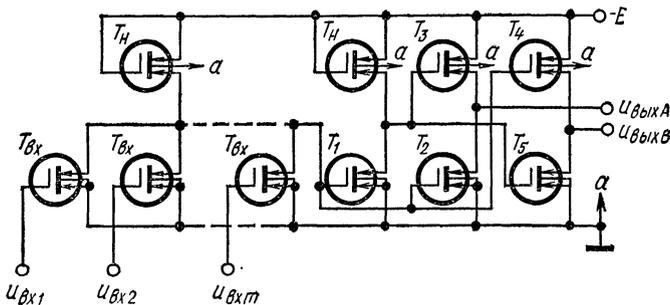


Рис. 7.25. Основная схема НСТЛМ ИЛИ-НЕ/ИЛИ

Последовательное включение транзисторов позволяет создавать сложные логические схемы, реализующие функции ИЛИ-И-НЕ, И-ИЛИ-НЕ, ИЛИ-И-ИЛИ-НЕ и др.

Для увеличения нагрузочной способности сложных интегральных схем ($N > 20 \div 30$) в них вводятся специальные буферные усилители, обеспечивающие работу схемы на большие емкостные нагрузки ($C_n > 100$ пФ).

Схемы буферных усилителей реализующие функции инвертирования и повторения, приведены на рис. 7.24, *a* и *b*.

При подаче на вход схемы рис. 7.24, *a* единичного уровня напряжения (высокий отрицательный потенциал) транзистор T_2 открыт и через него разряжается емкость C_n . При входном сигнале низкого уровня напряжения (логический нуль) за счет запираания T_1 открывается транзистор T_3 , через который заряжается емкость C_n . Таким образом, обеспечивается высокая нагрузочная способность схемы.

Основная схема НСТЛМ, выполняющая функцию ИЛИ — НЕ/ИЛИ, применяется с буферными усилителями (рис. 7.25). По выходу *A* схема выполняет логическую функцию ИЛИ, а по выходу *B* логическую функцию ИЛИ — НЕ.

В качестве примера приведены данные для полупроводниковых микросхем серии К-172.

Основная схема НСТЛМ К1ЛБ722 ИЛИ — НЕ/ИЛИ (рис. 7.25):
 $E = -27$ В; $U_{\text{вых}}^1 = -9,5$ В \div -20 В; $U_{\text{вых}}^0 = 0 \div -1$ В; $P_{\text{ср}} = 45$ мВт; $t_{\text{зср}} \leq 600$ нс; $N = 15$; $M = 10$; $U_{\text{пом}} \leq 1$ В; $f_{\text{max}} = 400$ кГц.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

СИНТЕЗ КОМБИНАЦИОННЫХ СХЕМ

§ 8.1. ВВЕДЕНИЕ

В радиотехнических системах (РТС) широко применяются цифровые методы и устройства, позволяющие реализовать системы обработки информации в виде специализированных цифровых вычислительных машин, достоинством которых является высокая точность и надежность работы. Интегральные микросхемы, выпускаемые отечественной промышленностью, изменили подход к проектированию цифровых устройств РТС [14]. Это связано с тем, что отпала необходимость разработки логических элементов, обладающих заданными свойствами, на основе трудоемких расчетов электронных схем. Поэтому при разработке цифровых устройств из интегральных микросхем основное значение имеет стадия логического проектирования на основе формальных методов синтеза цифровых автоматов.

§ 8.2. ОСНОВНЫЕ АКСИОМЫ, ТЕОРЕМЫ И ТОЖДЕСТВА АЛГЕБРЫ ЛОГИКИ

Основы алгебры логики были разработаны в 1847 г. английским математиком и логиком Джорджем Булем, в честь которого алгебра логики называется также булевой алгеброй. В алгебре логики рассматриваются переменные, которые могут принимать только два значения: 0 и 1 (например, 0 — ложное высказывание, 1 — истинное высказывание; 0 — разомкнутый контакт, 1 — замкнутый контакт; 0 — низкий уровень напряжения, 1 — высокий уровень напряжения). В дальнейшем переменные величины будем обозначать латинскими буквами x, y, z, \dots

В алгебре логики определено отношение эквивалентности ($=$) и три операции: дизъюнкция (операция ИЛИ), обозначаемая знаком \vee ; конъюнкция (произведение, операция И), обозначаемая точкой, которую можно опускать (например, $x \cdot y = xy$) и отрицание (инверсия, операция НЕ), обозначаемое чертой над переменными или элементами 0 и 1 (например, $\bar{x}, \bar{0}, \bar{1}$). Отношение эквивалентности удовлетворяет следующим свойствам: 1) $x = x$ — рефлексивность; 2) если $x = y$, то $y = x$ — симметричность; 3) если $x = y$ и $y = z$, то $x = z$ — транзитивность.

Из отношения эквивалентности следует принцип подстановки: если $x = y$, то в любой формуле, содержащей x , вместо x можно

подставить y , и в результате будет получена эквивалентная формула.

Алгебра логики определяется следующей системой аксиом [21]:

$$\left. \begin{aligned} x=0, & \text{ если } x \neq 1, \\ x=1, & \text{ если } x \neq 0; \end{aligned} \right\} \quad (8.1)$$

$$\left. \begin{aligned} 1 \vee 1=1, \\ 0 \cdot 0=0; \end{aligned} \right\} \quad (8.2)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 \vee 0=0, \\ 1 \cdot 1=1; \end{aligned} \right\} \quad (8.3)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 \vee 1=1 \vee 0=1, \\ 1 \cdot 0=0 \cdot 1=0; \end{aligned} \right\} \quad (8.4)$$

$$\left. \begin{aligned} \bar{0}=1, \\ \bar{1}=0. \end{aligned} \right\} \quad (8.5)$$

Аксиома (8.1) утверждает, что в алгебре логики рассматривают только двоичные переменные. Аксиомы (8.2) — (8.4) определяют операции дизъюнкции и конъюнкции, а аксиома (8.5) определяет операцию отрицания. Следует отметить, что если в аксиомах (8.2) — (8.4), заданных парами, произвести взаимную замену операций дизъюнкции и конъюнкции, а также элементов 0 и 1, то из одной аксиомы пары можно получить другую. Это свойство называется принципом двойственности.

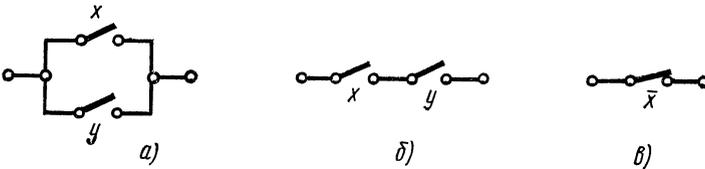


Рис. 8.1. Контактные цепи, реализующие основные операции алгебры логики

Операции дизъюнкции, конъюнкции и отрицания, заданные аксиомами (8.2) — (8.5), легко реализовать довольно простыми контактными цепями и электронными схемами с односторонней проводимостью, имеющими конечное число входов и один выход и называемыми логическими элементами (ЛЭ). Следует иметь в виду, что цифры 1 и 0 в алгебре логики не являются числами, как в двоичной арифметике, а только характеризуют состояние контактов, контактных цепей или ЛЭ.

Для пояснения основных операций алгебры логики на рис. 8.1 показана их реализация с помощью контактных цепей. Операция дизъюнкции ($x \vee y$) реализуется параллельным соединением контактов x и y (рис. 8.1, а), операция конъюнкции ($x \cdot y$) — последовательным соединением контактов x и y (рис. 8.1, б), а опера-

ция отрицания (\bar{x}) — использованием нормально замкнутого контакта (рис. 8.1, в) при условии, что x — нормально разомкнутый контакт. В этом легко убедиться, если положить, что правая часть аксиом (8.2) — (8.5) определяет состояние контактной цепи между конечными полюсами (0 — цепь разомкнута, 1 — замкнута), а элементы 0 и 1, стоящие в левой части аксиом, — состояния контактов x и y ($x=0$ — контакт x разомкнут, $x=1$ — контакт x замкнут). В дальнейшем будут рассмотрены только бесконтактные цепи, называемые логическими схемами (ЛС), и методы их проектирования из ЛЭ, выполненных в виде интегральных микросхем, принципы построения и основные свойства которых были рассмотрены в гл. 7.

С помощью аксиом алгебры логики можно доказать целый ряд теорем. Одним из эффективных методов доказательства теорем является метод перебора всех значений переменных. Если теорема истинна, то с учетом аксиом (8.2) — (8.5) при подстановке любых значений переменных в обе части выражения, формулирующего утверждение теоремы, должно получаться тождество. В ряде случаев метод перебора не слишком трудоемок ввиду того, что переменные могут иметь только два значения: 0 и 1. Так, методом перебора легко убедиться в справедливости следующих теорем:

1) идемпотентные законы

$$\left. \begin{aligned} x \vee x &= x, \\ x \cdot x &= x; \end{aligned} \right\} \quad (8.6)$$

2) коммутативные законы

$$\left. \begin{aligned} x \vee y &= y \vee x, \\ x \cdot y &= y \cdot x; \end{aligned} \right\} \quad (8.7)$$

3) ассоциативные законы

$$\left. \begin{aligned} (x \vee y) \vee z &= x \vee (y \vee z) = x \vee y \vee z, \\ (x \cdot y) \cdot z &= x \cdot (y \cdot z) = x \cdot y \cdot z; \end{aligned} \right\} \quad (8.8)$$

4) дистрибутивные законы

$$\left. \begin{aligned} x \cdot (y \vee z) &= (x \cdot y) \vee (x \cdot z) = xy \vee xz, \\ x \vee (y \cdot z) &= x \vee yz = (x \vee y) \cdot (x \vee z); \end{aligned} \right\} \quad (8.9)$$

5) законы отрицания

$$\left. \begin{aligned} x \vee \bar{x} &= 1, \\ x \cdot \bar{x} &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (8.10)$$

6)

$$\left. \begin{aligned} 0 \vee x &= x, \\ 1 \cdot x &= x; \end{aligned} \right\} \quad (8.11)$$

7)

$$\left. \begin{aligned} 1 \vee x &= 1, \\ 0 \cdot x &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (8.12)$$

8) законы двойственности (теоремы де Моргана)

$$\left. \begin{aligned} \overline{x \vee y} &= \bar{x} \cdot \bar{y}, \\ \overline{x \cdot y} &= \bar{x} \vee \bar{y}; \end{aligned} \right\} \quad (8.13)$$

9) закон двойного отрицания

$$\overline{(\bar{x})} = \bar{\bar{x}} = x. \quad (8.14)$$

Теоремы (8.6) — (8.13) записаны парами, причем по принципу двойственности из одной теоремы можно получить другую взаимной заменой операций дизъюнкции и конъюнкции, а также элементов 0 и 1. Теорема (8.14) самодвойственна, так как не изменяется по принципу двойственности. Теоремы (8.6) — (8.14) используются для формального доказательства некоторых других теорем и тождеств, не прибегая к методу перебора. Следует отметить, что в этих теоремах вместо переменных x , y и z можно использовать логические выражения (функции), составленные из переменных с помощью операций алгебры логики. Как и в обычной алгебре, при преобразовании логических выражений должен соблюдаться определенный порядок выполнения операций (порядок старшинства операций): сначала выполняется отрицание, затем конъюнкция и, наконец, дизъюнкция. Кроме того, в сложных логических выражениях порядок выполнения операций задается с помощью скобок.

Для упрощения логических выражений используют тождества:

1) законы поглощения

$$\left. \begin{aligned} x \vee x \cdot y &= x, \\ x \cdot (x \vee y) &= x; \end{aligned} \right\} \quad (8.15)$$

2) операции склеивания

$$\left. \begin{aligned} x \cdot y \vee x \cdot \bar{y} &= x, \\ (x \vee y) \cdot (x \vee \bar{y}) &= x; \end{aligned} \right\} \quad (8.16)$$

3) операции обобщенного склеивания

$$\left. \begin{aligned} xy \vee \bar{x}z \vee yz &= xy \vee \bar{x}z, \\ (x \vee y)(\bar{x} \vee z)(y \vee z) &= (x \vee y)(\bar{x} \vee z); \end{aligned} \right\} \quad (8.17)$$

4)

$$\left. \begin{aligned} x \vee \bar{x}y &= x \vee y, \\ x(\bar{x} \vee y) &= xy. \end{aligned} \right\} \quad (8.18)$$

Тождества (8.15) — (8.18) записаны парами на основании принципа двойственности. Используя теоремы (8.9) — (8.12), в качестве примера формальных аналитических преобразований логических выражений приведем доказательство справедливости первого из тождеств (8.18)

$$\begin{aligned} x \vee \bar{x}y &= x \cdot 1 \vee \bar{x}y = x(1 \vee y) \vee \bar{x}y = x \cdot 1 \vee xy \vee \bar{x}y = \\ &= x \vee (x \vee \bar{x})y = x \vee y. \end{aligned}$$

В дальнейшем часто будут использоваться еще три операции:
 1) операция штрих Шеффера (операция И — НЕ), обозначаемая косой чертой и определяемая соотношением

$$x/y = \overline{x \cdot y},$$

2) операция стрелка Пирса (операция ИЛИ — НЕ), обозначаемая символом \downarrow и определяемая выражением

$$x \downarrow y = \overline{x \vee y},$$

3) операция сумма по модулю два (исключающее ИЛИ, логическая неравнозначность), обозначаемая символом \oplus и определяемая соотношением

$$x \oplus y = x\bar{y} \vee \bar{x}y = (x \vee y) (\bar{x} \vee \bar{y}). \quad (8.19)$$

Легко показать, что для операции \oplus справедливы следующие тождества:

$$\left. \begin{aligned} 0 \oplus 0 = 1 \oplus 1 = 0, \quad 0 \oplus 1 = 1 \oplus 0 = 1, \\ x \oplus 0 = x, \quad x \oplus 1 = \bar{x}, \quad x \oplus x = 0, \quad x \oplus \bar{x} = 1, \\ x \oplus y = y \oplus x, \quad (x \oplus y) \oplus z = x \oplus (y \oplus z) = x \oplus y \oplus z, \\ x \oplus y = xy \vee \bar{x}\bar{y} = (x \vee y) (\bar{x} \vee \bar{y}) = x \oplus \bar{y} = \bar{x} \oplus y. \end{aligned} \right\} \quad (8.20)$$

§ 8.3. ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ ФУНКЦИИ

Любое логическое выражение, составленное из n переменных с помощью конечного числа операций алгебры логики, можно рассматривать как некоторую функцию n переменных. В соответствии с аксиомами (8.1) — (8.5) функция может принимать только два значения: 0 и 1. Такие функции удобны для описания, анализа и синтеза переключательных (контактных и бесконтактных) схем, поэтому они называются переключательными функциями. В дальнейшем термин «переключательная» будем опускать, так как никакие другие функции рассматриваться не будут.

Для любой функции n переменных x_1, x_2, \dots, x_n будем использовать обозначение $f(x_1, \dots, x_n)$, например $f(x_1, x_2, x_3) = (x_1 \vee \bar{x}_2) \oplus \bar{x}_1 \vee x_3 = x_1 x_3 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2$. Функции n переменных могут зависеть не от всех n переменных. Такие функции называются вырожденными [12]. Существование вырожденных функций легко поясняется следующим образом. Используя теоремы (8.9) — (8.11), любую функцию n переменных всегда можно представить в виде функции $n + 1$ переменной

$$f(x_1, \dots, x_n) = 1 \cdot f(x_1, \dots, x_n) = (x_{n+1} \vee \bar{x}_{n+1}) \cdot f(x_1, \dots, x_n) = x_{n+1} \cdot f(x_1, \dots, x_n) \vee \bar{x}_{n+1} \cdot f(x_1, \dots, x_n) = f(x_1, \dots, x_{n+1}),$$

хотя данная функция от переменной x_{n+1} и не зависит.

Далее будет использоваться двоичная система счисления, поэтому необходимо знать некоторые общие соотношения для позиционных систем счисления [26]. Любое целое положительное

число E в системе счисления с основанием q можно записать в виде

$$E = (e_1 e_2 \dots e_p \dots e_{n-1} e_n)_q = \\ = e_1 q^{n-1} + e_2 q^{n-2} + \dots + e_{n-1} q^1 + e_n q^0 = \sum_{p=1}^n e_p q^{n-p},$$

где $e_p = 0, 1, 2, \dots, q-1$. Максимальное n -разрядное число получается при $e_p = q-1$ для всех p , т. е.

$$E_{\max} = \sum_{p=1}^n (q-1) q^{n-p} = (q-1) \sum_{p=1}^n q^{n-p} = q^n - 1.$$

Из этого следует, что существует q^n различных n -разрядных чисел (с учетом числа 0). В десятичной системе счисления $q = 10$ и $e_p = 0, 1, 2, \dots, 9$. Например, $E = (1058)_{10} = 1 \cdot 10^3 + 0 \cdot 10^2 + 5 \cdot 10^1 + 8 \cdot 10^0$. В двоичной системе счисления $q = 2$ и $e_p = 0; 1$. Например,

$$E = (1101)_2 = 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = (13)_{10}.$$

Для обозначения произвольных десятичных чисел будем использовать символы i, j и т. п., а двоичные числа записывать в виде $e_1 e_2 \dots e_n$, где $e_p = 0; 1$. Равенства для десятичных и двоичных чисел записывают, опуская индекс, указывающий основание системы счисления, например $i = e_1 e_2 \dots e_n$.

Совокупность переменных x_1, x_2, \dots, x_n можно рассматривать как n -мерный вектор

$$v = (x_1, x_2, \dots, x_p, \dots, x_n).$$

Это позволяет существенно упростить общую запись функций: $f(x_1, \dots, x_n) = f(v)$.

Совокупность значений переменных $x_1 = e_1, x_2 = e_2, \dots, x_n = e_n$ ($e_p = 0$ или 1) называется набором [7], из чего следует, что любой набор представляет собой некоторое значение $v_i = (e_1, e_2, \dots, \dots, e_n)$ n -мерного вектора v , где $i = e_1 e_2 \dots e_n$. Например, $v_5 = (0, 0, 1, 0, 1)$, $v_{23} = (1, 0, 1, 1, 1)$ для $n = 5$.

Любая функция n переменных определена на 2^n наборах, т. е. областью определения функции является множество $N_0 = \{v_0, v_1, \dots, v_{2^n-1}\}$. Действительно, каждому набору $v_i = (e_1, e_2, \dots, \dots, e_n)$ можно поставить в соответствие n -разрядное число $e_1 \dots e_2 \dots e_n$, а количество различных двоичных чисел равно 2^n . Так как область определения любой функции конечна (2^n наборов), то она может быть задана таблицей значений $f(v_i) = a_i = 0$ или 1 , которые она принимает на различных наборах v_i . Такие таблицы называются таблицами истинности.

Число различных функций n переменных равно 2^{2^n} . Действительно, так как функция может принимать только значения $a_i = 0$ или 1 на 2^n наборах, то каждой функции в соответствие можно

поставить 2^n -разрядное число. Количество различных 2^n -разрядных чисел равно 2^{2^n} , поэтому и число различных функций n переменных равно 2^{2^n} .

Функция, равная нулю на всех наборах v_i , где $i=0, 1, 2, \dots, 2^n - 1$, называется константой нуль, т. е. $f(v) \equiv 0$. Функция, равная единице на всех наборах v_i , называется константой единица, т. е. $f(v) \equiv 1$.

Значительный интерес представляют следующие невырожденные функции двух переменных ($n=2$), названия которым даны по используемым для их образования операциям алгебры логики:

- 1) $f(x_1, x_2) = x_1 \vee x_2$ — дизъюнкция (ИЛИ);
- 2) $f(x_1, x_2) = x_1 \cdot x_2$ — конъюнкция (И);
- 3) $f(x_1, x_2) = \overline{x_1 \cdot x_2}$ — И—НЕ (штрих Шеффера);
- 4) $f(x_1, x_2) = \overline{x_1 \vee x_2}$ — ИЛИ—НЕ (стрелка Пирса);
- 5) $f(x_1, x_2) = x_1 \oplus x_2$ — сумма по модулю два.

Эти функции определены на четырех наборах v_i : $v_0 = (0, 0)$, $v_1 = (0, 1)$, $v_2 = (1, 0)$ и $v_3 = (1, 1)$, так как $2^n = 2^2 = 4$. Табл. 8.1, составленная в соответствии с аксиомами (8.2)—(8.5), представляет собой таблицу истинности, задающую эти функции.

Таблица 8.1

i	x_1	x_2	$x_1 \vee x_2$	$x_1 \cdot x_2$	$\overline{x_1 x_2}$	$\overline{x_1 \vee x_2}$	$x_1 \oplus x_2$	$f(v)$
0	0	0	0	0	1	1	0	a_0
1	0	1	1	0	1	0	1	a_1
2	1	0	1	0	1	0	1	a_2
3	1	1	1	1	0	0	0	a_3

В крайнем правом столбце помещена функция, заданная в общем виде коэффициентами $a_i = f(v_i)$, где $i=0, 1, 2, 3$. Подставляя различные значения $a_i=0$ или 1, можно задать все 16 функций двух переменных ($2^{2^n} = 2^4 = 16$). В частности, можно получить вырожденные функции $f(x_1, x_2) = \overline{x_1}$ и $f(x_1, x_2) = \overline{x_2}$, называемые инверсиями переменных.

Используя только функции двух переменных, можно построить любые функции от большего числа переменных с помощью суперпозиции, под которой понимается подстановка одних функций вместо переменных в другие. Такая подстановка возможна в силу того, что области значений функций и переменных совпадают (0 и 1).

Функция $f(v)$ называется полностью определенной, если ее значения $a_i = f(v_i) = 0$ или 1 заданы на всех наборах v_i . Если же значение функции не задано хотя бы на одном наборе v_i , то она называется неполностью определенной. Не определенное на наборе v_i значение функции будем задавать произвольным коэффициентом c_i , т. е. если на наборе v_i значение функции

не задано, то $f(v_i) = c_i$. Неполностью определенные функции можно доопределять произвольным способом, полагая $c_i = 0$ или 1.

Теоремы де Моргана (8.13) дают способ отыскания инверсных функций, однако они не полностью выражают соотношения, существующие между ними. К. Шеннон предложил обобщение этих теорем, справедливое для любых переключательных функций: инверсию любой функции $f(v)$ можно получить заменой каждой переменной x_p на ее инверсию \bar{x}_p с одновременной взаимной заменой операций дизъюнкции и конъюнкции. Символически данное обобщение можно записать в виде:

$$\overline{f(v, \vee, \cdot)} = f(\bar{v}, \cdot, \vee), \quad (8.21)$$

где $\bar{v} = (\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n)$. Соотношение (8.21) в дальнейшем будем называть обобщенным законом двойственности (ОЗД).

ОЗД является мощным инструментом для преобразования функций и соответствующих им ЛС. Чтобы пояснить использование ОЗД для нахождения инверсных функций, рассмотрим два примера

$$\begin{aligned} \overline{x_1 \bar{x}_2 (x_3 \vee x_4)} &= \bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{x}_3 \bar{x}_4, \\ \overline{\bar{x}_1 x_3 \vee x_2 (x_1 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_4)} &= (x_1 \vee \bar{x}_3) [(\bar{x}_2 \vee (\bar{x}_1 \vee x_3) x_4)]. \end{aligned}$$

Важное свойство ОЗД заключается в том, что при его использовании число переменных, их инверсий и общее число операций дизъюнкции и конъюнкции не изменяются.

Интересны частные случаи ОЗД

$$\begin{aligned} \overline{x_1 \vee x_2 \vee \dots \vee x_n} &= \bar{x}_1 \cdot \bar{x}_2 \dots \bar{x}_n, \\ \overline{x_1 \cdot x_2 \dots x_n} &= \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \vee \dots \vee \bar{x}_n. \end{aligned}$$

Для подобных выражений будем использовать символические обозначения

$$\overline{\bigvee_{p=1}^n x_p} = \prod_{p=1}^n \bar{x}_p, \quad \overline{\prod_{p=1}^n x_p} = \bigvee_{p=1}^n \bar{x}_p,$$

позволяющие иногда значительно упростить запись логических выражений.

Введем новые понятия, необходимые для формализации изложения последующего материала. Переменные x_p и их инверсии \bar{x}_p называются **первичными термами** [12]. Для краткости термин «первичный» будем опускать, а для термов использовать общее символическое обозначение

$$x_p^{e_p} = e_p x_p \vee \bar{e}_p \bar{x}_p = \bar{e}_p \oplus x_p = \begin{cases} x_p, & \text{если } e_p = 1, \\ \bar{x}_p, & \text{если } e_p = 0. \end{cases} \quad (8.22)$$

Два терма $x_p^{e_p}$ и $x_p^{e'_p}$ равны только в том случае, если $e_p = e'_p$ (если $e_p \neq e'_p$, то $e_p = \bar{e}'_p$). Из определения термов (8.22) вытекают

следующие соотношения:

$$\begin{aligned}
 1) \quad & x_p^1 = \bar{x}_p^0 = x_p, \quad \bar{x}_p^1 = x_p^0 = \bar{x}_p, \\
 2) \quad & x_p^{e_p} = \bar{e}_p \oplus x_p = e_p \oplus \bar{x}_p = x_p^{e_p}, \quad \bar{x}_p^{e_p} = \bar{x}_p^{e_p}, \\
 3) \quad & x_p^{e_p} \cdot \bar{x}_p^{e_p} = 0, \quad x_p^{e_p} \vee \bar{x}_p^{e_p} = 1,
 \end{aligned} \tag{8.23}$$

$$4) \quad x_p^{e_p} = \begin{cases} 1, & \text{если } x_p = e_p, \\ 0, & \text{если } x_p = \bar{e}_p. \end{cases} \tag{8.24}$$

Минтермом (конституентой единицы) называется функция n переменных [42]

$$K_i(v) = x_1^{e_1} \cdot x_2^{e_2} \dots x_n^{e_n} = \prod_{p=1}^n x_p^{e_p}, \tag{8.25}$$

где $e_p = 0$ или 1 , $i = e_1 e_2 \dots e_n$. Из данного определения следует, что существует 2^n различных минтермов n переменных, так как имеется 2^n разных двоичных n -разрядных чисел i . С помощью соотношений (8.23) и (8.24) легко показать, что минтермы имеют следующие свойства:

$$\left. \begin{aligned}
 1) \quad & K_i(v) = \begin{cases} 1, & \text{если } v = v_i, \\ 0, & \text{если } v = v_j \neq v_i, \end{cases} \\
 2) \quad & K_i(v) \cdot K_j(v) = 0, \quad \text{если } i \neq j, \\
 3) \quad & \bigvee_{i=0}^{2^n-1} K_i(v) \equiv 1.
 \end{aligned} \right\} \tag{8.26}$$

Из первого свойства следует, что минтермы $K_i(v)$ представляют собой функции, равные единице только на одном наборе v_i , где $i = e_1 e_2 \dots e_n$. В качестве примера запишем минтермы двух переменных x_1 и x_2 :

$$\begin{aligned}
 K_0(x_1, x_2) &= x_1^0 x_2^0 = \bar{x}_1 \bar{x}_2, & K_1(x_1, x_2) &= x_1^0 x_2^1 = \bar{x}_1 x_2, \\
 K_2(x_1, x_2) &= x_1^1 x_2^0 = x_1 \bar{x}_2, & K_3(x_1, x_2) &= x_1^1 x_2^1 = x_1 x_2.
 \end{aligned}$$

Таким же способом можно записать любой минтерм $K_i(v)$ большего числа переменных. Пусть, например, $x = 5$ и $i = 12$, тогда $K_{12}(v) = x_1^0 x_2^1 x_3^1 x_4^0 x_5^0 = \bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{x}_4 \bar{x}_5$.

Макстермом (конституентой нуля) называется функция n переменных

$$M_i(v) = \overline{K_i(v)} = \prod_{p=1}^n \overline{x_p^{e_p}} = \bigvee_{p=1}^n \overline{x_p^{e_p}} = \bigvee_{p=1}^n \bar{x}_p^{e_p}.$$

Так как макстермы формально введены с помощью ОЗД, то их свойства можно получить из свойств минтермов (8.26) также с помощью ОЗД

$$1) \quad M_i(v) = \begin{cases} 0, & \text{если } v = v_i, \\ 1, & \text{если } v = v_j \neq v_i, \end{cases}$$

$$2) M_i(v) \vee M_j(v) = 1, \text{ если } i \neq j,$$

$$3) \prod_{i=0}^{2^n-1} M_i(v) \equiv 0.$$

Из первого свойства следует, что макстермы $M_i(v)$ представляют собой функции, равные 0 только на одном наборе v_i , где $i = e_1 e_2 \dots e_n$. В качестве примера запишем все макстермы двух переменных x_1 и x_2 :

$$M_0(x_1, x_2) = x_1^0 \vee x_2^0 = x_1 \vee x_2; \quad M_1(x_1, x_2) = x_1^0 \vee x_2^1 = x_1 \vee \bar{x}_2,$$

$$M_2(x_1, x_2) = x_1^1 \vee x_2^0 = \bar{x}_1 \vee x_2; \quad M_3(x_1, x_2) = x_1^1 \vee x_2^1 = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2.$$

В табл. 8.2 (таблица истинности) приведены минтермы и макстермы двух переменных.

Таблица 8.2

i	x_1	x_2	K_0	K_1	K_2	K_3	M_0	M_1	M_2	M_3
0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1
1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1
2	1	0	0	0	1	0	1	1	0	1
3	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0

В теории переключательных схем часто используется теорема разложения: любую функцию $f(v) = f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n)$ можно разложить по переменной x_p в виде

$$f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) = \bar{x}_p \cdot f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n) \vee x_p \cdot f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n). \quad (8.27)$$

Справедливость этой теоремы легко установить методом перебора (подстановкой значений $x_p = 0$ и 1). Теорема разложения удобна для преобразования логических выражений, содержащих операцию \oplus , так как позволяет иногда свести операцию \oplus над функциями к простейшим операциям (8.20), например

$$x_1 \oplus x_2 \oplus x_1 x_2 = \bar{x}_1 (0 \oplus x_2 \oplus 0 \cdot x_2) \vee x_1 (1 \oplus x_2 \oplus 1 \cdot x_2) = \bar{x}_1 x_2 \vee x_1 = x_1 \vee x_2.$$

Функции, входящие в правую часть выражения (8.27), зависят от $n - 1$ переменной. Разложив их по остальным переменным, получим дизъюнкцию всех членов вида

$$x_1^{e_1} x_2^{e_2} \dots x_p^{e_p} \dots x_n^{e_n} f(e_1, \dots, e_p, \dots, e_n) = f(v_i) \prod_{p=1}^n x_p^{e_p} = a_i K_i(v),$$

где $v_i = (e_1, \dots, e_p, \dots, e_n)$; $a_i = f(v_i) = 0$ или 1.

Таким образом, любую функцию $f(v)$ можно представить в виде

$$f(v) = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} a_i K_i(v), \quad (8.28)$$

где a_i — значения функции $f(v)$, которые она принимает на наборах v_i . Форма представления функции $f(v)$, определяемая выражением (8.28), называется совершенной дизъюнктивной нормальной формой (СДНФ).

Используя закон двойного отрицания и ОЗД, из СДНФ можно получить еще три совершенные нормальные формы (СНФ) [45], из которых практический интерес представляет только одна

$$f(v) = \overline{\overline{f(v)}} = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} a_i K_i(v) = \prod_{i=0}^{2^n-1} \overline{a_i K_i(v)}. \quad (8.29)$$

Рассматривая выражения (8.25) и (8.28), легко заметить, что функция $f(v)$ представляет собой суперпозицию функций И (для получения минтермов), ИЛИ (для получения дизъюнкции минтермов) и НЕ (для получения термов $x_p^e = \bar{x}_p$). Из этого следует, что для получения любой сколь угодно сложной функции $f(v)$ достаточно использовать систему функций, состоящую из трех функций: И, ИЛИ и НЕ. Системы функций, обладающие таким свойством, называются функционально полными, или базисами. Из выражения (8.29) следует, что для получения любой функции $f(v)$ достаточно использовать только функции И — НЕ, поэтому эта функция является базисом. В связи с этим форму представления функций (8.29) будем называть СНФ в базисе И — НЕ.

Из выражения (8.27) по принципу двойственности можно получить двойственную теорему разложения

$$f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) = [\bar{x}_p \vee f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n)] [x_p \vee f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n)].$$

Если продолжить разложение по остальным переменным, то в результате получим конъюнкцию всех членов вида

$$\begin{aligned} & \bar{x}_1^e \vee \bar{x}_2^e \vee \dots \vee \bar{x}_p^e \vee \dots \vee \bar{x}_n^e \vee f(e_1, e_2, \dots, e_p, \dots, e_n) = \\ & = f(v_i) \vee \bigvee_{p=1}^n \bar{x}_p^e = a_i \vee M_i(v). \end{aligned}$$

Таким образом, любую функцию $f(v)$ можно представить в виде

$$f(v) = \prod_{i=0}^{2^n-1} [a_i \vee M_i(v)]. \quad (8.30)$$

Данная форма представления функций называется совершенной конъюнктивной нормальной формой (СКНФ). Легко установить, что базисом для функций, заданных в СКНФ, является система функций И, ИЛИ, НЕ так же, как и для функций, заданных в СДНФ.

Используя закон двойного отрицания и ОЗД, из СКНФ можно получить еще три СНФ [45], две из которых представляют прак-

тический интерес

$$f(v) = \overline{\overline{f(v)}} = \prod_{i=0}^{2^n-1} [a_i \vee M_i(v)] = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} a_i \vee M_i(v), \quad (8.31)$$

$$f(v) = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} a_i \vee M_i(v) = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} \bar{a}_i K_i(v). \quad (8.32)$$

Из выражения (8.31) следует, что для получения любой функции $f(v)$ достаточно использовать только функции ИЛИ—НЕ, которые являются базисом. Поэтому форму представления функций (8.31) будем называть СНФ в базисе ИЛИ—НЕ. В виде микросхем часто выпускаются ЛЭ И—ИЛИ—НЕ, поэтому форма представления функций (8.32) также представляет практический интерес. Эту форму будем называть СНФ в базисе И—ИЛИ—НЕ.

§ 8.4. МИНИМИЗАЦИЯ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Рассмотрим задачу синтеза комбинационных схем (КС), представляющих собой такие ЛС, закон функционирования которых задается системой уравнений

$$z_q = f_q(v) = f_q(x_1, x_2, \dots, x_n), \quad (8.33)$$

где z_q — выходные сигналы КС; x_p — входные сигналы КС; $f_q(v)$ — переключательные функции, $q = 1, 2, \dots, k$; $v = (x_1, x_2, \dots, x_n)$. Система уравнений (8.33), заданная в явном виде, т. е. когда каждая функция $f_q(v)$ определена некоторым логическим выражением, является математической моделью КС, на основе которой производится ее построение из ЛЭ.

Первый этап синтеза КС заключается в задании функций $f_q(v)$ каким-либо стандартным способом, например с помощью таблицы истинности, на основании словесного описания закона ее функционирования. На этом этапе довольно просто получить СНФ функций $f_q(v)$, которые обычно используются для их первоначального представления. Очевидно, что более сложным выражениям, определяющим функции $f_q(v)$, будут соответствовать более сложные КС. Поэтому одна из основных задач синтеза, которая решается на втором этапе, — минимизация переключательных функций, т. е. отыскание наиболее простых логических выражений, определяющих эти функции. Все методы минимизации основаны на тождественных преобразованиях логических выражений.

Наиболее часто для алгебраического упрощения функций используют тождества (8.6), (8.10)—(8.12) и (8.15)—(8.18). Тождества (8.18) можно записать в более общем виде:

$$\left. \begin{aligned} x_p f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) &= x_p f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n), \\ \bar{x}_p f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) &= \bar{x}_p f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n), \\ x_p \vee f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) &= x_p \vee f(x_1, \dots, 0, \dots, x_n), \\ \bar{x}_p \vee f(x_1, \dots, x_p, \dots, x_n) &= \bar{x}_p \vee f(x_1, \dots, 1, \dots, x_n). \end{aligned} \right\} \quad (8.34)$$

В справедливости этих тождеств легко убедиться, используя метод перебора. Рассмотрим два примера упрощения функций ϵ помощью тождеств (8.34)

$$\begin{aligned} f_1(v) &= x_1(x_2 \vee x_3)(\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2) = x_1(x_2 \vee x_3)(\bar{1} \vee \bar{x}_2) = \\ &= x_1(x_2 \vee x_3)\bar{x}_2 = x_1(0 \vee x_3)\bar{x}_2 = x_1\bar{x}_2x_3, \\ f_2(v) &= \bar{x}_1x_2(\bar{x}_2x_5 \oplus \bar{x}_3x_4)\bar{x}_1x_3 \vee x_2x_4 = \bar{x}_1x_2(\bar{1}x_5 \oplus \bar{x}_3x_4)\bar{0}x_3 \vee 1x_4 = \\ &= \bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_4x_3 \vee x_4 = \bar{x}_1x_2\bar{x}_3x_4\bar{0} \vee \bar{1} = 0. \end{aligned}$$

В наиболее общем виде задачей минимизации является получение КС минимальной стоимости, реализующей заданные функции. В такой постановке задача минимизации сложна, и не существует общих методов ее решения. Для простоты будем полагать, что КС имеет только один выход $z = f(v)$. Обычно имеется довольно хорошее соответствие между сложностью КС и сложностью логического выражения, задающего функцию. Поэтому обычно ограничиваются отысканием для функции такого логического выражения, которое содержит минимальное количество первичных термов x_p^e . Разработаны общие методы получения только минимальных нормальных форм (МНФ), причем под минимизацией понимается исключение из СНФ (8.28)—(8.32) максимально возможного числа термов x_p^e без изменения их структуры. Существует много методов минимизации [21]. Здесь рассмотрим только один метод минимизации с помощью диаграмм Вейча (ДВ). Для изложения идеи минимизации функций введем некоторые новые понятия.

Конъюнктивным термом (контермом, элементарной конъюнкцией) называется конъюнкция любого числа попарно различных термов x_p^e , например $x_1\bar{x}_3x_5$. Очевидно, что невырожденный контерм (содержащий все n переменные) является минтермом. Любой контерм представляет собой функцию $K_{i,j}(v)$ n переменных, которую можно записать в виде

$$K_{i,j}(v) = \prod_{p=1}^n (x_p^{e_p} \vee x_p^{e'_p}),$$

где $e_p = 0$ или 1 , $e'_p = 0$ или 1 , $v = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, $i = e_1e_2 \dots e_n$, $j = e'_1e'_2 \dots e'_n$, $e_p \leq e'_p$.

Действительно, в соответствии с выражением (8.23)

$$x_p^{e_p} \vee x_p^{e'_p} = \begin{cases} x_p^{e_p}, & \text{если } e_p = e'_p, \\ 1, & \text{если } e_p \neq e'_p \quad (e_p = \bar{e}'_p), \end{cases}$$

поэтому функция $K_{i,j}(v)$ будет представлять собой конъюнкцию $r \leq n$ попарно различных термов x_p^e . Если $e_p = e'_p$ для любого p , то $i = j$ и $x_p^{e_p} \vee x_p^{e'_p} = x_p^{e_p}$ для любого p , поэтому в данном случае $K_{i,j}(v) = K_{i,i}(v) = K_i(v)$ — минтерм. Если $e_p \neq e'_p$ для всех p ($e_p = 0$, а $e'_p = 1$), то $i = 0$, $j = 2^n - 1$ и $x_p^{e_p} \vee x_p^{e'_p} = 1$ для всех p ,

поэтому $K_{0, 2^{n-1}}(v) \equiv 1$ — константа единица. Всего имеется 3^n различных контермов n переменных (включая минтерм и константу единица). Действительно, так как $x_p^e \vee x_p^{\bar{e}} = x_p$, \bar{x}_p или 1, то каждой функции $K_{i,j}(v)$ можно поставить в соответствие одно из n -разрядных чисел с основанием системы счисления $q=3$, а поскольку существует 3^n различных чисел, то и число различных контермов равно 3^n .

Два минтерма будем называть соседними, если они различаются только одним термом x_p^e , например $x_1\bar{x}_2x_3$ и $x_1x_2x_3$ ($n=3$) — соседние минтермы, а $x_1\bar{x}_2x_3$ и $x_1x_2\bar{x}_3$ не соседние минтермы. Рассмотрим контерм $K_{i,j}(v)$ n переменных, не зависящий от одной переменной x_p . Данный контерм можно представить в виде $K_{i,j}(v) = (\bar{x}_p \vee x_p) K_{i,j}(v) = \bar{x}_p K_{i,j}(v) \vee x_p K_{i,j}(v) = K_i(v) \vee K_j(v)$, где $K_i(v)$ и $K_j(v)$ — соседние минтермы. Из этого следует, что дизъюнкцию двух соседних минтермов можно заменить одним контермом $K_{i,j}(v)$, не зависящим от одной переменной.

Контерм $K_{i,j}(v)$, не зависящий от двух переменных x_p и x_q ($n \geq 2$), можно представить в виде

$$\begin{aligned} K_{i,j}(v) &= (\bar{x}_p \vee x_p) (\bar{x}_q \vee x_q) K_{i,j}(v) = \\ &= (\bar{x}_p \bar{x}_q \vee \bar{x}_p x_q \vee x_p \bar{x}_q \vee x_p x_q) K_{i,j}(v) = \\ &= \bar{x}_p \bar{x}_q K_{i,j}(v) \vee \bar{x}_p x_q K_{i,j}(v) \vee x_p \bar{x}_q K_{i,j}(v) \vee x_p x_q K_{i,j}(v) = \\ &= K_i(v) \vee K_r(v) \vee K_s(v) \vee K_j(v). \end{aligned}$$

Нетрудно заметить, что каждый из полученных минтермов имеет по два соседних. Из этого можно сделать вывод, что дизъюнкцию четырех минтермов, каждый из которых имеет по два соседних, можно заменить одним контермом, не зависящим от двух переменных.

Продолжая эти рассуждения дальше, придем к выводу, что одним контермом, не зависящим от m переменных ($m \leq n$), можно заменить дизъюнкцию 2^m минтермов, если каждый из них имеет по m соседних. Если контерм не зависит от m переменных, то будем говорить, что он покрывает 2^m минтермов. На этом свойстве контермов основана минимизация функций, заданных в СДНФ, которая в соответствии с выражением (8.28) представляет собой дизъюнкцию некоторого числа минтермов $K_{i_s}(v)$. Действительно, если в выражение (8.28) подставить значения $a_i = 0$ или 1, то часть конъюнкций $a_i K_i(v)$ обратится в нуль, и функцию $f(v)$ можно записать в виде

$$f(v) = \bigvee_{i_s} K_{i_s}(v), \quad (8.35)$$

где i_s — номера тех наборов, на которых функция $f(v)$ равна 1, т. е. $f(v_{i_s}) = a_{i_s} = 1$. Заменяя дизъюнкции 2^m ($m=0, 1, 2, \dots$) минтермов, если это возможно, соответствующими контермами, функцию можно представить в виде дизъюнкции некоторого числа

контермов, покрывающих все минтермы $K_{i,j}(v)$. Такая форма представления функций называется дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ). Если ДНФ содержит минимальное число термов x_p^e , то она называется минимальной ДНФ (МДНФ). Итак, МДНФ будет иметь вид

$$f(v) = \bigvee_{(i,j)} K_{i,j}(v), \quad (8.36)$$

где $K_{i,j}(v)$ — контермы, покрывающие все минтермы функции (8.35).

Следует иметь в виду, что один и тот же минтерм на основании идемпотентных законов (8.6) может использоваться несколько раз для образования различных контермов.

Пример. Пусть в СДНФ задана функция двух переменных

$$f(0) = K_0(v) \vee K_1(v) \vee K_3(v) = \bar{x}_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1x_2 \vee x_1x_2. \quad (8.37)$$

Найдем МДНФ этой функции

$$\begin{aligned} f(v) &= \bar{x}_1\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1x_2 \vee \bar{x}_1x_2 \vee x_1x_2 = \\ &= \bar{x}_1(\bar{x}_2 \vee x_2) \vee x_2(\bar{x}_1 \vee x_1) = \bar{x}_1 \vee x_2. \end{aligned}$$

Здесь минтерм \bar{x}_1x_2 был использован два раза для получения контермов \bar{x}_1 и x_2 .

Для облегчения отыскания контермов, покрывающих 2^m минтермов, используются ДВ, представляющие собой один из табличных способов задания функций, удобный для минимизации. ДВ состоят из клеток, каждая из них соответствует определенному набору v_i , поэтому ДВ для функций n переменных содержат 2^n клеток, которые можно пронумеровать с помощью чисел $i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1$. Для того чтобы с помощью ДВ задать функцию $f(v)$, в каждую клетку необходимо занести значение функции $a_i = f(v_i)$, которое она принимает на наборе v_i , соответствующем данной клетке.

Любой минтерм $K_i(v)$ на ДВ представляется единицей, стоящей только в одной клетке с номером i , так как $K_i(v) = 1$ только в случае, если $v = v_i$. Ввиду этого можно сказать, что каждой клетке ДВ с номером i соответствует минтерм $K_i(v)$. ДВ составляют так, чтобы соседним клеткам соответствовали соседние минтермы. Такое правило составления ДВ облегчает отыскание контермов, покрывающих 2^m минтермов ($m \leq n$).

Имеется много вариантов ДВ [45], отличающихся порядком нумерации клеток. В дальнейшем будет использован только один вариант, наиболее удобный с точки зрения запоминания правила нумерации клеток (рис. 8.2, а, в, д). Каждой стороне ДВ соответствует своя переменная x_p , причем одной половине стороны соответствует терм $x_p^e = x_p^1 = x_p$, а другой — терм $x_p^e = x_p^0 = \bar{x}_p$. Каждой клетке будет соответствовать совокупность термов $x_1^{e_1}, x_2^{e_2}, \dots, x_n^{e_n}$, а номер данной клетки определяется числом $i = e_1e_2 \dots e_n$. Стороны ДВ можно отмечать только терминами x_p (рис. 8.2, б, г, е).

Клетки, содержащие единицы, называются p -клетками [27]. Ранее было показано, что любой контерм, не зависящий от m переменных ($m \leq n$), представляет собой дизъюнкцию 2^m минтермов, каждый из которых имеет m соседних. Поэтому ДВ для таких контермов содержит 2^m p -клеток. Основная особенность ДВ заключается в том, что p -клетки любого контерма образуют на ней область, являющуюся прямоугольником, причем переменные x_p , от которых контерм не зависит, имеют в этой области различные значения (x_p и \bar{x}_p), а остальные переменные — только одно значение x_p или \bar{x}_p . Такие области называются m -кубами ($m=0, 1, 2, \dots, n$, 0-кубу соответствует минтерм, а n -кубу — константа единица) [27].

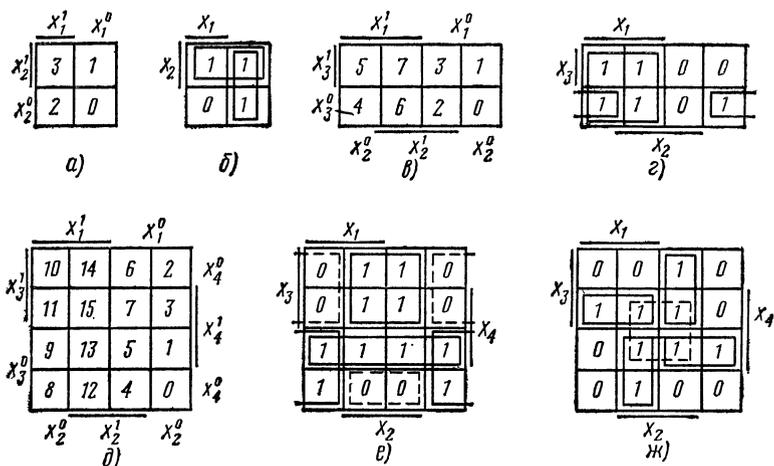


Рис. 8.2. Диаграммы Вейча для двух, трех и четырех переменных

Рис. 8.2, б) представляет собой ДВ для функции (8.37), на котором выделены два 1-куба. Им соответствуют контермы \bar{x}_1 и x_2 , дизъюнкция которых представляет собой МДНФ функции (8.37). Клетки 0 и 4, 1 и 5 в ДВ для трех переменных (см. рис. 8.2, в) являются соседними, т. е. для отыскания соседних клеток и прямоугольников, состоящих из p -клеток, данную ДВ следует представлять себе свернутой в цилиндр путем совмещения боковых сторон. На рис. 8.2, г) отмечены 2-куб и 1-куб, покрывающие все p -клетки функции $f(v) = K_0(v) \vee K_4(v) \vee K_5(v) \vee K_6(v) \vee K_7(v)$. Этим кубам соответствуют контермы x_1 и $\bar{x}_2 \bar{x}_3$, поэтому МДНФ $f(v) = x_1 \vee \bar{x}_2 \bar{x}_3$.

В ДВ для четырех переменных (рис. 8.2, д) клетки 0 и 8, 2 и 10, 0 и 2, 8 и 10 соседние, поэтому для отыскания прямоугольников, состоящих из p -клеток, нужно данную ДВ представлять свернутой в тор, путем соединения боковых сторон (получается цилиндр) и совмещения оснований цилиндра. Тогда область, состоящая из p -клеток с номерами 0, 2, 8 и 10, будет представ-

лять собой прямоугольник (2-куб, которому соответствует контерм $\bar{x}_2\bar{x}_4$).

Задача минимизации функций с помощью ДВ заключается в отыскании минимального покрытия p -клеток m -кубами, под которым понимается покрытие p -клеток наименьшим числом m -кубов, имеющих наибольший размер. На рис. 8.2, *e* показано минимальное покрытие некоторой функции $f(v)$ тремя 2-кубами, которым соответствуют контермы x_2x_3 , $\bar{x}_2\bar{x}_3$ и \bar{x}_3x_4 , а значит МДНФ $f(v) = x_2x_3 \vee \bar{x}_2\bar{x}_3 \vee \bar{x}_3x_4$. Для этой функции можно было бы использовать и другое минимальное покрытие, взяв вместо 2-куба, состоящего из p -клеток с номерами 1, 5, 9 и 13, 2-куб, состоящий из p -клеток с номерами 5, 7, 13 и 15. В этом случае $f(v) = x_2x_3 \vee \bar{x}_2\bar{x}_3 \vee x_2x_4$. Таким образом, в общем случае функции могут иметь несколько равноценных минимальных покрытий, которым соответствуют различные МДНФ.

Выбор m -кубов, покрывающих функцию, не всегда столь очевиден, как это было в предыдущих примерах. На рис. 8.2, *ж* часть p -клеток можно было бы покрыть 2-кубом (пунктир). Но если покрыть остальные p -клетки функции 1-кубами, то в них войдут все p -клетки 2-куба, а значит его можно не использовать. Значит, не всегда покрытие функции следует начинать с отыскания m -кубов максимального размера. Общее правило отыскания минимального покрытия состоит в том, что покрытие p -клеток следует начинать с выбора тех, которые могут войти в один и только один m -куб, а затем выбранные таким способом p -клетки покрываются m -кубами максимального размера. Это исключает возможность появления лишних m -кубов.

ДВ для числа переменных $n > 4$ составляются из ДВ для четырех переменных (ДВ-4). На рис. 8.3 показаны ДВ для $n = 5$ и 6. Клетки, расположенные в одинаковых местах соседних ДВ-4, соседние [например, клетки 0 и 16, 5 и 21 (рис. 8.3, *a*), 0 и 16, 0 и 32, 5 и 21, 5 и 37 (рис. 8.3, *в*)]. Клетки 0 и 48, 5 и 53, 16 и 32 этого же рисунка не являются соседними, так как они расположены не в соседних ДВ-4; m -кубы, расположенные в одинаковых местах двух соседних ДВ-4, образуют $m + 1$ -куб. С учетом этого МДНФ функции (рис. 8.3, *б*) имеет вид

$$f(v) = x_3x_5 \vee x_4\bar{x}_5 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2 \vee x_1x_2\bar{x}_5. \quad (8.38)$$

В ДВ для шести переменных m -кубы, расположенные в одинаковых местах всех четырех ДВ-4, образуют $m + 2$ -куб, поэтому МДНФ функции (рис. 8.3, *г*) имеет вид

$$f(v) = \bar{x}_3\bar{x}_4 \vee x_2x_3x_6 \vee x_1x_3x_6 \vee \bar{x}_1\bar{x}_2\bar{x}_3.$$

Использовать ДВ для числа переменных $n > 6$ значительно труднее ввиду увеличения в них числа соседних ДВ-4.

МНФ функций в базисе И — НЕ легко получить из МДНФ на основании ОЗД. Действительно, используя закон двойного отри-

цания и ОЗД, из МДНФ (8.36) получим

$$f(v) = \bigvee_{(i, j)} \overline{K_{i, j}}(v) = \overline{\prod_{(i, j)} K_{i, j}(v)}. \quad (8.39)$$

В этом выражении используются только операции И—НЕ, т. е. функция представлена нормальной формой в базе И—НЕ. Пока-

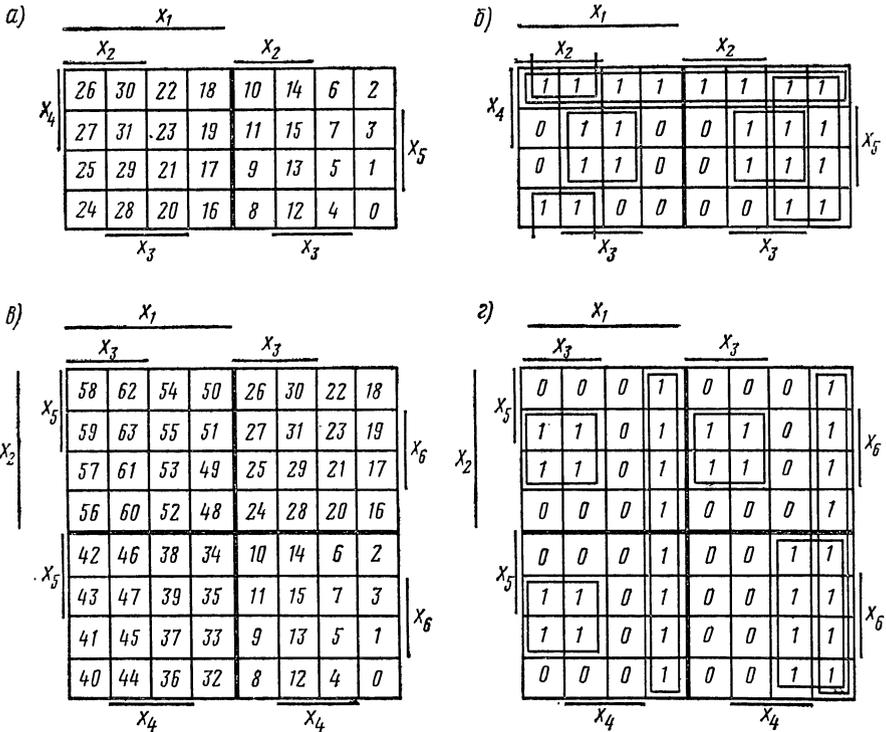


Рис. 8.3. Диаграммы Вейча для пяти и шести переменных

жем, что эта форма является и минимальной. Допустим, что можно найти более минимальную форму

$$f(v) = \overline{\prod_{(r, s)} K_{r, s}(v)},$$

чем полученная из МДНФ (8.36), т. е. такую, которая содержала бы меньшее число термов x_p^e . Тогда, используя ОЗД, из последнего выражения можно получить ДНФ

$$f(v) = \overline{\prod_{(r, s)} \overline{K_{r, s}(v)}} = \bigvee_{(r, s)} K_{r, s}(v),$$

содержащую меньшее число термов x_p^e , чем МДНФ (8.36), так как преобразование выражений с помощью ОЗД не изменяет

числа термов x_p^e , входящих в эти выражения. Полученное противоречие свидетельствует о том, что выражение (8.39) является МНФ в базе И—НЕ. В качестве примера найдем МНФ в базе И—НЕ из МДНФ (8.38)

$$f(v) = \overline{\overline{x_3 x_5} \vee \overline{x_4 \bar{x}_5} \vee \overline{\bar{x}_1 \bar{x}_2} \vee \overline{x_1 x_2 \bar{x}_5}} = \overline{\overline{x_3 x_5 x_4 \bar{x}_5 \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_1 x_2 \bar{x}_5}}.$$

Получение минимальной конъюнктивной нормальной формы (МКНФ) сводится к минимизации функции $\overline{f(v)}$, заданной в СДНФ. Действительно, из выражения (8.32) следует, что

$$f(v) = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} \bar{a}_i K_i(v). \quad (8.40)$$

Если $a_i = 1$, то $\bar{a}_i K_i(v) = 0$, а если $a_i = 0$, то $\bar{a}_i K_i(v) = K_i(v)$. Поэтому функция

$$\overline{f(v)} = \bigvee_{i_r} K_{i_r}(v),$$

где i_r — номера тех наборов, на которых функция $f(v)$ равна 0, т. е. $f(v_{i_r}) = a_{i_r} = 0$.

Для нахождения МДНФ функции $\overline{f(v)}$ необходимо отыскать минимальное покрытие всех 0-клеток (содержащих 0) в ДВ для функции $f(v)$, что соответствует покрытию всех p -клеток функции $\overline{f(v)}$, заданной ДВ. Получив МДНФ функции

$$\overline{f(v)} = \bigvee_{(r,s)} K_{r,s}(v),$$

с помощью ОЗД можно найти МКНФ функции $f(v)$

$$f(v) = \overline{\bigvee_{(r,s)} K_{r,s}(v)} = \prod_{(r,s)} \overline{K_{r,s}(v)} = \prod_{(r,s)} M_{r,s}(v), \quad (8.41)$$

где $M_{r,s}(v)$ — дизъюнктивные термы (дизтермы, элементарные дизъюнкции), представляющие собой дизъюнкцию некоторого числа попарно различных термов x_p^e . Конъюнкция любого числа дизтермов называется конъюнктивной нормальной формой (КНФ). То, что КНФ (8.41) — минимальна, доказывается аналогично минимальности выражения (8.39).

В качестве примера найдем МКНФ функции $f(v)$, заданной ДВ, изображенной на рис. 8.2, е. Минимальное покрытие 0-клеток функции $f(v)$ дает МДНФ функции

$$\overline{f(v)} = \bar{x}_2 x_3 \vee x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4.$$

С помощью ОЗД находим МКНФ

$$f(v) = \overline{\bar{x}_2 x_3 \vee x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4} = \overline{\bar{x}_2 x_3} \overline{x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4} = (x_2 \vee \bar{x}_3) (\bar{x}_2 \vee x_3 \vee x_4). \quad (8.42)$$

МНФ в базисах ИЛИ—НЕ и И—ИЛИ—НЕ получим из МКНФ (8.41) с помощью закона двойного отрицания и ОЗД

$$f(v) = \overline{\prod_{(r,s)} M_{r,s}(v)} = \overline{\bigvee_{(r,s)} M_{r,s}(v)}, \quad (8.43)$$

$$f(v) = \overline{\bigvee_{(r,s)} M_{r,s}(v)} = \overline{\bigvee_{(r,s)} K_{r,s}(v)}. \quad (8.44)$$

Выражение (8.43) представляет собой МНФ в базе ИЛИ—НЕ (используется только эта операция), а выражение (8.44) — МНФ в базе И—ИЛИ—НЕ. В качестве примера найдем МНФ в этих базисах из МКНФ функции (8.42)

$$f(v) = \overline{\overline{(x_2 \vee \bar{x}_3)} (\bar{x}_2 \vee x_3 \vee x_4)} = \overline{x_2 \vee \bar{x}_3 \vee \bar{x}_2 \vee x_3 \vee x_4},$$

$$f(v) = \overline{x_2 \vee \bar{x}_3 \vee \bar{x}_2 \vee x_3 \vee x_4} = \bar{x}_2 x_3 \vee x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4.$$

МДНФ и МКНФ чаще всего используют при проектировании КС из дискретных компонентов (диоды, транзисторы и т. п.), а МНФ в базисах И—НЕ, ИЛИ—НЕ и И—ИЛИ—НЕ — при проектировании КС из интегральных микросхем. В гл. 8 и 9 для математических моделей основных типов ЛЭ (см. § 8.6) в отличие от реальных ЛЭ будут использованы условные графические обозначения рис. 8.4.

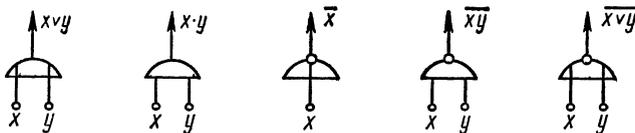


Рис. 8.4. Условные графические обозначения моделей логических элементов

Обычно КС, построенные в соответствии с МНФ функций, не являются минимальными как в отношении числа используемых ЛЭ, так и числа их входов. Часто дальнейшего упрощения КС можно достигнуть вынесением за скобки общих членов в МДНФ функций, т. е. использованием скобочных форм. Однако общих методов построения выражения для функции с наименьшим возможным числом операций дизъюнкции и конъюнкции нет. Иногда самое экономное выражение функции с использованием скобочных форм можно получить исходя из некоторой неминимальной ДНФ [12, 21]. Сравнительно редко встречаются практические задачи, когда требуется минимизировать одну функцию. Чаще всего необходимо синтезировать КС с несколькими выходами, реализующую несколько функций. Независимая минимизация функций дает, как правило, не лучший вариант КС. Более экономичный вариант можно получить, если использовать члены, общие для нескольких функций.

Пример. Пусть требуется синтезировать комбинационный одно-разрядный двоичный сумматор. На его входы подаются значения x_1 и x_2 разрядов двух чисел и перенос x_3 из предыдущего младшего разряда. Сумматор должен вырабатывать значение суммы $S = f_1(x_1, x_2, x_3)$ и перенос $P = f_2(x_1, x_2, x_3)$ в последующий старший разряд. Закон функционирования сумматора задан табл. 8.3, составленной в соответствии с законами сложения двоичной арифметики: $S = 1$, если нечетное число переменных $x_p = 1$; $P = 1$, если не менее двух переменных $x_p = 1$ ($p = 1, 2, 3$). По этой таблице составляются ДВ (рис. 8.5) для функций S и P .

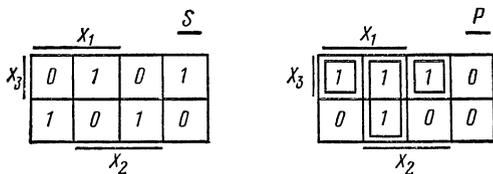


Рис. 8.5. Синтез комбинационного однорядного двоичного сумматора

Рис. 8.5. Синтез комбинационного однорядного двоичного сумматора

Таблица 8.3

i	x_1	x_2	x_3	S	P	\bar{S}
0	0	0	0	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0
2	0	1	0	1	0	0
3	0	1	1	0	1	1
4	1	0	0	1	0	0
5	1	0	1	0	1	1
6	1	1	0	0	1	1
7	1	1	1	1	1	0

Из рис. 8.5 видно, что функция S минимизации не поддается. Часто необходимо иметь функции S и \bar{S} , поэтому по ДВ можно отыскивать любую из этих функций. Функция \bar{S} имеет большее сходство с функцией P , чем функция S (см. табл. 8.3), так как больше значений этих функций совпадают. Поэтому можно полагать, что при совместной минимизации функций \bar{S} и P получится больше общих членов. Из рис. 8.5 следует, что

$$\bar{S} = \bar{x}_1 x_2 x_3 \vee x_1 \bar{x}_2 x_3 \vee x_1 x_2 \bar{x}_3 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3. \quad (8.45)$$

Легко заметить, что первые два члена можно использовать и для функции P , если представить ее в неминимальной ДНФ

$$P = \bar{x}_1 x_2 x_3 \vee x_1 \bar{x}_2 x_3 \vee x_1 x_2. \quad (8.46)$$

В базисе И—НЕ эти функции будут иметь вид

$$\left. \begin{aligned} \bar{S} &= \overline{\bar{x}_1 x_2 x_3 x_1 \bar{x}_2 x_3 x_1 x_2 \bar{x}_3 \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3}, \\ P &= \overline{\bar{x}_1 x_2 x_3 x_1 \bar{x}_2 x_3 x_1 x_2}. \end{aligned} \right\} \quad (8.47)$$

На рис. 8.6, а показана КС, построенная в соответствии с последними выражениями.

Рассмотрим использование скобочных форм для упрощения КС. Функцию (8.45) можно представить в виде

$$\bar{S} = (\bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2) x_3 \vee (x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2) \bar{x}_3.$$

Из выражения (8.19) следует, что

$$\bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2 = \overline{(x_1 \vee x_2) (\bar{x}_1 \vee \bar{x}_2)} = \overline{x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2} = \overline{x_1 x_2} \bar{x}_1 \bar{x}_2,$$

поэтому

$$\bar{S} = \overline{x_1 x_2} \bar{x}_1 \bar{x}_2 x_3 \vee \overline{x_1 x_2 \bar{x}_1 \bar{x}_2} \bar{x}_3 = \overline{x_1 x_2 \bar{x}_1 \bar{x}_2} x_3 \vee \overline{x_1 x_2} \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Преобразуем функцию (8.46)

$$P = (\bar{x}_1 x_2 \vee x_1 \bar{x}_2) x_3 \vee x_1 x_2 = \overline{x_1 x_2 \bar{x}_1 \bar{x}_2} x_3 \vee x_1 x_2.$$

На рис. 8.6, б показана КС, построенная в соответствии с последними выражениями для функций \bar{S} и P . Она проще предыдущей, хотя количество используемых ЛЭ не изменилось. Упрощение КС можно оценить общим число входов ЛЭ: в первой используется 21 вход, во второй — 15.

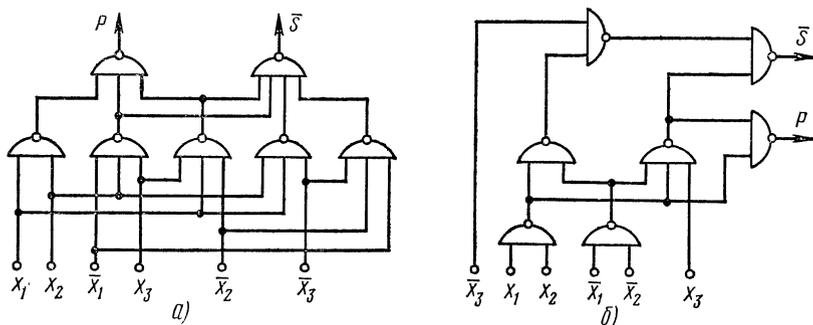


Рис. 8.6. Комбинационные однозарядные двоичные сумматоры

Отметим некоторые важные свойства КС, построенных в соответствии с нормальными и скобочными формами. Порядком выражения функции называется число последовательно выполняемых операций И, ИЛИ, И—НЕ и ИЛИ—НЕ [7, 42]. Порядок выражения функции (порядок КС) равен числу последовательно соединенных ЛЭ И, ИЛИ, И—НЕ и ИЛИ—НЕ в КС, реализующей данную функцию. Порядок выражения функций, представленных в нормальных формах, всегда не выше второго. Использование скобочных форм увеличивает порядок выражения функций.

Каждый ЛЭ обладает некоторой задержкой, поэтому от порядка КС зависит максимальная величина задержки выходных сигналов КС относительно входных, т. е. от порядка КС зависит длительность протекания в ней переходных процессов. КС, показанная на рис. 8.6, а, имеет второй порядок (двухъярусная КС),

так как построена в соответствии с нормальными формами (8.47) функций \bar{S} и P , а на рис. 8.6, б — четвертый порядок по выходу \bar{S} и третий — по выходу P . Если снижение быстродействия КС нежелательно, то для их построения следует использовать только нормальные формы функций. Заметим, что КС, получаемые по изложенной методике синтеза, не имеют обратных связей (все ЛЭ можно расположить по ярусам).

Рассмотрим минимизацию неполностью определенных функций. СДНФ неполностью определенных функций можно получить из выражения (8.28), подставив в него значения $a_i = f(v_i) = 0, 1$ и c_i ,

$$f(v) = \bigvee_{i_s} K_{i_s}(v) \bigvee \bigvee_{i_r} c_{i_r} K_{i_r}(v), \quad (8.48)$$

где i_s — номера наборов, на которых функция $f(v)$ равна 1, т. е. $f(v_{i_s}) = a_{i_s} = 1$; i_r — номера наборов, на которых значения функции не определены, т. е. $f(v_{i_r}) = c_{i_r}$.

Полностью неопределенная, или произвольная, функция, для которой будет использоваться специальное обозначение $\bar{h}(v)$, может быть представлена в виде

$$\bar{h}(v) = \bigvee_{i=0}^{2^n-1} c_i K_i(v),$$

так как $\bar{h}(v_i) = c_i$ для всех $i = 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1$.

Тогда неполностью определенная функция (8.48)

$$f(v) = \bigvee_{i_s} K_{i_s}(v) \bigvee \bar{h}(v) \bigvee \bigvee_{i_r} K_{i_r}(v).$$

Доказать это можно с помощью свойств минтермов (8.26)

$$\bar{h}(v) \bigvee_{i_r} K_{i_r}(v) = \bigvee_{i_r} \bar{h}(v) K_{i_r}(v) = \bigvee_{i_r} \left[\bigvee_{i=0}^{2^n-1} c_i K_i(v) K_{i_r}(v) \right] = \bigvee_{i_r} c_{i_r} K_{i_r}(v).$$

Если функция не определена на k наборах, то ее можно доопределить 2^k способами. Для одного или нескольких способов доопределения можно получить наиболее минимальную форму ДНФ. Наилучшие варианты доопределения весьма просто установить с помощью ДВ. Пусть задана СДНФ неполностью определенной функции

$$f(v) = K_0 \bigvee K_4 \bigvee K_7 \bigvee K_8 \bigvee \bar{h}(v) (K_1 \bigvee K_5 \bigvee K_6 \bigvee K_9 \bigvee K_{12}),$$

где $K_j = K_j(v)$, а $\bar{h}(v) K_{i_r} = c_{i_r} K_{i_r}(v)$. На основании свойств минтермов (8.26) будем иметь, что

$$\bar{h}(v) K_{i_r}(v) = \begin{cases} 0, & \text{если } v \neq v_{i_r}, \\ c_{i_r}, & \text{если } v = v_{i_r}, \end{cases}$$

поэтому в клетки ДВ (рис. 8.7) с номерами $i_r = 1, 5, 6, 9$ и 12 следует занести произвольные коэффициенты $c_{i_r} = \Phi$ (Φ — совмещенный символ 0 и 1, указывающий на произвольность выбора для c_{i_r} значения 0 или 1).

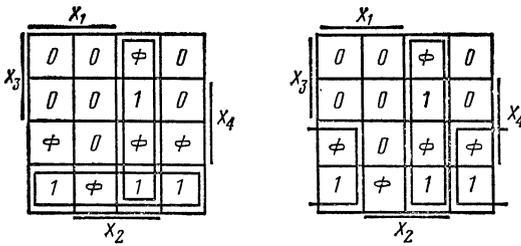


Рис. 8.7. Диаграмма Вейча для неполностью определенной функции

На рис. 8.7 показаны два варианта доопределения функции $f(v)$, которые дают наиболее минимальные ДНФ

$$f(v) = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_3 \bar{x}_4 = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_2 \bar{x}_3.$$

Очевидно, что получаемые в результате синтеза КС всегда реализуют некоторые полностью определенные функции, хотя исходная функция могла быть и неполностью определенной.

§ 8.5. РЕШЕНИЕ СИСТЕМ ЛОГИЧЕСКИХ УРАВНЕНИЙ

Пусть задана СЛУ (система логических уравнений) с одним неизвестным y

$$f_j(v, y) = g_j(v, y), \quad (8.49)$$

где $v = (x_1, \dots, x_n)$, $j = 1, 2, \dots, k$. Необходимо решить ее относительно y , т. е. найти такие значения $y = \varphi(v)$, которые обращают в тождества все уравнения системы (8.49). Это можно записать так

$$f_j[v, \varphi(v)] \equiv g_j[v, \varphi(v)].$$

Так как из равенства $z = u$ следует, что $z \oplus u = 0$, а из $z \oplus u = 0$ следует, что $z = u$, то СЛУ

$$f_j(v, y) \oplus g_j(v, y) = 0 \quad (8.50)$$

эквивалентна СЛУ (8.49). Используя аксиомы (8.3) и (8.4), убеждаемся, что если $z = 0$ и $u = 0$, то $z \vee u = 0$, и, наоборот, если $z \vee u = 0$, то $z = 0$ и $u = 0$, поэтому СЛУ (8.50) можно представить в виде

$$\bigvee_{j=1}^k [f_j(v, y) \oplus g_j(v, y)] = f(v, y) = 0, \quad (8.51)$$

т. е. любую СЛУ можно свести к одному уравнению $f(v, y) = 0$, решение которого относительно y и требуется найти.

Используя теорему разложения (8.27), преобразуем уравнение (8.51)

$$f(v, y) = \bar{y}\psi_1 \vee y\psi_2 = 0, \quad (8.52)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \bar{\psi}_1 = f(v, 0) &= \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 0) \oplus g_j(v, 0)], \\ \bar{\psi}_2 = f(v, 1) &= \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 1) \oplus g_j(v, 1)]. \end{aligned} \right\} \quad (8.53)$$

Из уравнения (8.52) следует, что решение y может быть функцией только переменных ψ_1 и ψ_2 . Так как эта функция неизвестна, то можно взять произвольную функцию

$$y = \bar{h}(\psi_1, \psi_2) = \bigvee_{i=0}^3 c_i K_i(\psi_1, \psi_2), \quad (8.54)$$

где $K_i(\psi_1, \psi_2) = \psi_1^{e_1} \psi_2^{e_2}$, $i = e_1 e_2$, а затем, подставив ее в уравнение (8.52), найти неопределенные коэффициенты c_i .

Представление (8.54) допускает обобщение в форме

$$y = \bar{h}(\psi_1, \psi_2) = \bigvee_{i=0}^3 \bar{h}_i(\psi_1, \psi_2) K_i(\psi_1, \psi_2), \quad (8.55)$$

где $\bar{h}_i(\psi_1, \psi_2)$ — некоторые произвольные функции. Формы представления (8.54) и (8.55) эквивалентны, если переменные ψ_1 и ψ_2 независимы. Положение же существенно меняется, если ψ_1 и ψ_2 являются согласно выражениям (8.53) функциями от независимых переменных $v = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, так как в этом случае $\bar{h}_i(\psi_1, \psi_2) = \bar{h}_i(v)$. Подставив это значение $\bar{h}_i(\psi_1, \psi_2)$ в выражение (8.55), получим

$$\begin{aligned} y &= \bigvee_{i=0}^3 \bar{h}_i(v) K_i(\psi_1, \psi_2) = \\ &= \bar{h}_0(v) \bar{\psi}_1 \bar{\psi}_2 \vee \bar{h}_1(v) \bar{\psi}_1 \psi_2 \vee \bar{h}_2(v) \psi_1 \bar{\psi}_2 \vee \bar{h}_3(v) \psi_1 \psi_2. \end{aligned} \quad (8.56)$$

Выражение (8.54) — один из частных случаев выражения (8.56). Для того чтобы получить общее решение уравнения (8.52), следует использовать общую форму представления (8.56) произвольной функции. Из выражений (8.40) и (8.56) следует, что

$$\begin{aligned} \bar{y} &= \bigvee_{i=0}^3 \overline{\bar{h}_i(v)} K_i(\psi_1, \psi_2) = \\ &= \overline{\bar{h}_0(v)} \bar{\psi}_1 \bar{\psi}_2 \vee \overline{\bar{h}_1(v)} \bar{\psi}_1 \psi_2 \vee \overline{\bar{h}_2(v)} \psi_1 \bar{\psi}_2 \vee \overline{\bar{h}_3(v)} \psi_1 \psi_2. \end{aligned} \quad (8.57)$$

Подставив выражения (8.56) и (8.57) в уравнение (8.52), получим

$$\overline{\bar{h}_2(v)} \psi_1 \bar{\psi}_2 \vee \bar{h}_1(v) \bar{\psi}_1 \psi_2 \vee \psi_1 \psi_2 = 0.$$

Из этого уравнения следует, что функция (8.56) является реше-

нием уравнения (8.52) только в том случае, если выполняются соотношения

$$\psi_1 \psi_2 = 0, \quad (8.58)$$

$$\left. \begin{aligned} \overline{\hbar_2(v)} \psi_1 \overline{\psi_2} &= 0, \\ \hbar_1(v) \overline{\psi_1} \psi_2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (8.59)$$

Уравнение (8.58) является условием существования решения (если $\psi_1 \psi_2 \neq 0$, то оно отсутствует). Уравнения (8.59) накладывают ограничения на возможные решения, поэтому общее решение (8.52) получается при $\hbar_2(v) \equiv 1$ и $\hbar_1(v) \equiv 0$, так как в этом случае ограничения снимаются.

Подставив в функцию (8.56) значения $\hbar_2(v) = 1$, $\hbar_1(v) = 0$ и $\psi_1 \psi_2 = 0$, получим

$$y = \psi_1 \overline{\psi_2} \vee \hbar_0(v) \overline{\psi_1} \overline{\psi_2}.$$

Это решение с учетом (8.58) сокращается до

$$y = \psi_1 \vee \hbar_0(v) \overline{\psi_2} = \psi_1 \vee \hbar \overline{\psi_2} \quad (8.60)$$

(индекс 0 и v в дальнейшем будем опускать, помня, что \hbar — произвольная функция тех же переменных, что и функции ψ_1 и ψ_2). Уравнение (8.52) имеет единственное решение $y = \psi_1$, если $\psi_1 = \overline{\psi_2}$. Решение СЛУ (8.49) получим, подставив выражения (8.53) в функцию (8.60)

$$y = \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 0) \oplus g_j(v, 0)] \vee \overline{\hbar \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 1) \oplus g_j(v, 1)]}, \quad (8.61)$$

которое имеется только при условии, что

$$\psi_1 \psi_2 = \left\{ \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 0) \oplus g_j(v, 0)] \right\} \left\{ \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 1) \oplus g_j(v, 1)] \right\} = 0. \quad (8.62)$$

Несмотря на кажущуюся сложность выражений (8.61) и (8.62) их довольно просто применять при решении практических задач. Это объясняется значительным упрощением функций $f_j(v, y)$ и $g_j(v, y)$ при подстановке в них вместо неизвестного y значений 0 и 1, а также возможностью использования тождеств (8.20) для операции \oplus , (8.34) и теоремы разложения (8.27).

Пример 1. Найдем решения уравнений: а) $x\bar{y} \vee \bar{x}y = y$:

$$y = (x \oplus 0) \vee \overline{\hbar \bar{x} \oplus 1} = x \vee \hbar \bar{x}, \quad \psi_1 \psi_2 = x \neq 0,$$

решения нет;

б) $x\bar{y} \vee \bar{x}y = x$:

$$y = (x \oplus x) \vee \overline{\hbar \bar{x} \oplus x} = 0 \vee \hbar \bar{1} = 0, \quad \psi_1 \psi_2 = 0,$$

единственное решение $y = 0$;

в) $x_1 y = x_1 x_2$:

$$y = (0 \oplus x_1 x_2) \vee \overline{\hbar x_1 \oplus x_1 x_2} = x_1 x_2 \vee \hbar \overline{x_1 \bar{x}_2}, \quad \psi_1 \psi_2 = 0,$$

поэтому $y = x_1 x_2 \vee \hbar (\bar{x}_1 \vee x_2) = x_1 x_2 \vee \hbar \bar{x}_1$.

Пример 2. Докажем теорему, утверждающую, что если

$$xy = xz \text{ и } x \vee y = x \vee z, \quad (8.63)$$

то $y = z$. Для этого решим СЛУ (8.63) относительно y :

$$\begin{aligned} y &= (0 \oplus xz) \vee [x \oplus (x \vee z)] \vee \overline{\hbar(x \oplus xz) \vee [1 \oplus (x \vee z)]} = \\ &= xz \vee \bar{x}z \vee \overline{\hbar x \bar{z} \vee \bar{x} \bar{z}} = z \vee \overline{\hbar z} = z, \quad \psi_1 \psi_2 = 0. \end{aligned}$$

Действительно получили, что $y = z$.

Пример 3. Докажем тождество $x \vee \bar{x}y = x \vee y$:

$$y = (x \oplus x) \vee \overline{\hbar 1 \oplus 1} = 0 \vee \overline{\hbar 0} = \hbar, \quad \psi_1 \psi_2 = 0.$$

Так как равенство справедливо при произвольных значениях y ($y = \hbar$), то оно является тождеством.

Теперь рассмотрим методику решения СЛУ

$$f_j(v, y, z) = g_j(v, y, z) \quad (8.64)$$

с двумя неизвестными y и z , где $j = 1, 2, \dots, k$, $v = (x_1, x_2, \dots, x_n)$. Решая данную СЛУ относительно y , в соответствии с выражениями (8.60)—(8.62), получим:

$$y = \psi_1(v, z) \vee \overline{\hbar_1 \psi_2(v, z)}, \quad (8.65)$$

$$\psi_1(v, z) \psi_2(v, z) = \begin{cases} 0, \\ \omega(v, z), \end{cases} \quad (8.66)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \psi_1(v, z) &= \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 0, z) \oplus g_j(v, 0, z)], \\ \psi_2(v, z) &= \bigvee_{j=1}^k [f_j(v, 1, z) \oplus g_j(v, 1, z)]. \end{aligned} \right\}$$

Если правая часть уравнения (8.66) равна нулю, то СЛУ (8.64) подстановкой найденного значения y обращается в систему тождеств независимо от значения z , поэтому в качестве решения СЛУ относительно z можно взять произвольную функцию $\hbar_2(z = \hbar_2)$. Если же правая часть уравнения (8.66) не равна нулю, то функция $\omega(v, z)$ приравнивается к нулю и полученное уравнение $\omega(v, z) = 0$ решается относительно z . В результате решения в соответствии с выражениями (8.60)—(8.62) получим функцию

$$z = \psi_1(v, 0) \psi_2(v, 0) \vee \overline{\hbar_2 \psi_1(v, 1) \psi_2(v, 1)},$$

которая является решением СЛУ (8.64) только в том случае, если выполняется условие

$$\psi'_1(v) \psi'_2(v) = \psi_1(v, 0) \psi_2(v, 0) \psi_1(v, 1) \psi_2(v, 1) = 0.$$

При этом решение СЛУ (8.64) относительно y можно найти, подставив функцию z в выражение (8.65).

Пример 1. Докажем тождество $xy \vee \bar{x}z \vee yz = xy \vee \bar{x}z$:

$$y = (\bar{x}z \oplus \bar{x}z) \vee \overline{\hbar_1(x \vee z) \oplus (x \vee z)} = 0 \vee \overline{\hbar_1 0} = \hbar_1.$$

Так как $\psi_1\psi_2=0$, то $z=\bar{h}_2$, а значит рассмотренное уравнение является тождеством, так как справедливо при произвольных и независимых значениях $y=\bar{h}_1$ и $z=\bar{h}_2$.

Пример 2. Найдем решение уравнения

$$x_1\bar{y} \vee z = x_2 \quad (8.67)$$

относительно y :

$$y = (x_1 \vee z) \oplus x_2 \vee \overline{h_1 z \oplus x_2}. \quad (8.68)$$

Легко убедиться, что $\psi_1\psi_2 \neq 0$, поэтому решаем уравнение

$$\omega(v, z) = [(x_1 \vee z) \oplus x_2] (z \oplus x_2) = 0$$

относительно z :

$$z = (x_1 \oplus x_2) x_2 \vee \overline{h_2 1 \oplus x_2} = \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{h}_2 x_2.$$

Уравнение (8.67) имеет решение, так как $\psi_1'\psi_2' = 0$. Подставив найденное значение z в выражение (8.68), получим

$$y = x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{h}_1 (\bar{x}_1 \vee \bar{h}_2).$$

Таким же способом можно решать СЛУ и с большим числом неизвестных. При решении уравнения (8.52) была использована методика, изложенная в [42], однако данное уравнение можно решить и обычным алгебраическим методом. Для этого необходимо основные логические операции заменить алгебраическими. На основании аксиом (8.1)—(8.5) легко убедиться, что для двоичных переменных справедливы следующие соотношения: $x = x$, $xx = x \times x = x$, $\bar{x} = 1 - x$, в которых вместо операций конъюнкции и отрицания используются алгебраические операции умножения (\times) и вычитания ($-$). В дальнейшем операцию умножения (алгебраического) будем обозначать точкой, так же как и операцию конъюнкции. Введенные соотношения позволяют любое логическое выражение заменить эквивалентным ему алгебраическим выражением. Например,

$$x \vee y = \overline{\bar{x}\bar{y}} = 1 - \bar{x}\bar{y} = 1 - (1 - x)(1 - y) = x + y - xy.$$

Аналогично этому можно показать, что $x \oplus y = x + y - 2xy = (x - y)^2 = |x - y|$.

На основании сказанного вместо логического уравнения (8.52) можно использовать эквивалентное ему алгебраическое уравнение

$$1 - [1 - (1 - y)\psi_1](1 - y\psi_2) = 0,$$

из которого следует, что

$$y(\psi_1 - \psi_2) = \psi_1.$$

Учитывая, что $x \cdot x = x^2 = x$, представим это уравнение в виде:

$$y(\psi_1 - \psi_2)^2 = \psi_1.$$

Найдем решение этого уравнения относительно y . Если $(\psi_1 - \psi_2)^2 = \psi_1 \oplus \psi_2 = 1$, то $y = \psi_1$, а если $(\psi_1 - \psi_2)^2 = \psi_1 \oplus \psi_2 = 0$ и $\psi_1\psi_2 = 0$,

то $y = \hbar$. Нетрудно убедиться, что при $\psi_1\psi_2 \neq 0$ решения нет. На основании этого решение можно представить в виде:

$$y = (\psi_1 \oplus \psi_2) \psi_1 \vee \overline{\hbar\psi_1 \oplus \psi_2\psi_1\psi_2}$$

при условии, что $\psi_1\psi_2 = 0$. Действительно, если $\psi_1 \oplus \psi_2 = 1$, то $y = \psi_1$, а если $\psi_1 \oplus \psi_2 = 0$ и $\psi_1\psi_2 = 0$, то $y = \hbar$. Сделав несложные преобразования, полученное решение уравнения можно привести к виду (8.60).

§ 8.6. МОДЕЛИ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ И СХЕМ

Любой реальный логический элемент (ЛЭ) не сразу реагирует на изменение входных сигналов; имеется некоторая паразитная задержка [32] между моментом времени, когда на входы ЛЭ поступают новые значения сигналов, и моментом времени, в который выходной сигнал принимает значение, определяемое функцией, выполняемой ЛЭ. Эта функция является статической моделью ЛЭ, так как не учитывает поведение ЛЭ при изменении входных сигналов. Аналогично этому функция $f(v)$ или система функций $f_q(v)$ (8.33), описывающая работу КС без обратных связей, является статической математической моделью.

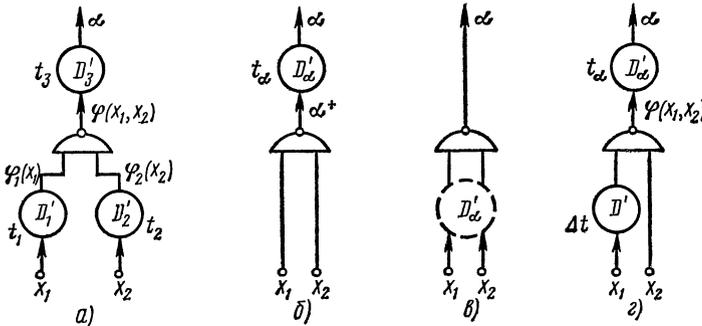


Рис. 8.8. Модели двухвходовых логических элементов И — НЕ

Для исследования переходных процессов, вызываемых в логических схемах (ЛС) изменениями входных сигналов, необходимо ввести динамические математические модели ЛЭ, учитывающие паразитные задержки. Тогда динамическая математическая модель ЛС будет определяться динамической моделью ЛЭ и статической моделью ЛС.

Общая динамическая модель ЛЭ И — НЕ, имеющего два входа, дана на рис. 8.8, а. Эта модель состоит из безынерционного ЛЭ И — НЕ (статическая часть) и паразитных элементов задержки (ЭЗ) D_i^* , величины задержек которых равны t_i ($i = 1, 2, 3$). Величины t_i

* От английского слова *delay* — задержка.

и t_2 зависят от длины проводников, соединяющих выводы ЛЭ, длительности фронтов входных сигналов x_p , порогов срабатывания ЛЭ по входам x_p , а величина t_3 определяется инерционностью той части ЛЭ И — НЕ, через которую проходит сигнал, определяемый функцией $x_1 x_2$. В общем случае точные значения величин t_i неизвестны, так как они зависят от многих факторов и со временем могут изменяться. Кроме того, значения величин t_i могут быть различны при переходах сигналов x_1 , x_2 и α с 0 на 1 и с 1 на 0. Рассмотренная модель — наиболее сложна и пригодна для описания любого ЛЭ (И, ИЛИ, ИЛИ — НЕ), если использовать в ней соответствующую статическую модель.

Будем говорить, что сигналы изменяются неодновременно, если на интервале $\Delta t = |t_1 - t_2|$ меняется только один сигнал x_1 или x_2 , и сигналы изменяются одновременно, если на интервале Δt меняются оба сигнала x_1 и x_2 , так как истинное соотношение величин задержек t_1 и t_2 неизвестно.

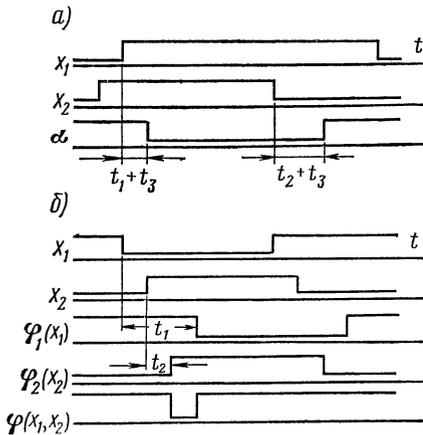


Рис. 8.9. Временные диаграммы работы логического элемента И — НЕ

Рассмотрим временные диаграммы, поясняющие работу ЛЭ И — НЕ для случая, когда сигналы x_p меняются неодновременно (рис. 8.9, а) и когда они меняются одновременно (рис. 8.9, б) в противоположных направлениях (один с 1 на 0, другой с 0 на 1) при условии, что $t_1 > t_2$ (условно сигналы изображены с бесконечно крутыми фронтами, так как конечная длительность фронтов учитывается величинами t_1 и t_2). Если сигналы изменяются одновременно (рис. 8.9, б), то на выходе ЛЭ возникает ложный сигнал $\alpha = 0$ малой длительности, названный так потому, что при другом соотношении величин задержек он мог бы вообще не появиться.

Если сигналы x_1 и x_2 одновременно никогда не изменяются (хотя бы в противоположных направлениях), то модель ЛЭ И — НЕ можно преобразовать к виду, изображенному на рис. 8.8, б, где D'_α — ЭЗ с переменной величиной задержки $t_\alpha = t_1 + t_3$ или $t_2 + t_3$ в зависимости от того, каким сигналом x_p вызывается изменение выходного сигнала α . Поэтому данную модель назовем моделью с переменной задержкой.

Модель с переменной задержкой можно представить в ином виде (см. рис. 8.8, в), полагая, что ЭЗ D'_α в момент изменения сигнала x_p подключается к тому входу, на который этот сигнал подается, а на другом входе ЭЗ отсутствует. Данную модель будем называть моделью с виртуальной задержкой. Эта модель позволяет представить всю ЛС или отдельные ее части в виде

статической (безынерционной) модели, на входах и выходах которой включены ЭЗ (см. § 8.8).

Рассмотрим еще одно преобразование общей модели ЛЭ И — НЕ. Для этого выведем зависимость выходного сигнала ЛЭ α от входных сигналов x_p с учетом времени t . Из рис. 8.8, а следует, что

$$\begin{aligned} \varphi_1(x_1, t) &= \overline{x_1(t-t_1)}, \quad \varphi_2(x_2, t) = \overline{x_2(t-t_2)}, \\ \varphi(x_1, x_2, t) &= \overline{\varphi_1(x_1, t) \varphi_2(x_2, t)} = \overline{x_1(t-t_1) x_2(t-t_2)}, \\ \alpha &= \overline{\alpha(x_1, x_2, t)} = \overline{\varphi(x_1, x_2, t-t_3)} = \\ &= \overline{x_1(t-t_1-t_3) x_2(t-t_2-t_3)}. \end{aligned}$$

Введя обозначения $\Delta t = |t_1 - t_2|$, $t_\alpha = t_3 + \min\{t_1, t_2\}$ и для определенности положив $t_1 > t_2$, можно записать, что

$$\alpha(x_1, x_2, t) = \overline{x_1(t-t_\alpha-\Delta t) x_2(t-t_\alpha)}.$$

Этому выражению соответствует модель ЛЭ И — НЕ, изображенная на рис 8.8, г, из которого следует, что

$$\varphi(x_1, x_2, t) = \overline{x_1(t-\Delta t) x_2(t)} = \alpha(x_1, x_2, t+t_\alpha). \quad (8.69)$$

Каждый реальный ЛЭ обладает фильтрующими свойствами, т. е. он не пропускает сигналы, частота которых выше некоторой определенной максимальной частоты f_{\max} . Следовательно, изменение входных сигналов x_1 и x_2 на интервале $\Delta t' \leq 1/f_{\max}$ будет восприниматься ЛЭ как одновременное изменение. Если $\Delta t' \geq \Delta t$, то ЭЗ D' из модели, показанной на рис. 8.8, г, можно исключить, полагая, что $\Delta t = 0$. В результате этого получим уже известную модель, изображенную на рис. 8.8, б.

Хотя модели и совпали, но в последней величина задержки t_α не зависит от того, какой из входных сигналов x_p изменится. Поэтому данную модель будем называть моделью с постоянной задержкой. Если применение модели с переменной задержкой ограничено только условиями работы ЛЭ в ЛС (входные сигналы не должны изменяться одновременно), то использование модели с постоянной задержкой ограничено физическими свойствами конкретных микросхем. Условие $\Delta t' \geq \Delta t$ выполняется для многих типов интегральных микросхем, в которых пути независимого прохождения входных сигналов мало различаются по своим свойствам (диодно-транзисторные микросхемы, микросхемы на основе многоэмиттерных транзисторов). В дальнейшем будем считать, что для описания ЛЭ, используемых в ЛС, пригодна модель с постоянной или переменной задержками. Такие же модели можно ввести и для ЛЭ И — НЕ с большим числом входов, и для ЛЭ ИЛИ — НЕ.

Введя для простоты обозначения

$$\alpha^+ = \alpha(x_1, x_2, t+t_\alpha), \quad x_1 = x_1(t), \quad x_2 = x_2(t),$$

динамические модели с постоянной и переменной задержками на основании выражения (8.69) можно представить в виде

$$\alpha^+ = \overline{x_1 x_2} = \overline{x_1} \vee \overline{x_2}.$$

Будем говорить, что ЛЭ находится в устойчивом состоянии (УС), если $\alpha^+ = \alpha$, т. е. если сигналы до ЭЗ D_α и после него совпадают (см. рис. 8.8, б). Если же $\alpha^+ \neq \alpha$, то будем говорить, что ЛЭ находится в неустойчивом состоянии (НС), так как в этом случае сигнал на выходе ЭЗ должен измениться через время не большее, чем t_α . В дальнейшем ЛЭ и их выходные сигналы будем обозначать греческими буквами $\alpha, \beta, \gamma, \dots$

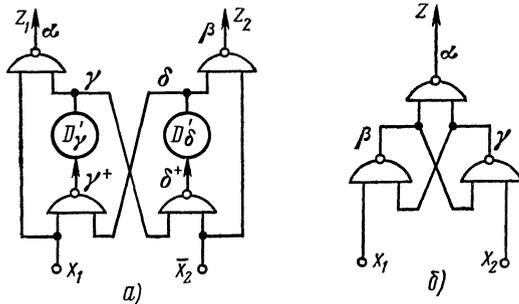


Рис. 8.10. Логические схемы с обратными связями

Рассмотрим теперь динамическую модель ЛС, под которой будем понимать систему уравнений, описывающих сигналы α^+, β^+, \dots всех ЛЭ, входящих в состав ЛС. На рис. 8.10, а приведена ЛС с обратными связями, представляющая собой цифровой фазочастотный

детектор (два ЛЭ И — НЕ изображены в соответствии с введенной для них моделью, чтобы пояснить, как составляются уравнения, описывающие работу ЛС, так как в дальнейшем ЭЗ показываться не будут). На основании рис. 8.10, а динамическая модель рассматриваемой ЛС определяется системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \alpha^+ &= \bar{\gamma} \vee \bar{x}_1, & \beta^+ &= \delta \vee x_2, \\ \gamma^+ &= \delta \vee \bar{x}_1, & \delta^+ &= \bar{\gamma} \vee x_2. \end{aligned} \right\} \quad (8.70)$$

Эти уравнения можно представить в более общем виде, например,

$$\gamma^+ = f_\gamma(x_1, x_2, \alpha, \beta, \gamma, \delta), \quad (8.71)$$

хотя γ^+ и является вырожденной функцией (зависит только от двух переменных).

Пусть ЛС состоит из s ЛЭ $\alpha, \beta, \gamma, \dots$, определенным образом связанных между собой, и имеет n физических входов, на которые подаются сигналы x_1, x_2, \dots, x_n , и k физических выходов, с которых снимаются сигналы z_1, z_2, \dots, z_k (рис. 8.11). Состоянием входа ЛС $v_i = (e_{x_1}, \dots, e_{x_n})$ называется значение n -мерного вектора $v = (x_1, \dots, x_n)$, где $i = e_{x_1} \dots e_{x_n}$, $e_{x_p} = 0$ или 1. Всего может быть 2^n различных состояний входа ЛС. Состоянием выхода ЛС $\lambda_l = (e_{z_1}, \dots, e_{z_k})$ называется значение k -мерного вектора $\lambda = (z_1, \dots, z_k)$, где $e_{z_q} = 0$ или 1, $l = e_{z_1} \dots e_{z_k}$. Всего может быть 2^k различных состояний выхода. Внутренним состоянием (ВС) ЛС $\mu_j = (e_\alpha, e_\beta, \dots)$ будем называть значение s -мерного вектора $\mu =$

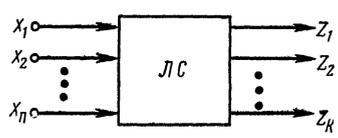


Рис. 8.11. Логическая схема с n входами и k выходами

$= (\alpha, \beta, \dots)$, где e_α, e_β, \dots равны 0 или 1, $j = e_\alpha e_\beta \dots$. Всего может быть 2^s различных ВС. Для ЛС, изображенной на рис. 8.10, a , будем иметь:

$$v = (x_1, x_2), \lambda = (z_1, z_2) = (\alpha, \beta), \mu = (\alpha, \beta, \gamma, \delta).$$

Два состояния входа v_{i_1} и v_{i_2} (два ВС μ_{j_1} и μ_{j_2}) называются соседними, если они различаются значением только одного входного сигнала x_p (выходного сигнала ЛЭ α, β, \dots). Соседним изменением состояний входа называется изменение некоторого состояния входа v_{i_1} на любое соседнее состояние входа v_{i_2} . При соседних изменениях состояний входа изменяется только один входной сигнал ЛС. Изменения ВС называются переходами.

На основании выражения (8.71) динамическую модель ЛС можно задать системой уравнений

$$\left. \begin{aligned} \alpha^+ &= f_\alpha(x_1, \dots, x_n, \alpha, \beta, \dots), \\ \beta^+ &= f_\beta(x_1, \dots, x_n, \alpha, \beta, \dots), \\ \text{---} &\text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \\ \text{---} &\text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{aligned} \right\} \quad (8.72)$$

Данную систему уравнений будем называть функцией переходов (ФП) ЛС, для простоты записывая ее в векторной форме

$$\mu^+ = f(v, \mu), \quad (8.73)$$

где

$$v = (x_1, \dots, x_n), \mu = (\alpha, \beta, \dots), \mu^+ = (\alpha^+, \beta^+, \dots).$$

ЛС находится в УС, если все ЛЭ, входящие в состав ЛС, находятся в УС. Из этого следует, что в УС должны выполняться соотношения: $\alpha^+ = \alpha, \beta^+ = \beta, \dots$, т. е. $\mu^+ = \mu$. Подставив эти значения сигналов в ФП (8.72), получим СЛУ

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= f_\alpha(x_1, \dots, x_n, \alpha, \beta, \dots), \\ \beta &= f_\beta(x_1, \dots, x_n, \alpha, \beta, \dots), \\ \text{---} &\text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \text{---} \end{aligned} \right\} \quad (8.74)$$

ЛС находится в НС, если $\mu^+ \neq \mu$, так как в этом случае хотя бы один ЛЭ находится в НС.

Если решения СЛУ (8.74) относительно α, β, \dots не существует, то это означает наличие в ЛС устойчивых автоколебательных процессов при некоторых или всех состояниях входа. Выходами ЛС являются выходы некоторых ЛЭ, т. е. k функций из СЛУ (8.74) представляют собой функции z_q . Эти функции для КС в соответствии с выражением (8.33) не должны зависеть (в УС) от ВС μ . При решении СЛУ (8.74) можно использовать принцип подстановки, выражая одни переменные через другие для исключения из правой части уравнений наибольшего числа переменных α, β, \dots . Это позволяет получить СЛУ с меньшим числом неизвестных.

Пример. Найдем решение СЛУ (8.70) относительно α , β , γ и δ [говоря о решении СЛУ, записанной в форме (8.72), предполагается, что знаки «+» опускаются]. Подставив значение δ во второе и третье уравнения, получим

$$\alpha = \bar{\gamma} \vee \bar{x}_1, \quad \beta = \gamma \vee x_2, \quad \gamma = \gamma \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1, \quad \delta = \bar{\gamma} \vee x_2, \quad (8.75)$$

т. е. все уравнения выразили через одну неизвестную переменную γ и свели СЛУ с четырьмя неизвестными к одному логическому уравнению с одним неизвестным (третье уравнение).

Решая это уравнение относительно γ , получим

$$\gamma = \bar{x}_1 \vee \bar{\hbar} \bar{x}_2.$$

Из уравнения следует, что сигнал γ может иметь два значения при одном и том же состоянии входа $v_2 = (1, 0)$: $\gamma = \bar{\hbar} = 0$ или 1 (в данном случае использование вместо произвольной функции $\bar{\hbar}$ любой из 16 функций двух переменных x_1 и x_2 дает такой же результат, что и использование только двух функций — констант 0 и 1). Подставив найденное значение γ в остальные функции, получим

$$\alpha = \bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{\hbar}, \quad \beta = \bar{x}_1 \vee x_2 \vee \bar{\hbar}, \quad \delta = x_2 \vee x_1 \bar{\hbar}.$$

Из этих уравнений видно, что функции выхода $z_1 = \alpha$ и $z_2 = \beta$ неоднозначно определяются состоянием входа ЛС v . Так, при $v_2 = (1, 0)$ ЛС может иметь два состояния выхода $\lambda_1 = (0, 1)$ и $\lambda_2 = (1, 0)$, а значит она не является комбинационной.

Полученные таким образом функции α , β , γ и δ не следует смешивать с неполностью определенными функциями, так как они описывают конкретную ЛС (см. рис. 8.10, а), а значит их нельзя доопределять произвольно. Здесь недоопределенность выражается в том, что значения выходных (α , β) и внутренних сигналов (γ , δ) ЛС не полностью определяются значениями входных сигналов x_1 и x_2 . Из СЛУ (8.75) следует, что значения выходных сигналов всех ЛЭ зависят еще от значения внутреннего сигнала γ . Заметим, что значение $\gamma = 0$ или 1 при состоянии входа $v_2 = (1, 0)$ определяется последовательностью предшествующих значений состояний входа. Поэтому такие ЛС называются последовательностными схемами (ПС).

Исследуем ЛС с обратными связями, изображенную на рис. 8.10, б, из которого следует, что

$$\alpha^+ = \bar{\beta} \vee \bar{\gamma}, \quad \beta^+ = \bar{\gamma} \vee \bar{x}_1, \quad \gamma = \bar{\beta} \vee \bar{x}_2.$$

Подставив значение γ в два первых уравнения ($\mu^+ = \mu$), получим

$$\alpha = \bar{\beta} \vee x_2, \quad \beta = \beta x_2 \vee \bar{x}_1, \quad \gamma = \bar{\beta} \vee \bar{x}_2.$$

Решением второго уравнения является $\beta = \bar{x}_1 \vee \bar{\hbar} x_2$. Найдем функцию выхода: $z = \alpha = \bar{x}_1 \vee \bar{\hbar} x_2 \vee x_2 = x_1 \vee x_2$. Из этого следует, что данная ЛС представляет собой КС с обратными связями, так как в УС функция выхода не зависит от ВС $\mu = (\alpha, \beta, \gamma)$.

§ 8.7. АНАЛИЗ ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМ

Анализ ЛС необходим для получения полного представления о их работе в переходных режимах и установления законов функционирования ЛС по их структурным схемам. Если структурная схема ЛС задана, то всегда можно составить систему уравнений (8.72) в явном виде и вычислить все значения ФП (8.73) в зависимости от значений v_i и μ_j . Вычисленные значения μ_{ij}^+ представляют в виде таблицы, называемой таблицей переходов (ТП).

ТП состоит из 2^s строк, каждой из которых соответствует одно из ВС $\mu_j = (e_\alpha, e_\beta, \dots)$, и 2^n столбцов, каждому из которых соответствует одно из состояний входа ЛС $v_i = (e_{x1}, \dots, e_{xn})$. ФП для конкретных значений v_i и μ_j будем символически записывать в виде

$$\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j).$$

В каждую из клеток ТП, стоящую на пересечении столбца v_i и строки μ_j , записывают вычисленное значение μ_{ij}^+ . Если $\mu_{ij}^+ = \mu_j$, то это означает, что ВС μ_j для состояния входа v_i является устойчивым. Если же $\mu_{ij}^+ = \mu_r \neq \mu_j$, то это означает, что ЛС под воздействием состояния входа v_i перейдет через некоторое время (t_α, t_β, \dots) из ВС μ_j в ВС μ_r , т. е. ЛС в данном случае находится в НС. Для большей наглядности УС, когда $\mu_{ij}^+ = \mu_j$, отмечаются круглыми скобками.

Пример 1. ЛС состоит из одного ЛЭ И—НЕ (см. рис. 8.8, б), ФП которого

$$\alpha^+ = f_\alpha(v, \mu) = f_\alpha(x_1, x_2, \alpha) = \overline{x_1 x_2} = \bar{x}_1 \bar{x}_2, \quad (8.76)$$

где $v = (x_1, x_2)$, $\mu = \alpha$. ТП в этом случае состоит из $2^n = 2^2 = 4$ столбцов и $2^s = 2^1 = 2$ строк (табл. 8.4). Значения

Таблица 8.4

α \ $x_1 x_2$	00	01	10	11
0	1	1	1	(0)
1	(1)	(1)	(1)	0

$\mu_{ij}^+ = \alpha_{ij}^+$ довольно просто вычисляются на основании выражения (8.76). По ТП легко установить, какие состояния входа v_i при данном исходном УС вызывают в ЛС переходный процесс. Так, например, если $\alpha^+ = \alpha = 0$, то переходный процесс (изменение выходного сигнала с 0 на 1) могут вызвать состояния входа: $v_0 = (0, 0)$, $v_1 = (0, 1)$ и $v_2 = (1, 0)$.

ФП можно представить (рис. 8.12) так называемым графом переходов (ГП), который легко может быть составлен по ТП. ГП состоит из узлов (кружков) и ветвей (направленных линий). Узлами обозначаются ВС μ_j , а ветви указывают переходы между ВС

и обозначаются состояниями входа ЛС v_i , вызывающими данные переходы. Ветви, исходящие из какого-либо узла и входящие в него же, называются петлями. Петли указывают при каких состояниях входа v_i данное ВС устойчиво. С помощью ГП достигается большая наглядность изображения работы ЛС во времени. Следует помнить, что ВС изменяется не мгновенно, а через время t_a .

Пример 2. Установим закон функционирования ЛС с обратными связями, изображенной на рис. 8.13, а, из которого следует, что ее ФП описывается системой уравнений

$$\begin{aligned} \alpha^+ &= \bar{\beta} \vee \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2, & \beta^+ &= \bar{\gamma} \vee \bar{x}_1, \\ \gamma^+ &= \bar{\alpha} \vee \bar{\beta} \vee \bar{x}_2. \end{aligned} \quad (8.77)$$

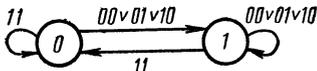


Рис. 8.12. Граф переходов двухвходового логического элемента И — НЕ

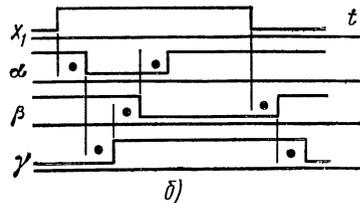
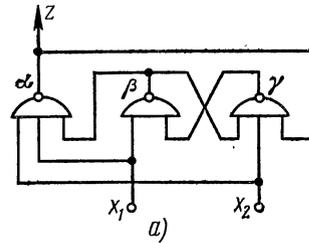


Рис. 8.13. Управляемый разностный элемент

Найдем решение СЛУ (8.77) относительно α, β и γ , для чего во второе уравнение подставим сначала γ , а затем α :

$$\beta = \bar{\gamma} \vee \bar{x}_1 = \alpha \beta x_2 \vee \bar{x}_1 = \beta \bar{x}_1 x_2 \vee \bar{x}_1 = \bar{x}_1.$$

Далее подставим значение β в α , а затем α и β в γ :

$$\alpha = x_1 \vee \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 = 1, \quad \gamma = \bar{1} \vee x_1 \vee \bar{x}_2 = x_1 \vee \bar{x}_2.$$

Из проделанного анализа следует, что функция выхода ЛС $z = \alpha = 1$, т. е. в УС она не зависит от ВС $\mu = (\alpha, \beta, \gamma)$, а значит данная ЛС является комбинационной. Подставив в систему уравнений (8.77) различные значения v_i и μ_j , вычислим все возможные значения μ_{ij}^+ и составим ТП (табл. 8.5). Как и в предыдущем примере в каждом столбце имеется только по одному УС. Отметим, что наличие для каждого состояния входа v_i только одного УС является достаточным условием того, чтобы ЛС была комбинационной.

Рассмотрим работу ЛС в переходных режимах, удобным средством исследования которых являются ГП. Чтобы получить наиболее ясное и наглядное представление о законе функционирования ЛС, ГП следует разбить на подграфы по каким-либо признакам, например: 1) для соседних изменений состояний входа; 2) для соседних изменений состояний входа при условии постоянных значений каких-либо сигналов; 3) для несоседних изменений состояний входа и т. п. На рис. 8.14 изображены подграфы, составленные по табл. 8.5 с учетом второго

(рис. 8.14, а, б) и третьего (рис. 8.14, в) признаков (в подграфы включаются только те ВС, которые могут возникнуть при переходах между УС).

Таблица 8.5

$\alpha\beta\gamma$ \ x_1x_2	00	01	10	11
000	111	111	111	111
001	111	111	101	101
010	111	111	111	011
011	111	111	101	001
100	111	111	111	111
101	111	111	(101)	(101)
110	111	(110)	111	010
111	(111)	110	101	000

Из рис. 8.14, а видно, что изменения сигнала x_2 ни при каких значениях сигнала x_1 не вызывают изменения состояния выхода ЛС $z=\alpha$ и изменения сигнала x_1 при $x_2=0$ также не изменяют состояния выхода. Теперь рассмотрим случай, когда изменяется сигнал x_1 , а сигнал $x_2=1$ (см. рис. 8.14, б). Поясним,

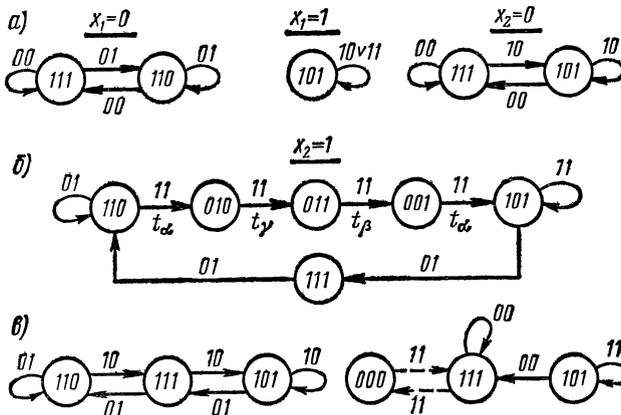


Рис. 8.14. Подграфы переходов управляемого разностного элемента

как составлен этот подграф по табл. 8.5. Пусть исходным будет УС $\mu_6=(1, 1, 0)$. Найдем изменения ВС под воздействием состояния входа $v_3=(1, 1)$. Строке μ_6 и столбцу v_3 соответствует ВС $\mu_{36}^+=(0, 1, 0)=\mu_2 \neq \mu_6$. Значит, через время t_α (изменяется сигнал ЛЭ α) установится ВС $\mu_2=(0, 1, 0)$, но для v_3 оно не устойчиво, так как строке μ_2 и столбцу v_3 соответствует ВС $\mu_{23}^+=(0, 1, 1)=\mu_3 \neq \mu_2$. Поэтому через время t_γ в ЛС устано-

вится ВС $\mu_3 = (0, 1, 1)$, которое тоже не устойчиво для состояния входа v_3 и изменится на ВС $\mu_{33}^+ = (0, 0, 1) = \mu_1$. ВС μ_j , в которое есть переход под воздействием какого-либо состояния входа, но не являющееся для него устойчивым, называется переходным состоянием. Процесс изменения ВС продолжается до тех пор, пока ЛС не придет в УС.

Из рис. 8.14, б видно, что в рассмотренном случае на выходе ЛС появится сигнал (импульс) $z = \alpha = 0$ длительностью $t_\alpha + t_\beta + t_\gamma = 3t_3$, где t_3 — среднее время задержки на один ЛЭ, т. е. данная ЛС работает подобно импульсно-потенциальной схеме совпадения, выполненной из RC-цепи (дифференцирующей для сигнала x_1) и диода. Такие ЛС называются разностными элементами (РЭ) [25]. В данном случае имеем управляемый РЭ (появление импульса на выходе зависит от значения сигнала x_2).

Используя подграф переходов (рис. 8.14, б) и полагая все задержки t_α , t_β и t_γ равными t_3 , составим временные диаграммы для выходных сигналов всех ЛЭ, еще более наглядно поясняя работу РЭ при значении сигнала $x_2 = 1$ (см. рис. 8.13, б; интервалы t_3 отмечены точками).

Из подграфов, изображенных на рис. 8.14, видно, что почти во всех случаях ВС изменяются на соседние, т. е. в каждый момент времени изменяется выходной сигнал только одного ЛЭ. И только для несоседнего изменения состояния входа $v_0 = (0, 0)$ на $v_3 = (1, 1)$ ВС $\mu_7 = (1, 1, 1)$ изменяется на несоседнее ВС $\mu_{37}^+ = (0, 0, 0) = \mu_0$ (этот переход указан на рис. 8.14 пунктирной линией). Хотя $\mu_{37}^+ = (0, 0, 0)$, но в какое ВС перейдет ЛС неизвестно, так как в данном случае должны измениться выходные сигналы всех трех ЛЭ и ВС μ_7 может измениться на μ_0 только при условии, что $t_\alpha = t_\beta = t_\gamma$, т. е. если все сигналы α , β и γ изменятся одновременно (имеют место соизменения ЛЭ).

Если предположить, что установится ВС μ_0 , то по табл. 8.5 находим $\mu_{30}^+ = \mu_7$, т. е. из ВС μ_0 ЛС опять должна перейти в ВС μ_7 , и т. д. Таким образом, при изменении состояния входа v_0 на v_3 в ЛС может возникнуть автоколебательный процесс, который будет неустойчивым, так как даже при небольшом различии величин задержек переходный процесс закончится УС μ_5 . В рассмотренном случае поведение РЭ недетерминировано, так как оно зависит от соотношения задержек t_α , t_β и t_γ . Выходной сигнал $z = \alpha$ может измениться с 1 на 0, а может и не измениться, поэтому при практическом использовании данного РЭ нельзя допускать одновременного изменения входных сигналов с 0 на 1.

Пример 3. Исследуем ЛС с обратными связями, изображенную на рис. 8.15, ФП которой задается системой уравнений

$$\alpha^+ = \bar{\gamma} \vee \bar{x}, \quad \beta^+ = \bar{\alpha}, \quad \gamma^+ = \bar{\beta}. \quad (8.78)$$

Найдем решения СЛУ (8.78) относительно α , β и γ :

$$\alpha = \bar{\gamma} \vee \bar{x} = \beta \vee \bar{x} = \bar{\alpha} \vee \bar{x}, \\ \alpha = (0 \oplus 1) \vee \bar{1} \oplus \bar{x} = 1 \vee \bar{x}, \quad \psi_1 \psi_2 = x \neq 0.$$

Из последнего выражения следует, что СЛУ (8.78) решений не имеет. Это означает, что при $x=1$, когда $\psi_1\psi_2 \neq 0$, в ЛС должен происходить устойчивый автоколебательный процесс, так как в этом случае ЛС не имеет УС. Если $x=0$, то $\psi_1\psi_2=0$, т. е. при $x=0$ ЛС имеет УС $\mu_5=(1, 0, 1)$.

Эти же выводы можно сделать и из ТП (табл. 8.6), составленной на основании уравнений (8.78). На рис. 8.16 изображен подграф переходов для состояния входа $v_1=e_x=1$, из которого видно, что ВС самопроизвольно изменяются на соседние. Автоколебательный процесс, заключающийся в изменении ВС μ_0 на μ_7 , а μ_7 на μ_0 , может происходить только при $t_\alpha=t_\beta=t_\gamma$ и поэтому он неустойчив. Как бы близки ни были величины этих задержек, должен произойти переход в подграф, состоящий из шести ВС, и так как в этом случае ВС всегда изменяются на

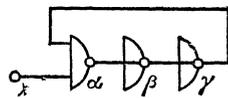


Рис. 8.15. Управляемый генератор сигналов

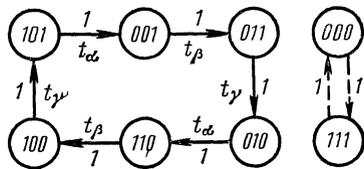


Рис. 8.16. Подграф переходов управляемого генератора сигналов

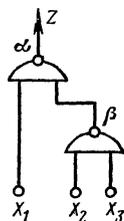


Рис. 8.17. Комбинационная схема

соседние, то состязания ЛЭ отсутствуют и автоколебательный процесс будет устойчивым при любых соотношениях величин задержек t_α , t_β и t_γ . Из этого следует, что данная ЛС представляет собой управляемый генератор сигналов, период которых равен $2(t_\alpha + t_\beta + t_\gamma) = 6t_3$.

Т а б л и ц а 8.6

$\alpha\beta\gamma \backslash x$	0	1	$\alpha\beta\gamma \backslash x$	0	1
000	111	111	100	101	101
001	111	011	101	(101)	001
010	110	110	110	100	100
011	110	010	111	100	000

Пример 4. Рассмотрим КС, изображенную на рис. 8.17, которая описывается системой уравнений

$$\alpha^+ = \bar{\beta} \vee \bar{x}_1, \quad \beta^+ = \bar{x}_2 \vee \bar{x}_3.$$

На основании этих уравнений составляется ТП (табл. 8.7) и ГП (рис. 8.18, а), на котором переходы между несоседними ВС отмечены пунктирными ветвями. Как уже было отмечено при анализе управляемого РЭ, такие переходы сопровождаются состязаниями ЛЭ. В какое ВС переходит КС, зависит от соотношений величин задержек t_α и t_β (рис. 8.18, б, в).

Таблица 8.7

$\alpha\beta$ \ $x_1x_2x_3$	000	001	010	011	100	101	110	111
00	11	11	11	10	11	11	11	10
01	11	11	11	10	(01)	(01)	(01)	00
10	11	11	11	(10)	11	11	11	(10)
11	(11)	(11)	(11)	10	01	01	01	00

Состязания ЛЭ будем называть критическими (недопустимыми), если хотя бы один выходной сигнал КС в процессе перехода из одного УС в другое может измениться более одного раза. Состязания ЛЭ в рассматриваемом примере, возникающие при переходе из ВС $\mu_3=(1, 1)$ в $\mu_2=(1, 0)$ под воздействием состояния входа $\nu_7=(1, 1, 1)$, являются критическими, так как при $t_\alpha < t_\beta$ выходной сигнал КС $z=\alpha$ изменяется два раза (рис. 8.18, б): $1 \rightarrow 0 \rightarrow 0 \rightarrow 1$.

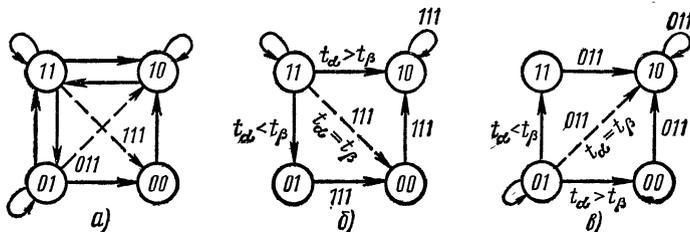


Рис. 8.18. Граф переходов комбинационной схемы рис. 8.17

Состязания ЛЭ будем называть не критическими (допустимыми), если в процессе перехода из одного УС в другое все выходные сигналы изменяются не более одного раза. Состязания ЛЭ при переходе из УС $\mu_1=(0, 1)$ в УС $\mu_2=(1, 0)$ под воздействием состояния входа $\nu_3=(0, 1, 1)$ являются не критическими, так как при любых соотношениях задержек t_α и t_β выходной сигнал КС изменяется только один раз (рис. 8.18, в): $0 \rightarrow 1$ при $t_\alpha = t_\beta$, $0 \rightarrow 1 \rightarrow 1$ при $t_\alpha < t_\beta$ или $0 \rightarrow 0 \rightarrow 1$ при $t_\alpha > t_\beta$.

Если в КС имеют место критические состязания ЛЭ, то на выходах КС могут появиться кратковременные ложные сигналы (импульсы), длительность которых определяется соотношением величин задержек различных ЛЭ.

Пример 5. Сделаем анализ ЛС, изображенной на рис. 8.19, из которого следует, что ФП ЛС определяется системой уравнений

$$\alpha^+ = \bar{\beta} \vee \bar{x}_1, \quad \beta^+ = \bar{\alpha} \vee \bar{x}_2.$$

Из ТП (табл. 8.8), составленной на основании этих уравнений, видно, что в столбце, соответствующем состоянию входа $v_3 = (1, 1)$, имеется два УС, в которых ЛС выдает различные значения выходных сигналов $z_1 = \alpha$ и $z_2 = \beta$, т. е. состояния выхода ЛС не полностью определяются состояниями входа. Для данной ЛС $v = (x_1, x_2)$, $\lambda = (z_1, z_2) = \mu = (\alpha, \beta)$.

Таблица 8.8

$\alpha\beta$ x_1x_2	00	01	10	11	$\alpha\beta$ x_1x_2	00	01	10	11
00	11	11	11	11	10	11	(10)	11	(10)
01	11	11	(01)	(01)	11	(11)	10	01	00

В отличие от КС, которые в УС реализуют однозначное соответствие между состояниями входа v_i и состояниями выхода λ_i , в рассматриваемой ЛС реализуется соответствие между последовательностями состояний входа (входными последовательностями) $v_{i_1}v_{i_2} \dots v_{i_r}$ и последовательностями состояний выхода (выходными последовательностями) $\lambda_{i_1}\lambda_{i_2} \dots \lambda_{i_r}$. Это соответствие легко установить с помощью ГП (рис. 8.20, а). Так, например, входной последовательности $v_1v_3v_2v_3$ соответствует выходная последовательность $\lambda_2\lambda_2\lambda_1\lambda_1$, откуда видно, что одному и тому же состоянию

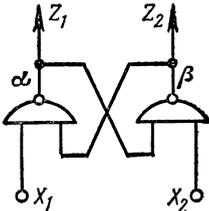


Рис. 8.19. Триггер с раздельными входами

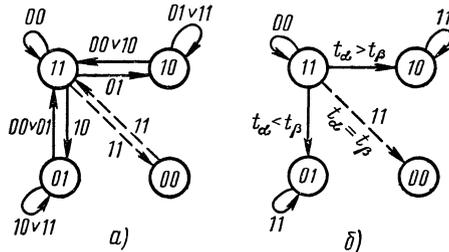


Рис. 8.20. Граф переходов триггера с раздельными входами

входа v_3 могут соответствовать различные состояния выхода: λ_2 и λ_1 . Из этого следует, что данная ЛС представляет собой ПС. Для того чтобы ЛС была последовательностной, необходимо, чтобы хотя бы в одном столбце ТП имелось не менее двух УС.

При изменении состояния входа $v_0 = (0, 0)$ на $v_3 = (1, 1)$ возникают состязания ЛЭ, так как ВС $\mu_3 = (1, 1)$ изменяется на несоседнее ВС $\mu_0 = (0, 0)$. В зависимости от соотношений задержек t_α и t_β ЛС может установиться в любое из двух УС (рис. 8. 20, б), т. е. в этом случае переходы между УС недетерминированы. Таким

образом, в рассматриваемой ПС состязания ЛЭ приводят к состязаниям УС, являющимся критическими, или недопустимыми, так как нарушается детерминированность переходов. Поэтому при практическом использовании данной ПС состояние входа $v_0 = (0, 0)$ обычно запрещается, т. е. на входы никогда одновременно не подаются значения сигналов $x_1 = x_2 = 0$. В этом случае рассмотренная ПС представляет собой триггер с отдельными входами, имеющий прямой z_1 и инверсный $z_2 = \bar{z}_1$ выходы. Из ГП (рис. 8.20, а) следует, что при изменении состояний триггера прямой и инверсный сигналы на время t_α или t_β одновременно становятся равными 1 [состояние $\mu_3 = (1, 1)$ является переходным для состояний входа v_1 и v_2].

§ 8.8. СИНТЕЗ КОМБИНАЦИОННЫХ СХЕМ, СВОБОДНЫХ ОТ СОСТЯЗАНИЙ

В § 8.7 указывалась возможность появления на выходах КС кратковременных ложных сигналов, которые могут привести к неправильной работе других ЛС, использующих эти сигналы в качестве входных. Если бы ЛС имели низкое быстродействие, то воздействие кратковременных ложных сигналов было бы не опасно, так как ЛС не успели бы на них отреагировать. Однако подача ложных сигналов, даже кратковременных, на быстродействующие ЛС может вызвать ошибки в их работе. Покажем, что если допускаются только соседние изменения состояний входа (в каждый момент времени изменяется только один входной сигнал), то можно синтезировать КС, на выходах которых кратковременные ложные сигналы будут отсутствовать.

Будем говорить, что КС свободна от состязаний, если в ней при соседних изменениях состояний входа отсутствуют критические состязания ЛЭ, что является условием отсутствия на выходах КС ложных сигналов. Рассмотрим причины, по которым могут возникнуть критические состязания ЛЭ. Пусть функция $f(v)$ задана в некоторой нормальной форме в базисе И — НЕ

$$f(v) = \prod_{(i, \bar{i})} \overline{K_{ij}(v)}, \quad (8.79)$$

где $v = (x_1, \dots, x_n)$. На рис. 8.21, а изображена соответствующая этой функции КС с использованием общей модели ЛЭ И — НЕ, представленной на рис. 8.8, а (ЭЗ, подключенные ко входам ЛЭ α , объединены с ЭЗ, подключенными к выходам ЛЭ β, γ, \dots).

Если в каждый момент времени может изменяться только один входной сигнал x_p , то для ЛЭ β, γ, \dots можно использовать модель с виртуальной задержкой (см. рис. 8.8, в), в результате чего КС преобразуется к виду, изображенному на рис. 8.21, б. Из рисунка видно, что динамическая модель КС состоит из статической (безынерционной) части и ЭЗ, включенных на входах и выходе КС, причем $t_\beta = t_1 + t_2$ или $t_1 + t_3$ в зависимости от того, какой из входных сигналов изменяется. Для исследования стати-

ческой части модели не важно, в какой форме представляется функция, так как в статических моделях предполагается, что изменения входных сигналов происходят мгновенно. Из этого следует, что для анализа статической части модели можно производить любые тождественные преобразования функции $f(v)$ в соответствии с правилами алгебры логики.

Поведение КС в переходных режимах определяется ее структурой, задаваемой выражением (8.79), и динамической моделью ЛЭ. Полученная динамическая модель КС (рис. 8.21, б) позволяет довольно просто определить условия, при которых могут возникнуть критические состязания ЛЭ. Пусть изменяется только один

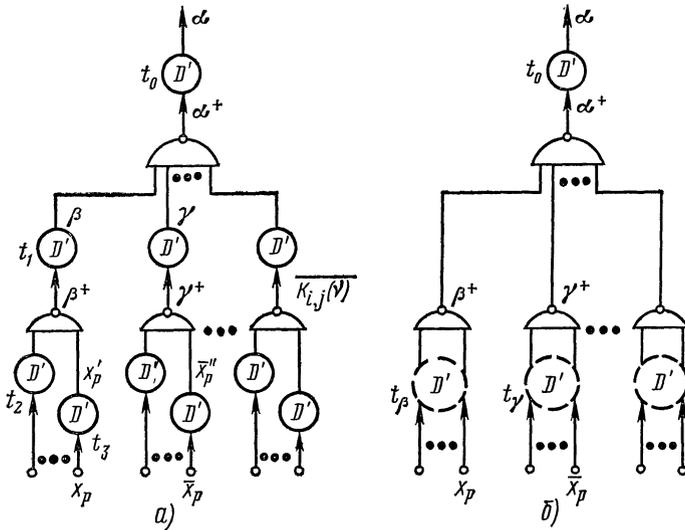


Рис. 8.21. Комбинационная схема с показанными паразитными элементами задержки

входной сигнал x_p и в функцию (8.79) переменная x_p входит как с инверсией, так и без инверсии. Так как в общем случае величины задержек t_β , t_γ , ... (см. рис. 8.21, б) не равны между собой, то на статическую часть модели КС некоторое время могут поступать одинаковые значения сигналов x_p и \bar{x}_p (0 или 1) даже при одновременном изменении их в противоположных направлениях на входах динамической модели КС. Таким образом, в переходном режиме сигналы x_p и \bar{x}_p следует считать независимыми сигналами x'_p и \bar{x}''_p , которые могут также принимать значения $x'_p = \bar{x}''_p = 0$ и 1.

На основании выражения (8.79) статическую модель КС можно представить в виде

$$f(v) = f(\xi, x_p) = \bigvee_{(i,j)} K_{i,j}(v) = f_1(\xi) \vee \bar{x}_p f_2(\xi) \vee x_p f_3(\xi), \quad (8.80)$$

где $f_r(\xi)$ — функции, не зависящие от x_p ($r = 1, 2, 3$), $v = (x_1, \dots, x_p, \dots, x_n)$, $\xi = (x_1, \dots, x_{p-1}, x_{p+1}, \dots, x_n)$. Тогда в переходных режимах поведение КС можно описать функцией

$$f^+(\xi, x'_p, \bar{x}''_p) = f_1(\xi) \vee \bar{x}''_p f_2(\xi) \vee x'_p f_3(\xi). \quad (8.81)$$

Если изменяется только один входной сигнал x_p , то некоторое состояние входа $(\xi_q, 0)$ изменится на соседнее $(\xi_q, 1)$ или наоборот, где $\xi_q = (e_1, \dots, e_{p-1}, e_{p+1}, \dots, e_n)$, так как остальные сигналы сохраняют свои значения. Пусть функция $f(v)$ при изменении сигнала x_p сохраняет значение 0, т. е. $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 0$. Тогда из выражения (8.80) следует, что

$$f_1(\xi_q) \vee f_2(\xi_q) = 0 \text{ и } f_1(\xi_q) \vee f_3(\xi_q) = 0,$$

т. е. $f_1(\xi_q) = f_2(\xi_q) = f_3(\xi_q) = 0$. Подставив эти значения функций $f_r(\xi_q)$ в выражение (8.81), получаем

$$f^+(\xi_q, x'_p, \bar{x}''_p) = 0,$$

т. е. в данном случае сигналы в КС вообще не изменяются.

Рассмотрим случай, когда $f(\xi_q, 0) = 0$, а $f(\xi_q, 1) = 1$, а значит, как это следует из выражения (8.80), должны выполняться следующие соотношения:

$$f_1(\xi_q) \vee f_2(\xi_q) = 0 \text{ и } f_1(\xi_q) \vee f_3(\xi_q) = 1,$$

т. е. $f_1(\xi_q) = f_2(\xi_q) = 0$, а $f_3(\xi_q) = 1$. Подставив эти значения функций $f_r(\xi_q)$ в выражение (8.81), получаем

$$f^+(\xi_q, x'_p, \bar{x}''_p) = x'_p f_3(\xi_q) = x_p f_3(\xi_q).$$

Из этого следует, что сигнал $\alpha^+ = f^+(v)$ (см. рис. 8.21, б) изменяется с 1 на 0 (с 0 на 1) сразу же, как только новое значение сигнала $x_p = 0$ ($x_p = 1$) поступит на входы статической части всех тех ЛЭ (хотя бы одного ЛЭ), от которых зависит значение функции $f_3(\xi_q) = 1$, а значит в данном случае состязания ЛЭ не критические.

Аналогично этому доказывается, что состязания ЛЭ являются не критическими и в случае, когда $f(\xi_q, 0) = 1$, а $f(\xi_q, 1) = 0$. Пусть теперь функция $f(v)$ при изменении сигнала x_p сохраняет значение 1, т. е. $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 1$. Тогда из выражения (8.80) следует, что

$$f_1(\xi_q) \vee f_2(\xi_q) = 1 \text{ и } f_1(\xi_q) \vee f_3(\xi_q) = 1. \quad (8.82)$$

Предположим, что $f_1(\xi_q) = 0$, а значит тогда $f_2(\xi_q) = f_3(\xi_q) = 1$. Подставив эти значения функций $f_r(\xi_q)$ в выражение (8.81), получим:

$$f^+(\xi_q, x'_p, \bar{x}''_p) = \bar{x}''_p \vee x'_p.$$

Если $x'_p = \bar{x}''_p = 1$, то $f^+(\xi_q, 1, 1) = 1$, а если $x'_p = \bar{x}''_p = 0$, то $f^+(\xi_q, 0, 0) = 0$, т. е. в данном случае значение функции $f(v)$ в переходном режиме может измениться в зависимости от соотношений задержек t_β, t_γ, \dots два раза (сначала с 1 на 0, а затем с 0 на 1).

Таким образом, в КС имеют место критические состязания ЛЭ, если $f_1(\xi_q) = 0$ при $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 1$, т. е. критические состязания при соседних изменениях состояний входа могут возникнуть только в том случае, когда функция сохраняет значение 1.

Из выражений (8.82) следует, что возможен также случай, когда $f_1(\xi_q) = 1$. Подставив это значение функции $f_1(\xi_q)$ в выражение (8.81), получим, что $f^+(\xi_q, x'_p, \bar{x}''_p) = 1$ независимо от значений x'_p и \bar{x}''_p . Значит независимо от соотношений задержек t_β, t_γ, \dots критические состязания ЛЭ будут отсутствовать, если $f_1(\xi_q) = 1$ при $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 1$. Если это условие соблюдается для всех сигналов x_p , то КС будет свободна от состязаний.

Из доказанного условия, при выполнении которого критические состязания ЛЭ отсутствуют, выведем правила синтеза КС, свободных от состязаний. Рассмотрим эти правила для синтеза КС с помощью ДВ. Если $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 1$, то это означает, что в ДВ имеются две соседние p -клетки, для которых переменная x_p имеет различные значения, а остальные переменные не изменяются. Если покрыть эти p -клетки 1-кубом, то получим контерм

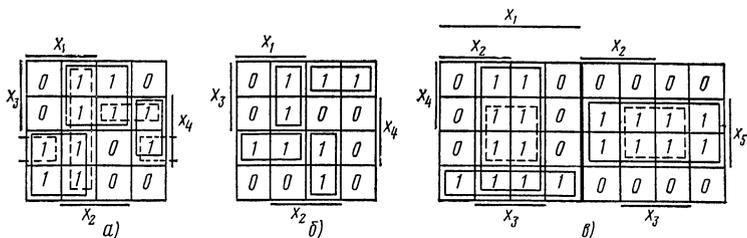


Рис. 8.22. Синтез комбинационных схем, свободных от состязаний

$K_{i,j}(\xi)$ такой, что $K_{i,j}(\xi_q) = 1$, а это означает, что получена функция $f_1(\xi_q) = 1$. Очевидно, что для покрытия p -клеток можно использовать m -кубы и большего размера. Если покрыть все соседние p -клетки m -кубами и взять дизъюнкцию соответствующих им контермов, то функция $f(v)$ будет представлена в виде (8.80), причем таким, что если $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 1$, то $f_1(\xi_q) = 1$ для любых ξ_q и всех x_p .

Таким образом, одной из основных задач синтеза КС, свободных от состязаний, является отыскание таких минимальных покрытий p -клеток функции $f(v)$ m -кубами, в которых любые соседние p -клетки покрыты по меньшей мере одним m -кубом. Соответствующие этим покрытиям формы представления функций будем называть МДНФ, свободными от состязаний (МДНФС). Используя закон двойного отрицания и ОЗД, из МДНФС можно получить МНФ, свободную от состязаний (МНФС) в базе И — НЕ. Рассмотрим несколько примеров.

На рис. 8.22 показаны ДВ, в которых m -кубы, необходимые для получения МДНФ, отмечены сплошными контурами. Для получения МДНФС функции, представленной на рис. 8.22, а, необходимо добавить два 1-куба и один 2-куб (пунктирные кон-

туры), чтобы покрыть m -кубами соседние p -клетки с номерами 1 и 9, 3 и 7, 13 и 15. Для функции, представленной на рис. 8.22, б, число 1-кубов для получения МДНФС удваивается по сравнению с МДНФ. Рис. 8.22, в поясняет, как найти МДНФС функции пяти переменных. Запишем МДНФ и МДНФС этой функции

$$\begin{aligned} \text{МДНФ } f(v) &= x_1x_3 \vee \bar{x}_1x_5 \vee x_1\bar{x}_4\bar{x}_5; \\ \text{МДНФС } f(v) &= x_1x_3 \vee \bar{x}_1x_5 \vee x_1\bar{x}_4\bar{x}_5 \vee x_3x_5. \end{aligned}$$

Аналогично можно показать, что в КС, построенных в соответствии с КНФ или нормальными формами в базисе ИЛИ — НЕ, критические состязания ЛЭ могут возникнуть только в том случае, если функция выхода при двух соседних состояниях входа сохраняет значение 0, т. е. если $f(\xi_q, 0) = f(\xi_q, 1) = 0$. На основании выражения (8.41) МКНФ функции $f(v)$, свободной от состязаний (МКНФС), можно получить из МДНФС функции $\overline{f(v)}$, т. е. для получения МКНФС необходимо найти такое минимальное покрытие 0-клеток ДВ для функции $f(v)$, в котором любые две соседние 0-клетки покрыты по крайней мере одним m -кубом.

В заключение отметим, что из МДНФС можно получать скобочные формы функций, которым соответствуют КС, свободные от состязаний. Если допускаются несоседние изменения состояний входа, то в общем случае невозможно синтезировать КС, свободные от состязаний.

§ 8.9. ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ

Реальные сигналы, подаваемые на входы ЛС и возникающие на выходах ЛЭ, могут иметь различную физическую природу (напряжение, ток, магнитное поле и т. п.). Так как сигналы изменяются во времени, то они представляют собой некоторые вещественные функции времени $x(t)$. Поскольку для анализа и синтеза ЛС используется математический аппарат алгебры логики, для реальных сигналов необходимо ввести математические модели, не зависящие от их физической природы. Математическая модель сигналов должна включать в себя описание возможных значений сигналов и процесс их изменения. Так как рассматриваются двоичные сигналы, то они могут иметь только два значения, обозначаемые символами 0 и 1 независимо от физической природы этих сигналов.

Реальные сигналы $x(t)$ не могут изменяться мгновенно, поэтому каждое изменение сигналов с 1 на 0 и с 0 на 1 можно охарактеризовать длительностью фронтов t_Φ (рис. 8.23, а). Так как уровни срабатывания ЛЭ точно не известны, то следует считать, что на интервале $(t_k - t_\Phi, t_k)$ значение сигнала не определено, т. е. $x(t) = \Phi$, если $t_k - t_\Phi < t < t_k$. Будем говорить, что сигнал $x(t)$ изменяется в момент времени t_k , если $x(t) \neq x(t - t_\Phi)$ при $t = t_k$.

Все сигналы делятся на потенциальные и импульсные [12]. Пусть некоторый сигнал $x(t)$ изменяется в моменты времени t_k и интервал между соседними изменениями равен T (рис. 8.23, а). Сигнал $x(t)$ будем называть потенциальным, если он описывается соотношениями

$$x(t) = \begin{cases} x(t - t_\Phi), & \text{если } t_k - T + t_\Phi \leq t \leq t_k - t_\Phi, \\ x(t + t_\Phi), & \text{если } t_k \leq t \leq t_k + T - 2t_\Phi, \\ \Phi, & \text{если } t_k - t_\Phi < t < t_k, \end{cases} \quad (8.83)$$

причем $T - t_\Phi \gg t_{\max}$, где t_{\max} — максимальное время переходных процессов в ЛС, в которой используется сигнал $x(t)$.

Импульсным сигналом $y(t)$, появляющимся в момент времени t_k (рис. 8.23, б, в), будем называть сигнал, описываемый соотношениями

$$y(t) = \begin{cases} c, & \text{если } t = t_k, \\ \Phi, & \text{если } t_k - t_\Phi < t < t_k + t_\Phi, \\ \bar{c}, & \text{если } t_k - T + t_\Phi \leq t \leq t_k - t_\Phi, \\ \bar{c}, & \text{если } t_k + t_\Phi \leq t \leq t_k + T - t_\Phi, \end{cases} \quad (8.84)$$

где $c = 0$ или 1 , а $T \gg t_\Phi$. Из изложенного следует, что импульсный сигнал имеет бесконечно малую длительность, так как он определен только в одной точке $t = t_k$. Длительность же реальных импульсных сигналов должна быть такой, чтобы ЛС, в которых они используются, успевали бы отреагировать на их воздействие.

Импульсные сигналы обычно получают из потенциальных с помощью дифференцирующих цепей или РЭ. Моменты появления таких сигналов определяются моментами изменения потенциальных сигналов с 1 на 0 или с 0 на 1. Преобразование потенциальных сигналов $x(t)$ в импульсные $y(t)$ удобно записывать с помощью оператора перехода d , впервые введенного в работе [40]. Здесь же для оператора перехода используется иное определение. Введем оператор перехода d соотношением

$$dx(t) = \overline{x(t)} x(t - t_\Phi), \quad (8.85)$$

в котором используются только операции алгебры логики над значениями потенциального сигнала $x(t)$, взятыми в различные моменты времени $t - t_\Phi$ и t . С учетом соотношения $x(t) \neq x(t - t_\Phi)$ при $t = t_k$ из выражений (8.83) — (8.85) следует, что $dx(t)$ пред-

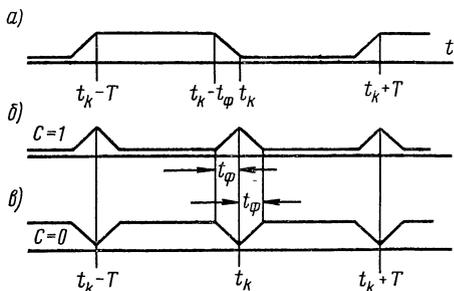


Рис. 8.23. Потенциальный и импульсные сигналы

ставляет собой импульсный сигнал $y(t)$ при значении $c=1$, порождаемый потенциальным сигналом $x(t)$ при изменении (переходе) его с 1 на 0 (рис. 8.24). Действительно, если $x(t-t_\Phi)=1$, а $x(t)=0$, то $dx(t)=\bar{0} \cdot 1=1$, что имеет место только при $t=t_k$.

Для упрощения записи выражений, содержащих операторы d , введем обозначения: $x(t)=x$, $x(t-t_\Phi)=x^*$. Тогда выражение (8.85) будет иметь вид

$$dx = \bar{x}x^*. \quad (8.86)$$

Инверсный импульсный сигнал, определяемый выражением (8.84), при значении $c=0$ (рис. 8.24) можно получить с помощью операции отрицания

$$\overline{dx} = \overline{\bar{x}x^*} = x \vee \bar{x}^*.$$

В § 8.6 было указано, что конечная длительность фронтов сигналов учитывается в моделях ЛЭ введением паразитных задержек, поэтому можно считать, что потенциальные сигналы $x(t)$ изменяются мгновенно в некоторой точке интервала $(t_k - t_\Phi, t_k)$,

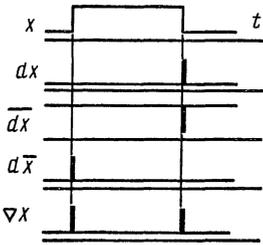


Рис. 8.24. Импульсные сигналы, порождаемые потенциальным сигналом

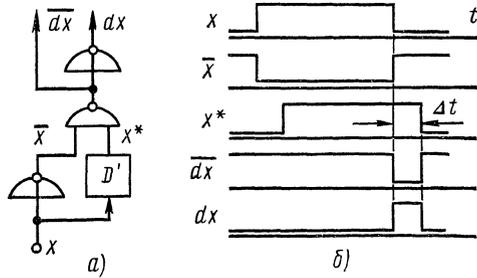


Рис. 8.25. Формирователь импульсных сигналов (разностный элемент)

но так как положение ее неизвестно, следует полагать значение сигнала $x(t)$ на этом интервале неопределенным. Отметим, что из выражения (8.86) вытекает один из способов формирования импульсных сигналов любой заданной длительности Δt из потенциальных сигналов, приведенный на рис. 8.25, а и б (паразитными задержками ЛЭ пренебрегли, полагая, что они значительно меньше Δt , где Δt — величина задержки специально введенного ЭЗ).

По аналогии с выражением (8.86) определим оператор перехода d для функций n переменных x_1, \dots, x_n соотношением

$$df(v) = \overline{f(v)} f^*(v) = \overline{f(v)} f(v^*), \quad (8.87)$$

где $df(v)$ — импульсный сигнал, принимающий значение 1 при переходах потенциального сигнала $f(v)$ с 1 на 0; $v = (x_1, \dots, x_n)$, $v^* = (x_1^*, \dots, x_n^*)$. Данное определение позволяет довольно просто доказать целый ряд теорем, устанавливающих соотношения между потенциальными и порождаемыми ими импульсными сигналами.

Пусть $f(v) = \bar{x}$, тогда

$$df(v) = d\bar{x} = x\bar{x}^*, \quad (8.88)$$

где $d\bar{x}$ — импульсный сигнал (см. рис. 8.24), принимающий значение 1 при переходах потенциального сигнала x с 0 на 1 (если $x^* = 0$, а $x = 1$, то $d\bar{x} = 1 \cdot \bar{0} = 1$). Если $f(v) = c$, где c — константа 0 или 1, то $dc = \bar{c}c^* = 0$, так как в любые моменты времени $c^* = c$.

Определим еще один оператор перехода ∇ соотношениями:

$$\nabla x = dx \vee d\bar{x} = \bar{x}x^* \vee x\bar{x}^* = x \oplus x^* = \nabla \bar{x}, \quad (8.89)$$

$$\nabla f(v) = df(v) \vee df(\bar{v}) = f(v) \oplus f^*(v) = f(v) \oplus f(v^*). \quad (8.90)$$

Из выражения (8.89) следует, что ∇x представляет собой импульсный сигнал, принимающий значение 1 при переходах потенциального сигнала x как с 1 на 0, так и с 0 на 1 (см. рис. 8.24). При использовании выражений (8.87) и (8.90) следует считать, что переменные x_p ($p = 1, 2, \dots, n$) изменяются мгновенно, как это обычно принято для функций $f(v)$. Легко доказать справедливость следующих тождеств:

$$\begin{aligned} d(x_1 x_2) &= x_2^* dx_1 \vee x_1^* dx_2, \\ d(x_1 \vee x_2) &= \bar{x}_2 dx_1 \vee \bar{x}_1 dx_2, \quad \nabla(x_1 \oplus x_2) = \nabla x_1 \oplus \nabla x_2. \end{aligned} \quad (8.91)$$

Например, $d(x_1 x_2) = \overline{x_1 x_2} (x_1 x_2)^* = x_2^* \bar{x}_1 x_1^* \vee x_1^* \bar{x}_2 x_2^* = x_2^* dx_1 \vee x_1^* dx_2$.

Из выражений (8.86) и (8.88) следует, что

$$dx d\bar{x} = \bar{x}x^* x\bar{x}^* = 0.$$

Это соотношение утверждает, что потенциальный сигнал не может одновременно изменяться с 1 на 0 и с 0 на 1. Операторы d и ∇ можно использовать не только для обозначения импульсных сигналов, порождаемых потенциальными сигналами, но и для указания переходов потенциальных сигналов с 1 на 0 и с 0 на 1. Это позволяет формализовать запись условий и законов функционирования ЛС. Например, если при работе ЛС два сигнала x_1 и x_2 одновременно не изменяются, то это условие работы ЛС можно записать с помощью уравнения $\nabla x_1 \nabla x_2 = 0$. Используя оператор d , закон функционирования управляемого РЭ (см. рис. 8.13, а) можно задать системой уравнений

$$z = \overline{x_2 d\bar{x}_1}, \quad d\bar{x}_1 d\bar{x}_2 = 0. \quad (8.92)$$

Первое уравнение утверждает, что на выходе ЛС появляется импульс $z = 0$ при изменении сигнала x_1 с 0 на 1, если в этот же момент времени сигнал $x_2 = 1$. Второе уравнение накладывает ограничения на возможные изменения состояний входа, т. е. для гарантии правильной работы РЭ нельзя допускать, чтобы сигналы x_1 и x_2 одновременно изменялись с 0 на 1.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

СИНТЕЗ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ СХЕМ

§ 9.1. ВВЕДЕНИЕ

В данной главе излагаются основы теории и инженерные методы синтеза цифровых устройств с памятью, относящихся к классам асинхронных потенциальных и синхронных автоматов. Так как большинство выпускаемых серий интегральных микросхем состоит из потенциальных логических элементов, то особое значение для проектирования цифровых устройств радиотехнических систем (ЦУ РТС) имеет теория асинхронных потенциальных автоматов (АПА). Если универсальные цифровые вычислительные машины можно целиком выполнить из синхронных узлов (ввод информации и ее обработка синхронизируется командами, вырабатываемыми из тактовых сигналов), то некоторые ЦУ РТС, например различные дискриминаторы (амплитудные, временные, фазовые, фазочастотные и т. п.), принципиально являются асинхронными автоматами, которые управляются независимыми входными сигналами.

Особое значение для изложения методов синтеза цифровых автоматов имеет классификация элементов памяти (триггеров) и система их условных обозначений. В настоящее время в литературе используются одинаковые обозначения (названия типов) триггеров, относящихся к различным классам автоматов. Например, триггерами типа $R-S$ называются асинхронные потенциальные, асинхронные импульсные и синхронные триггеры с двумя входами, на которые запрещается подавать одновременно сигналы, равные 1. Так как законы функционирования этих триггеров имеют принципиальное различие, целесообразно использовать такие обозначения, с помощью которых можно определить их принадлежность к тому или иному классу автоматов. В данном учебном пособии асинхронные потенциальные триггеры помечаются штрихами (например, триггер типа $R'-S'$), для обозначения асинхронных импульсных триггеров используется оператор перехода d (например, триггеры типов $dR-dS$, $dJ-dK$, dT), а для синхронных сохранены обозначения, используемые в литературе (например, триггеры типов $R-S$, $J-K$, T , D и т. п.).

§ 9.2. МОДЕЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ СХЕМ

В отличие от комбинационных схем (КС) значения выходных сигналов последовательностных схем (ПС) в данный момент времени зависят не только от значений входных сигналов в этот же момент времени, но и от их предыдущих значений. Из этого следует, что ПС реализует функциональную связь уже не между отдельными значениями входных и выходных сигналов, а между их последовательностями. Таким образом, в отличие от КС работу ПС следует рассматривать во времени.

Для того чтобы значения выходных сигналов зависели от предыдущих значений входных, ПС должна обладать памятью, в которой сохраняется информация о предыдущих входных воздействиях. Эта информация используется в ПС в виде совокупности сигналов, вырабатываемых памятью. Будем полагать, что ПС имеет n физических входов, на которые подаются сигналы x_1, x_2, \dots, x_n , k физических выходов, с которых снимаются сигналы z_1, z_2, \dots, z_k , и m элементов памяти (ЭП), выходные сигналы которых обозначим через Q_1, Q_2, \dots, Q_m . Выходные сигналы ЭП являются внутренними сигналами ПС. Из сказанного следует, что значения выходных сигналов z_q ($q=1, 2, \dots, k$) должны зависеть не только от значений входных x_p ($p=1, 2, \dots, n$), но и от значений внутренних Q_r ($r=1, 2, \dots, m$), т. е. выходные сигналы ПС можно задать системой переключательных функций

$$z_q = \varphi_q(x_1, \dots, x_n, Q_1, \dots, Q_m), \quad (9.1)$$

где $q=1, 2, \dots, k$, $z_q = z_q(t)$, $x_p = x_p(t)$, $Q_r = Q_r(t)$.

Для полного описания работы ПС необходимо задать закон изменения внутренних сигналов. В дальнейшем будем рассматривать только детерминированные ПС, в которых значения внутренних сигналов Q_r в следующий момент времени $t + \Delta t$ однозначно определяются значениями входных x_p и внутренних сигналов Q_r в настоящий момент времени t . Из этого следует, что значения внутренних сигналов $Q_r(t + \Delta t)$ можно задать системой переключательных функций

$$Q_r^+ = f_r(x_1, \dots, x_n, Q_1, \dots, Q_m), \quad (9.2)$$

где

$$r = 1, 2, \dots, m, \quad x_p = x_p(t), \quad Q_r = Q_r(t), \quad Q_r^+ = Q_r(t + \Delta t).$$

Из выражений (9.1) и (9.2) вытекает, что основную модель ПС можно представить в виде, изображенном на рис. 9.1. Из рисунка видно, что основная модель ПС состоит из КС и ЭЗ, в которых величина задержки сигналов равна Δt . Так как в ЭЗ производится запоминание значений входных сигналов на время Δt , то они представляют собой ЭП. Введем основные определения [25]. Состоянием входа ПС v_i называется любой набор значений входных сигналов $x_p = e_{x_p} = 0$ или 1, т. е. $v_i = (e_{x_1}, \dots, e_{x_n})$ является одним из значений n -мерного вектора $v = (x_1, \dots, x_n)$,

а состоянием выхода ПС λ_l — любой набор значений выходных сигналов $z_q = e_{z_q} = 0$ или 1, т. е. $\lambda_l = (e_{z_1}, \dots, e_{z_k})$ является одним из значений k -мерного вектора $\lambda = (z_1, \dots, z_k)$. Внутренним состоянием (ВС) ПС μ_j называется любой набор значений внутренних сигналов $Q_r = e_{Q_r} = 0$ или 1, т. е. $\mu_j = (e_{Q_1}, \dots, e_{Q_m})$ — одно из значений m -мерного вектора $\mu = (Q_1, \dots, Q_m)$.

Системы уравнений (9.1) и (9.2) называются функцией выходов и функцией переходов (ФП) ПС. На основании введенных определений эти функции можно представить в векторной форме

$$\lambda = \varphi(v, \mu), \quad \mu^+ = f(v, \mu), \quad (9.3)$$

где $\mu^+ = (Q_1^+, \dots, Q_m^+)$. Так как все сигналы могут иметь только два значения: 0 и 1, то ПС может иметь не более чем 2^n состояний входа v_i , 2^k состояний выхода λ_l , 2^m внутренних состояний. Таким образом, множество возможных состояний входа состоит из 2^n элементов: $N_0 = \{v_0, \dots, v_{2^n-1}\}$, состояний выхода — из 2^k элементов: $\Lambda_0 = \{\lambda_0, \dots, \lambda_{2^k-1}\}$, ВС — из 2^m элементов $M_0 = \{\mu_1, \dots, \mu_{2^m}\}$. Так как все эти множества конечны, то ПС

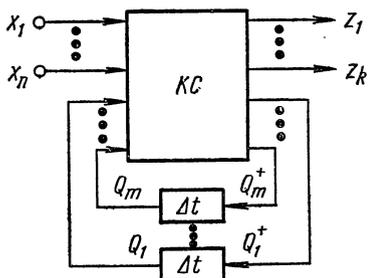


Рис. 9.1. Основная модель последовательностных схем

часто называют конечными автоматами. В конкретных ПС эти множества могут использоваться не полностью. Так, если есть какие-либо ограничения на значения входных сигналов, то некоторые состояния входа будут запрещенными (не могут появиться при работе ПС). Таким образом, в конкретных ПС могут использоваться подмножества $N \subseteq N_0$, $\Lambda \subseteq \Lambda_0$ и $M \subseteq M_0$.

Для того чтобы задать ПС, необходимо задать подмножества N , Λ и M и функции переходов $\mu^+ = f(v, \mu)$ и выходов $\lambda = \varphi(v, \mu)$, определенные на подмножествах N и M , причем $v \in N$, $\mu \in M$, $\mu^+ \in M$, $\lambda \in \Lambda$. Различают следующие типы моделей ПС [25, 28]:

- 1) модель ПС, закон функционирования которой задается уравнениями (9.3), называется моделью Мили;
- 2) модель ПС, закон функционирования которой задается уравнениями

$$\lambda = \varphi(\mu), \quad \mu^+ = f(v, \mu),$$

называется моделью Мура, т. е. здесь состояние выхода λ зависит только от ВС μ .

Для того чтобы задать функции переходов и выходов, необходимо каждой паре (v_i, μ_j) поставить в соответствие определенные значения μ_s и λ_l , т. е. $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_s$ и $\lambda_{ij} = \varphi(v_i, \mu_j) = \lambda_l$.

Функции переходов и выходов задают аналитически, графически или с помощью таблиц, так как подмножества N , Λ и M конечны.

ПС могут быть полностью определенными и недоопределенными. Полностью определенными, или полными, называются такие, для которых функции переходов и выходов заданы на всех парах (v_i, μ_j) , где $v_i \in N$, $\mu_j \in M$. Если же функции переходов и выходов или только одна функция выходов определены не на всех парах (v_i, μ_j) , то ПС называется недоопределенной, или неполной.

В микросхемном исполнении чаще всего выпускаются потенциальные логические элементы (ЛЭ), поэтому в дальнейшем будем считать, что все сигналы x_r , z_j и Q_r потенциальные. Учитывая это, ПС, закон функционирования которых задается уравнениями (9.3), можно разделить на два класса [25, 28]:

- 1) асинхронные потенциальные, которые будем называть асинхронными потенциальными автоматами (АПА) [25];
- 2) синхронные ПС, которые будем называть синхронными автоматами (СА) [25].

Часто используются также ПС, называемые асинхронными импульсными автоматами (АИА) [25]. Для построения (синтеза) АИА используются асинхронные импульсные триггеры (АИТ) с одним, двумя и большим числом входов.

§ 9.3. АСИНХРОННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ АВТОМАТЫ

Используемые в цепях обратных связей ЭЗ (см. рис. 9.1) будем часто называть ЭП типа D' (*delay* — задержка). Такой ЭП задерживает входной сигнал D' на определенное время Δt , т. е. ФП ЭП типа D' можно представить в виде

$$Q^+ = D',$$

где $D' = D'(t)$, $Q^+ = Q(t + \Delta t)$. Будем говорить, что ЭП Q_r находится в устойчивом состоянии (УС), если $Q_r^+ = D_r' = Q_r$, т. е. если значение выходного сигнала ЭП Q_r совпадает со значением входного сигнала D_r' . Если же $Q_r^+ = D_r' \neq Q_r$, то ЭП находится в неустойчивом состоянии (НС), так как значение выходного сигнала ЭП в этом случае должно измениться через время, не большее, чем Δt .

АПА находится в устойчивом состоянии, если $Q_r^+ = Q_r$ для всех $r = 1, 2, \dots, m$, т. е. если все ЭП находятся в устойчивом состоянии. В векторной форме УС можно записать следующим образом: $\mu^+ = \mu$ или $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_j$. Будем говорить, что АПА находится в неустойчивом состоянии, если $Q_r^+ \neq Q_r$ хотя бы для одного r , т. е. если хотя бы один ЭП находится в НС. Условия, когда АПА находится в НС, можно записать в векторной форме: $\mu^+ \neq \mu$ или $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_s \neq \mu_j$. Далее УС будем заключать в круглые скобки.

Рассмотрим теперь процесс изменения (переходов) ВС. Если при изменении состояний входа АПА может перейти в любое

из двух или большего числа УС, то будем говорить, что в АПА имеют место состязания УС. Эти состязания недопустимы, так как нарушается детерминированность переходов. Пусть АПА при некотором состоянии входа v_0 находится в УС μ_1 , что будем записывать как $(\mu_1)_{v_0}$. Затем состояние входа v_0 изменяется на некоторое состояние v_1 , при котором изменяются входные сигналы одного или нескольких ЭП (см. рис. 9.1). В этом случае АПА переходит в НС. Через время Δt на входах КС появятся новые значения выходных сигналов некоторых ЭП Q_r . При этом возможны три варианта дальнейшего поведения схемы, изображенной на рис. 9.1.

1. Новые значения сигналов Q_r не изменяют входных сигналов ни одного ЭП, а значит в этом случае переходный процесс заканчивается через время Δt , в результате которого УС μ_1 изменится на некоторое новое УС μ_2 . Это можно представить в виде

$$(\mu_1)_{v_0} \xrightarrow{v_1} (\mu_2)_{v_1}.$$

Такие переходы между УС будем называть простыми. АПА, имеющие только простые переходы, будем называть АПА с простыми переходами.

2. Новые значения сигналов Q_r (новое ВС μ_2) в свою очередь изменяют входные сигналы одного или нескольких ЭП. В этом случае переходный процесс не заканчивается через время Δt , так как ВС μ_2 неустойчиво для состояния входа v_1 и должно измениться на некоторое другое ВС μ_3 , которое в свою очередь может быть как устойчивым, так и неустойчивым. Таким образом, изменение состояния входа v_0 на v_1 может вызвать неоднократное изменение ВС. Такие переходы можно представить в виде

$$(\mu_1)_{v_0} \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} (\mu_3)_{v_1},$$

$$(\mu_1)_{v_0} \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} \mu_3 \xrightarrow{v_1} \dots \xrightarrow{v_1} (\mu_s)_{v_1}.$$

В первом случае длительность переходного процесса равна $2\Delta t$, во втором — $(s-1)\Delta t$. АПА, в которых хотя бы при одном изменении состояния входа возможно неоднократное изменение ВС, будем называть АПА со сложными переходами. ВС будем называть переходным, если $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_q$, а $\mu_{iq}^- = f(v_i, \mu_q) \neq \mu_q$, т. е. если ВС μ_q не устойчиво для состояния входа v_i , вызывающего изменение ВС μ_j на μ_q . В рассмотренных переходах между УС имеется одно и $s-2$ переходных состояний.

3. Новые значения сигналов Q_r , возникающие в результате изменения состояния входа v_0 на v_1 , вызывают бесконечную последовательность смены ВС. Так как число этих состояний конечно ($\leq 2^m$), то последовательность должна быть периодической, например:

$$(\mu_1)_{v_0} \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} \mu_3 \xrightarrow{v_1} \mu_4 \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} \mu_3 \xrightarrow{v_1} \mu_4 \xrightarrow{v_1} \dots \text{ и т. д.}$$

В этом случае имеет место автоколебательный процесс. Такие процессы недопустимы в АПА, так как неизвестно, в каком ВС он окажется к моменту следующего изменения состояния входа.

Рассмотрим теперь ограничения, которые необходимо наложить на частоту изменения состояний входа для правильной работы АПА. Пусть состояние входа v_0 изменяется на v_1 и при этом возникает изменение ВС. Если АПА к моменту изменения состояния входа v_1 на некоторое новое состояние v_2 не достигнет УС, то ничего определенного нельзя сказать о дальнейшем поведении АПА, а значит это может привести к недетерминированности переходов. Поэтому для АПА с простыми переходами должно выполняться условие $1/f_{\max} > \Delta t$, а со сложными — условие $1/f_{\max} > (s-1)\Delta t$, где f_{\max} — максимально допустимая частота изменения состояний входа, которая характеризует быстродействие АПА. Данные условия справедливы только при $\Delta t \gg t_{\max}$, где t_{\max} — максимальное время протекания переходных процессов в КС. Эти же условия с учетом величины t_{\max} будут приведены далее. Очевидно, что быстродействие АПА со сложными переходами значительно ниже быстродействия АПА с простыми переходами.

В § 8.7 показано, что при определенных условиях на выходах КС могут появиться ложные сигналы (импульсы) малой длительности. Так как в АПА имеются обратные связи, то ложные сигналы, поступив через ЭП на входы КС, могут привести к неправильному срабатыванию других ЭП. Это может вызвать переход АПА в непредусмотренное ФП ВС, т. е. могут возникнуть состязания УС. Из этого следует, что КС необходимо синтезировать свободной от состязаний и нельзя допускать несоседние изменения состояний входа.

После изменения состояния входа в КС начинает протекать переходный процесс, при этом входные сигналы одного или нескольких ЭП могут измениться раньше, чем в КС полностью закончится этот процесс, т. е. раньше, чем КС придет в УС. Выходные сигналы указанных ЭП изменятся через время Δt , и если к этому времени переходный процесс в КС не закончится, то появление новых значений сигналов Q_r на входах КС может привести к нарушению правильности ее работы. Поэтому необходимо, чтобы время задержки Δt сигналов в ЭП было бы большим, чем максимально возможное время протекания переходных процессов в КС. Таким образом, основное назначение ЭП — задержка сигналов, задающая время, отводимое в АПА на переходные процессы в КС. Чем большее требуется время Δt , тем меньшее быстродействие будет иметь АПА. Точные значения величины Δt и времени протекания в КС переходных процессов $t_{\text{КС}}$ неизвестны, но можно установить некоторые пределы их изменения

$$\Delta t_{\min} \leq \Delta t \leq \Delta t_{\max}, \quad t_{\min} \leq t_{\text{КС}} \leq t_{\max}.$$

Тогда для АПА должно выполняться соотношение:

$$\Delta t_{\min} \geq t_{\max} - t_{\min}. \quad (9.4)$$

С учетом этих соотношений для АПА с простыми переходами необходимо соблюдать условие $1/f_{\max} \geq \Delta t_{\max} + 2t_{\max}$, а для АПА со сложными переходами — условие $1/f_{\max} \geq (p+1)\Delta t_{\max} + (p+2)t_{\max}$, где p — число переходных состояний, f_{\max} — максимально допустимая частота изменения состояний входа.

Если одновременно изменяются входные сигналы хотя бы двух ЭП, то это не означает, что и выходные сигналы этих ЭП изменятся одновременно. Так как величины задержек для разных ЭП могут быть различными, то в АПА возникают состязания ЭП [25]. Так как точные значения величин задержек Δt неизвестны, то нельзя сказать, в какой последовательности изменятся состояния (выходные сигналы) ЭП. АПА может вести себя по-разному в зависимости от того, в какой последовательности изменяются состояния ЭП.

Состязания ЭП могут быть критическими и некритическими. Если АПА в результате состязаний ЭП переходит в УС, задаваемое ФП (9.3), независимо от соотношений величин задержек сигналов в ЭП Δt , то состязания называются некритическими, или допустимыми. Если же АПА в результате состязаний ЭП может перейти в какое-либо УС, не предусмотренное ФП, то состязания называются критическими, или недопустимыми, так как нарушается детерминированность переходов, т. е. возникают состязания УС.

Состязания ЭП можно устранить с помощью специального кодирования ВС, которое исключает возможность одновременного изменения входных сигналов двух или большего числа ЭП. Такое кодирование состоит в приписывании каждому двум состояниям μ_{j1} и μ_{j2} , между которыми есть переход соседних кодовых комбинаций

$$(e_{Q_1}, \dots, e_{Q_r}, \dots, e_{Q_m}) \text{ и } (e_{Q_1}, \dots, \bar{e}_{Q_r}, \dots, e_{Q_m}),$$

отличающихся значением только одного сигнала Q_r . Данное кодирование называется соседним кодированием ВС. Очевидно, что при выполнении этого кодирования в каждый момент времени будет изменяться состояние только одного ЭП.

Если бы даже величины задержек Δt всех ЭП были одинаковы, то и тогда нельзя было бы допускать одновременного изменения состояний двух или большего числа ЭП. Это объясняется тем, что при одновременном изменении нескольких входных сигналов КС в ней могут возникнуть критические состязания ЛЭ, вызывающие появление ложных сигналов на выходах КС.

Для того чтобы быть уверенным в том, что полученный в результате синтеза АПА будет функционировать правильно, следует потребовать выполнения следующих условий:

- 1) при переходах не должны возникать автоколебательные процессы;
- 2) КС должна синтезироваться свободной от состязаний;
- 3) состояния входа должны изменяться только на соседние;

4) величина задержки Δt сигналов в ЭП должна быть больше максимально возможного времени протекания переходных процессов в КС;

5) частоту изменений состояний входа нужно ограничить некоторой величиной f_{\max} , при которой в АПА успевают заканчиваться все переходные процессы в интервале между двумя последовательными изменениями состояний входа;

6) должны отсутствовать критические состязания ЭП.

Первое и шестое условия необходимы, так как их невыполнение ведет к недетерминированности переходов. Первое условие следует даже ввести в определение АПА. Остальные условия являются достаточными, но не необходимыми, т. е. при их соблюдении АПА всегда будет функционировать в соответствии с заданным законом, однако при несоблюдении некоторых условий все-таки может оказаться, что АПА работает правильно. Следует иметь в виду, что при несоблюдении хотя бы одного достаточного условия нет гарантии в том, что АПА будет работать правильно, а значит необходимо проделать анализ АПА на соответствие его работы заданному закону функционирования.

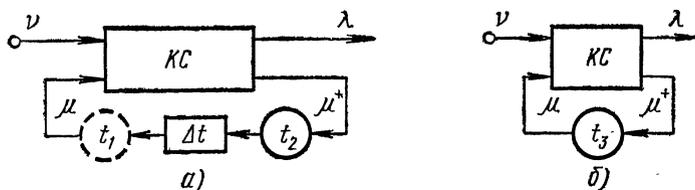


Рис. 9.2. Модели асинхронных потенциальных автоматов

В качестве ЭП можно использовать линии задержки любого типа. Однако при синтезе АПА из интегральных микросхем применять их нежелательно. В этом случае требуемую величину задержки можно получить с помощью последовательно соединенных ЛЭ НЕ, необходимое число которых можно определить исходя из степени разброса величин задержек ЛЭ, используемых в КС.

Будем говорить, что сигналы x_p или Q_r , или x_p и Q_r изменяются одновременно, если моменты их изменения разделены интервалом, меньшим, чем t_{\max} (максимально возможным временем переходных процессов в КС). Если никакие два сигнала из x_p и Q_r не изменяются одновременно, то для КС можно использовать модель, изображенную на рис. 8.21, б. В этом случае основную модель АПА можно преобразовать к виду, приведенному на рис. 9.2, а (вместо сигналов x_p , z_q и Q_r условно указаны состояния v , λ и μ ; t_1 и t_2 — паразитные ЭЗ с виртуальной и постоянной задержками соответственно). Паразитные ЭЗ на входе v и выходе λ не показаны, так как они, находясь вне цепей обратных связей, не могут оказать влияния на работу АПА. КС в данной модели АПА безынерционна, а значит можно исключить из рассмотрения протекающие в ней переходные процессы. На этом осно-

вании часть КС, реализующую функции $Q_r^+ = D_r'$, можно рассматривать как совокупность m гипотетических безынерционных ЛЭ ($\mu^+ = (Q_1^+, \dots, Q_m^+)$, $r = 1, \dots, m$), на выходах которых включены ЭЗ. Из этого следует, что все понятия, введенные для ЛС в § 8.6 и 8.7, можно использовать и для АПА с той лишь разницей, что ВС АПА определяется как набор значений выходных сигналов ЭП, а не значений выходных сигналов всех ЛЭ, входящих в состав ЛС. В частности, таблицы переходов (ТП) и графы переходов (ГП) АПА по своей структуре должны быть аналогичны ТП и ГП ЛС.

При синтезе АПА наиболее часто не выполняются третье и четвертое условия, что иногда приводит к возникновению состояний УС. Так как все входные сигналы или их часть могут поступать от независимого внешнего источника, то проектировщик АПА не может не допустить несоседних изменений состояний входа. Четвертое условие часто не выполняется из-за того, что для повышения быстродействия и упрощения реализации АПА желательно вообще не использовать ЭП. Если ЭП исключить из АПА, то его модель примет вид, изображенный на рис. 9.2, б. Отметим, что в некоторых практических задачах для правильной работы АПА достаточно наличия паразитных ЭЗ. Такие АПА можно рассматривать как АПА с «распределенной памятью», так как паразитные задержки имеют все ЛЭ, входящие в состав КС.

§ 9.4. АСИНХРОННЫЕ ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ТРИГГЕРЫ И ЭЛЕМЕНТЫ ПАМЯТИ

Асинхронным потенциальным триггером (АПТ) называется АПА, имеющий не более двух устойчивых состояний для каждого допустимого состояния входа, ВС которого отождествляются со значениями выходного сигнала Q . АПТ могут иметь два и большее число входов, а также прямой Q и инверсный \bar{Q} выходы. Любой АПА задается функциями переходов (9.2) и выходов (9.1). Из данного определения следует, что для АПТ $r = 1$, $q = 1$, $z = Q$, поэтому закон его функционирования описывается одной только ФП

$$Q^+ = f(x_1, \dots, x_n, Q). \quad (9.5)$$

Входные сигналы (входы) триггеров принято обозначать прописными латинскими буквами. ФП (9.5) задает также закон функционирования синхронных триггеров, так как функции (9.1) и (9.2) описывают поведение не только АПА, но и СА. Поэтому, чтобы отличать АПТ от синхронных триггеров для обозначения входных сигналов АПТ будем использовать латинские буквы со штрихами. Рассмотрим АПТ с двумя входами, ФП которых в общем виде задается уравнением

$$Q^+ = f(I'_1, I'_2, Q). \quad (9.6)$$

В принципе имеется $2^3 = 256$ различных функций трех переменных I'_1 , I'_2 и Q . Однако для задания АПТ с двумя входами

можно использовать только невырожденные функции. Многие невырожденные функции могут различаться только перестановкой переменных I'_1 и I'_2 или заменой прямых сигналов на инверсные, поэтому достаточно взять только одну из них. Кроме того, часть невырожденных функций может задавать автоколебательные ЛС (генераторы сигналов), например, ФП вида

$$Q^+ = \bar{Q}I'_1 \vee QI'_2. \quad (9.7)$$

Докажем это с помощью решения уравнения (9.7) относительно Q (напомним, что знак $+$ при этом опускается):

$$Q = I'_1 \vee \overline{\bar{1} \oplus \bar{I}'_2} = I'_1 \vee \bar{1}I'_2.$$

Так как $\psi_1\psi_2 = I'_1I'_2 \neq 0$ при $I'_1 = I'_2 = 1$, то ЛС, задаваемая уравнением (9.7), не имеет УС при $I'_1I'_2 = 1$, а значит должна самовозбуждаться. Действительно, если допускается состояние входа $I'_1 = I'_2 = 1$, то в этом случае $Q^+ = \bar{Q}$, а значит состояние Q должно самопроизвольно изменяться с 1 на 0 и с 0 на 1. Частота генерируемых сигналов определяется инерционностью ЛЭ, из которых построена ЛС, выполняющая функцию (9.7), если не используется ЭП типа D' .

Если состояние входа $I'_1 = I'_2 = 1$ запретить, что может быть записано с помощью уравнения

$$I'_1I'_2 = 0, \quad (9.8)$$

то выражение (9.7) будет задавать ФП некоторого АПТ. Данную ФП с учетом уравнения (9.8) можно представить в виде

$$Q^+ = \bar{Q}I'_1 \vee QI'_2 \vee I'_1I'_2Q = QI'_1 \vee QI'_2 \vee I'_1Q = I'_1 \vee QI'_2.$$

АПТ, задаваемый такой ФП при выполнении условия (9.8), будем называть триггером типа $R' - S'$, или $R' - S'$ -триггером ($I'_1 = S'$, $I'_2 = R'$), т. е. ФП данного триггера

$$Q^+ = f(S', R', Q) = S' \vee Q\bar{R}', \quad R'S' = 0. \quad (9.9)$$

Сделаем синтез $R' - S'$ -триггера из ЭП типа D' с использованием в КС только ЛЭ И — НЕ

$$D' = Q^+ = S' \vee Q\bar{R}' = \overline{\bar{S}'\bar{Q}\bar{R}'}$$

Полученному уравнению соответствует схема рис. 9.3. Если из этой схемы исключить ЭП типа D' , то получится ЛС, изображенная на рис. 8.19 ($x_1 = \bar{S}'$, $x_2 = \bar{R}'$, $z_1 = Q$) и рассмотренная в § 8.7. Из анализа данной ЛС следует, что исключение ЭП типа D' не изменяет закона функционирования $R' - S'$ -триггера, задаваемого уравнениями (9.9). Так как в этом триггере используются инверсные входные сигналы, то правильнее его называть $\bar{R}' - \bar{S}'$ -триггером. Однако ФП всегда будут записываться только для прямых сигналов, так как используются ли прямые или инверсные сигналы зависит лишь от того, как практически выполнен триггер.

Представляют также интерес АПТ с двумя входами следующих типов: $R'' - S'$ -триггер, задаваемый ФП

$$Q^+ = S' \vee QR'', \quad (9.10)$$

и $D' - F'$ -триггер, задаваемый ФП

$$Q^+ = D'F' \vee Q\bar{F}'. \quad (9.11)$$

ФП простейших АПА, таких, как АПТ, описываемые уравнениями (9.9)–(9.11), удобно задавать с помощью таблиц истинности (табл. 9.1), позволяющих наглядно представить работу триггеров.

Таблица 9.1

R'	S'	Q	Q^+	R''	S'	Q	Q^+	F'	D'	Q	Q^+
0	0	0	(0)	0	0	0	(0)	0	0	0	(0)
0	0	1	(1)	0	0	1	(1)	0	0	1	(1)
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	(0)
0	1	1	(1)	0	1	1	(1)	0	1	1	(1)
1	0	0	(0)	1	0	0	(0)	1	0	0	(0)
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	Ф	1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	Ф	1	1	1	(1)	1	1	1	(1)

В том, что данные таблицы истинности действительно задают ФП (9.9)–(9.11) можно убедиться, составив ДВ для функций Q^+ и найдя для них МДНФ. УС, когда $Q^+ = Q$, в табл. 9.1 отмечены круглыми скобками. Из таблицы видно, что поведение триггеров типов $R' - S'$ и $R'' - S'$ различно только при поступлении на оба входа сигнала, равных 1 (на $R' - S'$ -триггер запрещается подавать сигналы $R' = S' = 1$, поэтому в столбце Q^+ проставлены произвольные значения Ф).

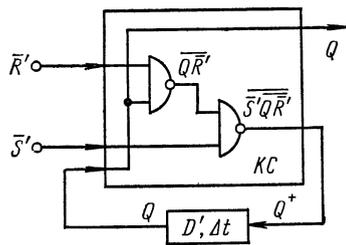


Рис. 9.3. Триггер типа $\bar{R} - \bar{S}$

Входы триггеров R' и R'' являются входами установки состояния $Q = 0$, а вход S' — входом установки состояния $Q = 1$, так как, если исключить из рассмотрения случай, когда $I_1 = I_2 = 1$, при $R' = 1$ и $R'' = 1$ триггеры независимо от исходного состояния переходят в состояние $Q^+ = 0$, а при $S' = 1$ — в состояние $Q^+ = 1$. В $R'' - S'$ -триггере вход R'' занимает подчиненное положение по отношению ко входу S' , так как при $R'' = S' = 1$ триггер устанавливается в состояние $Q = 1$ ($Q^+ = 1$).

Триггер типа $D' - F'$ можно назвать функциональным ЭЗ входных сигналов D' , так как при $F' = 0$ состояние триггера не изменяется, а при $F' = 1$ выходной сигнал триггера повторяет

значение входного сигнала D' , т. е. в этом случае $Q^+ = D'$. Из этого следует, что нижняя половина таблицы истинности, задающей ФП $D' - F'$ -триггера (табл. 9.1), определяет ФП ЭП типа D' , рассмотренного в § 9.3.

В дальнейшем будем считать, что все АПТ выполняются из ЛЭ без использования ЭЗ (без использования ЭП типа D'). Основными временными характеристиками триггеров являются время их переключения $t_{тр}$, которое определяет запаздывание момента изменения состояний триггеров относительно моментов изменения входных сигналов, и минимальная длительность входных сигналов $t_{ср}$, при которой возможно надежное срабатывание триггеров. Моментом изменения состояния триггера считаем момент времени, в который изменяется хотя бы один его выходной сигнал (прямой или инверсный). В зависимости от конкретного схемного выполнения триггеров соотношения между величинами $t_{тр}$ и $t_{ср}$ могут быть самыми различными: $t_{тр} < t_{ср}$, $t_{тр} > t_{ср}$.

Асинхронными потенциальными элементами памяти (АПЭП) будем называть ЭП типа D' и АПТ, к основному (прямому) выходу которых подключен ЭП типа D' , обеспечивающий выполнение четвертого условия синтеза АПА (выходным сигналом АПЭП является выходной сигнал ЭП типа D'), которое определяется соотношением (9.4). Если для АПТ выполняется условие $t_{тр} \geq \Delta t_{\min}$, то, как следует из соотношения (9.4), нет необходимости дополнительно использовать ЭЗ, т. е. в этом случае АПТ будет представлять собой АПЭП. Для надежного срабатывания АПТ необходимо, чтобы длительность их входных сигналов была бы не меньше $t_{ср}$. Отметим, что если $t_{тр} > t_{ср}$, то АПТ будет работать надежно при любых условиях. На рис. 9.4 а, б и в приведены временные диаграммы, поясняющие работу триггеров типов $R' - S'$, $R'' - S'$ и $D' - F'$.

Используя формулы (8.86) и (8.88) по ФП (9.9) — (9.11), можно найти условия, при которых происходят изменения состояний триггеров с 1 на 0 ($dQ^+ = \bar{Q}^+Q = 1$) и с 0 на 1 ($dQ^+ = Q^+\bar{Q} = 1$). Так, например, для $R' - S'$ -триггера

$$dQ^+ = \bar{Q}^+Q = \bar{S}' \vee \overline{QR'}Q = R'S'Q = R'Q,$$

т. е. состояние триггера изменяется с 1 на 0 при условии, что $R' = Q = 1$. Функции dQ^+ и $d\bar{Q}^+$ для рассмотренных триггеров приведены в табл. 9.2.

Таблица 9.2.

Тип АПТ	dQ^+	$d\bar{Q}^+$
$R' - S'$	$R'Q$	$S'\bar{Q}$
$R'' - S'$	$R''\bar{S}'Q$	$S'\bar{Q}$
$D' - F'$	$\bar{D}'F'Q$	$D'F'\bar{Q}$

Рассмотрим АПТ с четырьмя входами, выполненный из ЛЭ И—ИЛИ—НЕ (рис. 9.5), который назовем триггером типа $R' - \bar{R}'' - S' - \bar{S}''$. Такое название триггеру дано потому, что из него можно получить триггеры типов $R' - S'$ и $\bar{R}'' - \bar{S}''$, если использовать только по два входа: R' , S' и \bar{R}'' , \bar{S}'' . В этом триггере сигналы R' и S' могут быть конъюнкциями двух сигналов: $R' = x_1 x_2$, $S' = x_3 x_4$. Покажем, как на основании ЛС аналитически можно установить закон функционирования триггера. Для этого

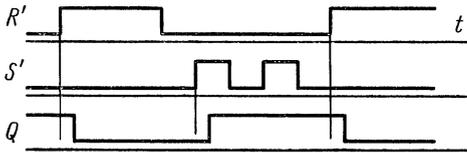
воспользуемся методами анализа, изложенными в § 8.6.

Из рис. 9.5 следует, что

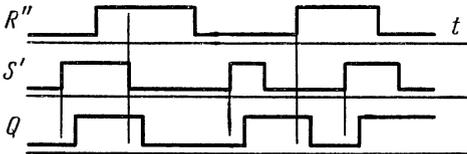
$$\begin{aligned} \alpha^+ &= \overline{R' \vee \beta \bar{S}''} = \\ &= \bar{R}' S'' \vee \bar{\beta} \bar{R}'', \end{aligned} \quad (9.12)$$

$$\begin{aligned} \beta^+ &= \overline{S' \vee \alpha \bar{R}''} = \\ &= R'' \bar{S}' \vee \bar{\alpha} \bar{S}'. \end{aligned} \quad (9.13)$$

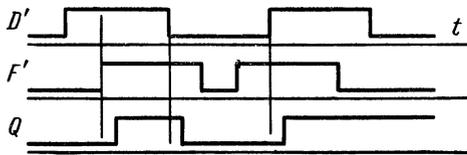
Потребуем, чтобы триггер имел прямой и инверсный выходы, т. е. чтобы в УС



a)



b)



в)

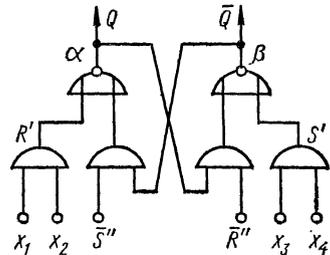


Рис. 9.4. Временные диаграммы работы триггеров типов $R' - S'$, $R'' - S'$ и $D' - F'$

Рис. 9.5. Триггер типа $R' - \bar{R}'' - S' - \bar{S}''$

выполнялось соотношение $\beta = \bar{\alpha}$. С учетом этого соотношения из уравнений (9.12) и (9.13) получим СЛУ

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \bar{R}' S'' \vee \alpha \bar{R}'', \\ \bar{\alpha} &= R'' \bar{S}' \vee \bar{\alpha} \bar{S}'. \end{aligned} \right\}$$

Найдем решение СЛУ относительно α

$$\alpha = S' \vee \bar{R}' S'' \vee \overline{\bar{R}' \vee R'' \bar{S}'},$$

из которого следует, что $\psi_1 \psi_2 = R' S' \vee \bar{R}' R'' \bar{S}' S''$. Решение СЛУ существует только в том случае, если $\psi_1 \psi_2 = 0$, поэтому на значения входных сигналов необходимо наложить ограничение, зада-

ваемое уравнением

$$R'S' \vee \bar{R}'R''\bar{S}'S'' = 0. \quad (9.14)$$

Из уравнения (9.13) следует, что в УС $\bar{\beta} = S' \vee \alpha\bar{R}''$. Подставив это значение $\bar{\beta}$ в уравнение (9.12) и учитывая, что $\alpha = Q$, получим ФП триггера

$$Q^+ = \alpha^+ = S'\bar{R}' \vee S''\bar{R}' \vee \overline{QR' \vee R''},$$

которая благодаря уравнению (9.14) сокращается до

$$Q^+ = S' \vee S''\bar{R}' \vee \overline{QR' \vee R''}. \quad (9.15)$$

Уравнения (9.14) и (9.15) полностью определяют закон функционирования триггера типа $R' - R'' - S' - S''$. Функции dQ^+ и $d\bar{Q}^+$ для данного триггера имеют вид

$$dQ^+ = (R' \vee R''\bar{S}')Q, \quad d\bar{Q}^+ = (S' \vee S''\bar{R}')\bar{Q}.$$

Если входы R'' и S'' не используются, а это означает, что $R'' = S'' = 0$, то из уравнений (9.14) и (9.15) получаются уравнения (9.9), определяющие ФП $R' - S'$ -триггера. Если же входы R' и S' не используются ($R' = S' = 0$), то получается ФП (9.10) $R'' - S''$ -триггера.

Можно получить триггер еще одного типа, если не использовать входы R'' и S' . Подставив в уравнение (9.14) и (9.15) значения $R'' = S' = 0$, получим ФП $R' - S''$ -триггера

$$Q^+ = S''\bar{R}' \vee Q\bar{R}',$$

в котором вход S'' занимает подчиненное положение по отношению ко входу R' , т. е. при $R' = S'' = 1$ триггер устанавливается в состояние $Q = 0$ в противоположность $R'' - S'$ -триггеру, который при $R'' = S' = 1$ устанавливается в состояние $Q = 1$. Из сказанного следует, что триггер типа $R' - R'' - S' - S''$ является многофункциональным, так как может выполнять функции триггеров типов $R' - S'$, $R'' - S'$ и $R' - S''$. При использовании только входов R'' и S'' , т. е. когда $R' = S' = 0$, получаются уравнения типа (9.9). Из этого следует, что при использовании только равноценных входов (входов, помеченных одинаковым числом штрихов) из триггера типа $R' - R'' - S' - S''$ получается $R' - S'$ -триггер.

§ 9.5. СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ АСИНХРОННЫХ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ АВТОМАТОВ

Логическое проектирование автоматов принято делить на два основных этапа [12]: 1) абстрактный синтез автоматов; 2) структурный синтез автоматов. При абстрактном синтезе на основе словесно сформулированных условий работы автомата выявляется закон его функционирования и производится задание функции переходов и выходов одним из стандартных способов. На этом же

этапе производится минимизация числа ВС и выявляется число ЭП, необходимое для его построения.

Далее производят кодирование состояний входа, выхода и ВС с помощью входных и выходных сигналов автомата и выходных сигналов ЭП. В инженерной практике кодирование состояний входа и выхода автомата обычно вытекает из словесного описания его работы. Кодирование же ВС может производиться самыми различными способами. Отметим, что от выбранного способа кодирования ВС в значительной степени зависит сложность структурной (функциональной) схемы автомата, под которой понимается схема, составленная из ЛЭ и ЭП и выполняющая заданный закон функционирования автомата в смысле реализации заданного соответствия между входными и выходными последовательностями состояний. При кодировании ВС АПА следует учитывать шестое необходимое условие их синтеза.

Операция кодирования состояний автомата находится на грани этапов абстрактного и структурного синтеза. С инженерной точки зрения эту операцию удобно относить к этапу абстрактного синтеза. В этом случае данный этап будет заканчиваться заданием функции переходов (9.2) и выходов (9.1) — одним из стандартных способов, например с помощью таблиц истинности, ДВ или аналитически. При таком разделении логического проектирования автоматов на этапы абстрактного и структурного синтеза можно разработать общие методы структурного синтеза, пригодные как для АПА, так и для СА, и рассматривать этап структурного синтеза независимо от этапа абстрактного.

На этапе структурного синтеза выбирают функционально полную систему ЛЭ (базис) и типы ЭП. Основной задачей данного этапа является синтез КС с учетом выбранных типов ЭП, т. е. отыскание минимальных форм (в заданном базисе) функций выходов z_q (9.1) и функций возбуждения (ФВ) ЭП, описывающих сигналы, подаваемые на их входы. Этап структурного синтеза заканчивается построением функциональной схемы автомата, состоящей из ЛЭ и ЭП.

Синтез части КС, реализующей функции выходов автомата z_q , является тривиальной задачей, рассмотренной в § 8.4. То же самое можно сказать и относительно ФВ, если используются только ЭП типа D' , так как для данного ЭП ФВ $D' = Q^+$, а функции Q^+ заданы уравнениями (9.2). В § 9.4 был рассмотрен структурный синтез АПА при использовании ЭП типа D' на примере синтеза $R' - S'$ -триггера. Задача синтеза КС значительно усложняется, если используются АПЭП с двумя и большим числом входов, ФП которых описываются уравнениями (9.9)—(9.11) и (9.14), (9.15).

Рассмотрим решение этой задачи в общем виде. Пусть требуется найти ФВ АПЭП для произвольной системы уравнений (9.2).

Выберем для реализации функции Q^+ (9.2) ЭП типа $R' - S'$. Функции (9.2) устанавливают, как должны вести себя ЭП в составе автомата, а ФП ЭП типа $R' - S'$ (9.9) описывает их.

поведение в зависимости от значений входных сигналов R' и S' , причем значения $R'=S'=1$ должны быть запрещены. Если решить СЛУ (9.9) относительно R' и S' , а затем подставить в эти решения Q_r^+ вместо Q^+ , то тем самым будут найдены ФВ R'_r и S'_r ЭП с порядковым номером r , определяющие поведение ЭП в составе автомата. Найдем решение СЛУ (9.9) относительно R' :

$$\begin{aligned} R' &= Q^+ \oplus (S' \vee Q) \vee \bar{\hbar}_1 \overline{Q^+ \oplus S' \vee S'} = \\ &= Q^+ \oplus (S' \vee Q) \vee \bar{\hbar}_1 \overline{Q^+ \vee S'}; \end{aligned} \quad (9.16)$$

где $\bar{\hbar}_1 = \bar{\hbar}_1(v, \mu)$, так как $Q_r^+ = f_r(v, \mu)$.

Из полученного уравнения следует, что должно выполняться соотношение

$$\psi_1 \psi_2 = \omega(Q, Q^+, S') = [Q^+ \oplus (S' \vee Q)](Q^+ \vee S') = 0.$$

Решая это уравнение относительно S' , получим

$$S' = (Q^+ \oplus Q)Q^+ \vee \bar{\hbar}_2 Q^+ = QQ^+ \vee \bar{\hbar}_2 Q^+,$$

где $\bar{\hbar}_2 = \bar{\hbar}_2(v, \mu)$. Поскольку $\psi_1 \psi_2 = 0$, то решение СЛУ (9.9) существует. Подставив найденное значение S' в уравнение (9.16), получим

$$R' = Q\bar{Q}^+ \vee \bar{\hbar}_1 \bar{Q}^+.$$

Таким образом, самым общим решением СЛУ (9.9) являются ФВ ЭП типа $R' \rightarrow S'$ следующего вида

$$R' = (\bar{\hbar}_1 \vee Q) \bar{Q}^+, \quad S' = (\bar{\hbar}_2 \vee \bar{Q}) Q^+. \quad (9.17)$$

Решив уравнения (9.10) и (9.11) относительно ФВ, можно получить

$$R'' = Q\bar{Q}^+ \vee \bar{\hbar}_1 (\bar{\hbar}_2 \vee \bar{Q}), \quad S' = (\bar{\hbar}_2 \vee \bar{Q}) Q^+, \quad (9.18)$$

$$F' = (\bar{\hbar}_1 \bar{\hbar}_2 \vee Q) \bar{Q}^+ \vee (\bar{\hbar}_1 \bar{\hbar}_2 \vee \bar{Q}) Q^+, \quad D' = (\bar{\hbar}_2 \vee \bar{Q}) Q^+ \vee \bar{\hbar}_2 \bar{Q}. \quad (9.19)$$

Минимизация ФВ, определяемых выражениями (9.17)—(9.19), для небольшого числа переменных довольно просто выполняется с помощью ДВ. Для облегчения составления ДВ для ФВ представим их в несколько иной форме. Если функции $\bar{\hbar}_1$ и $\bar{\hbar}_2$ входят только в одну из ФВ, то будем обозначать их произвольным символом Φ . Если функция $\bar{\hbar}_2$ входит в обе ФВ, то будем обозначать ее символом c . Тогда выражения (9.17)—(9.19) можно представить в виде:

$$R' = (\Phi \vee Q) \bar{Q}^+, \quad S' = (\Phi \vee \bar{Q}) Q^+, \quad (9.20)$$

$$R'' = Q\bar{Q}^+ \vee \Phi (c \vee \bar{Q}), \quad S' = (c \vee \bar{Q}) Q^+, \quad (9.21)$$

$$R' = (c\bar{\Phi} \vee Q) \bar{Q}^+ \vee (c\Phi \vee \bar{Q}) Q^+, \quad D' = (c \vee \bar{Q}) Q^+ \vee cQ. \quad (9.22)$$

В этих выражениях символам Φ и c нельзя приписывать никакого определенного значения до составления ДВ, так как это привело бы к доопределению ФВ (9.20)—(9.22) только одним из возможных способов. Рассмотрим методику составления ДВ для

ФВ на примерах синтеза простейших АПА, которыми являются АПТ. Сделаем синтез $R'' - S'$ -триггера из ЭП типа $R' - S'$. По таблице истинности (см. табл. 9.1), определяющей закон функционирования $R'' - S'$ -триггера, составляется ДВ для функции Q^+ (рис. 9.6, а). Так как функция Q^+ входит в ФВ (9.20), то ДВ для этих ФВ всегда имеют такую же структуру, что и ДВ для функции Q^+ .

Из выражений (9.20) следует, что если $Q = 1$, то $R' = \bar{Q}^+$ и $S' = \Phi Q^+$, а если $Q = 0$, то $R' = \Phi \bar{Q}^+$ и $S' = Q^+$. Поэтому в одну половину ДВ для ФВ R' и S' , обозначенную буквой Q , необходимо занести функции \bar{Q}^+ и ΦQ^+ , а в другую — функции $\Phi \bar{Q}^+$ и Q^+ (рис. 9.6, б). Так как функция Q^+ задана ДВ (рис. 9.6, а), то значения указанных функций легко вычислить для каждой клетки ДВ для ФВ R' и S' (рис. 9.6, б). После составления ДВ символам Φ можно приписать определенные значения (0 или 1) для

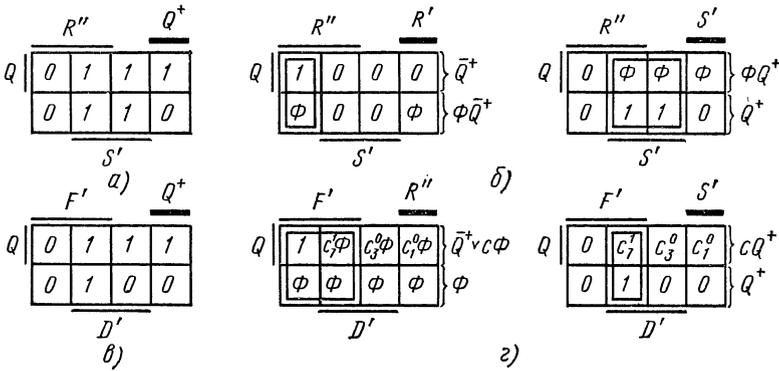


Рис. 9.6. Синтез триггеров типов $R'' - S'$ и $D' - F'$

получения наиболее минимальных форм ФВ. Доопределив функции R' и S' так, как показано на рис. 9.6, б, получим

$$R' = R'' \bar{S}', \quad S' = S' \quad (9.23)$$

(отметим, что сигнал S' , стоящий в левой части равенства, относится к ЭП типа $R' - S'$, а сигнал S' , стоящий в правых частях равенств, к $R'' - S'$ -триггеру).

Рассмотрим теперь методику синтеза АПА из ЭП типа $R'' - S'$. Сделаем, например, синтез $D' - F'$ -триггера. Для этого по таблице истинности (см. табл. 9.1), определяющей закон функционирования $D' - F'$ -триггера, составим ДВ для функции Q^+ (рис. 9.6, в). Из выражения (9.21) следует, что если $Q = 1$, то $R'' = \bar{Q}^+ \vee c\Phi$ и $S' = cQ^+$, а если $Q = 0$, то $R'' = \Phi$ и $S' = Q^+$. Поэтому в половину ДВ для ФВ R'' и S' , обозначенную буквой Q , необходимо занести функции $\bar{Q}^+ \vee c\Phi$ и cQ^+ , а в другую половину — функции Φ и Q^+ (рис. 9.6, з). Значения этих функций для каждой клетки ДВ для ФВ R'' и S' довольно просто вычисляются на основании ДВ для функции Q^+ . Символы c будем снабжать индексами, соответствующи-

щими номерам клеток, в которых они должны быть проставлены. Так как символы $c = c_i$ входят в обе ФВ R'' и S' , то выбрав для символа c_i какое-либо значение (0 или 1) для одной из ФВ, то же самое значение необходимо использовать и для другой ФВ.

Таким образом, неопределенные коэффициенты c_i вносят зависимость между ФВ R'' и S' . Поэтому задача минимизации ФВ несколько усложняется, так как в этом случае необходимо делать совместную минимизацию двух недоопределенных зависимых ФВ. Для наглядности выбор определенных значений коэффициентов c_i в ДВ будем обозначать символами c_i^0 ($c_i = 0$) и c_i^1 ($c_i = 1$). Доопределив функции R'' и S' так, как показано на рис. 9.6, з, получим

$$R'' = F', \quad S'' = D'F'. \quad (9.24)$$

Методика синтеза АПА из ЭП типа $D' - F'$ аналогична методике синтеза из ЭП типа $R'' - S'$, так как ФВ (9.21) и (9.22) имеют одинаковую структуру. В табл. 9.3 приведены значения ФВ всех рассмотренных ЭП с двумя входами при значениях $Q = 1$ и $Q = 0$, облегчающие построение для них ДВ.

Таблица 9.3

Q	R'	S'	R''	S'	F'	D'
1	\bar{Q}^+	ΦQ^+	$c\Phi \vee \bar{Q}^+$	cQ^+	$c\Phi \vee \bar{Q}^+$	cQ^+
0	$\Phi \bar{Q}^+$	Q^+	Φ	Q^+	$c\Phi \vee Q^+$	$c \vee Q^+$

При построении АПА из интегральных микросхем нежелательно использовать ЭЗ (ЭП типа D'), поэтому вместо АПЭП используются АПТ. Но так как в этом случае может не выполняться четвертое условие синтеза АПА, то в КС могут возникнуть состязания ЛЭ, приводящие к состязаниям УС, а значит необходимо производить анализ получаемых в результате синтеза ЛС на соответствие их законов функционирования заданным законам методами, изложенными в § 8.7. Если ЭП типа D' из состава АПА исключить, то в цепях обратных связей либо вообще будут отсутствовать какие-либо элементы (рис. 9.7, а), либо будут иметься только АПТ (рис. 9.7, б).

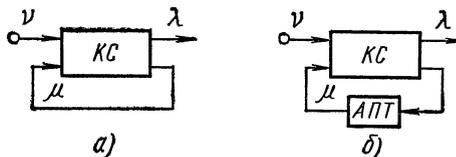


Рис. 9.7. Модели асинхронных потенциальных автоматов без элементов задержки в цепях обратных связей

Из выражений (9.23) и (9.24) следует, что ФВ АПТ (АПЭП) могут получаться в виде конъюнкции нескольких переменных, поэтому желательно использовать АПТ с соответствующей входной логикой. Так, например, пусть в $R' - S'$ -триггере входные сигналы следует получить в виде конъюнкций $S' = y_1 y_2$ и $R' = y_3 y_4$. Подставив эти значения S' и R' в функцию переходов (9.9),

можно записать, что

$$Q^+ = y_1 y_2 \vee \overline{Q y_3 y_4} = \overline{\overline{y_1 y_2} Q y_3 y_4}.$$

Этому выражению соответствует схема $R' - S'$ -триггера, изображенная на рис. 9.8, а. Можно использовать ЛЭ И—НЕ и с большим числом входов для формирования ФВ S' и R' .

На рис. 9.8, б, в изображены схемы триггеров типов $R'' - S'$ и $D' - F'$ (с входной логикой), построенные на основании выражений (9.23) и (9.24). Из анализа этих ЛС следует, что в них отсутствуют состояния УС при любых изменениях состояний входа (соседних и несоседних). Недостатком ЛС, представляющих собой триггеры типов $R'' - S'$ и $D' - F'$, является наличие в них критических состояний ЛЭ при $d\bar{S}' d\bar{R}'' = 1$ и $D' d\bar{F}' = 1$ соответственно, т. е. при одновременном изменении с 0 на 1 сигналов S' и R'' или при изменении F' с 0 на 1 при $D' = 1$ выходные

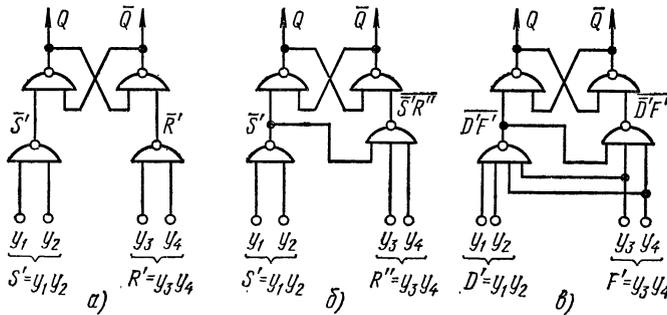


Рис. 9.8. Триггеры типов $R' - S'$, $R'' - S'$ и $D' - F'$

сигналы этих триггеров Q и \bar{Q} могут измениться два раза. Это следует учитывать при синтезе АПА из триггеров данных типов, так как появление кратковременных ложных сигналов может вызвать состояния УС. Отметим еще, что при $\nabla D' dF' = 1$ состояние $D' - F'$ -триггера не изменяется, т. е. $Q^+ = Q$ ($Q^+ = Q = 1$ при $dD' dF' = 1$ и $Q^+ = Q = 0$ при $d\bar{D}' dF' = 1$).

В заключение рассмотрим методику синтеза АПА из ЭП типа $R' - R'' - S' - S''$. Из выражений (9.14) и (9.15) следует, что в этом случае необходимо решить СЛУ с четырьмя неизвестными R' , R'' , S' и S'' . В общем случае в зависимости от последовательности решения СЛУ относительно неизвестных получаются разные, но эквивалентные формы ФВ. Решая, например, СЛУ сначала относительно R'' , а затем относительно S'' , R' и S' , можно получить, что

$$R' = \bar{h}_3 \bar{Q}^+, \quad S' = \bar{h}_4 Q^+.$$

Так как при $Q^+ = 1$ ФВ $R' = 0$ и $S' = \bar{h}_4$, а при $Q^+ = 0$ ФВ $R' = \bar{h}_3$ и $S' = 0$, то можно положить, что $\bar{h}_3 = \bar{h}_4$. С учетом этого ФВ

можно представить в виде

$$\begin{aligned} R' &= \bar{h}_3 \bar{Q}^+, & R'' &= (\bar{h}_1 \vee \bar{h}_3 Q) \bar{Q}^+ \vee \bar{h}_1 \bar{h}_3, \\ S' &= \bar{h}_3 Q^+, & S'' &= (\bar{h}_2 \vee \bar{h}_3 \bar{Q}) Q^+ \vee \bar{h}_2 \bar{h}_3. \end{aligned}$$

Для минимизации ФВ с помощью ДВ в соответствии с изложенным положим, что $\bar{h}_1 = \Phi$, $\bar{h}_2 = \Phi$ и $\bar{h}_3 = c$. Тогда ФВ примут вид:

$$\begin{aligned} R' &= c \bar{Q}^+, & R'' &= (\Phi \vee \bar{c} Q) \bar{Q}^+ \vee c \Phi, \\ S' &= c Q^+, & S'' &= (\Phi \vee \bar{c} \bar{Q}) Q^+ \vee c \Phi. \end{aligned}$$

Если $Q = 1$, то

$$R' = c \bar{Q}^+, \quad R'' = \bar{c} \bar{Q}^+ \vee c \Phi, \quad S' = c Q^+, \quad S'' = \Phi Q^+ \vee c \Phi,$$

а если $Q = 0$, то

$$R' = c \bar{Q}^+, \quad R'' = \Phi \bar{Q}^+ \vee c \Phi, \quad S' = c Q^+, \quad S'' = \bar{c} Q^+ \vee c \Phi.$$

Из этого следует, что методика синтеза АПА из ЭП типов $R' - R'' - S' - S''$ и $R'' - S'$ одинакова.

§ 9.6. АБСТРАКТНЫЙ СИНТЕЗ АСИНХРОННЫХ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ АВТОМАТОВ

Основная задача любого автомата — это реализация соответствия между входными и выходными последовательностями. Множество допустимых входных последовательностей, вообще говоря, бесконечно, поэтому невозможно составить таблицу соответствия между всеми входными и выходными последовательностями. В инженерной практике, как правило, закон функционирования автоматов формулируется сначала словесно. Однако такое описание поведения автоматов не является строгим математическим способом их задания, поэтому необходим переход к таким способам, которые позволили бы установить соответствие между бесконечными множествами входных и выходных последовательностей. Одним из таких способов являются таблицы переходов (ТП).

Обычно под этапом абстрактного синтеза понимается построение ТП автоматов по заданным условиям их функционирования, представленным в форме регулярных выражений, и минимизация числа ВС [7, 12]. Здесь рассмотрены только некоторые инженерные приемы построения ТП на основании словесного описания условий функционирования автоматов и наиболее простой метод минимизации числа ВС.

Рассмотрим задание АПА с помощью ТП. Для этого задаем функции переходов и выходов (9.3) $\mu^+ = f(v, \mu)$, $\lambda = \varphi(v, \mu)$, т. е. каждой паре (v_i, μ_j) следует поставить в соответствие некоторые значения функций $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_s$ и $\lambda_{ij} = \varphi(v_i, \mu_j) = \lambda_l$. Данное соответствие легко задать табличным методом. ТП состоит из столбцов, число которых равно числу допустимых состояний входа, и строк, число которых равно числу ВС, поэтому каждая клетка

ТП соответствует определенной паре (v_i, μ_j) . В таблице указываются значения ФП $\mu_{ij}^+ = \mu_s$, соответствующие парам (v_i, μ_j) . Значения ФП $\mu_{ij}^- = \mu_j$, соответствующие УС, отмечаются круглыми скобками. Если некоторые переходы не заданы (в недоопределенном АПА), то в соответствующих клетках ставятся прочерки. Значения функции выхода $\lambda_{ij} = \lambda_i$ указываются только в клетках, в которых имеются УС. Так, например, в табл. 9.4 показаны функции переходов и выходов некоторого недоопределенного АПА.

Т а б л и ц а 9.4

$\mu_j \backslash v_i$	v_0	v_1	v_2	v_3
μ_1	$(\mu_1), \lambda_3$	μ_2	μ_4	μ_5
μ_2	μ_1	$(\mu_2), \lambda_3$	—	μ_5
μ_3	μ_1	—	$(\mu_3), \lambda_2$	μ_5
μ_4	μ_1	—	$(\mu_4), \lambda_1$	μ_5
μ_5	μ_1	μ_2	μ_3	$(\mu_5), \lambda_3$

Интервал времени, в течение которого АПА находится в НС, обычно значительно меньше интервала времени, соответствующего УС, поэтому часто значения функции выхода $\lambda = (z_1, \dots, z_k)$ в НС целесообразно не задавать. Это позволяет синтезировать более экономичные КС, реализующие функции z_q (функции z_q будут в этом случае неполностью определенными). Однако при доопределении функций z_q иногда следует учитывать требования, предъявляемые в зависимости от назначения АПА к его выходным сигналам: 1) при переходных процессах (в НС) на выходах z_q не должны появляться ложные сигналы (импульсы) малой длительности; 2) реакция выходных сигналов z_q на изменения состояний входа должна иметь минимальное запаздывание.

Если ни одно из указанных требований не предъявляется, то функции z_q можно доопределять произвольно для получения наиболее простой КС. Рассмотрим ограничения, накладываемые указанными ранее требованиями на доопределение функций z_q . Пусть ВС μ_{i_1} устойчиво для состояния входа v_{i_1} , а ВС μ_{j_s} — для состояния входа v_{i_2} . Тогда в процессе изменения ВС μ_{i_1} на μ_{j_s} в АПА будет реализована последовательность пар $(v_{i_1}, \mu_{i_1}), (v_{i_2}, \mu_{j_1}), (v_{i_2}, \mu_{j_2}), \dots, (v_{i_2}, \mu_{j_s})$, где $s=2$ при простых переходах и $s>2$ при сложных переходах, так как $\mu_{i_1 j_1}^+ = f(v_{i_1}, \mu_{j_1}) = \mu_{j_1}$ и $\mu_{i_2 j_s}^+ = f(v_{i_2}, \mu_{j_s}) = \mu_{j_s}$. Для выполнения первого требования функции z_q необходимо доопределить так, чтобы на всей последовательности пар

значения сигналов z_q изменялись только один раз, а для выполнения второго доопределить так, чтобы выполнялось соотношение $\lambda_{i_2 j_1} = \varphi(v_{i_2}, \mu_{j_1}) = \dots = \lambda_{i_2 j_s} = \varphi(v_{i_2}, \mu_{j_s})$, т. е. значения функции выхода во всех НС должны совпадать со значениями функции выхода в последующем УС $\mu_{i_2 j_s}^+ = \mu_{j_s}$. Очевидно, что в этом случае будет выполняться также и первое требование. В дальнейшем будем считать, что функция выхода в НС не определена, а доопределение будем производить исходя из тех или иных соображений.

АПА, задаваемый табл. 9.4, должен иметь не менее двух физических входов (x_1 и x_2) и не менее двух физических выходов (z_1 и z_2), так как имеется четыре состояния входа v_i и три состояния выхода λ_l , т. е. для данного АПА можно считать, что

$$v = (x_1, x_2), \quad v_i = (e_{x_1}, e_{x_2}), \quad \lambda = (z_1, z_2), \quad \lambda_l = (e_{z_1}, e_{z_2}),$$

где $e_{x_p} = 0$ или 1, $e_{z_q} = 0$ или 1.

В практических инженерных задачах кодирование состояний входа и выхода АПА обычно вытекает из самой постановки задачи (под кодированием понимается постановка в соответствие каждому состоянию входа v_i и выхода λ_l наборов значений входных сигналов $x_p = e_{x_p}$ и выходных сигналов $z_q = e_{z_q}$). Можно полагать, что при кодировании этих состояний получаются соотношения: $i = e_{x_1} e_{x_2}$, $l = e_{z_1} e_{z_2}$. Для простоты в ТП вместо состояний v_i и λ_l указывают значения кодирующих сигналов x_p и z_q , а ВС μ_j обозначают только одним индексом j (табл. 9.5). Табл. 9.5 представляет собой так называемую первоначальную ТП (ПТП) [25], характерную тем, что в каждой строке имеется только по одному УС и все переходы между ними являются простыми. Таким образом, ПТП задает АПА с простыми переходами, в котором каждому УС соответствует свое ВС.

Таблица 9.5

$i \backslash x_1 x_2$	00	01	10	11
1	(1), 11	2	4	5
2	1	(2), 11	—	5
3	1	—	(3), 10	5
4	1	—	(4), 01	5
5	1	2	3	(5), 11

ПТП используется для первоначального задания АПА, исходя из словесного описания их законов функционирования, так как структура этих таблиц наиболее проста. Часто легко определить, сколько УС должен иметь АПА для каждого состояния входа v_i отдельно. В этом случае УС размещаются в ТП так, чтобы в каждой строке было бы только по одному УС. Затем все оставшиеся

клетки на основании словесного описания работы АПА заполняются НС, задающими простые переходы между УС, в результате чего и получается ПТП. В силу этого ПТП всегда определяет АПА, функционирующий в соответствии с заданным законом.

Однако ПТП может содержать избыточное число ВС μ_j ; так как может оказаться, что для различных состояний входа v_{i_1} и v_{i_2} можно использовать одно и то же ВС μ_j . Поэтому возникает

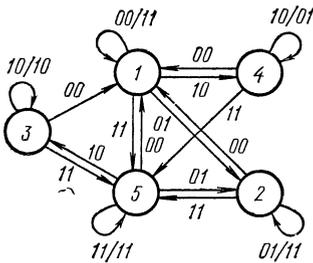


Рис. 9.9. Граф переходов асинхронного потенциального автомата, заданного табл. 9.5

задача минимизации числа ВС. Прежде чем перейти к решению этой задачи, рассмотрим задание АПА с помощью графов переходов (ГП), которые могут быть построены по ТП (рис. 9.9).

ГП состоит из узлов (кружки), обозначающих ВС μ_j , и ветвей (направленные линии), указывающих переходы между ВС. Ветви, выходящие из какого-либо узла и входящие в этот же узел, называются петлями. Ветви обозначаются состояниями входа v_i , вызывающими соответствующие переходы между ВС, а петли — состояниями входа

и выхода v_i/λ_i . ГП позволяет представить работу АПА в более наглядной форме, чем ТП. Для детерминированных АПА из каждого узла может выходить только одна ветвь v_i , входящая в другой узел.

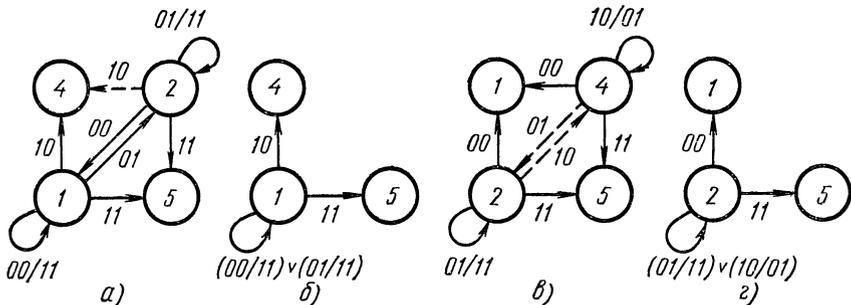


Рис. 9.10. Подграфы переходов, соответствующие табл. 9.5

Для пояснения идеи минимизации числа ВС на основании табл. 9.5 составим подграф переходов, в который включим переходы только из двух УС μ_1 и μ_2 (рис. 9.10, а). Неопределенные автоматы можно доопределять произвольно. Доопределим рассматриваемый АПА переходом из ВС μ_2 в μ_4 при воздействии состояния входа $v_2 = (1, 0)$, при котором переход был неопределен (пунктирная ветвь, на рис. 9.10, а). Из рис. 9.10, а видно, что два ВС μ_1 и μ_2 можно заменить одним (например, μ_1) без изменения закона функционирования АПА, так как между этими ВС есть взаимный переход, а состояния входа $v_2 = (1, 0)$ и $v_3 =$

$= (1, 1)$ переводят АПА из ВС μ_1 и μ_2 в одни и те же ВС μ_4 и μ_5 . Если совместить (объединить) ВС μ_1 и μ_2 , то получится подграф переходов, изображенный на рис. 9.10, б. ВС, имеющие рассмотренные свойства, называются совместимыми и их можно объединять, заменяя одним ВС, которое будет устойчивым уже при двух различных состояниях входа.

На рис. 9.10, в изображен подграф переходов, включающий только переходы из двух УС μ_2 и μ_4 . Доопределив его показанными пунктирными ветвями переходами, ВС μ_2 и μ_4 , как и в предыдущем случае, можно будет заменить одним ВС μ_2 (рис. 9.10, з), т. е. ВС μ_2 и μ_4 также являются совместимыми. Если теперь обратиться к табл. 9.5, то можно сделать вывод, что совместимыми ВС являются такие два ВС μ_{j_1} и μ_{j_2} , которым в ТП соответствуют строки с непротиворечивым размещением цифр, т. е. такие, у которых в одном и том же столбце стоят одинаковые цифры, или в одной строке — цифра, а в другой — прочерк. Это свойство ТП позволяет довольно просто отыскивать все совместимые ВС.

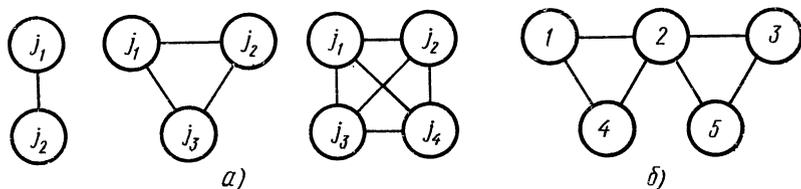


Рис. 9.11. Диаграммы совместимых состояний

Множество ВС $M' = \{\mu_{j_1}, \mu_{j_2}, \dots\}$ является совместимым, если все ВС из M' попарно совместимые. Такое множество можно заменить одним ВС, присваивая ему, например, наименьший из номеров, входящих в множество ВС. Для отыскания всех возможных вариантов совместимости ВС используются диаграммы совместимых (внутренних) состояний (ДСС). ДСС состоит из узлов, обозначающих ВС, каждая пара которых соединена ненаправленными линиями, если узлам, входящим в пары, соответствуют совместимые ВС.

На рис. 9.11, а показаны ДСС для множеств, состоящих из двух, трех и четырех совместимых ВС, а на рис. 9.11, б — ДСС для АПА заданного табл. 9.5, из которой следует, что возможны два варианта совмещения ВС:

- 1) $\{\mu_1, \mu_2, \mu_4\}, \{\mu_3, \mu_5\}$,
- 2) $\{\mu_1, \mu_4\}, \{\mu_2, \mu_3, \mu_5\}$,

т. е. число ВС рассматриваемого АПА можно сократить до двух. Например, для первого варианта два полученных множества можно заменить ВС μ_1 и μ_3 , в результате чего будет получена ТП, показанная в табл. 9.6. Кодирование ВС данного АПА тривиально, так как для получения двух состояний необходим всего один ЭП.

Принятый способ кодирования приведен в табл. 9.6 в столбце Q ($\mu_1 = e_Q = 0$, $\mu_3 = e_Q = 1$). Подобные ТП будем называть кодированными ТП (КТП).

Таблица 9.6

$j \backslash x_1 x_2$	00	01	10	11	Q	q_1
1	(1), 11	(1), 11	(1), 01	3	0	0
3	1	1	(3), 10	(3), 11	1	1
q_2	0	2	4	6		

Сделаем структурный синтез рассмотренного АПА из ЭП типа D' . КТП полностью определяет функции переходов и выходов

$$Q^+ = f(x_1, x_2, Q), \quad z_1 = \varphi_1(x_1, x_2, Q), \quad z_2 = \varphi_2(x_1, x_2, Q),$$

т. е. по ней можно составить таблицы истинности, а затем и ДВ для этих функций. Однако достаточно прост и непосредственный переход от КТП к ДВ. Для принятого на рис. 9.12 обозначения сторон ДВ номера клеток будут определяться числами

$$q = e_{x_1} e_{x_2} e_Q = e_{x_1} 2^2 + e_{x_2} 2^1 + e_Q 2^0 = q_2 + q_1,$$

где $q_1 = e_Q 2^0$, $q_2 = e_{x_1} 2^2 + e_{x_2} 2^1$. Эти числа приведены в табл. 9.6 в столбце q_1 и строке q_2 .

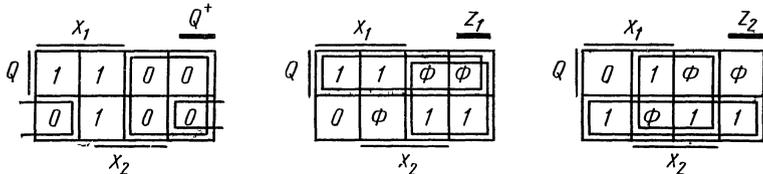


Рис. 9.12. Синтез асинхронного потенциального автомата, заданного табл. 9.7

Поясним, как заполняются ДВ для функций Q^+ , z_1 и z_2 . Возьмем, например, клетку с номером $q=1$. В таблице в этой клетке указано НС μ_1 , которому приписано значение $Q=0$, а значения выходных сигналов z_1 и z_2 не определены. Поэтому в ДВ в клетки с этим номером следует занести значения $Q^+=0$, $z_1=z_2=\Phi$. Для клетки с номером $q=5$ аналогично можно получить, что $Q^+=1$, $z_1=1$, $z_2=0$, так как в табл. 9.6 в этой клетке находится УС (μ_3), которому соответствуют значения выходных сигналов $z_1=1$ и $z_2=0$. Таким же способом заполняются и все остальные клетки ДВ, из которых следует, что

$$Q^+ = \bar{x}_1 \vee \bar{x}_2 \bar{Q} = \overline{x_1 \bar{x}_2 Q}, \quad z_1 = \bar{x}_1 \vee Q = \overline{x_1 \bar{Q}},$$

$$z_2 = x_2 \vee \bar{Q} = x_2 \vee \bar{x}_2 \bar{Q} = \overline{\bar{x}_2 x_2 \bar{Q}}.$$

Соответствующая этим функциям схема АПА приведена на рис. 8.10, а ($Q^+ = \gamma^+$). Хотя из данной ЛС исключили ЭП типа D' , она все же функционирует в соответствии с законом, заданным ПТП (см. табл. 9.5), в чем легко убедиться, сделав ее анализ. Следует иметь в виду, что при минимизации числа ВС недоопределенный АПА часто доопределяется. В результате такой минимизации в рассмотренном примере был получен полностью определенный АПА. Состязания УС в ЛС, изображенной на рис. 8.10, а, возникают только при несоседнем изменении состояний входа, когда $d\bar{x}_1 dx_2 = 1$, т. е. когда сигналы x_1 и x_2 изменяются одновременно: x_1 с 0 на 1, а x_2 с 1 на 0. Хотя из табл. 9.6 следует, что в этом случае состояние μ_1 не должно изменяться, однако в ПТП (табл. 9.5) такой переход вообще не был задан, а поэтому и не имеет значения, как ведет себя АПА в подобной ситуации.

Таблица 9.7

dT	Q	Q^+	dT	Q	Q^+
0	0	0	1	0	1
0	1	1	1	1	0

Теперь рассмотрим один из способов перехода от словесного описания закона функционирования АПА к ПТП, пригодный для сравнительно простых АПА. Пусть требуется синтезировать триггер со счетным входом. Такой триггер должен менять свое состояние при каждом изменении входного сигнала с 1 на 0. На основании данного словесного описания работы триггера с помощью оператора перехода d возможно дать точную формулировку закона его функционирования в аналитической форме. Входной сигнал триггера со счетным входом принято обозначать буквой T . Из сказанного следует, что состояние триггера должно изменяться при $dT = 1$, а при $dT = 0$ будет сохраняться предыдущее состояние. Исходя из этого составим таблицу истинности (табл. 9.7), задающую ФП триггера $Q^+ = f(dT, Q)$, из которой следует, что

$$Q^+ = \bar{Q} dT \vee Q \bar{dT} = Q \oplus dT. \quad (9.25)$$

Данный триггер, который будем называть dT -триггером, представляет собой АИТ, так как в ФП входит импульсный сигнал dT . Как известно, триггер со счетным входом легко построить, используя дифференцирующие цепи или разностные элементы (РЭ) для дифференцирования потенциального сигнала T . Такое дифференцирование, основанное на физических процессах, протекающих в RC -цепях и РЭ, будем называть физическим. Здесь же требуется, используя общие методы, синтезировать АПА, который выполнял бы функции АИТ типа dT , а значит функция выхода АПА $z = Q$ должна изменяться по закону, заданному выражением (9.25).

Из этого следует, что функция выхода, записанная в виде

$$z^+ = z \oplus dT, \quad (9.26)$$

задает значения выходного сигнала не только в УС, но и при переходах, т. е. устанавливает соответствие между всеми возможными входными и выходными последовательностями.

Если входной сигнал не изменяется, т. е. если $dT \vee d\bar{T} = 0$, то АПА находится в УС. Подставив в выражение (9.26) значение $dT = 0$, получим, что в УС $z^+ = z \oplus 0 = z = 0$ или 1, т. е. для каждого состояния входа $e_T = 0$ или 1 АПА должен иметь по два УС, отличающихся значением функции выхода $z = 0$ или 1. Поэтому в каждый столбец ПТП следует занести по два УС (табл. 9.8).

Таблица 9.8

$i \backslash T$	0	1	$Q_1 Q_2$	q_1
1	(1), 0	3	0 0	0
2	(2), 1	4	1 1	3
3	2	(3), 0	0 1	1
4	1	(4), 1	1 0	2
q_2	0	4		

Далее с помощью функции (9.26) можно найти переходы между УС. Пусть сигнал T изменяется с 0 на 1. В этом случае $dT = 0$ и $z^+ = z \oplus 0 = z$, т. е. при таком изменении состояния входа выходной сигнал z изменяться не должен, а это возможно только при переходе АПА из ВС μ_1 в μ_3 , а из ВС μ_2 в μ_4 . Аналитически это можно записать в виде

$$\mu_{11}^+ = f(v_1, \mu_1) = \mu_3, \quad \mu_{22}^+ = f(v_1, \mu_2) = \mu_4.$$

На этом основании проставляются НС в столбце $v_1 = e_T = 1$ (см. табл. 9.8). Если же сигнал T изменяется с 1 на 0, то $dT = 1$ и $z^+ = z \oplus 1 = \bar{z}$, т. е. в этом случае значение выходного сигнала z должно измениться на противоположное, а это возможно только при переходе АПА из ВС μ_3 в μ_2 , а из ВС μ_4 в μ_1 . Таким образом, будем иметь, что

$$\mu_{33}^+ = f(v_0, \mu_3) = \mu_2, \quad \mu_{44}^+ = f(v_0, \mu_4) = \mu_1.$$

На этом основании проставляются НС в столбце $v_0 = 0$ (табл. 9.8).

Полученная таким образом ПТП полностью задает закон функционирования АПА, выполняющего функции dT -триггера. Совместимых ВС в табл. 9.8 не имеется, значит можно перейти к выполнению их кодирования. Число ВС M , которое можно получить с помощью m ЭП, определяется соотношением $2^{m-1} < M \leq 2^m$, поэтому, если АПА должен иметь M ВС, то минимально необхо-

димое число ЭП определяется равенством $m = \lceil \log_2 M \rceil$, где $\lceil y \rceil$ — наименьшее целое число, не меньшее y .

Так как рассматриваемый АПА имеет четыре состояния, то необходимо использовать два ЭП: Q_1 и Q_2 . Для того чтобы исключить состязания ЭП, следует произвести соседнее кодирование ВС, легко выполняемое с помощью ГП (рис. 9.13). Если положить, что $\mu_1 = (0, 0)$, $\mu_2 = (1, 1)$, $\mu_3 = (0, 1)$, $\mu_4 = (1, 0)$, где $\mu = (Q_1, Q_2)$, то при всех переходах будет изменяться выходной сигнал только одного ЭП (см. рис. 9.13), а значит состязания ЭП возникнуть не могут. В табл. 9.8 указан принятый способ кодирования, а также числа

$$q_1 = e_{Q_1} 2^1 + e_{Q_2} 2^0, \quad q_2 = e_T 2^2,$$

которые облегчают переход от КТП к ДВ. Из табл. 9.7 видно, что значения выходного сигнала z совпадают со значениями сигнала $Q_1(z = Q_1)$, поэтому для функции z нет необходимости составлять ДВ.

Сделаем структурный синтез dT -триггера из ЭП типов D' и $R' - S'$. На рис. 9.14, a даны ДВ для функций Q_1^+ и Q_2^+ , из которых следует, что МДНФС ФВ можно представить в форме

$$D'_1 = Q_1^+ = Q_1 T \vee Q_2 \bar{T} \vee Q_1 Q_2, \quad D'_2 = Q_2^+ = \bar{Q}_1 T \vee Q_2 \bar{T} \vee \bar{Q}_1 Q_2. \quad (9.27)$$

Преобразуем эти ФВ к виду

$$Q_1^+ = Q_1 (Q_2 \vee T) \vee Q_2 \bar{T} = \overline{\overline{Q_1 \bar{Q}_2 \bar{T} Q_2 \bar{T}}}, \\ Q_2^+ = \bar{Q}_1 (Q_2 \vee T) \vee Q_2 \bar{T} = \overline{\overline{\bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{T} Q_2 \bar{T}}}.$$

На рис. 9.15 изображена ЛС, построенная в соответствии с последними выражениями, из которого следует, что

$$\alpha = \overline{\gamma Q_1}, \quad \beta = \overline{Q_2 \bar{T}}, \quad \gamma = \overline{Q_2 \bar{T}}, \quad \delta = \overline{\gamma Q_1}. \quad (9.28)$$

Если из данной ЛС исключить оба ЭП типа D' , то как показывает анализ, закон функционирования ее не изменится (состязания УС не возникнут). Найдем значения сигналов Q_2 , α , β , γ и δ в УС в зависимости от значений сигналов T и Q_1 . Решая СЛУ (9.27) относительно Q_2 , получим, что

$$Q_2 = Q_1 \bar{T} \vee \bar{Q}_1 T = Q_1 \oplus T. \quad (9.29)$$

Подставив это значение Q_2 в выражения (9.28), найдем, что

$$\alpha = \bar{Q}_1, \quad \beta = \bar{Q}_1 \vee T, \quad \gamma = Q_1 \vee T, \quad \delta = Q_1 \vee \bar{T}. \quad (9.30)$$

Так как в УС $\alpha = \bar{Q}_1$, а $\beta \delta = \bar{Q}_2$, то можно положить, что $\gamma = \overline{\beta \delta \bar{T}}$, $\delta = \overline{\alpha \gamma}$. На этом основании ЛС, изображенная на рис. 9.15, преобразуется к виду, представленному на рис. 9.16, a (исключены ЭП типа D' и ЛЭ НЕ). С помощью соотношений (9.29) и (9.30)

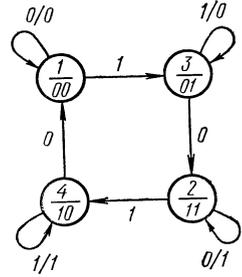


Рис. 9.13. Граф переходов dT -триггера

легко построить временные диаграммы, поясняющие работу синтезированного dT -триггера (рис. 9.16, б). В данной ЛС состояния УС также отсутствуют.

ФВ (9.27) можно преобразовать и другим способом:

$$Q_1^+ = Q_1 T \vee Q_2 (Q_1 \vee \bar{T}) = \overline{\overline{Q_1 T Q_2 \bar{Q}_1 T}},$$

$$Q_2^+ = \bar{Q}_1 T \vee Q_2 (\bar{Q}_1 \vee \bar{T}) = \overline{\overline{Q_1 T Q_2 Q_1 T}}.$$

Этим выражениям соответствует ЛС, которая отличается от ЛС, изображенной на рис. 9.16, а, только заменой сигналов \bar{T} на T ,

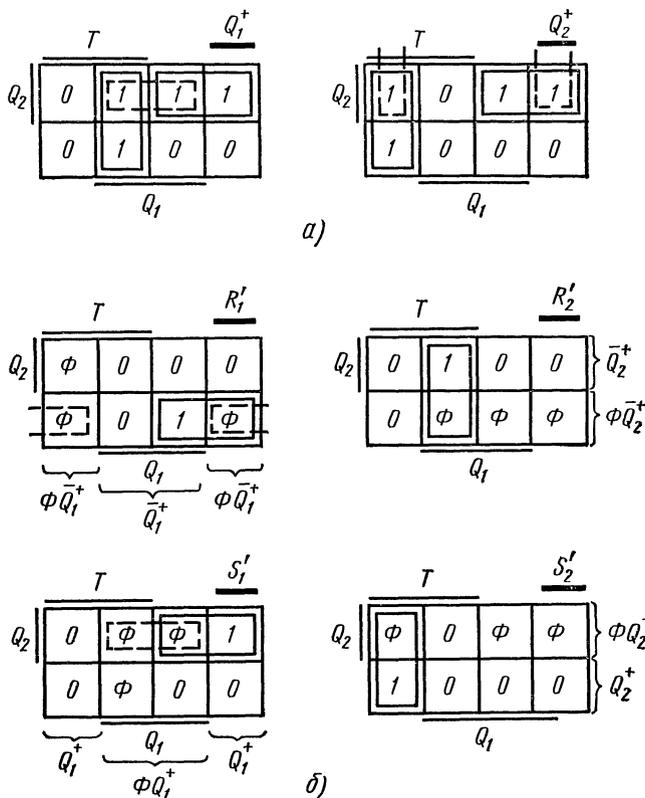


Рис. 9.14. Синтез dT -триггера

Q_1 на Q_2 и Q_2 на $Q_1 = Q$. Это следует также из рис. 9.16, б (сигнал Q_1 изменяется при $dT = 1$, а сигнал Q_2 — при $d\bar{T} = 1$). В этом случае dT -триггер будет иметь только один выход Q или \bar{Q} (понятие инверсного и прямого выходов для dT -триггера относительно, так как выходы Q и \bar{Q} всегда можно поменять местами).

В дальнейшем ЭП типа D' из состава АПА всегда будут исключаться, т. е. построение АПА будет производиться в соответствии

с моделями, изображенными на рис. 9.7. Отметим, что во всех ЛС, которые будут получены в § 9.6, 9.7 и 9.9 в результате синтеза АПА, состязания ЛЭ либо вообще отсутствуют, либо допускается значительный разброс величин задержек сигналов в ЛЭ ($t'_{\max}/t'_{\min} = 2-3$, где t'_{\max} и t'_{\min} — максимальная и минимальная величины задержек сигналов в одном ЛЭ), при котором состязания ЛЭ не приводят к состязаниям УС.

Сделаем теперь синтез dT -триггера из ЭП типа $R' - S'$. На рис. 9.14, б приведены ДВ для ФВ ЭП Q_1 и Q_2 , составленные на основании ДВ для функций Q_1^+ и Q_2^+ по методике § 9.5. Из данных ДВ следует, что ФВ можно представить в виде

$$\begin{aligned} R'_1 &= \bar{Q}_2 \bar{T}, & S'_1 &= Q_2 \bar{T}, \\ R'_2 &= Q_1 T, & S'_2 &= \bar{Q}_1 T. \end{aligned}$$

Схема dT -триггера, выполненная в соответствии с этими выражениями, приведена на рис. 9.17, а.

Используя 1-кубы, отмеченные на рис. 9.14, б пунктиром, ФВ ЭП Q_1 можно получить в форме

$$\begin{aligned} R'_1 &= \bar{Q}_2 \bar{T} \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 = \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \bar{T} = \bar{Q}_2 \bar{R}'_2, \\ S'_1 &= Q_2 \bar{T} \vee Q_1 Q_2 = Q_2 \bar{Q}_1 \bar{T} = Q_2 \bar{S}'_2. \end{aligned}$$

Схема dT -триггера, соответствующая этим ФВ ЭП Q_1 , изображена на рис. 9.17, б.

Если сделать синтез dT -триггера из ЭП $R'' - S'$, то ФВ ЭП можно получить в двух видах:

- 1) $R''_1 = \bar{T}, S'_1 = Q_2 \bar{T}, R''_2 = T, S'_2 = \bar{Q}_1 T,$
- 2) $R''_1 = \bar{R}'_2 \bar{S}'_2, S'_1 = Q_2 \bar{S}'_2, R''_2 = T, S'_2 = \bar{Q}_1 T.$

Соответствующие схемы dT -триггеров приведены на рис. 9.18, а, б. При синтезе dT -триггера из ЭП типа $R'' - R'' - S' - S''$ можно получить много различных вариантов ФВ, из которых наиболее интересны следующие:

- 1) $R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{T}, S'_1 = Q_2 \bar{T}, \bar{R}''_1 = \bar{S}''_1 = 1,$
 $R'_2 = Q_1 T, S'_2 = \bar{Q}_1 T, \bar{R}''_2 = \bar{S}''_2 = 1,$
- 2) $R'_1 = \bar{Q}_1 T, S'_1 = Q_1 T, \bar{R}''_1 = Q_2, \bar{S}''_1 = \bar{Q}_2,$
 $R'_2 = Q_1 T, S'_2 = \bar{Q}_1 T, \bar{R}''_2 = \bar{S}''_2 = 1,$

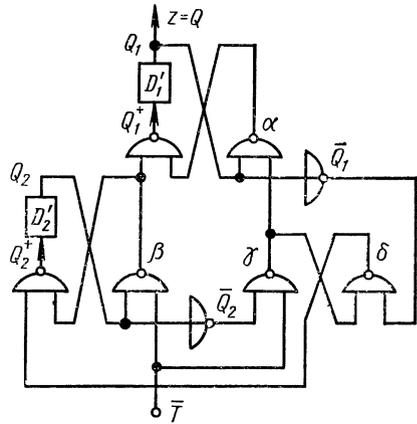


Рис. 9.15. Триггер типа dT , выполненный по модели асинхронных потенциальных автоматов рис. 9.2, а

которым соответствуют схемы dT -триггеров, изображенные на рис. 9.19, а, б.

Сделаем синтез еще одного АИТ, ФП которого задается табл. 9.9. Данный триггер имеет два входа: J — вход установки состояния $Q = 1$ и K — вход установки состояния $Q = 0$. При одновременном изменении обоих сигналов с 1 на 0 ($dJ = dK = 1$) триггер изменяет свое состояние на противоположное ($Q^+ = \bar{Q}$). Из табл. 9.9 следует, что ФП триггера

$$Q^+ = \bar{Q} dJ \vee Q d\bar{K}, \quad (9.31)$$

поэтому будем называть его $dJ - dK$ -триггером.

Таблица 9.9

dJ	dK	Q	Q^+	dJ	dK	Q	Q^+
0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	1	0

Если сигналы J и K не изменяются, то $dJ = dK = 0$, поэтому в УС выполняется соотношение: $Q^+ = Q$. Из этого следует, что ПТП в каждом столбце должна иметь по два УС, отличающихся значением функции выхода $z = Q = 0$ или 1 (табл. 9.10). НС определяются так же, как и для dT -триггера. Например, пусть исходным

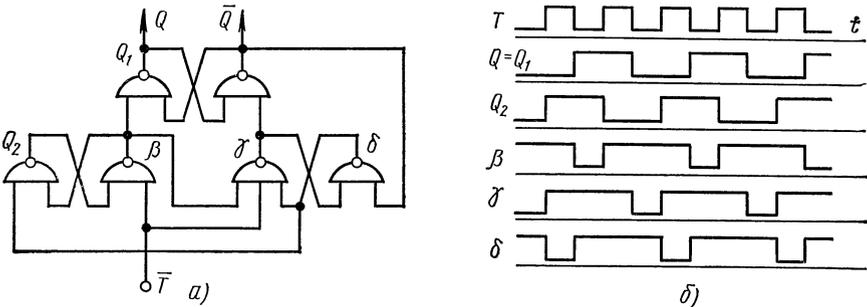


Рис. 9.16. Триггер типа dT , выполненный по модели асинхронных потенциальных автоматов рис. 9.2, б или 9.7, а, и временные диаграммы его работы

является состояние входа $v_1 = (0, 1)$, которому соответствуют УС μ_3 и μ_4 , а затем оно изменяется на состояние входа $v_2 = (1, 0)$. Так как при этом $dJ = 0$, а $dK = 1$, то АПА должен перейти в ВС, которому соответствует состояние выхода, определяемое ФП (9.31): $z = Q^+ = \bar{Q} 0 \vee Q \cdot 1 = 0$, т. е. АПА независимо от исходного УС (μ_3 или μ_4) должен перейти в УС μ_5 (табл. 9.10).

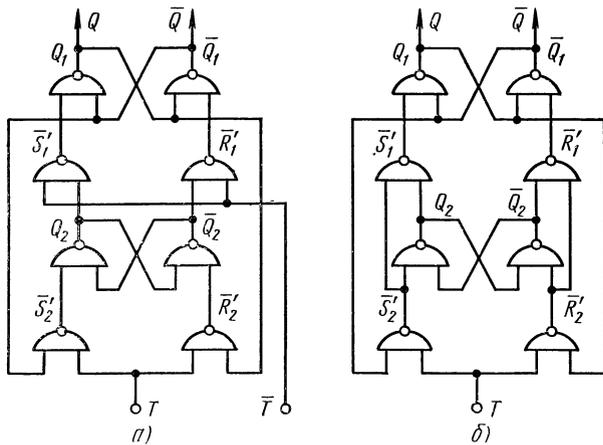


Рис. 9.17. Триггеры типа dT , выполненные из R' — S' -триггеров

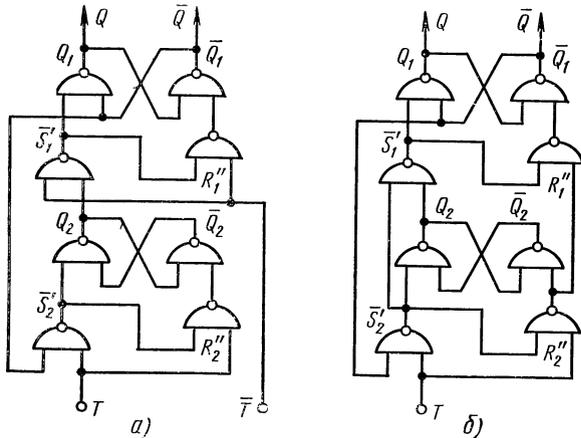


Рис. 9.18. Триггеры типа dT , выполненные из R'' — S' -триггеров

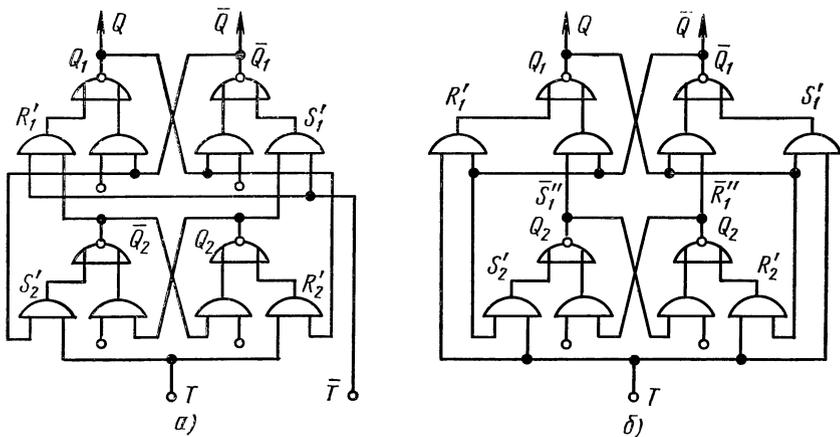


Рис. 9.19. Триггеры типа dT , выполненные из R' — \bar{R}' — S' — \bar{S}' -триггеров

Таблица 9.10

$\begin{matrix} JK \\ i \end{matrix}$	00	01	10	11
1	(1), 0	3	5	7
2	(2), 1	4	6	8
3	1	(3), 0	5	7
4	1	(4), 1	5	8
5	2	4	(5), 0	7
6	2	4	(6), 1	8
7	2	4	5	(7), 0
8	1	4	5	(8), 1

На рис. 9.20, а показана ДСС, из которой видно, что ПТП имеет четыре пары совместимых ВС. Совместив их, получим табл. 9.11, которой соответствует ГП, изображенный на рис. 9.20, б.

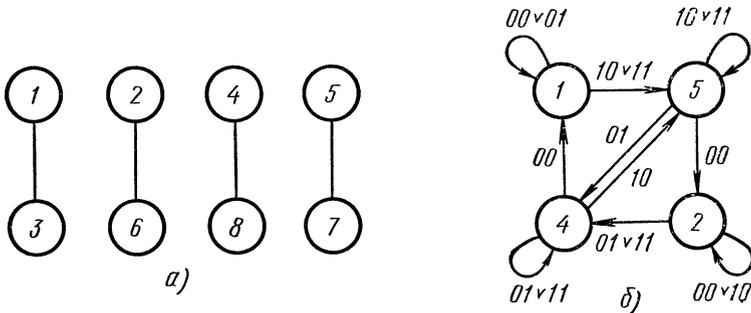


Рис. 9.20. Диаграмма совместимых состояний для табл. 9.10 и граф переходов для табл. 9.11

Два ВС μ_{i_1} и μ_{i_2} будем называть связанными, если между ними есть хотя бы один переход. Для исключения связей ЭП всем связанным ВС необходимо присписывать соседние кодовые комбинации, составленные из выходных сигналов ЭП.

Таблица 9.11

$\begin{matrix} JK \\ i \end{matrix}$	00	01	10	11
1	(1), 0	(1), 0	5	5
2	(2), 1	4	(2), 1	4
4	1	(4), 1	5	(4), 1
5	2	4	(5), 0	(5), 0

Если ГП имеет контуры нечетной длины, то соседнее кодирование связанных ВС осуществить невозможно, в чем легко убедиться, используя, например, ГП, представленный на рис. 9.20, б. Однако введением переходных ВС контуры нечетной длины всегда можно преобразовать в контуры четной длины, что, конечно, может увеличить число используемых ЭП. В ряде случаев в качестве переходных ВС можно использовать уже имеющиеся ВС. Для рассматриваемого АПА введем сложные переходы

$$\begin{aligned}
 (\mu_4)_{v_1} \xrightarrow{v_2} \mu_1 \xrightarrow{v_2} (\mu_5)_{v_2}, \\
 (\mu_5)_{v_2} \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} (\mu_4)_{v_1}.
 \end{aligned}$$

Тогда табл. 9.11 можно преобразовать в ТП со сложными переходами (табл. 9.12), которой соответствует ГП, изображенный на рис. 9.21. Теперь легко осуществить соседнее кодирование, принятый способ которого указан в крайнем правом столбце табл. 9.12 (значения функции выхода $z = Q = Q_1$). Составив ДВ для функций Q_1^+ и Q_2^+ (рис. 9.22), получим:

$$\begin{aligned}
 D_1' &= Q_1^+ = Q_1 K \vee Q_2 \bar{J} \vee Q_1 Q_2 = \overline{Q_1 K Q_2 J Q_1}, \\
 D_2' &= Q_2^+ = \bar{Q}_1 J \vee Q_2 \bar{K} \vee \bar{Q}_1 Q_2 = \overline{Q_1 J Q_2 K Q_1}.
 \end{aligned}$$

Этим ФВ соответствует схема $dJ - dK$ -триггера, изображенная на рис. 9.23. Данная ЛС состязаний УС не имеет. Если инверсный выход Q не требуется, то ЛЭ НЕ можно исключить таким же способом, как и в dT -триггере.

Таблица 9.12

$i \backslash JK$	00	01	10	11	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0	(1), 0	5	5	00
2	(2), 1	4	(2), 1	4	11
4	1	(4), 1	1	(4), 1	10
5	2	2	(5), 0	(5), 0	01

Синтез $dJ - dK$ -триггера можно сделать и из АПЭП других типов. Так, например, для ЭП типа $R' - S'$ можно получить

$$R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{R}'_2, \quad S'_1 = Q_2 \bar{S}'_2, \quad R'_2 = Q_1 K, \quad S'_2 = \bar{Q}_1 J.$$

Этим ФВ соответствует схема $dJ - dK$ -триггера, изображенная на рис. 9.24. Если в ФП (9.31) подставить значения $J = K = T$, то получится ФП dT -триггера (9.25). Из этого следует, что если

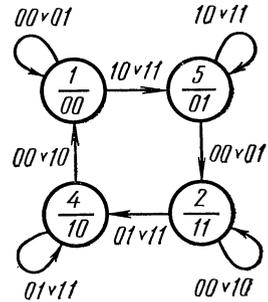


Рис. 9.21. Граф переходов $dJ - dK$ -триггера

в $dJ - dK$ -триггере входы J и K соединить вместе, то получится dT -триггер (обратное в общем случае неверно). Это подтверждается также сравнением полученных схем триггеров типов dT и $dJ - dK$.

В ФП АИТ входят импульсные сигналы, а значит получаемые в результате синтеза АПА выполняют функцию дифференцирования входных сигналов. Такое дифференцирование будем называть логическим, так как оно достигается исключительно за

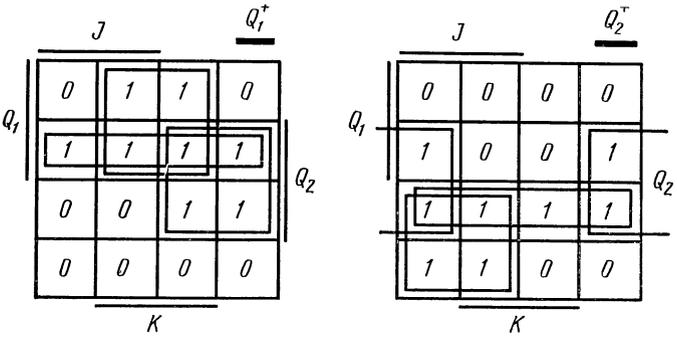


Рис. 9.22. Синтез $dJ - dK$ -триггера

счет логического построения схем АИТ, и его особенностью является то, что на выходах ни одного ЛЭ импульсные сигналы могут вообще не появиться (см. рис. 9.16, б). В $dJ - dK$ -триггере, изображенном на рис. 9.23, импульсный сигнал длительностью $5t_3$ (t_3 — среднее время задержки сигналов в одном ЛЭ) появляется только на выходе ЛЭ α при переходе $(\mu_5)_{v_3} \xrightarrow{v_1} \mu_2 \xrightarrow{v_1} (\mu_4)_{v_1}$.

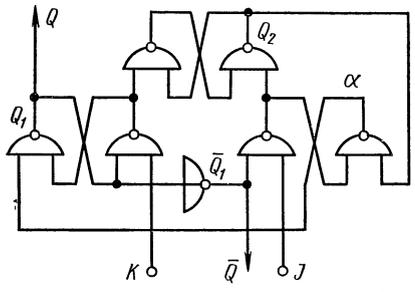


Рис. 9.23. Триггер типа $dJ - dK$

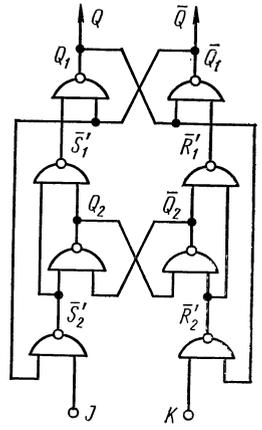


Рис. 9.24. Триггер типа $dJ - dK$, выполненный из $R' - S'$ -триггеров

В заключение сделаем синтез триггера смешанного типа, имеющего импульсный вход R для установки состояния $Q = 0$ и потенциальный вход S' для установки состояния $Q = 1$, закон функционирования которого задается табл. 9.13. Из таблицы сле-

дует, что функция переходов триггера $Q^+ = S' \vee Q \overline{dR}$, поэтому будем называть его $S' - dR$ -триггером.

Т а б л и ц а 9.13

dR	S'	Q	Q^+	dR	S'	Q	Q^+
0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1

Если состояния входа не изменяются, то $dR=0$, поэтому в УС функция выхода $z=Q^+=S' \vee Q$. При $S'=1$ получим, что $z=Q^+=1$, а значит в столбцах, соответствующих значению $S'=1$, ПТП должна иметь по одному УС. Если же $S'=0$, то $z=Q^+=Q=0$ или 1, поэтому в столбцах, соответствующих значению $S=0$, ПТП должна иметь по два УС, различающихся значением функции выхода $z=0$ или 1 (табл. 9.14).

Так как поведение АПА при несоседних изменениях состояний входа может оказаться недетерминированным, то в ряде случаев при составлении ПТП переходы между УС, соответствующие несоседним изменениям состояний входа, целесообразно вообще не задавать. Будем считать, что в рассматриваемом АПА переходы при $\nabla S' \nabla R = 1$ не определены (прочерки в табл. 9.14). НС при соседних изменениях состояний входа определяются так же, как и в предыдущих примерах. Например, если $dR=1$, то $z=Q^+=S'$, а значит АПА под воздействием состояния входа $v_0 = (0, 0)$ из ВС μ_3 и μ_4 должен переходить в ВС μ_1 , так как в этом случае $S'=0$.

Т а б л и ц а 9.14

$S'R$	00	01	10	11
1	(1), 0	3	5	—
2	(2), 1	4	5	—
3	1	(3), 0	—	6
4	1	(4), 1	—	6
5	2	—	(5), 1	6
6	—	4	5	(6), 1

На рис. 9.25 представлена ДСС, по которой можно составить несколько различных вариантов совместимости ВС. Выберем, например, такие множества совместимых ВС: $\{\mu_1, \mu_3\}$, $\{\mu_2, \mu_5\}$, $\{\mu_4, \mu_6\}$. Этому варианту соответствует табл. 9.15. Вводя переходные ВС, данную ТП можно преобразовать несколькими различными способами. Отметим, что от выбора множеств совмести-

мых ВС и способа введения переходных ВС может существенно зависеть сложность АПА, а также его поведение при несоседних изменениях состояний входа. В табл. 9.15 символом 4/2 указано введение переходного ВС μ_2 , т. е. исходное ВС μ_4 заменено на μ_2 .

Преобразованной таким образом ТП соответствует ГП, изображенный на рис. 9.26. Данный ГП имеет контур нечетной

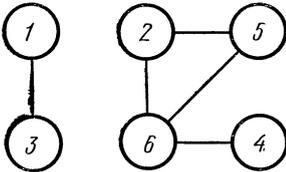


Рис. 9.25. Диаграмма совместимых состояний для табл. 9.14

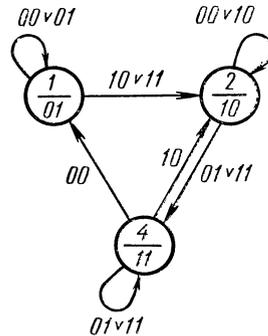


Рис. 9.26. Граф переходов S' — dR -триггера

длины, поэтому соседнее кодирование всех связанных ВС выполнить невозможно. Однако при переходе $(\mu_1)_{v_0} \xrightarrow{v_2} (\mu_2)_{v_2}$ можно допустить состояния ЭП, так как в столбце $v_2 = (1, 0)$ имеется только

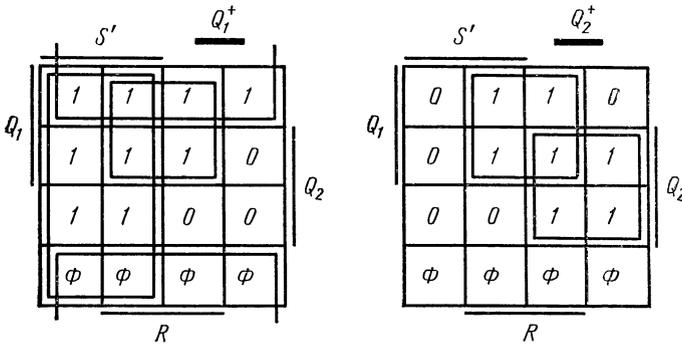


Рис. 9.27. Синтез S' — dR -триггера

одно УС, а значит состояния ЭП не могут привести к состояниям УС. Принятый способ кодирования указан в табл. 9.15 и на рис. 9.26. Составив ДВ (рис. 9.27) для функций Q_1^+ и Q_2^+ , получим

$$D'_1 = Q_1^+ = S' \vee Q_2 \vee RQ_1 = \overline{S'}\overline{Q_2}\overline{RQ_1},$$

$$D'_2 = Q_2^+ = \overline{S'}Q_2 \vee RQ_1 = \overline{S'}Q_2\overline{RQ_1}.$$

Этим ФВ соответствует схема $\overline{S'}$ — dR -триггера, изображенная на рис. 9.28. Анализ данной схемы показал, что состояния УС

имеют место только при несоседнем изменении состояний входа, когда $dS' dR = 1$. Поэтому на изменения состояний входа следует наложить ограничение, задаваемое уравнением $dS' dR = 0$.

Таблица 9.15

$j \backslash S'R$	00	01	10	11	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0	(1), 0	2	4/2	01
2	(2), 1	4	(2), 1	4	10
4	1	(4), 1	2	(4), 1	11

§ 9.7. ПРИМЕРЫ СИНТЕЗА АСИНХРОННЫХ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ АВТОМАТОВ

В цифровых обнаружителях сигналов и следящих системах часто используется бинарное квантование сигналов по нулевому уровню, выполняемое с помощью устройства, называемого бинарным квантизатором (БК). БК, как правило, состоит из усилителя-ограничителя сигналов (УОС) и селекторного каскада

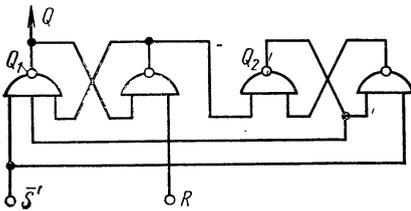


Рис. 9.28. Триггер типа $\bar{S}-dR$

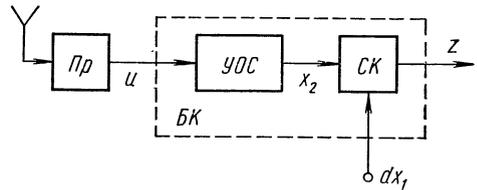


Рис. 9.29. Бинарный квантизатор

(СК), на один из входов которого подаются селекторные импульсы (СИ) dx_1 (рис. 9.29). На вход УОС поступает сигнал u , представляющий собой прошедшую через приемник (Пр) смесь полезного сигнала с шумом. Назначением УОС является формирование из аналогового сигнала u цифрового сигнала x_2 , т. е. работу УОС можно описать выражением

$$x_2 = \begin{cases} 1 & \text{при } u > 0, \\ 0 & \text{при } u < 0. \end{cases}$$

Значение выходного сигнала СК z определяется значением сигнала x_2 в момент поступления СИ dx_1 (при $dx_1 = 1$), причем полученное значение z обычно должно запоминаться до прихода следующего СИ, т. е. выходной сигнал z изменяется только в моменты времени, определяемые поступлением СИ dx_1 . Из этого следует, что закон функционирования СК можно описать

Таблица 9.16

dx_1	x_2	z	z^+
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

Таблица 9.17

x_1x_2 j	00	01	10	11
1	(1), 0	3	5	7
2	(2), 1	4	6	8
3	1	(3), 0	5	7
4	2	(4), 1	6	8
5	1	—	(5), 0	7
6	1	—	(6), 1	8
7	—	4	5	(7), 0
8	—	4	6	(8), 1

некоторой функцией $z^+ = f(dx_1, x_2, z)$, где z^+ — следующее значение выходного сигнала, определяемое значением сигнала x_2 ($z^+ = x_2$) при $dx_1 = 1$ и значением z при $dx_1 = 0$ ($z^+ = z$ при $dx_1 = 0$, так как значение z запоминается в СК до прихода следующего СИ). Данному словесному описанию закона функ-

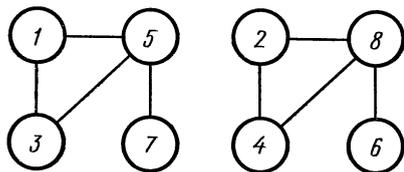


Рис. 9.30. Диаграмма совместимых состояний для табл. 9.17

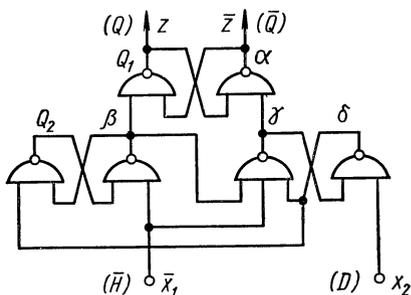


Рис. 9.31. Селекторный каскад

ционирования СК соответствует таблица истинности (табл. 9.16), задающая функцию z^+ . Составив для этой функции ДВ, можно показать, что

$$z^+ = x_2 dx_1 \vee z \overline{dx_1}. \quad (9.32)$$

Для получения из сигнала u точечного выборочного значения необходимо использовать СИ малой длительности, что может привести к снижению надежности срабатывания СК. Поэтому вместо импульсного сигнала dx_1 целесообразно использовать потенциальный сигнал x_1 , а СК выполнять в виде АПА, закон функционирования которого задается выражением (9.32). Если момент извлечения выборочного значения попадает на фронт сигнала x_2 , то следует положить, что функция $z^+ = \Phi$, так как сигнал x_2 имеет при этом неопределенное значение (см. § 8.9). Поэтому при изменениях состояний входа АПА вида $\nabla x_2 dx_1 = 1$ переходы между УС можно не задавать.

$j \backslash x_1 x_2$	00	01	10	11	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0	(1), 0	(1), 0	7	00
2	(2), 1	(2), 1	6	(2), 1	11
6	1	—	(6), 1	2	10
7	—	2	1	(7), 0	01

ПТП (табл. 9.17), ДСС (рис. 9.30) и КТП (табл. 9.18) состав-
ляются по методике, изложенной в § 9.6. При этом были выбраны
множества совместимых ВС $\{\mu_1, \mu_3, \mu_5\}$, $\{\mu_2, \mu_4, \mu_8\}$, $\{\mu_6\}$ и $\{\mu_7\}$.
Из табл. 9.18 видно, что соседнее кодирование ВС произведено
так, что в УС $z=Q_1$. Составив на основании табл. 9.18 ДВ для
функций Q_1^+ и Q_2^+ , получим МДНФС ФВ ЭП типа D' :

$$D'_1 = Q_1^+ = x_1 Q_1 \vee \bar{x}_1 Q_2 \vee Q_1 Q_2 = \overline{x_1 Q_2 Q_1 x_1 Q_2},$$

$$D'_2 = Q_2^+ = x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 Q_2 \vee x_2 Q_2 = \overline{x_1 Q_2 x_2 x_1 Q_2}.$$

Данным ФВ соответствует схема СК, изображенная на рис. 9.31
($\gamma = \overline{x_1 Q_2} = \overline{x_1 \beta \delta}$, так как $Q_2 = \overline{\beta \delta}$). Анализ полученной ЛС показал,
что в УС $\alpha = Q_1$, поэтому СК имеет прямой (z) и инверсный (\bar{z})
выходы. Состязания УС имеют место только при несоседних изме-
нениях состояний входа вида $\nabla x_2 dx_1 = 1$, что вполне допустимо,
так как по условиям ра-
боты СК состояние выхо-
да в этом случае неопре-
деленно ($z^+ = \Phi$).

В системах фазовой
автоматической подстрой-
ки частоты (ФАПЧ) исполь-
зуются фазо-частотные де-
текторы, которые легко
выполнить в цифровом

виде. Цифровой фазо-частотный детектор (ЦФЧД) имеет два
входа и два выхода (рис. 9.32). На один из входов подается
сформированный с помощью УОС сигнал x_1 , имеющий частоту
 f_1 , а на другой вход — сигнал x_2 от управляемого генератора
(УГ), частота которого равна f_2 . ЦФЧД должен вырабатывать
такие сигналы z_1 и z_2 , по которым можно было бы получить
сигнал ошибки u , пропорциональный разности фаз $\Delta\varphi =$
 $= \varphi_1 - \varphi_2$ сигналов u_1 и u_2 , знак которого определяется соотно-
шением частот f_1 и f_2 ($f_1 > f_2$ или $f_1 < f_2$). Так как фаза и частота
сигналов связаны между собой, то можно положить, что знак
сигнала ошибки u совпадает со знаком разности фаз $\Delta\varphi$.

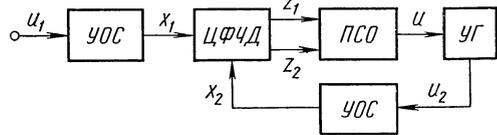


Рис. 9.32. Система фазовой автоподстройки частоты

Будем полагать, что подстройка по частоте УГ производится с помощью напряжения. Тогда если ЦФЧД будет вырабатывать в зависимости от знака $\Delta\varphi$ на одном из выходов z_1 или z_2 сигнал, длительность которого определяется величиной разности фаз $\Delta\varphi$, то, используя преобразователь сигнала ошибки (ПСО), выполненный из интегрирующих RC-цепей и вычитающего устройства, можно будет получить сигнал ошибки $\pm u$, величина которого пропорциональна $\Delta\varphi$. На рис. 9.33 приведены временные диаграммы, поясняющие работу ЦФЧД для случая, когда $f_1 = f_2$, $\Delta\varphi > 0$ и $\Delta\varphi < 0$. Функцию z_2 можно задать одним из двух способов, представленных на рис. 9.33, б сплошными и пунктирными линиями. В первом случае сигналы z_1 и z_2 привязаны к положительным фронтам входных сигналов x_1 и x_2 , а во втором — сигнал z_1 привязан к положительным фронтам, а сигнал z_2 — к отрицательным фронтам сигналов x_1 и x_2 . С помощью временных диаграмм легко составить аналитические выражения, содержащие операторы перехода d , которые описывают закон функционирования АПА, выполняющего функции ЦФЧД.

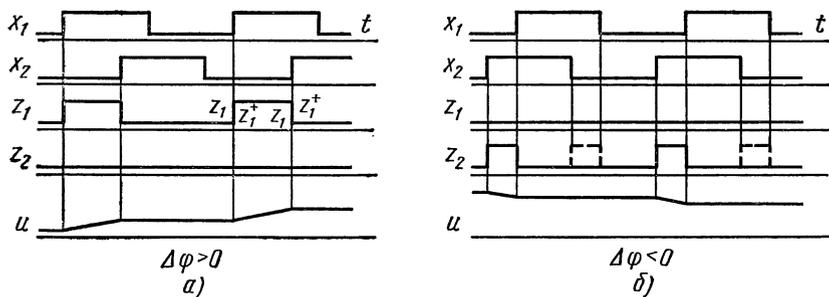


Рис. 9.33. Временные диаграммы работы цифрового фазо-частотного детектора

Общий принцип построения таких аналитических выражений заключается в том, что функции выхода АПА представляются в форме $z_1^+ = g_1 \vee z_1 h_1$, $z_2^+ = g_2 \vee z_2 h_2$, где g_1 и g_2 — сигналы включения (при $g_1 = 1$ и $g_2 = 1$ устанавливаются состояния $z_1^+ = 1$ и $z_2^+ = 1$), h_1 и h_2 — сигналы сохранения состояний 1 (до тех пор, пока $h_1 = 1$ и $h_2 = 1$, состояния $z_1^+ = 1$ и $z_2^+ = 1$ продолжают сохраняться после их включения). Хотя бы часть этих сигналов должна содержать операторы перехода d . Из рис. 9.33, а легко установить, что в качестве сигналов g_1 и h_1 можно использовать сигналы $\bar{x}_2 d\bar{x}_1$ и $x_1 \bar{x}_2$, т. е.

$$z_1^+ = \bar{x}_2 d\bar{x}_1 \vee z_1 x_1 \bar{x}_2. \quad (9.33)$$

Следует отметить, что можно было бы использовать и сигнал $h_1 = \bar{x}_2$, но, как правило, чем проще выражения для сигналов g_r и h_r , тем сложнее получается ПТП.

Функцию z_2^+ , изображенную на рис. 9.33, б сплошными линиями, можно получить из функции z_1^+ взаимной заменой сигналов x_1 и x_2 на основании очевидной симметричности ЦФЧД относительно входов x_p и выходов z_q

$$z_2^+ = \bar{x}_1 d\bar{x}_2 \vee z_2 \bar{x}_1 x_2. \quad (9.34)$$

ПТП, построенная на основании выражений (9.33) и (9.34), приведена в табл. 9.19. Переходы между УС при изменениях состояний входа вида $dx_1 d\bar{x}_2 = 1$ и $d\bar{x}_1 dx_2 = 1$ не определены, так как в этом случае сигналы x_1 и x_2 изменяются в противофазе ($\Delta\varphi = \pi$), а значит не имеет значения, в какую сторону будет происходить обработка фазового рассогласования (при $\Delta\varphi = \pi$ система ФАПЧ будет находиться в точке неустойчивого равновесия). Число ВС в ПТП сокращается до двух, кодирование которых тривиально, так как требуется только один ЭП. Пронизведя структурный синтез, ФВ ЭП типа D' и функции выхода z_1 и z_2 можно представить в виде:

$$D' = Q^+ = x_1 x_2 \vee x_1 Q \vee x_2 Q = \overline{x_1 \bar{x}_2 x_1 Q x_2 Q},$$

$$\bar{z}_1 = \overline{x_1 Q} = \overline{x_1 x_1 Q}, \quad \bar{z}_2 = \overline{x_2 Q} = \overline{x_2 x_2 Q}.$$

Данным функциям соответствует схема ЦФЧД, изображенная на рис. 9.34. Состояния УС в этой ЛС имеют место только при несоседних изменениях состояний входа вида $dx_1 d\bar{x}_2 = 1$ и $d\bar{x}_1 dx_2 = 1$, что допустимо, так как соответствующие переходы между УС по условиям функционирования ЦФЧД не были определены. Функции z_1 и z_2 были доопределены так, что на выходах АПА при некоторых переходах могут появляться ложные сигналы (импульсы) малой длительности. Однако это не опасно, так как сигналы z_1 и z_2 используются в инерционном ПСО.

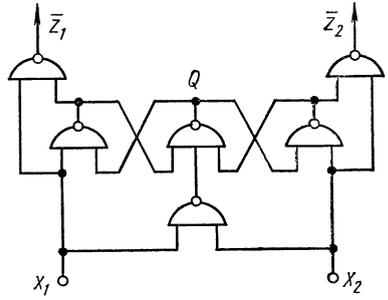


Рис. 9.34. Цифровой фазо-частотный детектор

Таблица 9.19

$x_1 x_2$		$x_1 x_2$				$x_1 x_2$		$x_1 x_2$			
		00	01	10	11			00	01	10	11
i	1	(1), 00	3	5	6	4	1	—	(4), 00	6	
	2	1	(2), 00	—	6	5	1	—	(5), 10	6	
	3	1	(3), 01	—	6	6	1	2	4	(6), 00	

Рассмотрим еще один вариант ЦФЧД, соответствующий функции z_2 , изображенной на рис. 9.33, б пунктирными линиями.

В этом случае функцию z_2^+ можно получить из функции (9.34) заменой входных сигналов x_1 и x_2 на инверсные сигналы \bar{x}_1 и \bar{x}_2 , т. е.

$$z_2^+ = x_1 dx_2 \vee z_2 x_1 \bar{x}_2. \quad (9.35)$$

Кроме того, из рис. 9.33 следует, что при $x_1=1$ и $x_2=0$ всегда выполняется соотношение $z_1 \oplus z_2 = 1$. Это следует учитывать при составлении ПТП [в столбце $v_2=(1, 0)$ можно проставить только два УС, которым соответствуют состояния выхода АПА $\lambda_1=(0, 1)$ и $\lambda_2=(1, 0)$, так как состояния выхода $z_1=z_2=0$ и $z_1=z_2=1$ по условиям работы ЦФЧД при $x_1=1$ и $x_2=0$ возникнуть не могут].

Если по функциям (9.33) и (9.35) с учетом соотношения $z_1 \oplus z_2 = 1$ при $v_2=(1, 0)$ составить ПТП, а затем значения функции выхода АПА заменить на инверсные, то будет получена табл. 9.5 (переходы между УС при $\Delta\varphi=\pi$, как и ранее, не определены). В § 9.6 был проделан синтез данного ЦФЧД, в результате чего получили схему, изображенную на рис. 8.10, а (сигналы z_1 и z_2 следует заменить на инверсные).

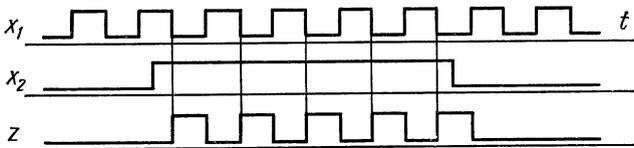


Рис. 9.35. Временные диаграммы работы квантизатора временных интервалов

Сделаем синтез квантизатора временных интервалов (КВИ), закон функционирования которого задается временными диаграммами, изображенными на рис. 9.35. КВИ используется в измерителях временных интервалов (см. § 11.1) и предназначен для преобразования временного интервала, задаваемого сигналом $x_2=1$, в число импульсов z стандартной длительности, определяемой длительностью сигнала $x_1=0$ (рис. 9.35). Сигнал $z=1$ должен появляться на выходе КВИ всякий раз, когда $dx_1=1$ при $x_2=1$. Из рис. 9.35 видно, что аналитически закон функционирования КВИ можно описать выражением

$$z^+ = x_2 dx_1 \vee z \bar{x}_1, \quad (9.36)$$

при условии, что

$$\nabla x_2 dx_1 = 0, \quad z d\bar{x}_2 = 0. \quad (9.37)$$

Условие $\nabla x_2 dx_1 = 0$ вызвано тем, что в момент изменения сигнала x_2 он имеет неопределенное значение ($x_2 = \Phi$ при $\nabla x_2 = 1$), а следовательно, и функция выхода z будет иметь такое же значение. Условие $z d\bar{x}_2 = 0$ явилось предположением того, что длительность сигнала $x_2=0$ больше длительности сигнала $x_1=0$. На основании выражений (9.36) и (9.37) можно составить ПТП

Таблица 9.20

x_1x_2		x_1x_2				x_1x_2		x_1x_2			
		00	01	10	11			00	01	10	11
i	1	(1), 0	3	5	6	4	2	(4), 1	5	6	
	2	(2), 1	<u> </u>	5	<u> </u>	5	1	<u> </u>	(5), 0	6	
	3	1	(3), 0	5	6	6	—	4	5	(6), 0	

Таблица 9.21

x_1x_2		x_1x_2				Q
		00	01	10	11	
i	1	(1), 0	(1), 0	(1), 0	2	0
	2	(2), 1	(2), 1	1	(2), 0	1

(табл. 9.20), где одним прочерком указаны переходы, запрещенные условием $\nabla x_2 dx_1 = 0$, а двумя — переходы, запрещенные условием $z d\bar{x}_2 = 0$, а затем и ДСС (рис. 9.36), из которой следует, что совместимыми являются множества ВС $\{\mu_1, \mu_3, \mu_5\}$ и $\{\mu_2, \mu_4, \mu_6\}$,

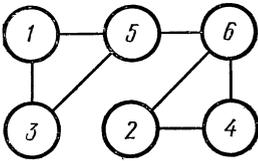


Рис. 9.36. Диаграмма совместимых состояний для табл. 9.20

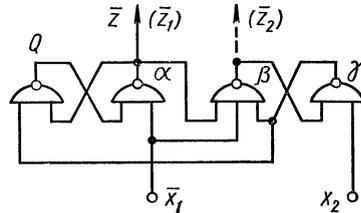


Рис. 9.37. Квантизатор временных интервалов

Составив ТП (табл. 9.21) и произведя структурный синтез получим, что

$$Q^+ = x_1x_2 \vee \bar{x}_1Q \vee x_2Q = \overline{x_2\bar{x}_1\bar{Q}} \bar{x}_1\bar{Q}, \quad z = \bar{x}_1Q.$$

Этим функциям соответствует схема КВИ, изображенная на рис. 9.37 ($\bar{Q} = \alpha\gamma$). Доопределение функции z было произведено так, чтобы при переходах на выходе не возникали ложные сигналы.

Рассмотрим цифровой фазовый детектор с бинарной характеристикой, который для простоты будем называть бинарным фазовым детектором (БФД). Принцип работы такого детектора аналогичен принципу работы ЦФЧД за исключением того, что длительность выходных сигналов $z_1 = 1$ и $z_2 = 1$ не зависит

от величины разности фаз $\Delta\varphi$ (рис. 9.38). На основании временных диаграмм, задающих закон функционирования БФД, можно записать аналитические выражения для функций z_1^+ и z_2^+ : $z_1^+ = x_2 dx_1 \vee z_1 \bar{x}_1$, $z_2^+ = \bar{x}_2 dx_1 \vee z_2 \bar{x}_1$, $z_1 z_2 = 0$, $\nabla x_1 \nabla x_2 = 0$. Если теперь проделать синтез, то можно получить схему БФД, изображенную на рис. 9.37.

В заключение отметим, что приводить схемы, построенные из ЛЭ ИЛИ — НЕ, нет необходимости, так как существует довольно простое правило преобразования любой схемы, выполненной

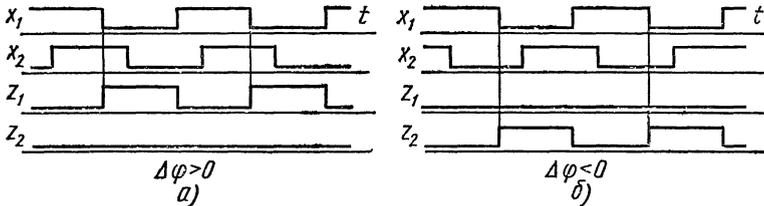


Рис. 9.38. Временные диаграммы работы бинарного фазового детектора

из ЛЭ И — НЕ, в схему, выполненную из ЛЭ ИЛИ — НЕ. Это правило вытекает из ОЗД. Если ЛЭ И — НЕ, имеющий n входов, выполняет функцию $f_1(x_1, \dots, x_n) = \underline{x_1 \dots x_n}$, то ЛЭ ИЛИ — НЕ — функцию $f_2(x_1, \dots, x_n) = \underline{x_1 \vee \dots \vee x_n} = \bar{x}_1 \dots \bar{x}_n = \underline{\bar{f}_1(\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_n)}$. Значит для преобразования схемы из ЛЭ И — НЕ в схему из ЛЭ ИЛИ — НЕ достаточно первые заменить на вторые, а все входные и выходные сигналы исходной схемы заменить их инверсиями.

§ 9.8. СИНХРОННЫЕ АВТОМАТЫ

Общая модель СА изображена на рис. 9.39, из которого видно, что основное ее отличие от модели АПА состоит в использовании ЭП, управляемых тактовыми сигналами H . ЭП могут иметь один, два и большее число информационных входов I_1, I_2, \dots , т. е. входные сигналы ЭП можно представить в виде векторов $y_r = (I_{r,1}, I_{r,2}, \dots)$, где $r = 1, 2, \dots, m$. В дальнейшем будут рассматриваться только наиболее часто используемые ЭП с одним или двумя информационными входами, закон функционирования которых в общем виде может быть задан ФП

$$Q^+ = \bar{Q} I_1 dH \vee Q I_2 dH. \quad (9.38)$$

Исследуем свойства таких ЭП. Выходной сигнал ЭП Q изменяется с 0 на 1, если

$$d\bar{Q}^+ = Q^+ \bar{Q} = \bar{Q} I_1 dH = 1, \quad (9.39)$$

т. е. если $I_1 = 1$ и $dH = 1$, а $Q = 0$. Поэтому вход I_1 является входом установки состояния $Q = 1$, а момент изменения выходного сигнала ЭП определяется моментом изменения тактового

сигнала H с 1 на 0. Выходной сигнал ЭП изменяется с 1 на 0, если

$$dQ^+ = \bar{Q}^+Q = QI_2 dH = 1, \quad (9.40)$$

т. е. если $I_2 = 1$, $dH = 1$ и $Q = 1$. Поэтому вход I_2 является входом установки состояния $Q = 0$. Чтобы выражения (9.39) и (9.40) имели смысл, на сигналы I_1 , I_2 и H необходимо наложить ограничения, задаваемые уравнениями

$$\nabla I_1 dH = 0, \quad \nabla I_2 dH = 0, \quad (9.41)$$

т. е. информационные сигналы I_1 и I_2 не должны изменяться одновременно с изменением тактового сигнала H с 1 на 0. Необходимость данных ограничений объясняется тем, что при изменении информационных сигналов они имеют неопределенное значение, а следовательно, состояние ЭП может измениться или нет, т. е. в СА возможно нарушение детерминированности переходов.

Как следует из выражений (9.39) и (9.40), изменения информационных сигналов не вызывают изменения состояния ЭП, однако произойдет оно или не произойдет зависит лишь от значений данных сигналов в момент времени, когда $dH = 1$. Так как в СА на все ЭП подается один и тот же тактовый сигнал, то состояния ЭП изменяются одновременно (синхронно), поэтому ЭП, закон функционирования которых определяется ФП (9.38), называются синхронными ЭП (СЭП).

Из рис. 9.39 следует, что для выполнения условий (9.41) должно удовлетворяться соотношение

$$t_H < t_{ЭП} < t_H + T_0 - t_{\max}, \quad (9.42)$$

где t_H — момент времени, в который тактовый сигнал H изменяется с 1 на 0 (когда $dH = 1$); $t_{ЭП}$ — момент времени, в который изменяется состояние ЭП; T_0 — период тактовых сигналов; t_{\max} — максимальное время переходных процессов в КС. Действительно, время переключения СЭП $t'_{ЭП} = t_{ЭП} - t_H > 0$. Новые значения сигналов ЭП вызывают переходный процесс в КС, который должен закончиться до следующего момента изменения тактового сигнала H с 1 на 0, т. е. должно выполняться соотношение

$$t_{\max} < t'_{ЭП} + t_{\max} < T_0. \quad (9.43)$$

Подставив в выражение (9.43) значение $t'_{ЭП} = t_{ЭП} - t_H$, получим соотношение (9.42). Входные сигналы СА для выполнения условий (9.41) также должны изменяться на интервалах времени, задаваемых выражением (9.42). Соотношение (9.43) определяет

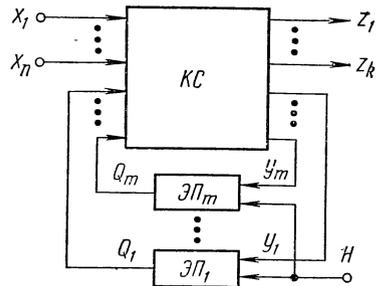


Рис. 9.39. Общая модель синхронных автоматов

максимально возможное значение частоты тактовых сигналов H (быстродействие СА):

$$f_0 = 1/T_0 < 1/(t'_{\text{ЭП}} + t_{\text{max}}).$$

Так как изменения ВС (изменения состояний СЭП) могут происходить только в строго определенные моменты времени, задаваемые моментами изменения тактового сигнала H с 1 на 0 (когда $dH=1$), то в рассмотрение можно ввести дискретное время $t_d=1, 2, 3, \dots$ и интересоваться поведением СА только в эти моменты времени [11, 12]. Это позволяет исключить из рассмотрения переходные процессы, протекающие в КС при изменении ее входных сигналов. На основании сказанного в ФП СЭП (9.38) можно подставить значение $dH=1$ и представить ее в форме

$$Q^+ = \bar{Q}I_1 \vee QI_2 = f(I_1, I_2, Q), \quad (9.44)$$

где $I_1 = I_1(t_d)$, $I_2 = I_2(t_d)$, $Q = Q(t_n)$, $Q^+ = Q(t_d + 1)$.

Для СА так же, как и для АПА, функции переходов и выходов на основании модели, изображенной на рис. 9.39, можно представить в виде:

$$Q_r^+ = f_r(x_1, \dots, x_n, Q_1, \dots, Q_m), \quad (9.45)$$

$$z_q = \varphi_q(x_1, \dots, x_n, Q_1, \dots, Q_m), \quad (9.46)$$

где $r=1, \dots, m$; $q=1, \dots, k$; $x_p = x_p(t_d)$; $Q_r = Q_r(t_d)$; $Q_r^+ = Q_r(t_d + 1)$, $z_q = z_q(t_d)$.

Выражения (9.44)–(9.46) полностью совпадают с выражениями (9.6), (9.2) и (9.1), задающими законы функционирования АПЭП и АПА. Различие между СА и АПА заключается лишь в том, что время t для АПА считается непрерывным, а работа СА рассматривается в дискретном времени t_d . Следовательно, методы структурного синтеза СА и АПА должны полностью совпадать. Функции переходов и выходов СА можно представить также в векторной форме

$$\mu^+ = f(v, \mu), \quad \lambda = \varphi(v, \mu),$$

где $v = (x_1, \dots, x_n)$, $\mu = (Q_1, \dots, Q_m)$, $\lambda = (z_1, \dots, z_k)$.

В отличие от АПА изменения ВС в СА происходят не под воздействием изменения сигналов y_r , а под воздействием изменения тактовых сигналов H , поэтому при выполнении условий (9.41) появление ложных значений сигналов y_r при переходных процессах не вызовет неправильного срабатывания СЭП. Следовательно, СЭП обладают фильтрующими свойствами, так как все изменения информационных сигналов, происходящие в моменты времени, когда $dH=0$, не пропускаются на их выход. Из этого можно сделать следующие выводы:

- 1) КС могут синтезироваться не свободными от состязаний;
- 2) допускаются несоседние изменения состояний входа, однако входные сигналы должны изменяться только на интервалах, определяемых соотношением (9.42);

3) допускаются состязания ЭП, т. е. кодирование ВС может быть произвольным (допускается несоседнее кодирование ВС).

Значения выходных сигналов СА z_q соответствуют функции выходов (9.46) только в дискретные моменты времени t_d , когда $dH=1$ (при переходных процессах на выходах могут появляться ложные значения этих сигналов). Если входные сигналы СА x_p и выходные ЭП Q_r изменяются только при значениях тактового сигнала $H=0$ (переходный процесс, возникающий в СА в момент изменения тактового сигнала H с 1 на 0 должен заканчиваться до момента его изменения с 0 на 1), то ложные значения выходных сигналов z_q можно исключить с помощью операции $z_q H$. Тогда значения выходных сигналов z_q будут соответствовать функции выходов (9.46) не в одной точке, для которой $dH=1$, а на интервале времени, в течение которого тактовый сигнал $H=1$.

Рассмотрим еще некоторые особенности СА, которыми не обладают АПА. Так как изменения ВС в СА происходят в строго определенные моменты времени, задаваемые изменениями тактового сигнала H с 1 на 0, то СА можно использовать в качестве генераторов сложных сигналов, например, для генерирования псевдослучайных последовательностей. Так как генераторы сигналов не имеют ни одного УС, то в СА не имеет смысла производить деление ВС на устойчивые и неустойчивые. При использовании СА в качестве генераторов сигналов и в других случаях они не имеют ни одного физического входа. Такие СА называются автономными [25]. Функции переходов и выходов таких СА определяются выражениями

$$Q_r^+ = f_r(Q_1, \dots, Q_m), \quad z_q = \varphi_q(Q_1, \dots, Q_m), \quad (9.47)$$

т. е. такие СА всегда описываются моделью Мура (см. § 9.1).

Часто при синтезе СА функции выхода z_q не задают, а интересуются только изменениями ВС. Это связано с тем, что во многих инженерных задачах под выходными сигналами СА подразумеваются выходные сигналы СЭП. Такие СА задаются одной только ФП (9.45) и называются автоматами без выхода.

Функции переходов и выходов СА так же, как и АПА, можно задать с помощью ТП, ГП и таблиц истинности. Для пояснения некоторых особенностей задания СА рассмотрим два простых примера. Пусть требуется задать закон функционирования последовательного двоичного сумматора (ПДС), который должен производить сложение двух чисел, поступающих на его входы, начиная с младших разрядов. Числа вводятся в сумматор последовательно, разряд за разрядом, синхронно с тактовыми сигналами. Сумматор в каждом такте должен вычислять значение разряда суммы при поступлении на его входы соответствующих разрядов слагаемых с учетом единицы переноса из предыдущего младшего разряда. При этом в ПДС должна запоминаться (задерживаться на один такт) единица переноса в старший разряд. В соответствии с этим словесным описанием СА, выполняющий функции ПДС,

должен иметь два входа, на которые подаются сигналы (числа) x_1 и x_2 , один выход z и один ЭП для запоминания единицы переноса (рис. 9.40).

Из сказанного следует, что данный СА может иметь четыре состояния входа $v=(x_1, x_2)$: $v_0=(0, 0)$, $v_1=(0, 1)$, $v_2=(1, 0)$ и $v_3=(1, 1)$. Так как СА имеет только один выход, то возможны только два состояния выхода $v=z$: $\lambda_0=0$ и $\lambda_1=1$. Поскольку необходим только один ЭП, СА может иметь только два ВС $\mu=Q$: $\mu_1=0$ и $\mu_2=1$. Из этого следует, что закон функционирования ПДС должен задаваться некоторыми функциями вида

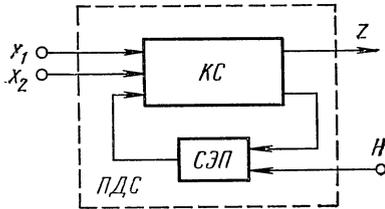


Рис. 9.40. Общая модель последовательного двоичного сумматора

$$Q^+ = f(x_1, x_2, Q), \quad z = \varphi(x_1, x_2, Q).$$

Так как ПДС должен производить сложение чисел x_1 и x_2 с учетом переноса Q , то $Q^+=1$ в тех случаях, когда два или три сигнала из x_1 , x_2 и Q равны 1, а $z=1$ только при нечетном числе сигналов x_1 , x_2 и Q , равных 1 (в остальных случаях $Q^+=0$

и $z=0$). На основании этого словесного описания работы ПДС можно составить КТП, задающую закон его функционирования (табл. 9.22). В данной КТП указаны значения ФП $\mu_{ij}^+ = f(v_i, \mu_j) = \mu_s$ и функции выходов $\lambda_{ij} = \varphi(v_i, \mu_j) = \lambda_i$ для каждой пары (v_i, μ_j) .

Таблица 9.22

$x_1 x_2$	00	01	10	11	Q
1	1, 0	1, 1	1, 1	2, 0	0
2	1, 1	2, 0	2, 0	2, 1	1

На основании ТП может быть построен ГП (рис. 9.41). Ветви и петли обозначаются состояниями вход/выход (v_i/λ_i) , так как поведение СА достаточно рассматривать в дискретные моменты времени, когда $dH=1$, т. е. когда происходят переходы между ВС. По КТП можно составить и таблицу истинности, задающую функции переходов и выходов СА (табл. 9.23). Легко убедиться, что табл. 9.23 можно составить и на основании словесного описания закона функционирования ПДС (представляет интерес сравнение табл. 9.23 и табл. 8.3, задающей закон функционирования комбинационного одноразрядного сумматора).

На рис. 9.42 изображен ГП, задающий некоторый автономный СА без выхода. Данный СА имеет пять ВС, циклически изменяющихся под воздействием тактовых сигналов. ВС в какой-либо момент времени зависит от числа тактов, прошедших к этому

моменту времени, и от начального ВС. Из этого следует, что рассмотренный ГП задает счетчик по mod 5 тактовых сигналов (по ВС счетчика однозначно определяется величина остатка от деления числа тактовых сигналов, поступивших на счетчик, на число 5). Если в качестве начального ВС взято ВС μ_1 , то по истечении пяти тактов счетчик возвращается в исходное ВС μ_1 (счетчик переполняется). По истечении 1, 6, 11, ... тактов счетчик будет находиться в ВС μ_2 .

Таблица 9.23

x_1	x_2	Q	Q^+	z	x_1	x_2	Q	Q^+	z
0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0
0	1	0	0	1	1	1	0	1	0
0	1	1	1	0	1	1	1	1	1

Так как счетчик имеет пять состояний, то для их кодирования необходимо использовать не менее $m = \lceil \log_2 5 \rceil = 3$ ЭП. В табл. 9.24 представлена КТП, а в табл. 9.25 — таблица истин-

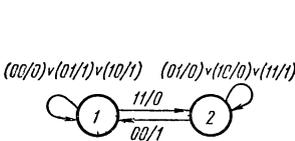


Рис. 9.41. Граф переходов последовательного двоичного сумматора

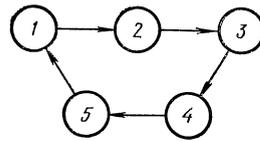


Рис. 9.42. Граф переходов счетчика по mod 5

ности, задающие закон функционирования рассмотренного автономного СА без выхода (можно было бы выбрать и любой другой способ кодирования ВС, так как важно только, чтобы различным ВС были приписаны разные кодовые комбинации).

Таблица 9.24

μ_j	μ_j^+	$Q_3 Q_2 Q_1$
1	2	000
2	3	001
3	4	010
4	5	011
5	1	100

Таблица 9.25

Q_3	Q_2	Q_1	Q_3^+	Q_2^+	Q_1^+
0	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	1
0	1	1	1	0	0
1	0	0	0	0	0

Табл. 9.25 задает ФП счетчика $Q_r^+ = f_r(Q_3, Q_2, Q_1)$, где $r = 1, 2, 3$ (Q_1 — младший разряд счетчика), что соответствует первому из выражений (9.47).

В большинстве практических задач синтеза СА переход от словесного описания законов их функционирования к стандартным способам задания функций переходов и выходов оказывается столь же простым, как и в рассмотренных ранее примерах. Поэтому для СА возможно, минуя этап абстрактного синтеза, сразу же составить таблицы истинности и перейти к этапу структурного синтеза.

§ 9.9. СИНХРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ПАМЯТИ

СЭП (синхронные триггеры) по виду ФП разделяются на несколько типов [4, 6, 20, 43]. ФП основных типов СЭП можно получить из ФП [9.44] с помощью простых преобразований информационных сигналов I_1 и I_2 :

1) ЭП типа $J-K$ ($I_1=J$, $I_2=K$) имеет ФП

$$Q^+ = \bar{Q}J \vee Q\bar{K}, \quad (9.48)$$

2) ЭП типа T ($I_1=I_2=T$), называемый синхронным триггером со счетным входом, имеет ФП

$$Q^+ = \bar{Q}T \vee Q\bar{T} = Q \oplus T, \quad (9.49)$$

3) ЭП типа D ($I_1=D$, $I_2=\bar{D}$), называемый синхронным ЭЗ, имеет ФП

$$Q^+ = D, \quad (9.50)$$

4) ЭП типа $R-S$ ($I_1=S$, $I_2=R$, $I_1I_2=0$) имеет ФП

$$Q^+ = S \vee Q\bar{R}, \quad RS=0, \quad (9.51)$$

5) ЭП типа $\hat{R}-S$ ($I_1=S$, $I_2=\hat{R}\bar{S}$) имеет ФП

$$Q^+ = S \vee Q\bar{\hat{R}}, \quad (9.52)$$

6) ЭП типа $D-F$ ($I_1=DF$, $I_2=\bar{D}\bar{F}$) имеет ФП

$$Q^+ = DF \vee Q\bar{F}. \quad (9.53)$$

ФП (9.51)—(9.53) СЭП типов $R-S$, $\hat{R}-S$ и $D-F$ идентичны по своей структуре ФП (9.9)—(9.11) АПЭП типов $R'-S'$, $R''-S'$ и $D'-F'$, поэтому табл. 9.1 задает также и ФП (9.51)—(9.53). ЭП типов $J-K$ и $D-F$ называются универсальными, так как без добавления ЛЭ могут быть преобразованы в ЭП других типов. Если в ФП (9.48) подставить значения сигналов $J=K=T$, то получится ФП (9.49) ЭП типа T , т. е. если в ЭП типа $J-K$ соединить входы J и K , то получится ЭП типа T . Кроме того, ЭП типа $J-K$ может выполнять функции ЭП типа $\hat{R}-S$, так как отсутствуют ограничения на значения входных сигналов вида $RS=0$. Если в выражении (9.53) положить, что $F=1$, то получается ФП (9.50) ЭП типа D , а если положить, что $F=T$, а $D=Q$, то получится ФП (9.49) ЭП типа T . Из этого следует, что если вход F не используется, то ЭП типа $D-F$ превращается в ЭП

типа D , а если выход \bar{Q} соединить со входом D , то из ЭП типа $D-F$ получается ЭП типа T .

ФП СЭП рассмотренных типов можно записать, учитывая тактовые сигналы H . Для этого приведенные ранее значения информационных сигналов I_1 и I_2 следует подставить в ФП (9.38) и уравнения (9.41). МДНФ этих ФП будут иметь вид:

$$Q^+ = \bar{Q}J dH \vee Q\bar{K} d\bar{H}, \quad (\nabla J \vee \nabla K) dH = 0, \quad (9.54)$$

$$Q^+ = \bar{Q}T dH \vee Q\bar{T} d\bar{H} = Q \oplus T dH, \quad \nabla T dH = 0, \quad (9.55)$$

$$Q^+ = D dH \vee Q d\bar{H}, \quad \nabla D dH = 0, \quad (9.56)$$

$$Q^+ = S dH \vee Q\bar{R} d\bar{H}, \quad RS dH = 0, \quad (\nabla R \vee \nabla S) dH = 0, \quad (9.57)$$

$$Q^+ = S dH \vee Q\bar{R} d\bar{H}, \quad (\nabla \hat{R} \vee \nabla S) dH = 0, \quad (9.58)$$

$$Q^+ = DF dH \vee Q\bar{F} d\bar{H}, \quad (\nabla D \vee \nabla F) dH = 0. \quad (9.59)$$

Выражения (9.56) полностью совпадают с выражением (9.32) и условием $\nabla x_2 dx_1 = 0$, задающими закон функционирования СК, изображенного на рис. 9.31, если положить, что $x_1 = H$, $x_2 = D$ и $z = Q$. Из этого следует, что синтезированный СК является и ЭП типа D (временные диаграммы, представленные на рис. 9.43, поясняют его работу). Для получения сигнала D в виде конъюнкции нескольких переменных можно использовать ЛЭ δ с большим числом входов. Если в ФП ЭП типа D (9.56) подставить значения $D = \bar{Q}$ и $H = T$, то получится ФП dT -триггера (9.25). Действительно, соединив вход D с выходом \bar{Q} в схеме ЭП типа D , изображенной на рис. 9.31, получим схему dT -триггера, представленную на рис. 9.16, a . ФП (9.48) в более наглядной форме задается табл. 9.9, если исключить из нее символ d . Работу рассмотренных СЭП поясняют временные диаграммы, изображенные на рис. 9.44, $a-d$.

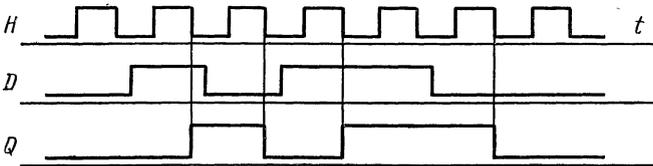


Рис. 9.43. Временные диаграммы работы элемента памяти типа D

Рассмотрим четыре основных принципа построения СЭП. Импульсный сигнал dH , входящий в выражения (9.54)–(9.59), являясь математической моделью, имеет бесконечно малую длительность. Реальные же импульсные сигналы всегда имеют конечную длительность. При построении СЭП можно использовать как импульсный сигнал dH для всех ЭП, входящих в состав СА, так и потенциальный сигнал H , производя дифференцирование его в каждом ЭП. *Первый принцип* построения СЭП поясняется с помощью рис. 9.45, из которого следует, что $S' = S dH$ и $R' = R dH$.

Подставив эти значения сигналов S' и R' в ФП (9.9), получим ФП (9.57) ЭП типа $R-S$.

Рассматриваемый СЭП состоит из $R'-S'$ -триггера и ЭП типа D' , назначением которого является задержка выходного сигнала $R'-S'$ -триггера Q^+ , так как выходной сигнал СЭП Q не должен

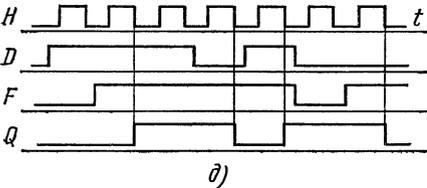
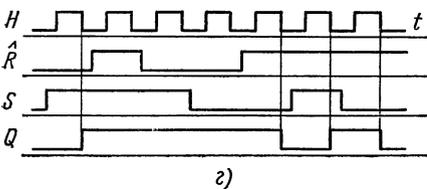
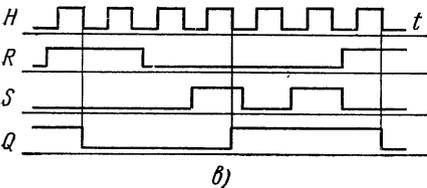
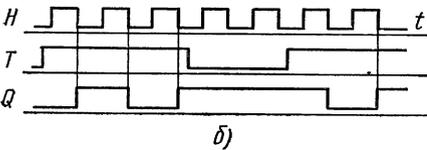
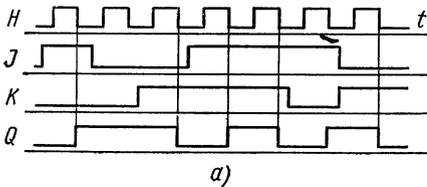


Рис. 9.44. Временные диаграммы работы элементов памяти типов $J-K$, T , $R-S$, $\hat{R}-\hat{S}$ и $D-F$

изменяться до тех пор, пока не окончится тактовый импульс dH . На интервале Δt_H , пока $dH=1$, ни входные сигналы СА x_p , ни выходные сигналы СЭП Q_r не должны изменяться. Минимальная длительность тактового импульса Δt_H определяется из условия надежного срабатывания всех СЭП, входящих в состав СА. Рассмотренный принцип построения СЭП редко используется из-за необходимости введения ЭП типа D' . Однако если тактовые импульсы формировать с помощью РЭ, рассмотренного в § 8.7, то в качестве ЭП типа D' достаточно использовать один ЛЭ НЕ, чтобы получить общую задержку выходного сигнала Q , равную длительности тактового импульса $3t_3$, где t_3 — задержка сигналов в одном ЛЭ. Но следует иметь в виду, что при большом разбросе величин задержек сигналов в ЛЭ надежность правильной работы СЭП, построенных по этому принципу, может оказаться низкой.

Второй принцип построения СЭП основан на использовании дифференцирующих цепей или РЭ в каждом ЭП для формирования импульсного сигнала dH . На рис. 9.46, а изображен ЭП типа $R-S$, построенный из $R'-S'$ -триггера и двух РЭ, выполняющих функцию (8.92). Полагая, что $x_1 = \bar{H}$, а $x_2 = R$ или S , на выходах РЭ будут получены сигналы $\bar{R}dH$ и $\bar{S}dH$, т. е. ФВ $R'-S'$ -триггера $R' = R dH$ и $S' = S dH$. Подставив эти значения ФВ в функцию (9.9), получим ФП ЭП типа $R-S$ (9.57). В РЭ в цепь обратной связи с ЛЭ α на ЛЭ γ можно ввести два ЛЭ И-НЕ, из

которых состоит $R' - S'$ -триггер (рис. 9.46, б). В этом случае длительность импульса на выходе ЛЭ α будет равна $5t_3$ и надежность работы ЭП не будет зависеть от разброса величин задержек сиг-

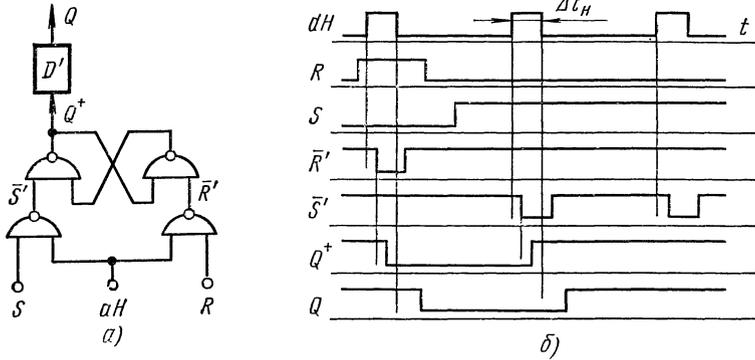


Рис. 9.45. Элемент памяти типа $R - S$ с импульсным тактовым сигналом и временные диаграммы его работы

налов в ЛЭ, так как импульсы на выходах РЭ не исчезнут до тех пор, пока $R' - S'$ -триггер полностью не переключится. Анализ ЛС, изображенной на рис. 9.46, б, показал, что она выпол-

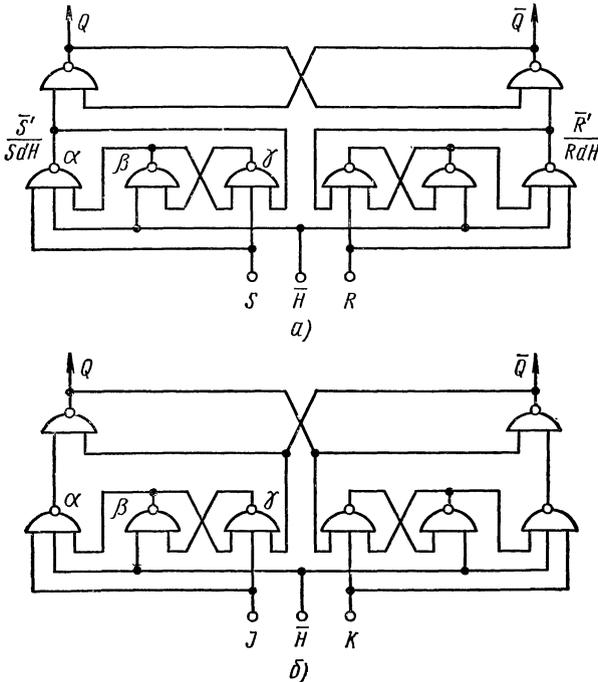


Рис. 9.46. Элементы памяти типов $R - S$ и $J - K$, выполненные из $R' - S'$ -триггера и двух управляемых разностных элементов

няет функции ЭП типа $J-K$ (это вызвано тем, что на РЭ заведены сигналы Q и \bar{Q}). В микросхемном исполнении часто выпускаются СЭП, в которых для дифференцирования тактовых сигналов H используются те или иные физические явления. Так, например, микросхема 2ТК171 [14] представляет собой ЭП (триггер) типа $J-K$, в котором для дифференцирования тактовых сигналов используются диоды с накоплением заряда.

Третий принцип построения СЭП основан на использовании логического дифференцирования тактовых сигналов H . В этом случае схемы СЭП всех типов можно синтезировать на основании ФП (9.54)—(9.59) с помощью методов § 9.6. Таким способом уже был получен ЭП типа D (см. синтез СК в § 9.7). В качестве примера сделаем синтез ЭП типа $J-K$ на основании ФП (9.54). По данной ФП с учетом запрещенных изменений состояний входа составляется ПТП (табл. 9.26).

Таблица 9.26

JKH i	000	001	010	011	100	101	110	111
1	(1), 0	3	5	7	9	11	13	15
2	(2), 1	4	6	8	10	12	14	16
3	1	(3), 0	—	7	—	11	—	15
4	2	(4), 1	—	8	—	12	—	16
5	1	3	(5), 0	7	9	11	13	15
6	2	4	(6), 1	8	10	12	14	16
7	—	3	5	(7), 0	—	11	—	15
8	—	4	5	(8), 1	—	12	—	16
9	1	3	5	7	(9), 0	11	13	15
10	2	4	6	8	(10), 1	12	14	16
11	—	3	—	7	10	(11), 0	—	15
12	—	4	—	8	10	(12), 1	—	16
13	1	3	5	7	9	11	(13), 0	15
14	2	4	6	8	10	12	(14), 1	16
15	—	3	—	7	—	11	14	(15), 0
16	—	4	—	8	—	12	13	(16), 1

Выбрав множества совместимых ВС

$$\{\mu_1, \mu_3, \mu_5, \mu_7, \mu_9, \mu_{13}\}, \{\mu_{11}, \mu_{15}\},$$

$$\{\mu_2, \mu_4, \mu_6, \mu_{10}, \mu_{12}, \mu_{14}\}, \{\mu_8, \mu_{16}\},$$

получим табл. 9.27, в которой указан выбранный способ соседнего кодирования ВС. Составив ДВ для функций Q_1^+ и Q_2^+

($Q = Q_1$), можно найти МДНФС ФВ D'_1 и D'_2 :

$$D'_1 = Q_1^+ = Q_1 H \vee Q_2 \bar{H} \vee Q_1 Q_2,$$

$$D'_2 = Q_2^+ = Q_1 \bar{K} \vee Q_2 \bar{H} \vee \bar{Q}_1 J H \vee \bar{Q}_1 Q_2 J \vee J \bar{K} H.$$

Исключив член $J \bar{K} H$, ФВ можно преобразовать к виду

$$Q_1^+ = \overline{\overline{Q_2 \bar{H} Q_1 \bar{Q}_2 \bar{H}}}, \quad Q_2^+ = \overline{\overline{Q_1 \bar{K} Q_2 \bar{H} \bar{Q}_1 J \bar{Q}_2 \bar{H}}},$$

которым соответствует схема ЭП типа $J - K$, изображенная на рис. 9.47. Эта ЛС не имеет состязаний УС при выполнении условия $(\nabla J \vee \nabla K) dH = 0$, хотя и был исключен член $J \bar{K} H$. Точно так же можно сделать синтез СЭП и других типов. Используя различные типы АПТ, можно получить большое количество различных схем СЭП.

Таблица 9.27

JKH i	000	001	010	011	100	101	110	111	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0	(1), 0	(1), 0	(1), 0	(1), 0	11	(1), 0	11	00
2	(2), 1	(2), 1	(2), 1	8	(2), 1	(2), 1	(2), 1	8	11
8	—	2	1	(8), 1	—	2	1	(8), 1	10
11	—	1	—	1	2	(11), 0	2	(11), 0	01

Четвертый принцип построения СЭП основан на использовании АИТ при наложении некоторых ограничений на изменения состояний входа и длительность переходных процессов в СА. Предположим, что информационные сигналы СЭП I_s ($s=1, 2$) не изменяются в моменты времени, когда тактовый сигнал $H=1$, т. е. выполняется условие

$$H \nabla I_s = 0. \quad (9.60)$$

Условие (9.60) означает, что входные сигналы СА не должны изменяться в моменты времени, когда сигнал $H=1$, а длительность переходного процесса, вызванного в СА в момент времени, соответствующий значению $dH=1$, не должна превышать интервал времени, в течение которого сигнал $H=0$, так как сигналы I_s являются функциями от входных сигналов СА x_p и выходных сигналов ЭП Q_r .

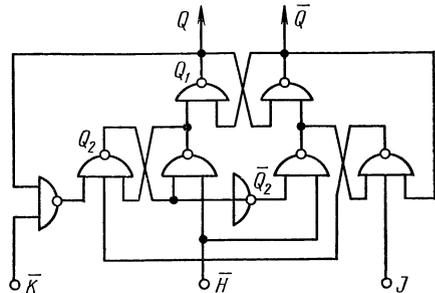


Рис. 9.47. Элемент памяти типа $J - K$ с логическим дифференцированием тактового сигнала H

Так как $H dI_s = 0$ и $dI_s dH = 0$, то

$$(H \vee dH) dI_s = (H \vee \bar{H}H^*) dI_s = (H \vee H^*) dI_s = H^* dI_s = 0.$$

Поэтому можно записать, что

$$I_s dH = (\bar{I}_s^* \vee I_s^*) I_s dH \vee H^* dI_s = I_s I_s^* dH \vee H^* dI_s,$$

так как $I_s I_s^* dH = d\bar{I}_s dH = 0$. Далее функцию $I_s dH$ можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} I_s dH &= I_s I_s^* dH \vee H^* dI_s \vee dI_s dH = (I_s I_s^* \vee \bar{I}_s I_s^*) dH \vee H^* dI_s = \\ &= I_s^* dH \vee H^* dI_s = d(I_s H) \end{aligned} \quad (9.61)$$

на основании выполнения равенства (8.91). Следовательно, при выполнении условия (9.60) (вообще говоря, достаточно выполне-

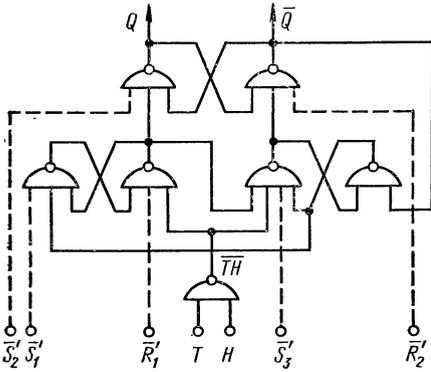


Рис. 9.48. Элемент памяти типа T с логическим дифференцированием сигнала \overline{TH} и установочными асинхронными потенциальными входами

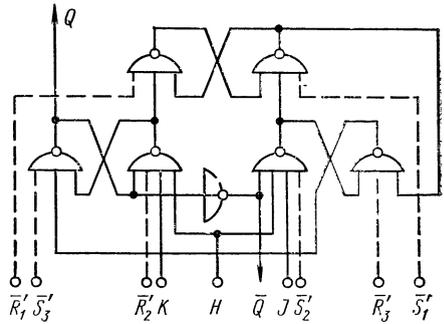


Рис. 9.49. Элемент памяти типа $J-K$ с логическим дифференцированием сигналов JH , KH и установочными асинхронными потенциальными входами

ния условия $H dI_s = 0$) ФП СЭП (9.38) можно представить в виде

$$Q^+ = \bar{Q}d(I_1 H) \vee Qd(\bar{I}_2 H), (\nabla I_1 \vee \nabla I_2) dH = 0, H(\nabla I_1 \vee \nabla I_2) = 0. \quad (9.62)$$

Запишем ФП ЭП типов T , $J=K$, $R-S$ и $\hat{R}-S$ в форме (9.62):

$$Q^+ = \bar{Q}d(TH) \vee Qd(\overline{TH}) = Q \oplus d(TH), \nabla T dH = 0, H \nabla T = 0, \quad (9.63)$$

$$Q^+ = \bar{Q}d(JH) \vee Qd(\overline{KH}), (\nabla J \vee \nabla K) dH, H(\nabla J \vee \nabla K) = 0, \quad (9.64)$$

$$\begin{aligned} Q^+ &= d(SH) \vee Qd(\overline{RH}), (\nabla R \vee \nabla S) dH = 0, H(\nabla R \vee \nabla S) = 0, \\ &RS dH = 0, \end{aligned} \quad (9.65)$$

$$Q^+ = d(SH) \vee Qd(\overline{\hat{R}H}), (\nabla \hat{R} \vee \nabla S) dH = 0, H(\nabla \hat{R} \vee \nabla S) = 0. \quad (9.66)$$

Сравнивая выражения (9.63) и (9.64) с выражениями (9.25) и (9.31), можно сделать вывод, что схемы СЭП типов T и $J-K$ можно получить из схем АИТ типов dT и $dJ-dK$ заменой сигналов I_s на сигналы $I_s H$. На рис. 9.48—9.50 даны схемы СЭП, полученные из схем АИТ, показанных на рис. 9.16, 9.23 и 9.24.

Аналогично этому можно получить схемы СЭП из схем АИТ, изображенных на рис. 9.17—9.19.

Таблица 9.28

	\bar{R}'_1	\bar{R}'_2	\bar{S}'_1	\bar{S}'_2	\bar{S}'_3
$ТН$	0	1	0	1	0

Таблица 9.29

	\bar{R}'_1	\bar{R}'_2	\bar{R}'_3	\bar{S}'_1	\bar{S}'_2	\bar{S}'_3
$ЈН$	Φ	Φ	1	0	1	Φ
$КН$	0	1	0	Φ	Φ	1

Значительного упрощения ПС можно добиться, если для их построения использовать ЭП не только с синхронными входами, но и асинхронными потенциальными входами, предназначенными для установки состояний ЭП $Q=0$ и $Q=1$. На рис. 9.48 и 9.49 такие входы показаны пунктирными линиями, условия их использования определяются табл. 9.28 и 9.29.

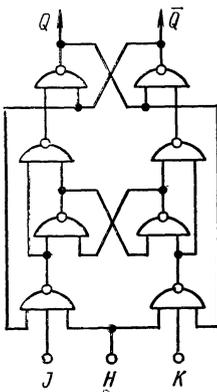


Рис. 9.50. Элемент памяти типа $J-K$ с логическим дифференцированием сигналов $ЈН$ и $КН$, выполненный из R' — S' -триггеров

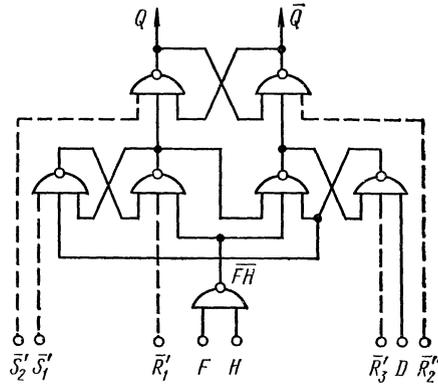


Рис. 9.51. Элемент памяти типа $D-F$ с логическим дифференцированием сигнала $FН$ и установочными асинхронными потенциальными входами

В этих таблицах указаны значения сигналов $ТН$, $ЈН$ и $КН$, при которых можно использовать те или иные входы \bar{R}'_i и \bar{S}'_i . Например, если $ТН=0$, то при значении сигнала $R'_1=1$ будет устанавливаться состояние ЭП $Q=0$, а значение сигнала $R'_2=1$ устанавливает состояние $Q=0$ при $ТН=1$. Если необходимо устанавливать состояние $Q=0$, при любом значении $ТН$ ($ТН=\Phi$),

то входы \bar{R}'_1 и \bar{R}'_2 следует соединить вместе. При $JH=0$ и $KH=0$ или 1 ($KH=\Phi$) для установки состояния ЭП $Q=1$ можно использовать вход \bar{S}'_1 . Если входы \bar{S}'_1 и \bar{S}'_2 соединить вместе, то состояние $Q=1$ будет устанавливаться при любых значениях сигналов JH и KH ($JH=\Phi$, $KH=\Phi$) в момент подачи сигналов $S'_1=S'_2=1$. По табл. 9.28 и 9.29 можно установить также условия использования входов \bar{R}'_i и \bar{S}'_i для соответствующих схем АИТ типа dT и $dJ-dK$.

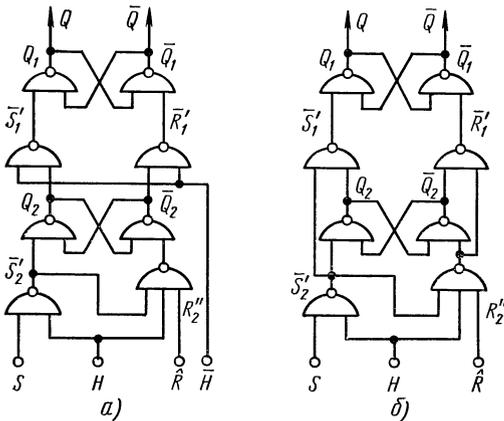


Рис. 9.52. Элементы памяти типа $\hat{R}-S$ с логическим дифференцированием сигналов $\hat{R}H$ и SH , выполненные из триггеров типов $R'-S'$ и $R''-S'$

При построении СЭП только часть входов можно представлять в форме (9.61). Например, полагая, что $F dH = d(FH)$, для ЭП типа $D-F$ функцию переходов (9.59) запишем в виде

$$Q^+ = Dd(FH) \vee Qd(\overline{FH}),$$

$$(\nabla D \vee \nabla F) dH = 0,$$

$$H \nabla F = 0. \quad (9.67)$$

На рис. 9.51 показана схема ЭП типа $D-F$, полученная на основании ФП (9.67) из схемы ЭП типа D , представленной на рис. 9.31 ($x_1=H$, $x_2=D$). Табл. 9.30 определяет условия использования асинхронных потенциальных входов \bar{R}'_i и \bar{S}'_i (дизъюнкция $\bar{R}'_1 \vee \bar{R}'_2$ означает, что входы \bar{R}'_1 и \bar{R}'_2 нужно соединить вместе).

Таблица 9.30

	\bar{R}'_1	\bar{R}'_2	$\bar{R}'_1 \vee \bar{R}'_2$	\bar{S}'_1	\bar{S}'_2
FH	0	1	0	0	1
D	0	Φ	1	Φ	Φ

Схемы СЭП можно также синтезировать по ФП (9.63) — (9.67). В качестве примера рассмотрим синтез ЭП типа $\hat{R}-S$. На основании ФП (9.66) составляется ПТП (табл. 9.31). Выбрав множества совместимых ВС

$$\{\mu_1, \mu_3, \mu_5, \mu_7, \mu_9, \mu_{13}\}, \{\mu_{11}, \mu_{15}\},$$

$$\{\mu_2, \mu_4, \mu_6, \mu_{10}, \mu_{12}, \mu_{14}, \mu_{16}\}, \{\mu_8\},$$

Таблица 9.31

$s\hat{R}H$	000	001	010	011	100	101	110	111
1	(1), 0	3	5	—	9	—	13	—
2	(2), 1	4	6	—	10	—	14	—
3	1	(3), 0	—	—	—	—	—	—
4	2	(4), 1	—	—	—	—	—	—
5	1	—	(5), 0	7	9	—	13	—
6	2	—	(6), 1	8	10	—	14	—
7	—	—	5	(7), 0	—	—	—	—
8	—	—	5	(8), 1	—	—	—	—
9	1	—	5	—	(9), 0	11	13	—
10	2	—	6	—	(10), 1	12	14	—
11	—	—	—	—	10	(11), 0	—	—
12	—	—	—	—	10	(12), 0	—	—
13	1	—	5	—	9	—	(13), 0	15
14	2	—	6	—	10	—	(14), 1	16
15	—	—	—	—	—	—	14	(15), 0
16	—	—	—	—	—	—	14	(16), 1

получим табл. 9.32, в которой указан также выбранный способ соседнего кодирования ВС. По данной КТП, используя ЭП типа $R' - S'$ для получения сигнала Q_1 и ЭП типа $R'' - S'$ для получения сигнала Q_2 , можно найти ФВ этих ЭП в двух формах:

$$1) R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{H}, S'_1 = Q_2 \bar{H}, \\ R''_2 = \hat{R}H, S''_2 = SH;$$

$$2) R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{S}'_2 \hat{R}H, S'_1 = \\ = Q_2 \bar{S}'_2, R''_2 = \hat{R}H, S''_2 = SH.$$

Данным ФВ соответствуют схемы ЭП типа $\hat{R} - S$, изображенные на рис. 9.52, а, б.

Табл. 9.31 будет задавать закон функционирования ЭП типа $R - S$, если из нее исключить УС μ_{15} и μ_{16} и относящиеся к ним переходы, так как ФП (9.65) отличается от ФП (9.66) только дополнительным условием $RS dH = 0$, запрещающим допустимое для ЭП типа $\hat{R} - S$ изменение состояния входа $v_7 = (1, 1, 1)$ на $v_8 = (1, 1, 0)$. Поэтому табл. 9.31 будет задавать закон функционирования ЭП типа

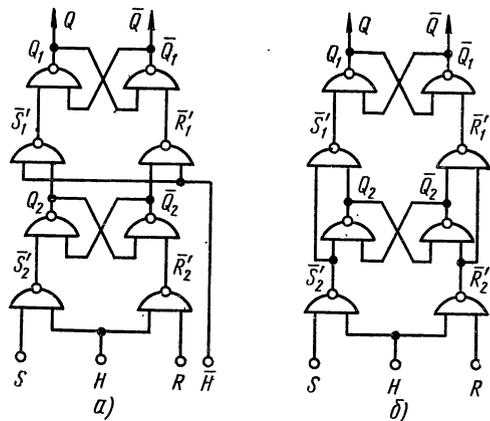


Рис. 9.53. Элементы памяти типа $R - S$ с логическим дифференцированием сигналов RH и SH , выполненные из $R' - S'$ -триггеров

$R-S$, если в столбце v_7 поставить прочерки, а в столбце v_6 заменить прочерком $HC \mu_2$. Далее если произвести структурный синтез ЭП типа $R-S$, из ЭП типа $R'-S'$, то ФВ последних можно получить в двух формах:

$$1) R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{H}, S'_1 = Q_2 \bar{H}, R'_2 = RH, S'_2 = SH,$$

$$2) R'_1 = \bar{Q}_2 \bar{R}'_2, S'_1 = Q_2 \bar{S}'_2, R'_2 = RH, S'_2 = SH.$$

Данным ФВ соответствуют схемы ЭП типа $R-S$, изображенные на рис. 9.53, а, б.

Таблица 9.32

$s\hat{R}H$	000	001	010	011	100	101	110	111	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0	(1), 0	(1), 0	(1), 0	(1), 0	11	(1), 0	11	00
2	(2), 1	(2), 1	(2), 1	8	(2), 1	(2), 1	(2), 1	(2), 1	11
8	—	—	1	(8), 1	—	—	—	—	10
11	—	—	—	—	2	(11), 0	2	(11), 0	01

§ 9.10. СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СИНХРОННЫХ АВТОМАТОВ

Ввиду идентичности аналитических выражений для ФП АПЭП и СЭП, а также для ФП и функций выходов АПА с СА, методы структурного синтеза автоматов, относящихся к этим двум классам, полностью совпадают. В частности, табл. 9.3 задает правила составления ДВ также и для ФВ СЭП типов $R-S$, $\hat{R}-S$

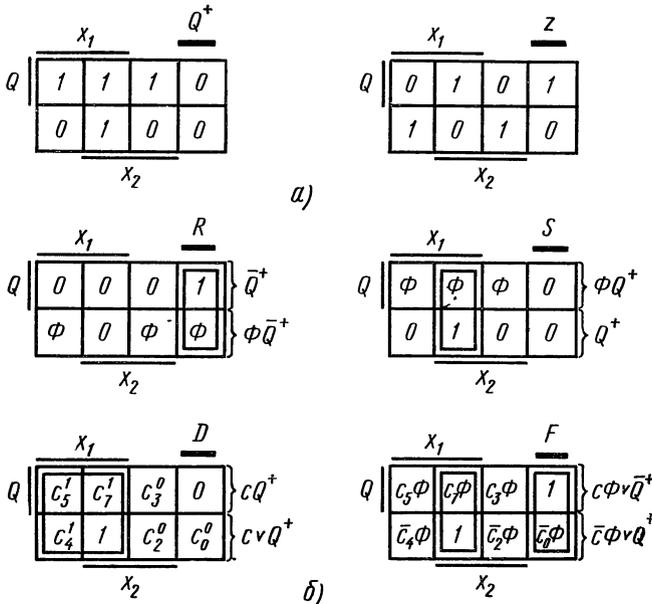


Рис. 9.54. Синтез последовательного двоичного сумматора

и $D-F$ (ЭП типа $\hat{R}-S$ является синхронным аналогом $R''-S'$ -триггера). ЭП типа $J-K$ и T не имеют аналогов среди возможных типов АПЭП, так как ФП таких ЭП задавали бы автоколе-

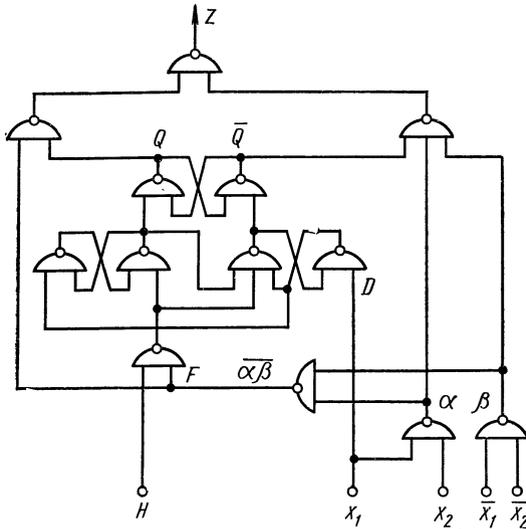


Рис. 9.55. Последовательный двоичный сумматор

бательные ЛС. Найдем ФВ ЭП типа T в общем виде, для чего решим логическое уравнение (9.49) относительно T

$$T = Q^+ \oplus Q \vee \overline{h_1 Q^+} \oplus \bar{Q} = Q^+ \oplus Q = QQ^+ \vee \bar{Q}Q^+, \quad (9.68)$$

так как $\psi_1 = \bar{\psi}_2$. Аналогично, решая логическое уравнение (9.48), для ФВ ЭП типа $J-K$ можно получить

$$J = \bar{Q}Q^+ \vee h_1 Q, \quad K = Q\bar{Q}^+ \vee h_2 \bar{Q}.$$

Для минимизации ФВ ЭП типа $J-K$ с помощью ДВ можно положить, что $h_1 = \Phi$ и $h_2 = \Phi$, т. е.

$$J = \bar{Q}Q^+ \vee \Phi Q, \quad K = Q\bar{Q}^+ \vee \Phi \bar{Q}. \quad (9.69)$$

Табл. 9.33 задает правила составления ДВ для ФВ СЭП рассмотренных ранее типов. Получена эта таблица на основании

Т а б л и ц а 9.33

Q	R	S	\hat{R}	S	F	D	J	K	T
1	\bar{Q}^+	ΦQ^+	$c\Phi \vee \bar{Q}^+$	cQ^+	$c\Phi \vee \bar{Q}^+$	cQ^+	Φ	\bar{Q}^+	\bar{Q}^+
0	$\Phi \bar{Q}^+$	Q^+	Φ	Q^+	$c\Phi \vee Q^+$	$c \vee Q^+$	Q^+	Φ	Q^+

табл. 9.3 и уравнений (9.68) и (9.69). В качестве примеров структурного синтеза СА сделаем синтез ПДС, задаваемого табл. 9.23, из ЭП типов $R-S$ и $D-F$ и синтез счетчика по mod 5 тактовых сигналов H , задаваемого табл. 9.24. На рис. 9.54 *a*, приведены ДВ для функций Q^+ и z , составленные на основании табл. 9.23, а на рис. 9.54, *б* — ДВ для ФВ ЭП типов $R-S$

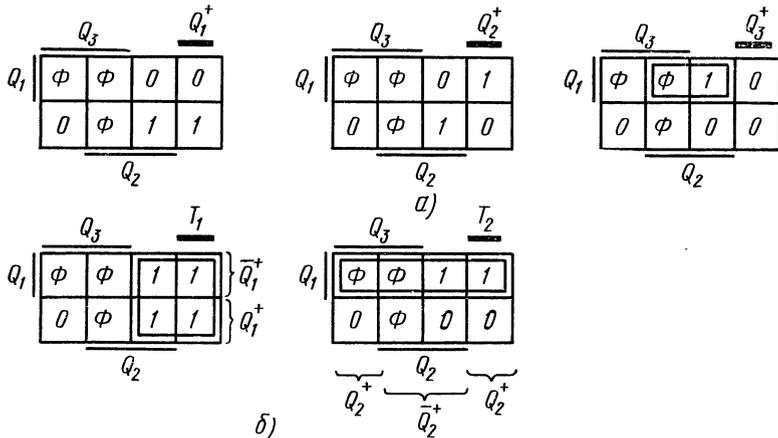


Рис. 9.56. Синтез счетчика mod 5

и $D-F$, составленные по методике § 9.5. Из этих ДВ следует, что функцию выхода z и ФВ ЭП можно представить в виде:

$$z = x_1 x_2 Q \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2 Q \vee x_1 \bar{x}_2 \bar{Q} \vee \bar{x}_1 x_2 \bar{Q},$$

$$R = \bar{x}_1 \bar{x}_2, S = x_1 x_2, D = x_1, F = x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2.$$

Построим схему ПДС из ЭП типа $D-F$ (рис. 9.51) и ЛЭ И — НЕ. Для этого преобразуем функции z , D и F к виду:

$$z = (x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2) Q \vee (x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2) \bar{Q} = \overline{\alpha \beta Q \alpha \beta \bar{Q}}, F = \overline{\alpha \beta}, D = x_1,$$

где $\alpha = \overline{x_1 x_2}$, $\beta = \overline{\bar{x}_1 \bar{x}_2}$, так как $\alpha \beta = \overline{x_1 x_2 \vee \bar{x}_1 \bar{x}_2} = \overline{x_1 \bar{x}_2 \vee \bar{x}_1 x_2}$. На рис. 9.55 приведена схема ПДС, построенная в соответствии с полученными формами функций z , D и F .

Сделаем синтез счетчика по mod 5 тактовых сигналов H , для чего по табл. 9.25 составим ДВ для функций Q_1^+ , Q_2^+ и Q_3^+ (рис. 9.56, *a*). Сложность ФВ обычно в значительной степени зависит от используемых типов ЭП. Для реализации функции Q_3 выберем ЭП типа D (см. рис. 9.31), а функций Q_1 и Q_2 — ЭП типа T (см. рис. 9.48). Составив ДВ для ФВ T_1 и T_2 (рис. 9.56, *б*), получим

$$T_1 = \bar{Q}_3, T_2 = Q_1, D_3 = Q_3^+ = Q_1 Q_2.$$

На рис. 9.57 показана схема счетчика, построенная на основании полученных ФВ.

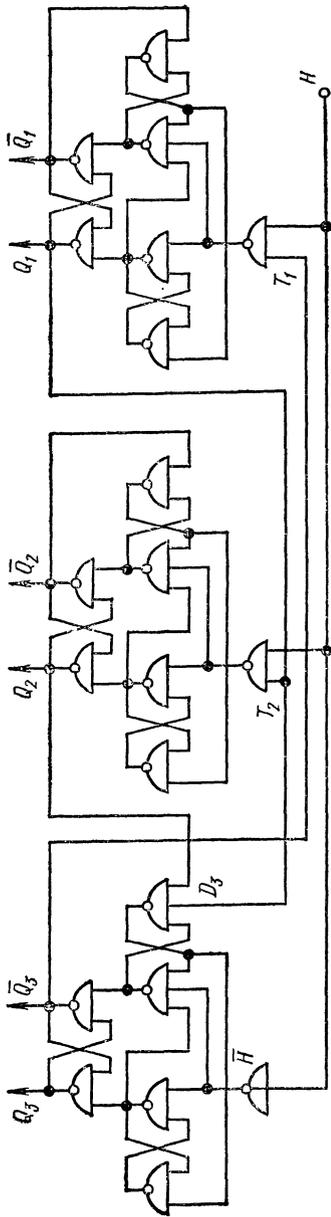


Рис. 9.57. Счетчик по мод 5

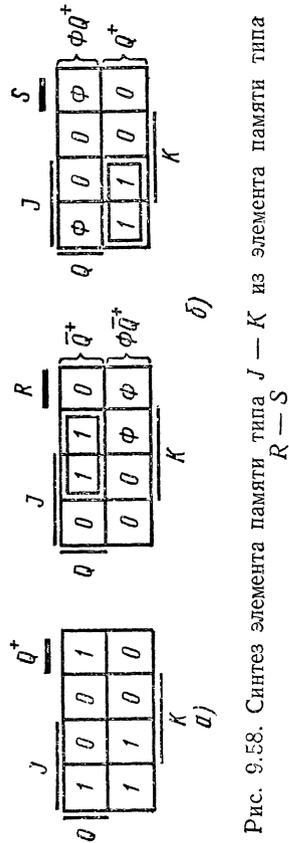


Рис. 9.58. Синтез элемента памяти типа $J-K$ из элемента памяти типа $R-S$

Теперь рассмотрим некоторые преобразования типов СЭП. Если в ФП ЭП типа $R-S$ (9.51) подставить значения $S=D$ и $R=\bar{D}$ ($RS=0$), то получится ФП ЭП типа D (9.50). Из этого следует, что ЭП типа $R-S$ преобразуется в ЭП типа D подачей на его входы прямого и инверсного сигналов (это же самое относится и к ЭП типа $J-K$). Любой СЭП является СА, поэтому ЭП всех типов на основании их ФП можно синтезировать из ЭП какого-нибудь одного типа. Сделаем, например, синтез ЭП типа $J-K$ из ЭП типа $R-S$. ДВ, изображенная на рис. 9.58, *а*, задает ФП Q^+ ЭП типа $J-K$. Составив по ней ДВ для ФВ ЭП типа $R-S$ (рис. 9.58, *б*), получим

$$R = QK, S = \bar{Q}J.$$

На основании этих ФВ может быть получена схема ЭП типа $J-K$, изображенная на рис. 9.50, из схемы типа $R-S$, приведенной на рис. 9.53, *б*.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ЛОГИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ СХЕМ

§ 10.1. ВВЕДЕНИЕ

Используем результаты теории синтеза КС и ПС, изложенные в гл. 8 и 9, в решении задач проектирования некоторых наиболее распространенных цифровых схем, используемых в радиотехнических устройствах. В первую очередь к таким схемам относятся регистры, счетчики, делители частоты и др. Синтез этих устройств доведем до функциональных схем, включающих основные модели ЭП и КС.

§ 10.2. РЕГИСТРЫ

Регистры наиболее простые из цифровых схем, в построении которых не применяют математических методов. Различают регистры памяти (РП) и регистры сдвига (РС).

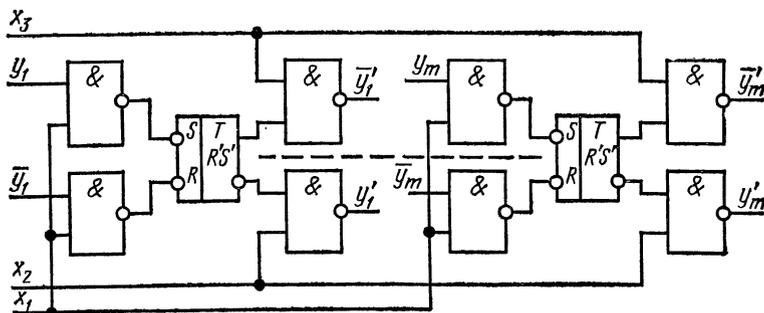


Рис. 10.1. Принципиальная схема РП на ЭП типа $R' - S'$

РП предназначены для хранения в них чисел в течение определенного промежутка времени. Для построения РП используют любые ЭП с двумя входами. Моменты записи и считывания числа $y = \{y_1, \dots, y_m\}$ определяются моментами подачи соответствующих команд x_1 и x_2 . Продолжительность хранения чисел в РП определяется временным интервалом, разделяющим команды записи и считывания. Считывание одного и того же числа можно осуществлять неоднократно. С РП можно также произвести считывание

вание обратного кода записанного в нем числа. Для этого используется специальный сигнал считывания x_3 .

РП выполняют на ЭП типа $R' - S'$, принципиальная схема приведена на рис. 10.1. Другие схемные построения РП рассмотрены в работе [6].

РС является типовым СА и используется для преобразований над двоичными числами, такими, как сдвиг чисел в множительных устройствах, преобразование параллельного кода числа

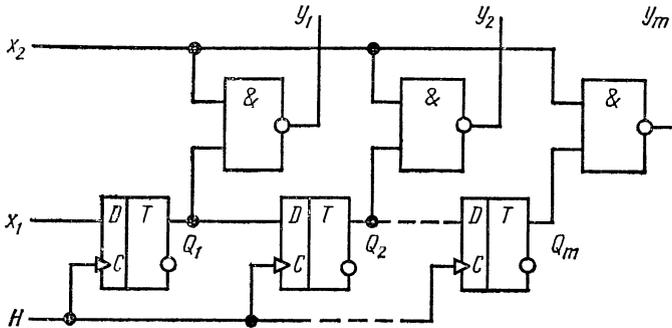


Рис. 10.2. РС на ЭП типа D с параллельным выводом информации

в последовательный и наоборот, хранение чисел в процессе выполнения арифметических операций (например, при сложении и вычитании чисел с помощью ПДС) и т. д.

Наиболее просто построить РС на ЭП типа D . Так как ЭП такого типа представляет собой элемент задержки входных сигналов на один такт, то для получения схемы регистра сдвига элементы памяти типа D необходимо соединить последовательно в соответствии с ФВ следующего вида $D_i = Q_{i-1}$. Тогда в соответствии с (9.50) получим $Q_i^+ = D_i = Q_{i-1}$. Таким образом, значение сигнала, хранящегося в $(i-1)$ -разряде в следующем такте сдвинется в разряд i .

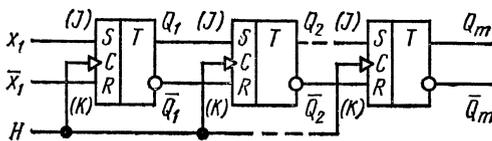


Рис. 10.3. РС на ЭП типа $R - S$ (или $J - K$)

На рис. 10.2 показана принципиальная схема РП, выполненного на ЭП типа D , позволяющая пре-

образовать последовательный код числа x_1 , введенный в РС, в параллельный $y = \{y_1, \dots, y_m\}$. Считывание параллельного кода осуществляется специальным сигналом x_2 , подаваемым после полного введения последовательного кода в РС.

РС можно построить на других типах ЭП, используя приведенное в § 9.9 преобразование ЭП типа $R - S$, $J - K$ или $D - F$ в ЭП типа D . На рис. 10.3 приведена схема РС, построенная на ЭП типа $R - S$ или $J - K$.

§ 10.3. СЧЕТЧИКИ ИМПУЛЬСОВ

Счетчиком импульсов по $\text{mod } N$ называется автомат, имеющий N состояний, одно из которых выбрано в качестве начального (нулевого). Состояние счетчика в произвольный момент времени при условии, что он находился в начальном состоянии до подачи на него импульсов, однозначно определяется остатком от деления числа поступивших на его вход импульсов до данного момента времени на число N .

Из данного определения следует, что при приходе каждого очередного импульса состояние счетчика должно изменяться, а при поступлении на вход счетчика N импульсов он должен возвращаться в начальное состояние. Наиболее наглядно счетчик по $\text{mod } N$ можно задать с помощью ГП, показанного на рис. 10.4, где μ_1 — начальное (нулевое) состояние счетчика, а x — входной сигнал. Число ЭП, необходимое для реализации счета по $\text{mod } N$, находят по формуле

$$m = \lceil \log_2 N \rceil. \quad (10.1)$$

Счетчики импульсов часто строят таким образом, что в них имеется ЭП, выходной сигнал которого изменяется с 1 на 0

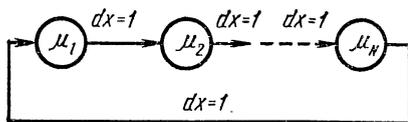


Рис. 10.4. ГП счетчика по $\text{mod } N$

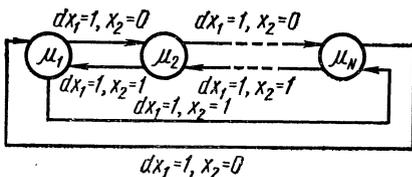


Рис. 10.5. ГП реверсивного счетчика

только в момент возвращения счетчика в начальное состояние. Этот сигнал характеризует факт переполнения счетчика поступившими на его вход N импульсами и может быть использован в качестве входного сигнала другого счетчика. Если структура счетчика такова, что указанный сигнал отсутствует, то для получения импульса переполнения необходимо использовать дешифратор состояния μ_N . Последовательное соединение K счетчиков позволяет реализовать общий счет импульсов по $\text{mod } (N_1 N_2 \dots N_K)$.

Любой счетчик по $\text{mod } N$ можно использовать как делитель частоты входных сигналов с коэффициентом деления, равным N .

Из определения счетчика следует, что никаких ограничений на кодирование его ВС не накладывается. В счетчиках наиболее часто используют следующие виды кодирования ВС: 1) позиционное двоичное или десятичное кодирование, 2) единичное позиционное кодирование и 3) непозиционное соседнее кодирование. В первом случае ВС счетчика кодируются в соответствии с двоичной системой счисления. Во втором — его состояние определяется положением 1 в РС, используемом в качестве счетчика. Эта единица сдвигается вдоль РС входными сигналами. В третьем

случае ВС приписываются соседние кодовые комбинации, отличающиеся в одном разряде. Наряду с этим в практике построения счетчиков применяется кодирование ВС на основе кодовых колец. При выборе системы кодирования нужно учитывать характер взаимодействия счетчика с другими узлами цифрового устройства. Иногда желательно, чтобы передача чисел осуществлялась без их дополнительной дешифрации. Для этого нужно обеспечить единство систем кодирования чисел в счетчике и других узлах системы.

При использовании цифровых устройств широко распространены реверсивные счетчики, позволяющие осуществлять как сложение импульсов, поступающих на его вход, так и их вычитание. Для управления направлением счета используется специальный сигнал. На ГП реверсивного счетчика, показанного на рис. 10.5, этот управляющий сигнал обозначен x_2 .

Счетчики импульсов можно выполнить в виде АПА, АИА или СА. Каждый из вариантов построения счетчика имеет свои недостатки, поэтому трудно определить, какой из них предпочтительнее. Все зависит от назначения счетчика, его места в общей схеме цифрового устройства, принятого метода кодирования, требуемого быстродействия и т. д. Так, например, построение счетчика в виде СА позволяет свести к минимуму задержки выходных сигналов относительно тактовых импульсов даже при больших коэффициентах деления, увеличить помехоустойчивость схемы по отношению к воздействию случайных импульсов. При использовании в качестве счетчика импульсов АИА быстродействие счетчика уменьшается за счет увеличения результирующих задержек в схеме, но структура счетчика при этом значительно упрощается. При реализации счетчика в виде АПА иногда удается добиться уменьшения числа микросхем, используемых в счетчике, не снижая при этом быстродействия схемы в целом. Отметим одну особенность, связанную с построением счетчика в виде АПА. В связи с тем, что на счетчик подается только один входной сигнал, АПА, выполняющий функции счетчика, должен изменять свои состояния как при изменении входного сигнала с 1 на 0, так и при обратном изменении. Это связано с тем, что при наличии в ТП только двух столбцов ни в одной строке не может стоять двух УС. Следовательно, счетчик по $\text{mod } N$, выполненный в виде АПА, должен иметь $2N$ состояний, так как он производит подсчет общего числа изменений входного сигнала.

Далее рассмотрены примеры построения наиболее распространенных схем счетчиков, выполненных в виде СА, АПА и АИА.

Синхронные двоичные счетчики (СДС) по $\text{mod } 2^m$

На практике в качестве счетчиков по $\text{mod } 2^m$ наиболее часто используются счетчики, у которых кодирование состояний осуществляется в соответствии с двоичной системой счисления. Осуществив синтез СДС по $\text{mod } 8$ на ЭП типа T .

В соответствии с методикой, изложенной в гл. 9, порядок проектирования такого счетчика следующий: 1) составление ГП счетчика (рис. 10.6); 2) составление таблицы истинности (табл. 10.1). Так как в рассматриваемом случае имеется только один входной сигнал, то его можно использовать в качестве тактового сигнала СА; 3) далее по таблице истинности составляются ДВ для Q_i^+ (рис. 10.7, а) и для ФВ T_i (рис. 10.7, б). Следовательно, ФВ ЭП типа T могут быть записаны в виде $T_3 = Q_2 Q_1$, $T_2 = Q_1$, $T_1 = 1$. Эти функции и определяют функциональную схему счетчика. Если в СДС используется m ЭП (СДС по $\text{mod } 2^m$), то аналогично можно показать, что ФВ i -го ЭП имеет вид

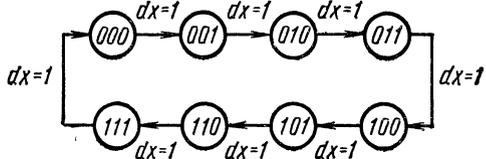


Рис. 10.6. ГП счетчика по $\text{mod } 8$

$$T_i = \prod_{j=1}^{i-1} Q_j, \quad i = 2, 3, \dots, m. \quad (10.2)$$

При большом m ФВ получаются достаточно сложными. Для каждого разряда счетчика необходимо иметь схемы совпадения

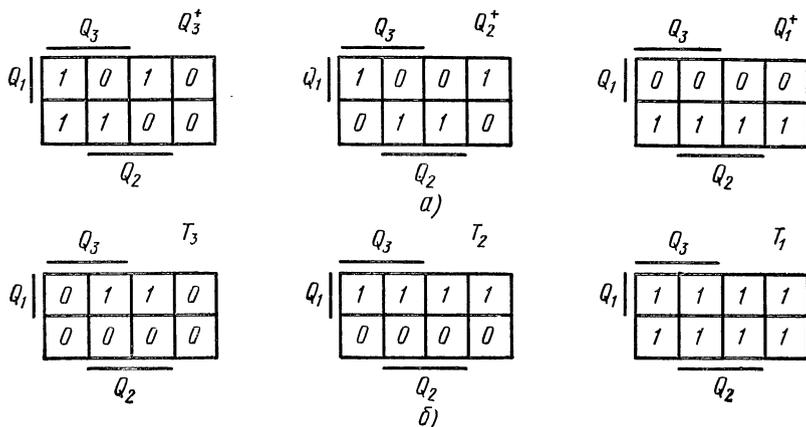


Рис. 10.7. ДВ к счетчику по $\text{mod } 8$

с разным числом входов, причем для старшего разряда число входов должно быть равным $m+2$. Поэтому выражение (10.2) целесообразно преобразовать к виду, значительно проще реализуемому

$$T_i = Q_{i-1} \prod_{j=1}^{i-2} Q_j = Q_{i-1} T_{i-1}, \quad i = 2, 3, \dots, m. \quad (10.3)$$

Q_3	Q_2	Q_1	Q_3^+	Q_2^+	Q_1^+	Q_3	Q_2	Q_1	Q_3^+	Q_2^+	Q_1^+
0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	1
0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	0

Схема СДС, построенная в соответствии с ФВ (10.3), приведена на рис. 10.8. Максимальное значение частоты тактовых

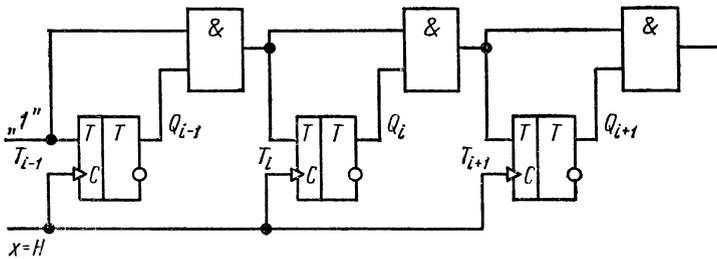


Рис. 10.8. Функциональная схема синхронного двоичного счетчика

сигналов в этой схеме ограничивается временем запаздывания сигналов в КС, реализующей ФВ.

Реверсивные двоичные счетчики

Как уже отмечалось, в реверсивном счетчике для управления направлением счета используется специальный сигнал x_2 . Как видно из ГП (см. рис. 10.5), при $x_2=0$ счетчик работает как суммирующий, при $x_2=1$ — как вычитающий. Последний разряд счетчика обычно является знаковым разрядом.

Для получения функциональной схемы реверсивного счетчика можно было бы повторить процесс синтеза аналогично тому, который использовали при построении схемы СДС. Очевидно, что при $x_2=0$ ФВ ЭП типа T реверсивного счетчика должны описываться выражением (10.2), а при $x_2=1$ они должны совпадать с выражениями, описывающими работу вычитающего счетчика. В последнем ФВ образуются за счет инверсных выходов ЭП. Таким образом, для реверсивного счетчика, состоящего из m ЭП, ФВ i -го элемента можно записать в следующем виде:

$$T_i = \bar{x}_2 \prod_{j=1}^{i-1} Q_j \vee x_2 \prod_{j=1}^{i-1} \bar{Q}_j, \quad i=2, 3, \dots, m. \quad (10.4)$$

Полученные ФВ достаточно сложны в реализации особенно при больших m . Для упрощения ФВ преобразуем формулу (10.4) сле-

дующим образом:

$$T_i = \left(\bar{x}_2 \prod_{j=1}^{i-2} Q_j \vee x_2 \prod_{j=1}^{i-2} \bar{Q}_j \right) (\bar{x}_2 Q_{i-1} \vee x_2 \bar{Q}_{i-1}) = \\ = T_{i-1} (\bar{x}_2 Q_{i-1} \vee x_2 \bar{Q}_{i-1}) = \bar{x}_2 Q_{i-1} T_{i-1} \vee x_2 \bar{Q}_{i-1} T_{i-1}. \quad (10.5)$$

Полученное выражение определяет функциональную схему реверсивного счетчика.

Пример 1. Пусть необходимо спроектировать реверсивный двоичный счетчик, работающий при тактовой частоте $F_0 = 3$ МГц в диапазоне температур окружающей среды от -30 до $+70^\circ$ С.

Первым этапом проектирования является этап структурного синтеза счетчика, в процессе которого определяется необходимое число ЭП, выбирается их тип и находятся выражения для ФВ ЭП [(см. 10.5)].

Далее по справочнику [14] следует выбрать тип микросхем, удовлетворяющий требуемым условиям работы. При этом следует руководствоваться следующими соображениями. Прежде всего микросхемы должны удовлетворять условиям, обеспечивающим их работу на требуемой тактовой частоте в заданном диапазоне температур окружающей среды. Если данному условию удовлетворяют несколько типов микросхем, то предпочтение должно быть отдано микросхемам с меньшей потребляемой мощностью и большей степенью интеграции. При выборе типа микросхем в узлах следует учитывать необходимость унификации элементов и экономическую целесообразность.

В данном случае частотным требованиям удовлетворяют три серии микросхем: К133, К155, К217. Микросхемы серии К155 не удовлетворяют температурным требованиям. Оставшиеся две серии К133 и К217 по потребляемой мощности примерно эквивалентны, однако учитывая, что в составе серии К217 имеется ЭП типа $J-K$, предпочтение следует отдать ей, если другие из упомянутых требований можно опустить. Микросхемы серии К217 — ДТЛ гибридные тонкопленочные схемы с непосредственными связями, описанные в § 7.4. В составе этой серии наряду с другими имеются микросхемы типа К2ТК171 ($J-K$ триггер с асинхронными входами \bar{R}' , \bar{S}') и К2ЛБ172 (два трехвходовых ЛЭ типа $I-HE$), которые выбираем для построения счетчика. При помощи метода перебора можно убедиться, что при таком выборе число микросхем будет наименьшим.

После выбора типов микросхем необходимо преобразовать получившееся выражение для ФВ (10.5) к виду, удобному для реализации в выбранном базисе $I-HE$. ЭП типа $J-K$ (К2ТК171) дает возможность существенно сократить объем схемы счетчика. Используя ОЗД над выражением (10.5), получим

$$T_i = \overline{(\bar{x}_2 Q_{i-1} T_{i-1}) (\bar{x}_2 \bar{Q}_{i-1} T_{i-1})}.$$

Преобразование ЭП типа $J-K$ в ЭП типа T , как показано в § 9.9, осуществляется замыканием входов J и K . Тогда окон-

чательная схема реверсивного счетчика примет вид, изображенный на рис. 10.9. На этой схеме показаны первые два каскада реверсивного счетчика.

При частотах тактовых импульсов $F_0 \leq 300$ кГц предпочтительнее было бы использование микросхем серии К147, постро-

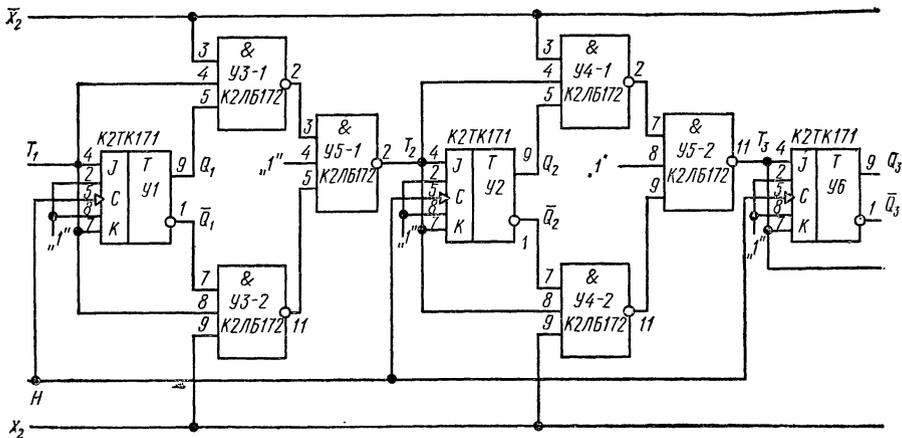


Рис. 10.9. Реверсивный двоичный счетчик на микросхемах серии К217

енных на основе МОП-структур. Если при этом предъявляются повышенные требования к уменьшению потребляемой мощности, то в этом случае для $F_0 \leq 500$ кГц целесообразно использовать микросхемы серии К113.

Счетчики по mod 2^m , построенные на базе РС и сумматора по mod 2

В технологии производства больших интегральных схем на основе МОП-структур и, в частности, многоразрядных регистров сдвига достигнуты значительные успехи. Конструктивная особенность таких регистров состоит в отсутствии выводов промежуточных разрядов. При этом в распоряжении разработчика имеются лишь входные и выходные выводы РС. Поэтому результат, записанный в регистре, может быть прочитан только при последовательном выводе числа из него. Использование РС при построении счетчиков по mod 2^m позволяет существенно уменьшить их объем, особенно при больших m . Функциональная схема счетчика по mod 2^m приведена на рис. 10.10. Счетчик представляет последовательный двоичный сумматор, синтезированный в § 9.10. К полученной схеме ПДС необходимо добавить РС, выполняющий функцию запоминающего устройства на время, равное периоду поступления входных импульсов. При этом период входных импульсов $T_{вх} = mT_0$, где T_0 — период тактовой последовательности. В этом случае сумма подсчитанных импульсов появляется на выходе z в последовательном виде, начиная с младших разрядов.

Заметим, что вместо РС в схеме счетчика, показанной на рис. 10.10, можно использовать и линию задержки с результирующей задержкой $t_3 = mT_0$ и полосой пропускания $\Delta F \geq 1/T_0$.

Недостатком рассмотренного типа счетчиков является относительно невысокое быстродействие. Действительно, если РС

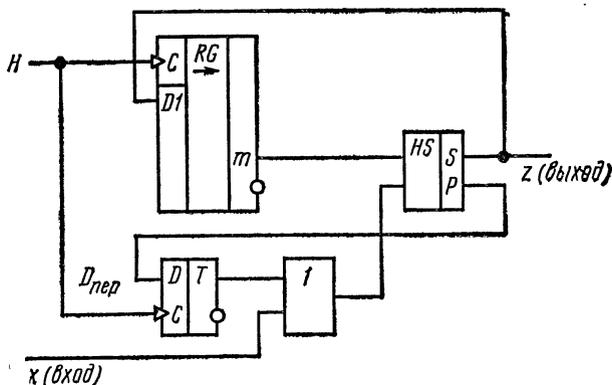


Рис. 10.10. Счетчик по mod 2^m , построенный на основе РС и сумматора по mod 2

работает на тактовой частоте F_0 , то максимальная частота входных импульсов для счетчика по mod 2^m ограничена величиной $F_{\max} = F_0/m$. Типовым значением для РС на основе МОП-структур является величина $F_0 = 1$ МГц. Следовательно, для средних значений коэффициентов пересчета $N = 2^5 \div 2^7$ величина F_{\max} лежит в пределах 140 — 200 кГц.

Счетчики импульсов на РС

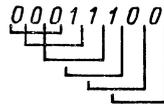
В различных схемах счетчиков сложность ФВ ЭП зависит как от типа используемого ЭП, так и от способа кодирования внутренних состояний счетчика. Рассмотрим один из вариантов использования простого РС в делителях частоты. Было бы желательно построить счетчик таким образом, чтобы $D_j = Q_{j-1}$ ($j = 2, 3, \dots, m$). В этом случае синтез счетчика ограничивается нахождением ФВ только первого ЭП. Подобного рода счетчики представляют большой интерес при микроэлектронном исполнении, так как их функциональная схема обладает простотой связей и допускает наращиваемость.

Счетчики на РС обычно задают кодовыми кольцами. Например, последовательность цифр 000101011100010... образует кодовое кольцо длиной $l = 10$. ВС счетчика кодируются путем сдвига кодовых комбинаций с помощью кодового кольца, длина которого определяет модуль пересчета.

Рассмотрим методику синтеза таких счетчиков на примере построения счетчика по mod 6. В данном случае проектирование счетчика заключается в следующем.

1. задается кодовое кольцо вида 000111000111... длиной $l=6$ (для счетчика по mod 5 кодовое кольцо выглядело бы как 0001100011... или 0011100111..., для счетчика по mod 10 00000111110000011111... и т. д.).

2. По данному кодовому кольцу определяется необходимое количество ЭП. Их минимальное число находят из условия, чтобы за цикл деления ни одно состояние счетчика не повторялось дважды. В данном случае кодовые комбинации при сдвиге не будут повторяться, если выбрать число ЭП, равное трем, что видно из последовательности кодовых комбинаций. 000111000111...



3. По кодовому кольцу составляется ГП счетчика (рис. 10.11).

4. По ГП заполняют таблицу истинности счетчика (табл. 10.2, строки 1—6), по которой определяется ФВ ЭП D_1 . Как уже отмечалось, ФВ ЭП D_2 и D_3 известны и равны соответственно $D_2=Q_1$, $D_3=Q_2$. ФВ D_1 легко находится по ДВ, заполненной в соответствии с табл. 10.2 $D_1=\bar{Q}_3$.

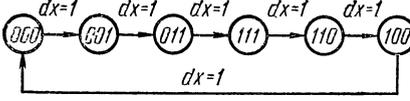


Рис. 10.11. ГП счетчика по mod 6 на РС

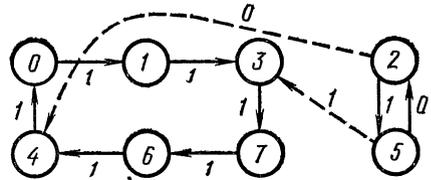


Рис. 10.12. Полный ГП счетчика по mod 6

5. Так как в рассматриваемом счетчике используются три ЭП, то два состояния оказываются неиспользованными. Поэтому необходимо проверить, как будет вести себя счетчик, если случайно попадает в одно из них. Для этого построим полный ГП рассматриваемого счетчика (рис. 10.12) и убедимся в том, что он является несвязным. Таким образом, случайно попав в состояние 2 или 5 (рис. 10.12), счетчик самостоятельно из него не выйдет, если ФВ $D_1=\bar{Q}_3$ (строки 7—8 табл. 10.2). Следовательно, ФВ D_1 необходимо видоизменить таким образом, чтобы полный ГП оказался связным. Для этого при вычислении ФВ D_1 необходимо учесть неиспользуемые комбинации, с учетом которых

$$D_1 = Q_1\bar{Q}_3 \vee \bar{Q}_2\bar{Q}_3 = \bar{Q}_3(Q_1 \vee \bar{Q}_2). \quad (10.6)$$

Для этой ФВ переходы счетчика показаны в строках 9 и 10 табл. 10.2, а полный ГП дополняется ветвями, показанными на рис. 10.12 пунктиром.

6. На основании выражения (10.6) для ФВ D_1 составляется функциональная схема, выбираются типы микросхем и составляется принципиальная схема счетчика.

Таблица 10.2

№ п.п.	Q_3	Q_2	Q_1	Q_3^+	Q_2^+	Q_1^+
1	0	0	0	0	0	1
2	0	0	1	0	1	1
3	0	1	1	1	1	1
4	1	1	1	1	1	0
5	1	1	0	1	0	0
6	1	0	0	0	0	0
7	0	1	0	1	0	1
8	1	0	1	0	1	0
9	0	1	0	1	0	0
10	1	0	1	0	1	0

Пример 2. Пусть требуется построить счетчик по mod 6 рассмотренного типа для частоты повторения тактовых сигналов $F_0 = 300$ кГц, работающий в интервале температур от -30 до $+70^\circ\text{C}$. Для решения данной задачи в наибольшей степени подходят микросхемы серии К147 [14]. Это микросхемы на основе МОП-структур, которые, как показано в § 7.7, обеспечивают требуемое быстродействие, потребляют малую мощность и обладают наибольшей степенью интеграции. В составе этой серии

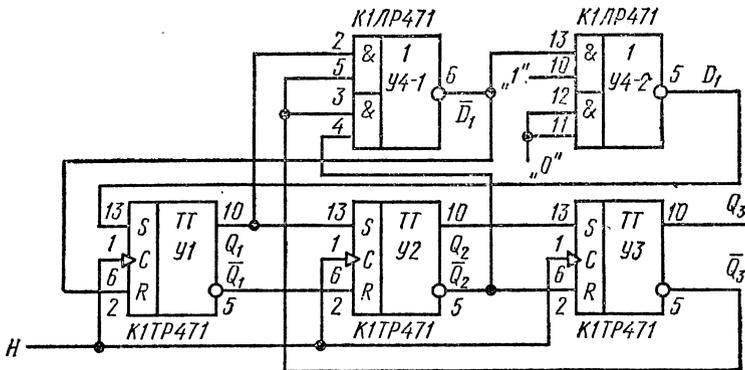


Рис. 10.13. Счетчик по mod 6 на микросхемах серии К147

наряду с другими имеются следующие типы микросхем [14]: $R-S$ -триггер К1ТР471, два трехходовых ЛЭ типа ИЛИ—НЕ К1ЛБ471 и два четырехходовых ЛЭ типа И—ИЛИ—НЕ К1ЛР471. Из выражения (10.6) следует, что требуемая ФВ D_1 может быть реализована с помощью КС, построенной на основе ЛЭ типа К1ЛР471, который и выбран для использования в счетчике. Необходимые ЭП типа D получаем с помощью преобразо-

вания (§ 9.9) из ЭП типа $R-S$, в качестве которых используем микросхему К1ТР471. Таким образом, принципиальная схема проектируемого счетчика примет вид, показанный на рис. 10.13. Данная схема реализуется в четырех корпусах типа 1СТ14 и потребляет мощность 100 мВт от источника питания и 80 мВт от источника смещающего напряжения.

В заключение отметим, что хотя при построении счетчиков на основе РС по кодовому кольцу требуемое количество ЭП иногда получается больше минимального необходимого, определяемого формулой (10.1), общий объем схемы (с учетом возможной дешифрации его состояний) может оказаться меньше за счет более простой схемы дешифратора.

Асинхронные потенциальные кольцевые счетчики

Кольцевыми называются такие счетчики, в которых в состоянии «единица» может находиться только один ЭП, а с приходом каждого следующего импульса эта единица перемещается в соседний ЭП. Из определения следует, что кольцевой счетчик по $\text{mod } N$ должен содержать N ЭП.

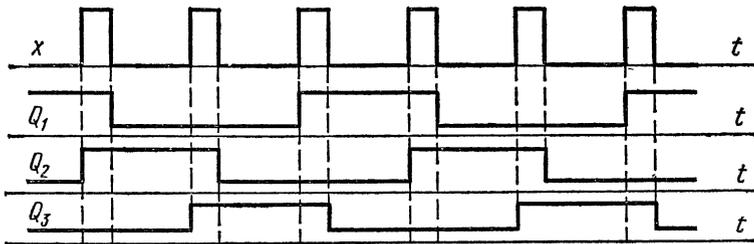


Рис. 10.14. Временная диаграмма кольцевого счетчика по $\text{mod } 3$

Кольцевые счетчики могут строиться и как СА, и как АПА. В последнем случае их структура получается довольно простой. На основе результатов гл. 9 рассмотрим построение кольцевого счетчика в виде АПА.

Пример 3. Синтезируем кольцевой счетчик по $\text{mod } 3$. Будем полагать, что счетчик строится на основе АПТ типа $R'-S'$, составленного из ЛЭ. Необходимо отметить одну особенность, связанную с кодированием ВС счетчика. Так как для счетчика как АПА необходимо соседнее кодирование, то во время действия входного сигнала в единичном состоянии будут находиться два соседних ЭП.

Порядок проектирования счетчика сводится к следующему.

1. Задается закон функционирования счетчика, что можно сделать с помощью временных диаграмм (рис. 10.14), вытекающих из словесного описания его работы. При этом должна быть учтена особенность, связанная с кодированием его ВС как АПА.

$\mu_i \backslash x$	0	1	Q_1	Q_2	Q_3
1	(1)	2	1	0	0
2	3	(3)	1	1	0
3	(3)	4	0	1	0
4	5	(4)	0	1	1
5	(5)	6	0	0	1
6	1	(6)	1	0	1

2. По временным диаграммам строится ГП (рис. (10.15)). При этом число УС получится равным 6, так как счетчик, построенный в виде АПА, считает полное число изменений входного сигнала x .

3. На основании ГП составляется ТП (табл. 10.3). В общем случае от ТП необходимо перейти к таблице истинности. Однако в данном примере, учитывая простоту ТП, можно непосредственно заполнить ДВ для Q_i^+ , а затем перейти к ДВ для ФВ R'_i и S'_i .

Указанные диаграммы для Q_1^+ и S'_1 , R'_1 приведены на рис. 10.16. В результате получим следующие выражения для ФВ ЭП:

$$R'_1 = \bar{x}Q_2, \quad S'_1 = x\bar{Q}_2,$$

$$R'_2 = \bar{x}Q_3, \quad S'_2 = x\bar{Q}_3,$$

$$R'_3 = \bar{x}Q_1, \quad S'_3 = x\bar{Q}_1.$$

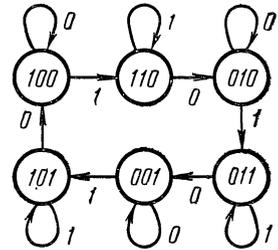


Рис. 10.15. ГП кольцевого счетчика по mod 3

Функциональная схема счетчика, построенная на основе полученных выражений, приведена на рис. 10.17.

Из рассмотренного видно, что все ЭП в кольцевом счетчике по выполняемым функциям равнозначны. Поэтому было бы доста-

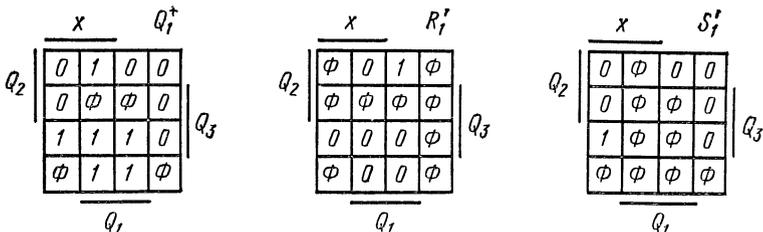


Рис. 10.16. ДВ к кольцевому счетчику по mod 3

точно определить ФВ лишь одного ЭП, чтобы по рекуррентным соотношениям выразить ФВ остальных ЭП. Синтез счетчика по mod 5, аналогичный только что проделанному, приводит к сле-

дующим значениям ФВ ЭП:

$$R'_1 = \bar{x}Q_2, R'_2 = \bar{x}Q_3, R'_3 = \bar{x}Q_4, R'_4 = \bar{x}Q_5, R'_5 = \bar{x}Q_1, S'_1 = xQ_5\bar{Q}_4, \\ S'_2 = xQ_1\bar{Q}_5, S'_3 = xQ_2\bar{Q}_1, S'_4 = xQ_3\bar{Q}_2, S'_5 = xQ_4\bar{Q}_3.$$

Из полученных выражений нетрудно видеть, что они подчиняются следующему общим соотношениям, справедливым для любых $N \geq 4$:

$$R'_i = \bar{x}Q_{i+1}, S'_i = xQ_{N+i-1}\bar{Q}_{N+i-2},$$

где суммирование индексов осуществляется по mod N .

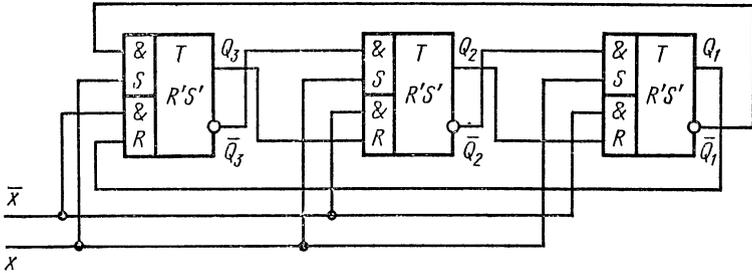


Рис. 10.17. Кольцевой счетчик по mod 3

Счетчики на АИТ

Такие счетчики широко применяются, так как ФВ ЭП, образующих счетчик, весьма просты. Рассмотрим построение счетчика по mod 2^m на ЭП типа dT .

Триггер типа dT является счетчиком импульсов по mod 2. Следовательно, последовательное соединение m таких триггеров дает счетчик по mod 2^m , представляющий собой АИА. Существенным недостатком этого счетчика является большое время переходных процессов t_n , связанное с распространением сигнала переноса при изменении состояния счетчика с 111...1 на 000...0 $t_n = mt_T$, где t_T — время изменения состояния одного триггера.

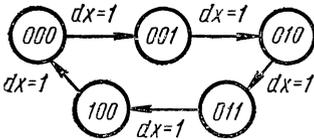


Рис. 10.18. ГП счетчика по mod 5

Пример 4. Рассмотрим счетчик по mod 5, заданный своим ГП, показанным на рис. 10.18. Для реализации счетчика требуется три ЭП. Построим по ГП временную диаграмму изменения состояния ЭП Q_1, Q_2, Q_3 (рис. 10.19), рассматривая Q_1 как младший разряд счетчика. Из анализа временной диаграммы следует, что состояние ЭП Q_2 изменяется при изменении состояния ЭП Q_1 с 1 на 0. Следовательно, учитывая логические свойства ЭП типа dT , запишем выражение для ФВ T_2 в следующем виде $T_2 = Q_1$.

Из рис. 10.19 видно, что состояние ЭП Q_3 изменяется при изменении с 1 на 0 состояния ЭП Q_2 и входного сигнала x .

Сравнивая это с законом функционирования ЭП типа $dJ - dK$ (§ 9.6), ясно, что в качестве ЭП Q_3 может использоваться ЭП типа $dJ - dK$ с ФВ, описываемыми выражением $J_3 = Q_2$, $K_3 = x$.

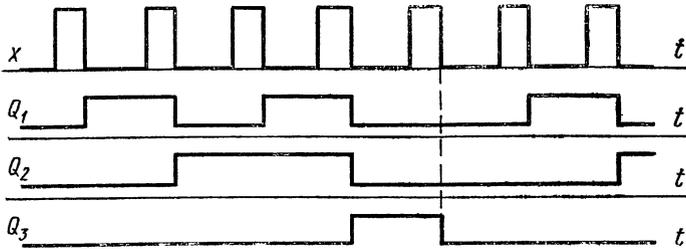


Рис. 10.19. Временная диаграмма счетчика по mod 5

Для завершения построения схемы счетчика заметим, что изменение состояний ЭП Q_1 происходит только в том случае, когда значение $Q_3 = 0$. Следовательно, выражение для ФВ этого ЭП будет иметь вид $T_1 = xQ_3$.

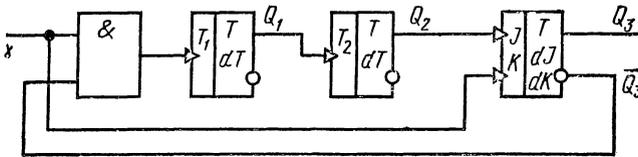


Рис. 10.20. Счетчик по mod 5 на АИТ

Окончательная схема счетчика по mod 5, построенная в соответствии с полученными выражениями для ФВ, приведена на рис. 10.20.

§ 10.4. ДЕШИФРАТОРЫ

Дешифратором (ДШ) называется КС, имеющая m входов и k выходов ($k \leq 2^m$) и вырабатывающая сигнал 1 только на одном из выходов в зависимости от состояния входов $\{x\}$. При построении ДШ справедливы все выводы гл. 8 относительно построения КС. Если в ДШ $k = 2^m$, то такой ДШ называется полным и его можно выполнить в виде 2^m ЛЭ типа И, реализующих все минтермы (8.25)

$$K_i(\theta) = x_1^{e_1} x_2^{e_2} \dots x_m^{e_m}, \quad i = e_1 e_2 \dots e_m.$$

Различные способы построения собственно дешифраторов изложены в литературе [7, 17, 42] и здесь не рассматриваются.

ДШ, как правило, подключается к счетчикам импульсов для определения числа поступивших на счетчик входных сигналов.

При осуществлении непрерывного счета импульсов выходной сигнал ДШ будет последовательно появляться на выходных шинах. Поэтому со счетчиком ДШ может быть использован в качестве коммутатора сигналов.

В схемах цифровых устройств РТС часто необходимо вырабатывать импульс в момент, когда любые два числа, записанные в двух счетчиках или регистрах, оказываются равными. Для этой цели используют ДШ сравнения. Поясним построение такого ДШ на простом примере сравнения двухразрядных чисел.

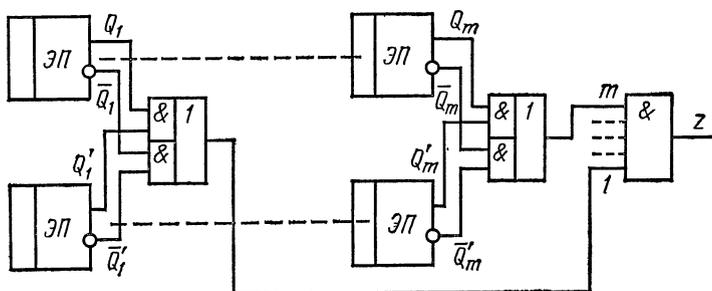


Рис. 10.21. Дешифратор сравнения двух чисел

Если выходы ЭП одного счетчика обозначить через Q_1 и Q_2 , а второго — через Q'_1 и Q'_2 , то легко показать, что выходной сигнал ДШ $z = (Q_1 Q'_1 \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}'_1) (Q_2 Q'_2 \vee \bar{Q}_2 \bar{Q}'_2)$.

Из полученного выражения очевидно, что ДШ осуществляет поразрядное сравнение цифр и в случае их совпадения одновременно в двух разрядах вырабатывает на выходе сигнал, равный «единице». Структура ДШ сохраняется и для любых m -разрядных чисел. Схема ДШ рассмотренного типа приведена на рис. 10.21.

Совершенно очевидно, что элементная база, используемая в ДШ, должна быть такой же, как и в счетчике, с которым он сопрягается.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

НЕКОТОРЫЕ ТИПОВЫЕ УСТРОЙСТВА ЦИФРОВЫХ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

§ 11.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ, ПОСТРОЕНИЕ И РАСЧЕТ ЦИФРОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

Цифровые схемы измерения временных интервалов решают задачу преобразования измеряемого интервала в цифровой код. Исходная форма задания временного интервала может быть любой — в виде длительности импульса на заданном уровне, временного расстояния между какими-либо точками фронтов двух не совпадающих во времени импульсов или точками нулевых значений гармонических колебаний и т. д. При использовании для измерения схем, составленных из логических элементов, исходный сигнал должен быть преобразован в форму, необходимую для управления этими элементами, т. е. временной интервал нужно задавать как расстояние между точками перехода с 0 на 1 (или с 1 на 0) значений двоичных переменных. В дальнейшем переход с 0 на 1 будет называться прямым, а с 1 на 0 — инверсным. Указанная задача преобразования сигнала решается с помощью пороговых элементов — триггер Шмидта, усилитель-ограничитель по заданным уровням и др. При этом качество преобразования должно характеризоваться ошибкой временной привязки переходов выходного сигнала пороговых элементов с высокого уровня на низкий (или наоборот) к точкам исходных напряжений, между которыми измеряется временной интервал. При рассмотрении цифровых схем будем считать, что указанное преобразование произведено с достаточной точностью и схемы оперируют с сигналами, которые можно описать с помощью аппарата переключательных функций.

Простейший принцип цифрового измерения времени заключается в подсчете в течение измеряемого интервала $t_{из}$ количества элементарных подынтервалов длительностью T_0 известной точно и существенно меньшей $t_{из}$.

Схема, реализующая этот принцип, дана на рис. 11.1, а. На рис. 11.1, б изображены временные диаграммы сигналов в точках схемы рис. 11.1, а.

Синусоидальные колебания частоты $f_0 = 1/T_0$ задающего генератора $G1$ пороговым элементом преобразуются в тактовый сигнал H , непрерывно поступающий на один из входов схемы & 1, являющейся потенциальной схемой И. Измеряемый интервал

задается как расстояние между инверсными переходами опорного сигнала 1 и задержанного 2 . Счетчик $CT1$ по входу R опорным сигналом устанавливается в исходное нулевое состояние. Коммутирующий триггер $T1$ (триггер типа $dJ - dK$, рассмотренный § 9.6) реагирует на инверсные переходы входных сигналов и на его прямом выходе формируется импульс длительности, равной $t_{из}$. В течение длительности этого импульса $CT1$, являющийся асинхронным двоичным счетчиком по $\text{mod } 2^{m_1}$ (см. гл. 10), регистрирует число инверсных переходов на выходе схемы $\&1$. По окончании измерения состояние $CT1$ опрашивается сигналом с инверсного выхода

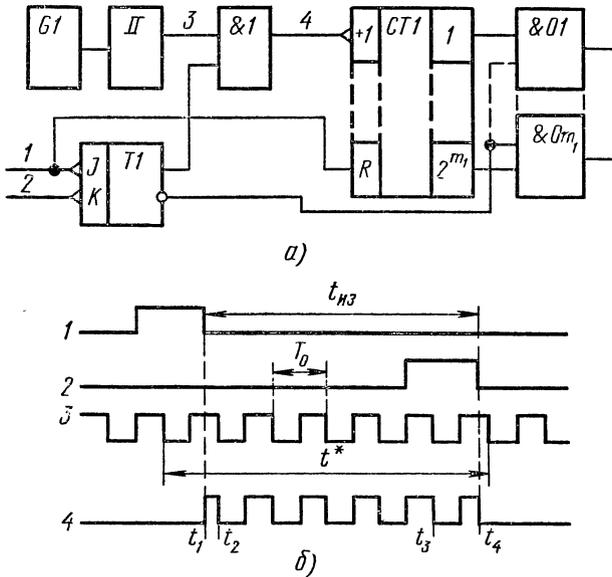


Рис. 11.1. Основная схема измерения временного интервала

$T1$ опросными схемами $\&01 \div \&0m_1$, с выхода которых снимается код записанного в $CT1$ числа l_1 . Измеряемый интервал $t_{из}$ с точностью, определяемой характеристиками схемы измерения, равен величине

$$t_{из}^* = T_0 l_1. \quad (11.1)$$

Необходимое число двоичных разрядов счетчика определяется из соотношения

$$m_1 = \lceil \log_2 \frac{t_{из \max}}{T_0} \rceil, \quad (11.2)$$

где $\lceil X \rceil$ — наименьшее целое число, не меньшее X .

Если в измерителе использовать счетчик по $\text{mod } 10^{m_1}$, то из (11.2), заменив двоичный логарифм на десятичный, можно определить число m_1 последовательно включенных счетчиков по $\text{mod } 10$.

В общем случае источниками ошибок измерения являются — квантование измеряемого интервала с шагом, равным T_0 , и изменение шага квантования, вызванное нестабильностью частоты задающего генератора.

Текущее значение суммарной ошибки измерения можно записать в виде

$$\Delta t_{из} = t_{из} - t_{из}^* = \Delta t_{кв1} + \Delta t_{кв2} + \Delta t_n, \quad (11.3)$$

где $t_{из}^*$ — отсчетное значение измеряемого интервала, определенное из (11.1); $\Delta t_{кв1}$, $\Delta t_{кв2}$ — значение ошибок квантования, обусловленных несинфазностью тактового сигнала с опорным и задержанным сигналами; Δt_n — ошибка, обусловленная нестабильностью периода T_0 тактового сигнала.

Величина ошибки квантования зависит не только от значения T_0 и фазировки сигналов, но и от быстродействия логических элементов, на базе которых выполнены узлы схемы. Быстродействие логических элементов и узлов будем характеризовать временем задержки переключения $t_{п}$ и минимальной длительностью t_c входного сигнала, при котором еще происходит срабатывание узла. Применительно к рассматриваемому измерителю существенными являются две величины — время задержки переключения $t_{п1}$ входа схемы & 1 со стороны триггера T_1 относительно моментов переключения его входов и минимальная длительность t_{c1} единичного значения сигнала на входе первого разряда счетчика. При этом будем считать $t_{п1}$ для прямого и инверсного переходов одинаковыми.

Если временные сдвиги между опорным и тактовым, а также тактовым и задержанным сигналами в пределах T_0 равны (рис. 11.1, б) соответственно $\Delta t_0 = t_2 - t_1$ и $\Delta t_3 = t_4 - t_3$, то выражения для текущих значений ошибок квантования будут:

$$\Delta t_{кв1} = \begin{cases} \Delta t_0 & \text{при } 0 \leq \Delta t_0 \leq t_{п1} + t_{c1}, \\ \Delta t_0 - T_0 & \text{при } t_{п1} + t_{c1} \leq \Delta t_0 \leq T_0, \end{cases} \quad (11.4)$$

$$\Delta t_{кв2} = \begin{cases} \Delta t_3 & \text{при } 0 \leq \Delta t_3 \leq \frac{T_0}{2} - t_{п1} + t_{c1}, \\ \Delta t_3 - T_0 & \text{при } \frac{T_0}{2} - t_{п1} + t_{c1} \leq \Delta t_3 \leq T_0. \end{cases} \quad (11.5)$$

Выражения (11.3), (11.4) и (11.5) справедливы, если отклонение значения T_0 от заданного достаточно мало ($\leq 0,1T_0$) и его влиянием при изменении $t_{из}$ в пределах $iT_0 \div (i+1)T_0$, где i — целое число, можно пренебречь.

В общем случае Δt_0 и Δt_3 — величины случайные, и статистические характеристики $\Delta t_{кв1}$ и $\Delta t_{кв2}$ можно определить, зная лишь соответствующие законы распределения вероятностей. Однако на практике законы распределения вероятностей Δt_0 и Δt_3 часто можно принять равномерными, так как для этого достаточно, чтобы априорные интервалы появления опорного и задержанного сигналов существенно превышали величину T_0 ,

а законы распределения вероятностей временного положения указанных сигналов были «гладкими». В этом случае математическое ожидание составляющих ошибки квантования будет равно:

$$\begin{aligned}\overline{\Delta t_{\text{кв}1}} &= -\frac{T_0}{2} + t_{\text{п}1} + t_{\text{с}1}, \\ \overline{\Delta t_{\text{кв}2}} &= -t_{\text{п}1} + t_{\text{с}1}.\end{aligned}$$

Отсюда следует, что неучтенная длительность переходных процессов в узлах измерителя ведет к дополнительной ошибке. При существующих разбросе и температурной нестабильности параметров логических элементов уменьшение этой ошибки возможно только при условии, если

$$T_0 \gg t_{\text{с}1} + t_{\text{п}1}. \quad (11.6)$$

Систематическую составляющую ошибки, равную $-T_0/2$, можно учесть при использовании результата измерения или скомпенсировать включением на входе J триггера $T1$ элемента задержки на время $T_0/2$.

Составляющая ошибки квантования $\Delta t_{\text{кв}1}$ полностью исключается, если опорный переход сфазирован с инверсным переходом тактового сигнала \bar{H} . Это возможно в радиолокационных станциях, где момент излучения зондирующего сигнала, а следовательно, и опорный сигнал, жестко связан с фазой тактового напряжения.

Итак, обеспечив выполнение условия (11.6) рациональным выбором элементной базы и схемного построения узлов измерителя, можно обеспечить $\overline{\Delta t_{\text{кв}}} \approx 0$. Тогда средний квадрат ошибки квантования будет равен ее дисперсии, т. е. при равномерном законе распределения Δt_0 и Δt_3 :

$$\overline{\Delta t_{\text{кв}}^2} = k_1 \sigma_{\text{кв}1}^2 = k_1 \frac{T_0^2}{12}, \quad (11.7)$$

где k_1 — коэффициент, равный 1, если опорный сигнал сфазирован с тактовым, и равный 2, если фазировка отсутствует.

Составляющая $\Delta t_{\text{н}}$ ошибки $\Delta t_{\text{из}}$ в (11.3) является накапливаемой, т. е. ее значение зависит от величины измеряемого интервала. При отклонении истинного значения периода тактового сигнала от принятого на величину ΔT_0 составляющая $\Delta t_{\text{н}}$ ошибки измерения будет равна

$$\Delta t_{\text{н}} = \Delta T_0 l_1.$$

Если о распределении вероятностей значений f_0 и измеряемой величины ничего неизвестно кроме того, что закон ее распределения в пределах шага квантования можно принять равномерным, то значение составляющей ошибки, обусловленной нестабильностью частоты задающего генератора, целесообразно взять максимально возможным.

В связи с тем, что

$$|\Delta T_0/T_0| \approx |\Delta f_0/f_0| = \delta f_0,$$

максимальное значение Δt_n можно положить равным

$$\Delta t_{n \max} = \delta f_0 t_{из \max}, \quad (11.8)$$

где δf_0 — долговременная относительная нестабильность частоты задающего генератора.

Результирующую точность измерителя можно характеризовать значением суммарной среднеквадратической ошибки

$$\Delta t_{скв} = \sqrt{\Delta t_{кв}^2 + \Delta t_n^2}. \quad (11.9)$$

Используя (11.7), (11.8) и (11.9), получим выражение для определения f_0 по заданным допустимой среднеквадратической ошибке измерения $\Delta t_{доп}$ и δf_0

$$f_0 \geq \frac{1}{2} \sqrt{\frac{k_1}{3}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta t_{доп}^2 - (\delta f_0)^2 t_{из \max}^2}}.$$

Так, например, при $\Delta t_{доп} = 1$ мкс, $t_{из \max} = 0,1$ с, $\delta f_0 = 10^{-6}$ и отсутствии фазировки опорного и тактового сигналов частота последнего должна быть не менее 410 кГц.

В рассмотренной схеме измерителя (рис. 11.1, а) можно использовать и синхронный счетчик. В этом случае схему & 1 исключают, на счетный вход синхронного счетчика подают сигнал с прямого выхода $T1$, а на вход синхронизации — тактовый сигнал H . И если при единичном значении тактового сигнала инверсный переход сигнала на счетном входе изменяет состояние счетчика, то все сказанное о характеристиках измерителя остается справедливым и в этом случае.

Как видно из (11.6) и (11.7), уменьшение ошибки измерения ограничивается разрешающей способностью счетчика. Для снижения требований к быстродействию счетчика $CT1$ без ухудшения точности измерения используют двухшкальные цифровые схемы измерения. При этом описанный ранее измеритель является схемой грубого измерения с шагом квантования T_0 , схемой первой шкалы. На второй — точной шкале используется шаг квантования $T_{01} < T_0$. При этом желательно, чтобы отношение T_0/T_{01} было кратным основанию системы счисления, используемой в счетчике грубой схемы. Тогда отсчет по точной шкале соответствует младшим, а по грубой — старшим разрядам полного отсчета.

Счетчик $CT1$ подсчитывает число целых периодов, укладывающихся в интервале $t_{из}$, схема точной шкалы измеряет остаток $t_{из2} = t_{из} - T_0 l_1$.

Текущее значение ошибки схемы грубой шкалы измерителя за исключением точек, в которых $t_{из}$ кратно T_0 , существенно зависит от характеристик быстродействия узлов схемы. Для того чтобы эта зависимость не влияла на точность двухшкального

измерителя, необходимо принять меры к тому, чтобы при изменении $t_{из}$ показания счетчика $СТ1$ изменялись только в районе точек равенства $t_{из}$ целому числу периодов T_0 . Работа схемы второй шкалы рассматривается в предположении, что такое квантование интервала в грубой шкале достигнуто, а способ решения этой задачи рассмотрен после анализа характеристик двухшкального измерителя.

Функционирование схем точной шкалы основано на двух принципах — *электронного нониуса* и *задержанных совпадений*.

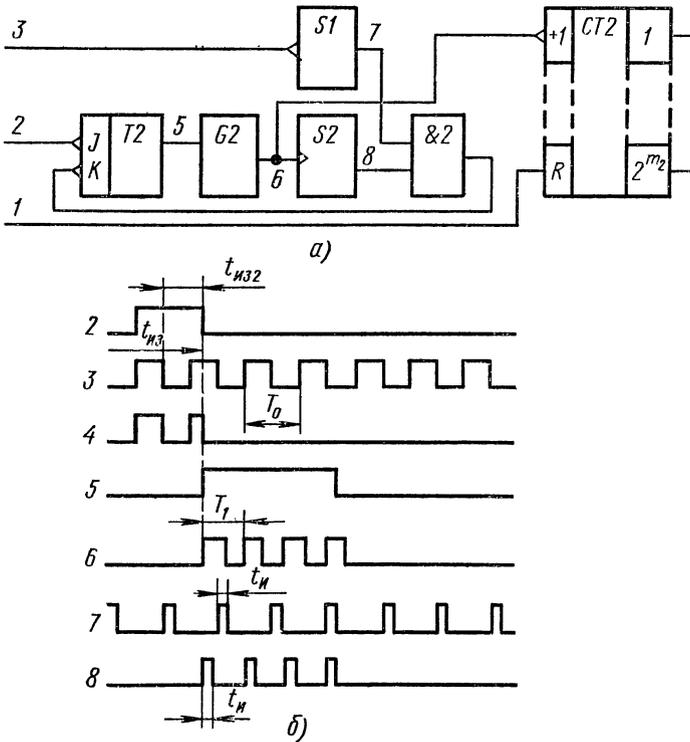


Рис. 11.2. Схема измерения временного интервала, работающая по принципу электронного нониуса

При построении схемы точной шкалы предполагается, что грубую шкалу реализует измеритель, показанный на рис. 11.1, а, и опорный сигнал сфазирован с тактовым.

В схеме измерения временного интервала на рис. 11.2, а используется принцип электронного нониуса. На рис. 11.2, б даны временные диаграммы сигналов в точках 2—8, отмеченных теми же цифрами на схеме рис. 11.2, а. Позиции 1, 2, 3 и 4 рис. 11.1 и 11.2 совпадают. С приходом задержанного сигнала 2 прямой выход триггера $T2$ переходит в единичное состояние,

чем запускается генератор $G2$ второго стандартного сигнала с периодом $T_1 = \alpha T_0$. Первым стандартным сигналом является тактовый сигнал, генерируемый с помощью $G1$ в схеме первой шкалы (рис. 11.1, a). С помощью одновибраторов $S1$ и $S2$ из тактового сигнала 3 и сигнала с выхода $G2$ формируются короткие импульсы длительностью $t_{и}$. При совпадении этих импульсов во времени на выходе &2 появляется сигнал, возвращающий $T2$ в исходное состояние, и генератор $G2$ прекращает генерирование колебаний. В счетчике $CT2$ фиксируется число l_2 периодов колебаний 6 . В результате отсчетное значение $t_{и32}^*$ временного интервала $t_{и32}$ равно

$$t_{и32}^* = (l_2 - 1)(1 - \alpha) T_0 \quad \text{при } \alpha < 1$$

и

$$t_{и32}^* = [1 - (l_2 - 1)(\alpha - 1)] T_0 \quad \text{при } \alpha > 1.$$

Обычно используется $\alpha < 1$, так как при этом на выходе $CT2$ получается прямой отсчет измеряемого интервала. Тогда шаг квантования измеряемого интервала

$$T_{01} = (1 - \alpha) T_0.$$

При изменении $t_{и32}$ в пределах шага квантования T_{01} длительность сигнала на выходе схемы &2 будет также изменяться от значения $t_{и}$ до нуля. Триггером $T2$ по входу K будут фиксироваться сигналы длительностью, не меньшей t_{c2} . Существенной является также величина $t_{п2}$ суммарной задержки переключения в схемах &2, $T2$ и $G2$. Для нормальной работы схемы необходимо выполнить условия:

$$t_{п2} < T_0, \quad (11.10)$$

$$t_{и} \leq (1 - \alpha) T_0 + t_{c2}, \quad (11.11)$$

а также обеспечить равенство задержек сигналов от точек 2 и 3 до входов схемы &2.

Если (11.10) не выполняется, то показания $CT2$ могут оказаться больше истинного значения $t_{и32}$. При невыполнении (11.11) триггером $T2$ могут зафиксироваться преждевременные сигналы совпадения. Для исключения пропусков совпадений импульсов в схеме &2 при всех возможных значениях измеряемого интервала на значение $t_{и}$ должно быть наложено ограничение снизу (рис. 11.3)

$$t_{и} \geq \frac{1}{2} (1 - \alpha) T_0 + t_{c2}. \quad (11.12)$$

Из-за разброса параметров логических элементов заданные значения $t_{и}$ и t_{c2} можно реализовать лишь приближенно, поэтому соотношения (11.11) и (11.12) будут:

$$\bar{t}_{и} + \Delta t_{и} \leq T_{01} + t_{c2\max} - \Delta t_{c2} \quad (11.13)$$

$$\bar{t}_{и} - \Delta t_{и} \geq \frac{T_{01}}{2} + t_{c2\max}. \quad (11.14)$$

Здесь $\bar{t}_и$ — среднее из возможных значений $t_и$, а $t_{c2 \max}$ — максимальное значение t_{c2} . Обычно в справочной литературе указывается именно максимальная задержка сигнала в логических элементах.

Из (11.13) и (11.14) можно получить

$$\bar{t}_и \leq \frac{T_{01} + t_{c2 \max} (1 - \delta t_{c2})}{1 + \delta t_и},$$

$$t_{c2 \max} \leq \bar{t}_и (1 - \delta t_и) - \frac{T_{01}}{2},$$

где $\delta t_и = |\Delta t_{и \max} / \bar{t}_и|$ — относительная неопределенность длительности импульсов, генерируемых одновибраторами; $\delta t_{c2} = |\Delta t_{c2 \max} / t_{c2 \max}|$ — относительная неопределенность времени срабатывания T_2 . Отсюда

$$t_{c2} \leq \frac{T_{01}}{2} \cdot \frac{1 - 3\delta t_и}{2\delta t_и + \delta t_{c2} (1 - \delta t_и)}.$$

Полученное соотношение определяет требования к быстродействию триггера T_2 при заданных T_{01} , $\delta t_и$ и δt_{c2} . Если заданы $t_{c2 \max}$ и δt_{c2} , то

$$\delta t_и \leq \frac{T_{01}/2 - t_{c2 \max} \delta t_{c2}}{\frac{3}{2} T_{01} + t_{c2 \max} (2 - \delta t_{c2})}.$$

При $\delta t_{c2} = 0,5$

$$\delta t_и \leq \frac{T_{01} - t_{c2 \max}}{3(T_{01} + t_{c2 \max})} \text{ и } t_{c2 \max} \leq \frac{T_{01} (1 - \delta t_и)}{1 + 3\delta t_и}.$$

Так, например, при $\delta t_{c2} = 0,5$, $t_{c2 \max} = T_{01}/4$ и $T_{01}/2$ относительная нестабильность $\delta t_и$ равна соответственно 0,2 и $1/9$, т. е. снижение требований к быстродействию схемы повышает требования к стабильности параметров ее элементов.

Как и в рассмотренном ранее измерителе, первые две основные причины возникновения ошибки измерения — квантование временного интервала и нестабильность частот генераторов стандартных сигналов. Третьей причиной может быть неравенство задержек сигналов от входов 2 и 3 до входов схемы & 2 (см. рис. 11.2, а).

Разность указанных задержек сигналов непосредственно входит в ошибку, поэтому при настройке схемы ее нужно ликвидировать, может быть даже включением дополнительного элемента задержки. Если считать составляющие ошибки $\Delta t_{кв}$ и $\Delta t_и$ независимыми, то среднее значение и дисперсия ошибки

квантования будут

$$\overline{\Delta t_{\text{кв}}} = t_{\text{и}} - t_{\text{с2}} - \frac{T_{01}}{2} \text{ и } \sigma_{\text{кв}}^2 = \frac{T_{01}^2}{12}.$$

Средний квадрат ошибки квантования будет наибольшим, если $t_{\text{и}}$ и $t_{\text{с2}}$ либо близки по значению, либо существенно меньше шага квантования T_{01} . Тогда

$$\overline{\Delta t_{\text{кв}}^2} = \frac{(1-\alpha)^2 T_0^2}{3}.$$

Если колебания генераторов $G1$ и $G2$ независимы, то наибольшее значение ошибки, вызванной нестабильностью частот этих генераторов, для двушкального измерителя

$$\Delta t_{\text{нmax}} = \delta f_0 \left(t_{\text{изmax}} + \frac{T_0}{1-\alpha} \right) + \alpha \delta f_1 \frac{T_0}{1-\alpha}.$$

Так как $\Delta t_{\text{нmax}}$ должна быть одного порядка с среднеквадратической ошибкой квантования, то для оценки необходимой стабильности частот f_0 и f_1 можно воспользоваться следующими соотношениями:

$$\delta f_0 \leq \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{T_{01}}{t_{\text{изmax}} + T_0 \frac{1}{1-\alpha}},$$

$$\delta f_1 \leq \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{(1-\alpha)^2}{\alpha}.$$

Среднеквадратическое значение суммарной ошибки двушкального измерителя

$$\Delta t_{\text{скв}} = \sqrt{\frac{T_{01}^2}{3} + \Delta t_{\text{нmax}}^2}. \quad (11.15)$$

Рассмотрим способ построения устройства выделения ближайшего значения величины lT_0 , большей измеряемого интервала. Необходимость в таком устройстве объясняется следующим. При изменении $t_{\text{из2}}$ в пределах от 0 до T_0 показания $СТ1$ должны изменяться только в момент прохождения $t_{\text{из2}}$ нулевого значения. При этом точность привязки момента изменения состояния счетчика к точке $t_{\text{из2}}=0$ должна быть не хуже точности второй шкалы. Однако, если не предпринято никаких мер, изменение показаний $СТ1$ происходит при (см. рис. 11.2, б)

$$t_{\text{из2}} = \frac{T_0}{2} + t_{\text{с1}}. \quad (11.16)$$

Поэтому необходимо устройство, вводящее в $СТ1$ дополнительную единицу при $0 \leq t_{\text{из2}} < T_0/2 + t_{\text{с1}}$. Так как точное значение $t_{\text{с1}}$ заранее неизвестно, то может вырабатываться лишь запрет на ввод дополнительной единицы с изменением в течение $t_{\text{из2}}$ состояния первого разряда $СТ1$. Если значение переменной на прямом выходе первого разряда $СТ1$ до момента времени $T_0/2 + t_{\text{с1}}$ обозначить через Q_1 , а после этого момента через Q_1^+ , то

$$t_{изз} \geq T_0/2 + t_{c1} \text{ при}$$

$$Q_1 \bar{Q}_1^+ \vee \bar{Q}_1 Q_1^+ = 1. \quad (11.17)$$

Реализовать это правило выработки дополнительной единицы можно с помощью схемы рис. 11.4. Триггер $T3$, являющийся элементом памяти типа D , осуществляет запоминание сигнала Q_1 . Тактовый сигнал H на вход синхронизации C триггера подается через $\&3$, являющуюся потенциальной схемой И—НЕ, ко второму входу которой подключен прямой выход Q_1' триггера $T1$. Схема $M2$ вырабатывает инверсию левой части равенства (11.17) (инверсия суммы по mod 2). Сигнал с $M2$ осуществляет запрет прохождения при $t_{изз} > T_0/2 + t_{c1}$ через схему $\&4$ инверсного перехода сигнала Q_2' с прямого выхода триггера $T2$. Выход $\&4$ должен быть объединен по ИЛИ с выходом схемы $\&1$ на рис. 11.1. Схема будет работать удовлетворительно, если минимальная длительность t_{c3} сигнала на входе C триггера $T3$, при

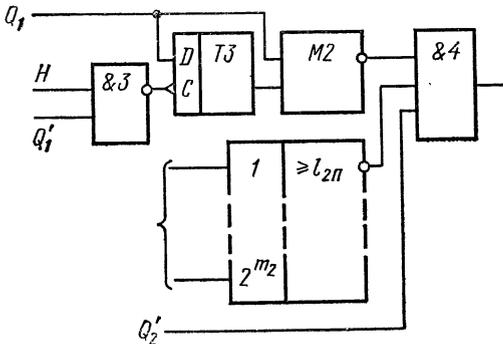


Рис. 11.4. Схема выработки дополнительной единицы в грубом отсчете

которой триггер еще срабатывает, меньше шага квантования T_{01} второй шкалы.

Ту же задачу квантования $t_{изз}$ с шагом T_0 можно решить, если на входе $CT1$ (см. рис. 11.1, а) включить специальный цифровой автомат, который при каждом инверсном переходе тактового сигнала H в пределах $t_{изз}$ вырабатывает сигнал длительностью, не мень-

шей t_{c1} , и минимальная допустимая длительность входного сигнала которого не больше T_{01} . Пример синтеза такого квантователя временного интервала (КВИ) приведен в § 9.7.

Если для схемы рис. 11.4 условие $t_{c3} < T_{01}$ не выполняется, то схема должна быть дополнена пороговым устройством, реализующим операцию

$$z = \begin{cases} 0 & \text{при } l_2 \geq l_{2n}, \\ 1 & \text{при } l_2 < l_{2n}, \end{cases}$$

где $l_2 = \left\lfloor \frac{t_{изз}}{T_{01}} \right\rfloor$ [—число, зафиксированное в счетчике $CT2$, а пороговое значение l_{2n} этого числа должно удовлетворять условию $T_0/2 + t_{c3} - t_{n1} \leq l_{2n} T_{01} \leq T_0/2 + t_{c1} - t_{n1}$. На m_2 входов порогового устройства подаются сигналы с выходов разрядов счетчика $CT2$.

Таким образом, отсчетное значение измеряемого интервала $t_{изз}^* = (l_1 - 1) T_0 + (l_2 - 1) T_{01}$. Счетчик $CT2$ должен быть счетчиком по mod $(n + 1)$, где $n = T_0/T_{01}$.

Принцип задержанных совпадений состоит в следующем. Период тактового сигнала делят на n равных участков и определяют, какому из них соответствует конец измеряемого интервала. При реализации этого принципа можно идти по пути создания в пределах каждого периода T_0 селекторных импульсов длительностью T_{01} , примыкающих друг к другу. Далее с помощью n

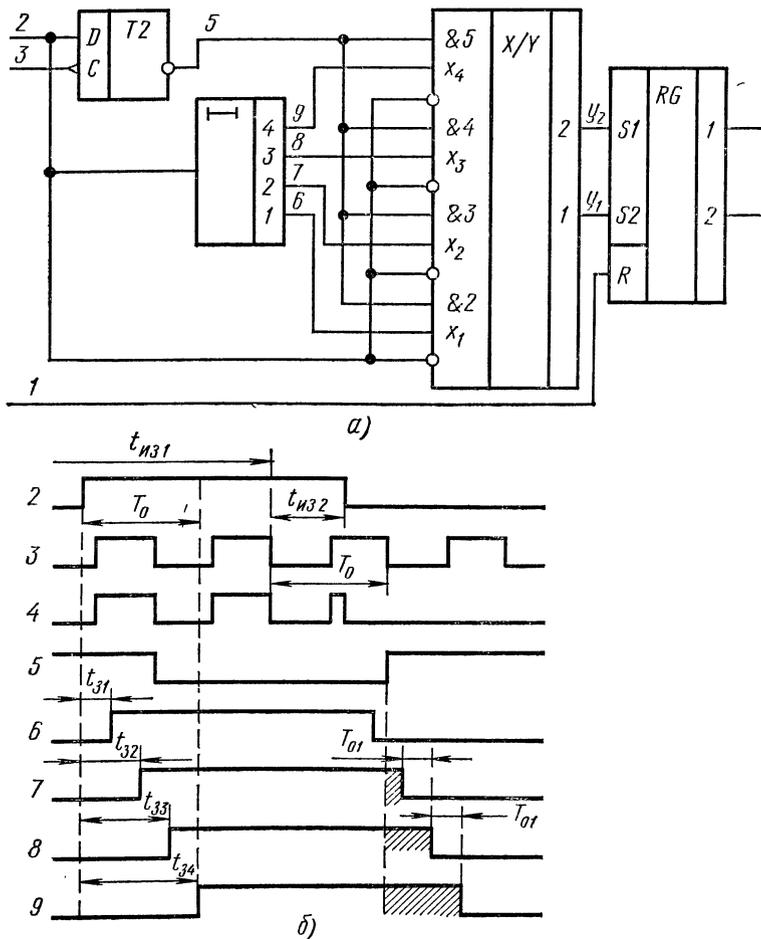


Рис. 11.5. Схема измерения временного интервала, работающая по принципу задержанных совпадений

логических схем выделяется момент совпадения конца измеряемого интервала с одним из селекторных импульсов, номер которого преобразуется в цифровой код. Другой путь — косвенное «дробление» периода тактового сигнала с использованием цифрового элемента задержки в цепи задержанного сигнала 2 (рис. 11.1, а). Так построена схема, приведенная на рис. 11.5, а для случая $n=4$. На

рис. 11.5, б даны временные диаграммы в точках схемы рис. 11.5, а, отмеченных теми же цифрами. Задержанный сигнал 2 подается на вход D триггера $T2$ и вход цифрового элемента задержки. Назначение $T2$ состоит в выработке сигнала 5, прямой переход которого привязан по фазе к первому после окончания измеряемого интервала концу периода тактового сигнала. Цифровой элемент задержки имеет четыре выхода ($n=4$), на каждом из которых сигнал задержан относительно сигнала 2 на время t_{3i} (i — номер выхода). Входы преобразователя кода X/Y связаны по три операцией И, в результате чего вырабатываются четыре двоичные переменные x_1, x_2, x_3, x_4 . В зависимости от значения $t_{изз}$ эти переменные принимают значения, показанные в табл. 11.1.

Т а б л и ц а 11.1

$t_{изз}$	x_4	x_3	x_2	x_1	y_2	y_1
0	1	1	1	1	0	0
$\frac{1}{4} T_0$	0	0	0	0	0	1
$\frac{1}{2} T_0$	1	1	0	0	1	0
$\frac{3}{4} T_0$	1	1	1	0	1	1

Для $t_{изз}$, приведенного на рис. 11.5, б, $x_1=0, x_2=x_3=x_4=1$ (заштрихованные участки). Преобразователь кода значения переменных приводит к форме, соответствующей используемому кодированию чисел. Табл. 11.1 иллюстрирует правило работы преобразователя кода, в котором используется позиционное двоичное кодирование чисел. Нулевому значению $t_{изз}$ соответствуют две комбинации значений входных переменных. Это обусловлено неопределенностью состояния триггера $T2$ при совпадении во времени инверсных переходов информационного и тактового сигналов. Полученный результат вводится в регистр памяти RG .

Если интервал $t_{с2}$, разрешаемый преобразователем кода и регистром памяти, а также время задержки сигнала $t_{п2}$ в триггере $T2$ существенно меньше величины $T_{01}=t_{3, i+1}-t_{3i}$, то значение задержки на i -м выходе цифрового элемента памяти $t_{3i}=T_0(2i-1)/2n$.

В этом случае среднеквадратическая ошибка квантования минимальна, так как ее математическое ожидание равно нулю, и средний квадрат равен дисперсии.

При $t_{с2}$ и $t_{п2}$, сравнимых с T_{01} , в результат измерения будет вноситься дополнительная ошибка порядка $t_{с2}+t_{п2}$. Ее можно скомпенсировать задержкой сигнала 2 на входах цифрового эле-

мента задержки и схемы & 2 на время $t_{c2} + t_{п2}$. Кроме того, для нормального функционирования схемы необходимо $t_{c2} < T_{01}$.

В качестве элемента задержки в схеме (см. рис. 11.5, а) обычно используют широкополосную электромагнитную линию задержки с отводами или набор включенных последовательно линий задержек. При этом надо учитывать необходимость согласования используемого элемента задержки с элементной базой, на которой выполнены остальные цифровые узлы. Для уменьшения влияния конечной полосы пропускания $\Delta f_{лз}$ линии задержки на характеристики измерителя должно быть выполнено условие $\Delta f_{лз} \geq 2/T_{01}$.

Цифровой элемент задержки является источником эталонных интервалов T_{01} . Поэтому его неточность приведет к ошибке измерения. Положим, что неточность задания T_{01} обусловлена начальным отклонением номинала задержки t_{zn} и его температурной нестабильностью, причем эти отклонения равномерно распределены между выходами элемента задержки. Тогда наибольшее значение накапливаемой ошибки, обусловленной рассмотренной причиной и нестабильностью частоты f_0 , будет

$$\Delta t_{н \max} = \delta f_0 t_{из \max} + \delta t_3 T_0, \quad (11.18)$$

где δt_3 — относительная ошибка времени задержки.

Среднеквадратическое значение суммарной ошибки определяется формулой (11.15).

Рассмотренный принцип коррекции отсчета по грубой шкале можно применить и в данном случае. При этом на входы порогового устройства необходимо подать сигналы с регистра RG , а вместо сигнала Q_2' использовать специально сформированный сигнал, инверсный переход которого задержан относительно конца измеряемого интервала не менее, чем на время работы схемы второй шкалы, включая переходные процессы в ней и задержку сигнала в пороговом устройстве.

§ 11.2. ЦИФРОВЫЕ ВРЕМЕННЫЕ ФИКСАТОРЫ

В рассмотренных измерителях предполагалось, что начало отсчета предшествует концу измеряемого интервала. При временной фиксации временное положение фиксируемой точки может предшествовать опорному моменту времени. Временные фиксаторы широко применяются в качестве чувствительных элементов различных цифровых измерителей временных интервалов. В замкнутых измерителях измеряемый интервал называют **временным рассогласованием**, поэтому в дальнейшем будем использовать этот термин. Цифровой временной фиксатор (ЦВФ) должен: 1) определить знак рассогласования; 2) измерить его абсолютное значение; 3) выдать полученные результаты (с учетом знака) в заданной цифровой форме. Таким образом, ЦВФ отличается от рассмотренных ранее измерителей только учетом знака рассогласования. Построение ЦВФ определяется характером исходного

сигнала и конкретными характеристиками измерителя, в составе которого предполагают его использовать, а именно: 1) величиной интервала $2\epsilon_a$ возможных значений временного рассогласования; 2) видом функциональной зависимости (весовой функции) между рассогласованием ϵ и соответствующим числом l , вырабатываемым в ЦВФ (рис. 11.6); 3) необходимой точностью фиксации (измерения) рассогласования.

Рассмотрим построение ЦВФ с весовой функцией l , показанной на рис. 11.6 сплошной кривой. Это квазилинейная весовая функция, абсолютное значение которой не превышает числа 3.

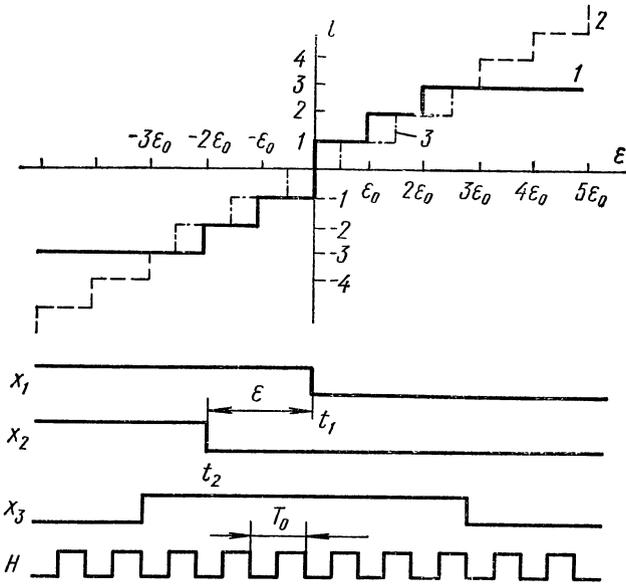


Рис. 11.6. Весовая функция цифрового временного фиксатора и временные диаграммы, поясняющие его работу

Опорной точкой является инверсный переход сигнала x_1 (рис. 11.6), а точка, у которой временное положение измеряется, есть инверсный переход сигнала x_2 . Временное рассогласование $\epsilon = t_2 - t_1$. Имеется также сигнал x_3 , в пределах которого весовая функция изменяется по ступенчатому закону. Положим, что допустимая ошибка измерения такова, что можно использовать основной метод цифрового измерения временного интервала — преобразование его в отрезок тактового сигнала H . Число инверсных переходов отрезка сигнала H должно подсчитываться двоичным реверсивным счетчиком, а значение периода тактового сигнала должно быть равным необходимому шагу ϵ_0 квантования рассогласования. Будем считать, что длительность интервалов, в которых x_1 и x_2 имеют единичные и нулевые значения, не меньше априорного интервала $2\epsilon_a$.

Если обозначить переключательную функцию, несущую информацию об абсолютном значении рассогласования, через z_1 , а функцию знака — через z_2 (причем $z_2 = 1$ при положительном знаке), работа схемы, предшествующей реверсивному счетчику, при фазировке H с опорным сигналом, показанной на рис. 11.6, задается табл. 11.2 (N — номер комбинации входных переменных). Из этой таблицы следует, что $z_1 = x_1 \bar{x}_2 x_3 H \vee \bar{x}_1 x_2 x_3 \bar{H}$, $z_2 = x_2$.

Таблица 11.2

N	x_3	x_2	x_1	z_1	z_2	N	x_3	x_2	x_1	z_1	z_2
0	0	0	0	0	0	4	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	5	1	0	1	H	0
2	0	1	0	0	0	6	1	1	0	\bar{H}	1
3	0	1	1	0	0	7	1	1	1	0	0

В схеме рис. 11.7 первую из записанных функций вырабатывает схема И—ИЛИ. Функции z_1 и z_2 подаются соответственно на синхронизирующий C и знаковый L входы синхронного счетчика $CT1$, предварительно устанавливаемого по входу R в нулевое состояние. По окончании процесса измерения с помощью схем $\&3 \div \&5$ производится считывание двоичного дополнительного кода сигнала рассогласования l .

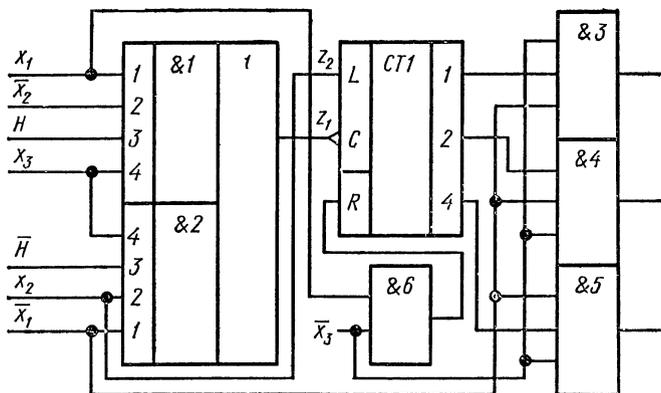


Рис. 11.7. Схема временного фиксатора с ограниченной квазилинейной весовой функцией

Для того чтобы получить весовую функцию 2 (рис. 11.6), достаточно увеличить длительность единичного значения сигнала x_3 . Для перехода к весовой функции 3 (штрихпунктирная кривая) достаточно сигналы на входах 3 схем $\&1$ и $\&2$ на рис. 11.7 поменять местами. Кроме того, если обеспечить совпадение опорной точки t_1 на рис. 11.6 с серединой интервала, где тактовый сигнал равен единице, и на входах 3 схем $\&1$ и $\&2$ на рис. 11.7

использовать только сигнал H , то весовая функция будет иметь такой же вид, как и функция I , но ее ступеньки при $l = \pm 1$ будут иметь протяженность $\frac{3}{2} T_0$.

Возможно построение ЦВФ и с более сложной весовой функцией (рис. 11.8, а). Если используется тот же метод измерения

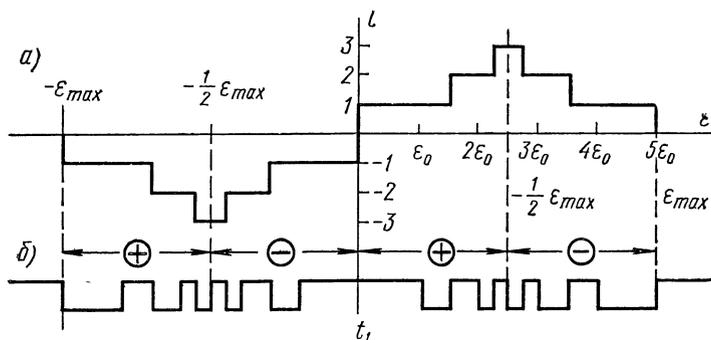


Рис. 11.8. Способ получения сложной весовой функции

интервала с регистрацией рассогласования двоичным реверсивным счетчиком с позиционным кодированием состояний, то для формирования заданной весовой функции вместо тактового сигнала H можно использовать специально сформированный сигнал с переменным тактом вида рис. 11.8, б.

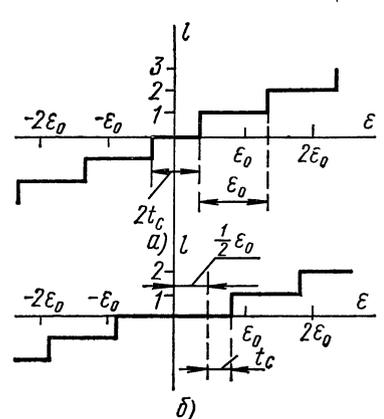


Рис. 11.9. Влияние конечного быстроедействия цифровых узлов на весовую функцию

При этом необходимо предусмотреть особый режим реверсивного счетчика: если $|\epsilon| \leq \frac{1}{2} \epsilon_{\max}$, то счетчик включается на сложение или вычитание в соответствии со знаком ϵ . Если $|\epsilon| > \frac{1}{2} \epsilon_{\max}$, то при отрицательном рассогласовании счетчик включается в интервалы времени, показанные на рис. 11.8, а и б знаками «+» и «-», сначала на сложение, а затем на вычитание. При положительном $\epsilon > \frac{1}{2} \epsilon_{\max}$ счетчик включается на сложение лишь до момента времени, отстоящего

от опорной точки t_1 на $\frac{1}{2} \epsilon_{\max}$, затем переключается на вычитание. Подобное описание работы фиксатора является основой для логического синтеза схемы предшествующей счетчику.

Работа ЦВФ рассматривалась в предположении о безынерционности используемых логических элементов. Однако даже при

достаточном быстродействии схем & 1 и & 2 реальные весовые функции будут отличаться от приведенных на рис. 11.6. Так, если минимальная длительность сигнала t_c на входе счетчика СТ1 сравнима с периодом тактового сигнала, то весовые функции 1 и 3 преобразуются в функции, показанные на рис. 11.9. В весовой функции вида 1 (см. рис. 11.6) появляется зона нечувствительности порядка $2t_c$ (рис. 11.9, а), а в функции 3 на столько же увеличивается предусмотренная зона нечувствительности (рис. 11.9, б). Уменьшить отрицательное влияние этого явления можно путем уменьшения t_c схемы, включаемой после схемы ИЛИ. Наиболее простым является временной фиксатор с релейной весовой функцией. При этом абсолютное значение сигнала рассогласования всегда постоянно и фиксатор определяет лишь знак рассогласования. В качестве такого временного фиксатора может служить селекторный каскад, схема которого синтезирована в § 9.7.

Оценка точностных характеристик временных фиксаторов с линейной весовой функцией аналогична рассмотренной в § 11.1 для измерителей.

§ 11.3. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТЫ КОЛЕБАНИЙ

Цифровые методы измерения частоты периодических колебаний основаны на методах измерения временных интервалов. Используются два основных варианта построения измерителя частоты.

В первом — схема измерителя частоты не отличается от схемы измерителя временного интервала (см. рис. 11.1, а), однако в качестве опорного и задержанного сигналов используются сигналы, временное положение которых жестко привязано соответственно к моментам начала i -го и конца $(i+k)$ -го периодов колебаний измеряемой частоты. При этом измеряется длительность интервала $(k+1) \frac{1}{f_{из}}$. Ошибка измерения частоты

$$\Delta f_{из} = f_{из} - f_{из}^* = f_{из} - \frac{k+1}{(k+1)T_{из} + \Delta t_{из}},$$

где $T_{из} = 1/f_{из}$ — период измеряемой частоты; $f_{из}^*$ — отсчетное значение частоты; $\Delta t_{из}$ — ошибка измерения временного интервала, рассмотренная в § 11.1.

При достаточно малой относительной ошибке измерения $T_{из}$

$$\Delta f_{из} \approx \frac{f_{из}^2}{k+1} \Delta t_{из}$$

и

$$\Delta f_{скв} = \frac{f_{из}^2}{k+1} \Delta t_{скв},$$

где $\Delta t_{скв}$ определяется из соотношений (11.9). Увеличение значения k эквивалентно увеличению частоты тактового сигнала при одновременном пропорциональном улучшении ее стабильности.

Так как ошибка быстро уменьшается с уменьшением значения $f_{из}$, то рассмотренный метод применяется для измерения сравнительно низких частот.

При втором варианте построения частотомера тактовый сигнал, поступающий на вход схемы & 1 на рис. 11.1, а, формируется из колебания с измеряемой частотой. Из напряжения задающего генератора делением частоты формируется опорный и задержанный сигналы с заданным временным интервалом t_3 между ними. В счетчике *СТ1* регистрируется число l периодов $T_{из}$ на интервале t_3 .

При этом ошибка измерения

$$\Delta f_{из} = f_{из} - f_{из}^* = \frac{1}{T_{из}} - \frac{l + \Delta l}{t_3 + \Delta t_3},$$

где Δl — ошибка квантования при определении числа периодов в пределах t_3 , $0 \leq \Delta l \leq 1$; Δt_3 — неточность задания интервала измерения, обусловленная нестабильностью задающего генератора.

При условии, что $|\Delta t_3/t_3|$ сравнительно невелико, получим $\Delta f_{из \max} = \frac{1}{t_3} + \delta f_{0f_{из \max}}$.

На верхней границе диапазона измеряемых частот $f_{из \max}$ среднеквадратическая ошибка измерения

$$\Delta f_{с.к.в} = \sqrt{\frac{1}{6t_3^2} + f_{из \max}^2 (\delta f_0)^2}.$$

Чтобы не превысить допустимой ошибки $\Delta f_{доп}$, время измерения должно быть $t_3 \geq \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta f_{доп}^2 - (\delta f_0)^2 f_{из \max}^2}}$.

§ 11.4. СХЕМЫ УПРАВЛЯЕМОЙ ДИСКРЕТНОЙ ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСОВ

Схемы управляемой задержки импульсов широко применяются в различных радиотехнических системах (например, в качестве узлов цифровых устройств поиска сигналов, задающих положение точек анализа относительно начала отсчета, или исполнительных звеньев в замкнутых цифровых измерителях временных интервалов). Задачей цифровой схемы задержки является преобразование управляющего сигнала, представленного в дискретной форме, во временную задержку импульса относительно некоторого начала отсчета.

Основной принцип построения подобных схем заключается в выделении момента равенства двух чисел — постоянного числа и числа, дискретно возрастающего с заданной скоростью. Этот момент времени будет запаздывать относительно начала отсчета на время, пропорциональное значению постоянного числа, меняя которое, можно управлять временем задержки.

При использовании счетчика периодов эталонного тактового сигнала в качестве генератора переменного числа схему цифровой задержки можно реализовать так, как показано на рис. 11.10, а.

На рис. 11.10, б даны временные диаграммы в точках схемы. Колебания задающего генератора G при прохождении порогового элемента преобразуются в тактовый сигнал H с периодом T_0 , значение которого определяет скорость нарастания переменного числа. В момент начала отсчета $t_{но}$ (момент инверсного перехода сигнала на выходе делителя частоты ДЧ) изменяется состояние триггера T и на информационный (счетный) вход синхронного

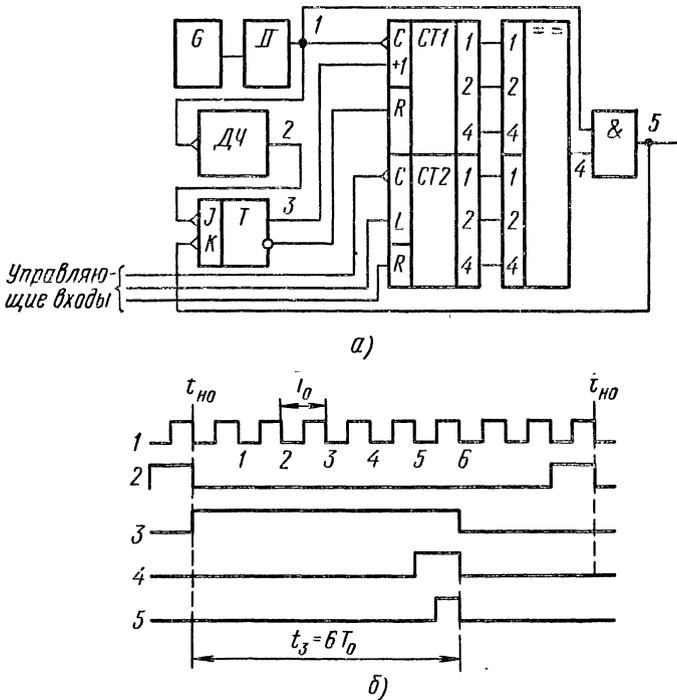


Рис. 11.10. Основная цифровая схема задержки импульсов

двоичного счетчика $CT1$ поступает единичный сигнал ($CT1$ — предварительно установлен в нулевое состояние по входу R). Инверсный вход счетчика со стороны синхронизирующего сигнала говорит о том, что счетчик изменяет свое состояние при переходе тактового сигнала с 1 на 0. Реверсивный счетчик $CT2$ является хранителем постоянного числа, значение которого по управляющим входам — синхронизации C , знаковому L и входу R — может изменяться в соответствии с заданным законом изменения задержки. Выходы разрядов $CT1$ и $CT2$ подключены ко входам схемы поразрядного сравнения двух чисел — дешифратора соответствия. Последний является комбинационной схемой, задача которой —

выделение момента равенства чисел в *СТ1* и *СТ2*. В этот момент дешифратор соответствия вырабатывает сигнал 4 длительностью T_0 , инверсный переход которого задержан относительно начала отсчета на время $t_3 = T_0(l_1 + 1)$, где l_1 — значение числа, хранящегося в *СТ2*.

С помощью схемы & осуществляется привязка момента появления инверсного перехода сигнала на выходе дешифратора соответствия к моменту инверсного перехода тактового сигнала. Благодаря этому из общей задержки исключают время задержки t_{n1} сигнала в счетчике *СТ1* и время задержки t_{n2} сигнала в дешифраторе соответствия. Инверсный переход сигнала 5 возвращает триггер T и всю схему в исходное состояние. Количество разрядов счетчиков *СТ1* и *СТ2* определяется максимальным значением задержки. На рис. 11.10 счетчики показаны трехразрядными.

Под ошибкой применительно к рассматриваемому случаю следует понимать степень соответствия значений генерируемой

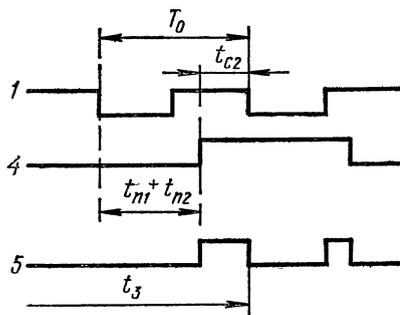


Рис. 11.11. Временные диаграммы, поясняющие выбор параметров узлов схемы задержки

задержки t_3 и управляющего числа в *СТ2*. Если момент начала отсчета строго сфазирован с тактовым сигналом, то причинами ошибок будут конечное быстродействие используемой элементной базы и неточность задания шага изменения задержки T_0 . Ошибки, вызванные второй причиной, определяются так же, как и для измерителя временного интервала. Необходимую стабильность задающего генератора можно определить из (11.8), задавшись

значением $\Delta t_{n \max}$ и подставив вместо $t_{из \max}$ максимальное значение задержки. Ошибки, обусловленные конечным быстродействием элементной базы, могут быть из-за пропуска моментов равенства чисел в счетчиках *СТ1* и *СТ2* и изменения управляющего числа в *СТ2* в процессе работы *СТ1*.

Для исключения первой причины необходимо, чтобы выполнялось условие $t_{n1} + t_{n2} \leq T_0 - t_{c2}$, где t_{c2} — минимальная допустимая длительность сигнала на входе триггера T и узла, на вход которого поступает задержанный сигнал (рис. 11.11, где позиции 1, 4, 5 рис. 11.10, б приведены в более крупном масштабе с учетом задержек сигналов в схеме).

Несколько меньший объем оборудования требуется для реализации схемы, приведенной на рис. 11.12, так как в ней отсутствует дешифратор соответствия. До момента времени $t_{но}$ в счетчик *СТ1*, являющийся счетчиком по mod N , вводится код числа $N - l_1$. Поэтому при поступлении после $t_{но}$ на информационный вход *СТ1* единичного значения сигнала счетчик переполняется в момент времени, задержанный относительно $t_{но}$ на время $l_1 T_0$.

При позиционном двоичном кодировании чисел указанное дополнение $(N - l_1)$ на единицу больше числа, представленного обратным кодом l_1 , полученным инвертированием разрядов прямого двоичного кода l_1 . Поэтому на рис. 11.12 по установочным входам $D1 \div D3$ с помощью второго синхронизирующего входа $C2$ прямым переходом сигнала с выхода $DЧ$ (см. рис. 11.10, б, позиция 2) вводится обратный трехразрядный код с инверсных выходов разрядов счетчика $CT2$. При этом задержка переполнения $CT1$ будет соответствовать числу $l_1 + 1$. Моменты изменения управляющего числа в $CT2$ не должны совпадать с моментами ввода дополнения в $CT1$.

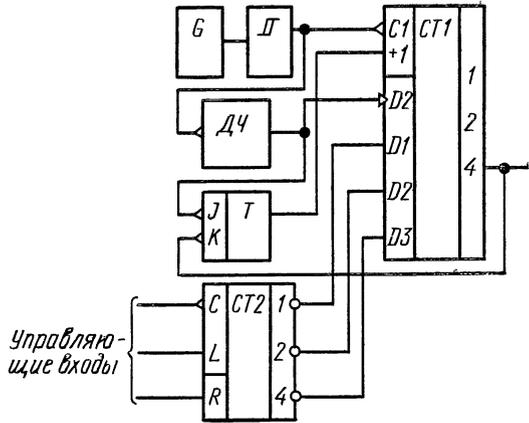


Рис. 11.12. Схема задержки с вводом в рабочий счетчик обратного двоичного кода управляющего числа

Уменьшение шага изменения задержки в рассмотренных схемах ограничивается значением минимальной допустимой длительности t_{c1} сигнала на входе $CT1$.

Для создания задержки с шагом меньшим t_{c1} используют двухшкальные схемы. Цифровые схемы, реализующие вторую шкалу, называют интерполяторами. Наиболее распространены схемы с использованием цифровых элементов задержки.

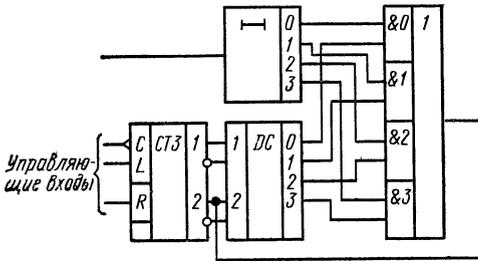


Рис. 11.13. Схема интерполятора с одним элементом задержки, имеющим n выходов

Входным сигналом интерполятора может быть сигнал с выхода одной из рассмотренных схем, осуществляющих задержку с шагом T_0 . Шаг изменения задержки в интерполяторе $T_{01} = T_0/n$. При этом ошибка схемы первой шкалы не должна превышать T_{01} .

В качестве регистра управляющего числа используют реверсивный счетчик по модулю n . Задержка входного сигнала на i -м выходе цифрового элемента задержки

Схема интерполятора с цифровым элементом задержки с $n = 4$ выходами приведена на рис. 11.13.

$$t_{si} = \frac{T_0}{n} i, \quad i = 0, 1, \dots, n - 1.$$

Единичное значение сигнала возможно только на одном из выходов дешифратора состояния DC , номер которого определяется состоянием счетчика $CT3$. В связи с этим на выход интерполятора через схему И—ИЛИ пройдет сигнал с задержкой, соответствующей числу l_2 в счетчике $CT3$. Результирующая задержка сигнала в двухкальной схеме $t_3 = T_0(l_1 + 1) + \frac{T_0}{n} l_2$.

Сигнал переполнения $CT3$ с выхода 2 является входным сигналом на счетном входе $CT2$ основной схемы задержки (см. рис. 11.10, а). В ошибку создания задержки в двухкальной схеме входит и неучтенная задержка сигнала в логических элементах интерполятора. Требования к стабильности генераторов эталонных интервалов сохраняются и их можно определить из уравнения (11.18) при подстановке вместо $\Delta t_{\text{н max}}$ допустимого отклонения задержки от заданного значения.

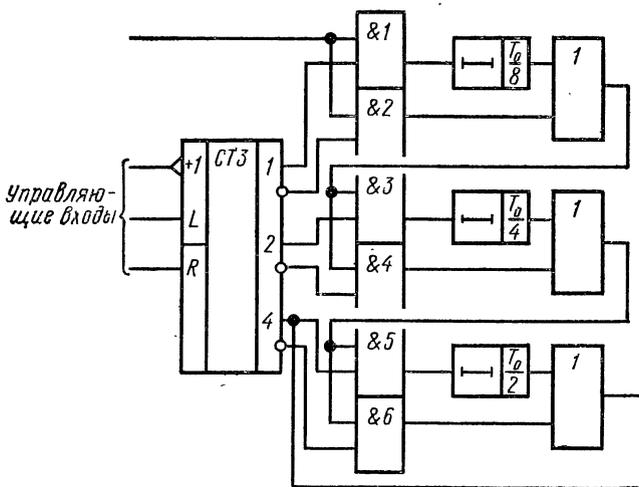


Рис. 11.14. Схема интерполятора с m_3 элементами задержки

На рис. 11.14 приведена другая схема интерполятора, которая отличается от предыдущей использованием m_3 последовательно включенных элементов задержки (m_3 — число разрядов управляющего счетчика $CT3$ с позиционным двоичным кодированием чисел). Время задержки сигнала в каждом j -м элементе задержки

$$t_{3j} = \frac{T_0}{2^{m_3 - j + 1}},$$

где j — номер разряда $CT3$, управляющего данным элементом задержки.

В зависимости от состояния счетчика $CT3$ входной сигнал пропускается через соответствующий каждому разряду элемент задержки, или минует его по параллельной цепи.

Достоинством такой схемы является возможность включать между элементами задержки активные элементы типа усилителя-формирователя, что важно при использовании электромагнитных линий задержки. Но так как сигнал до выхода интерполятора проходит большое количество логических элементов, на точность задержки в этой схеме оказывает большое влияние разброс задержек в логических элементах.

Возможны и другие варианты построения интерполяторов, в частности с использованием не временных сдвигов импульсных напряжений, а дискретных фазовых сдвигов синусоидального колебания тактовой частоты, однако такие интерполяторы сложны в настройке и применение их ограничено.

Еще одна распространенная разновидность схем временной задержки импульсов базируется на фазометрическом принципе (рис. 11.15). Тактовый сигнал после формирователя поступает на входы делителей частоты $DЧ1$ и $DЧ2$ с одинаковыми коэффициентами деления. При этом входной сигнал $DЧ2$ сдвигается по фазе цифровым фазовращателем (ЦФВ), который в соответствии с дискретным управляющим сигналом производит фазовый (временной) сдвиг входного тактового сигнала в пределах T_0 с шагом $T_{01} = T_0/n$. В связи с этим изменяется и временной сдвиг выходных сигналов $DЧ1$ и $DЧ2$. При этом временной сдвиг может быть положительным и отрицательным. Это объясняет широкое использование подобных схем в различных импульсных автоматических системах измерения фазы периодических колебаний. Недостатком рассматриваемых схем является то, что они не имеют регистра, хранящего код числа, соответствующего генерируемой задержке. Поэтому для съема данных или контроля значения задержки необходим дополнительный измеритель временного интервала задержки, в качестве которого можно использовать любую из схем § 11.1.

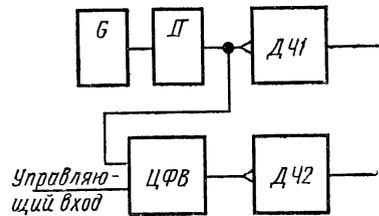


Рис. 11.15. Схема задержки импульсов с цифровым фазовращателем

ЦФВ состоит из следующих основных узлов (рис. 11.16): генератора сдвинутых во времени последовательностей импульсов ГСП, регистра управляющего сигнала (числа) $Ц$, коммутатора последовательностей K и схемы временной привязки (СВП) управляющих команд.

На рис. 11.17 даны временные диаграммы сигналов в точках 1—8 схемы рис. 11.16.

ГСП имеет один вход, на который подается тактовый сигнал, и n выходов, на каждом из которых формируется периодическая последовательность импульсов с длительностью t_n и периодом T_0 .

Временной сдвиг каждой последовательности относительно предыдущей $T_{01} = T_0/n$ (рис. 11.17, позиции 2—5, где $n=4$). При использовании в качестве ГСП цифрового автомата часто $t_n =$

$= T_{01}$. Состояние регистра управляющего числа определяет, какая из последовательностей пропускается коммутатором в данный момент на выход ЦФВ. Изменение этого состояния приводит к изменению фазового сдвига выходного сигнала ЦФВ относительно входного. На рис. 11.16 в качестве регистра управляющего числа используется реверсивный счетчик по $\text{mod } n$ ($n=4$), регистрирующий команды на приращение фазового сдвига с учетом знака этого приращения. При этом каждая команда изменяет фазовый сдвиг не более чем на T_{01} в положительную или отрицательную сторону. Однократные приращения фазового сдвига, превышающие T_{01} , нежелательны, так как при этом усложняется схема ЦФВ.

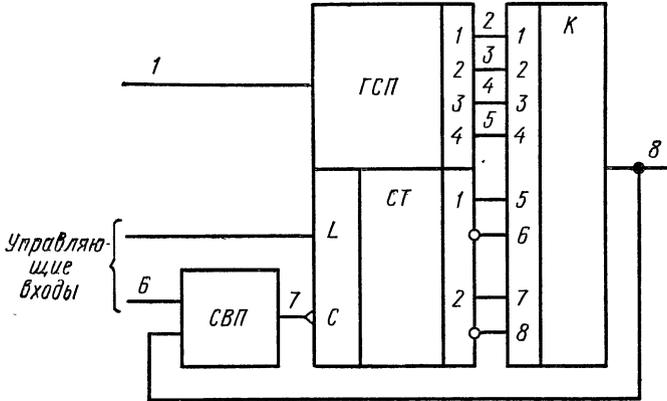


Рис. 11.16. Схема цифрового фазовращателя

Для правильной работы фазовращателя важен порядок смены последовательностей: при переходе к последовательности с большим временным запаздыванием (положительное приращение фазового сдвига) новая последовательность на выход ЦФВ должна проходить, начиная со второго импульса предыдущей последовательности, при переходе к последовательности с меньшим запаздыванием — начиная с первого же импульса. Это правило для $n \geq 4$ реализуется соответствующим выбором времени задержки переключения t_n последовательностей (см. рис. 11.17), т. е.

$$T_{01} < t_n < T_0 - 2T_{01}. \quad (11.19)$$

Временное положение управляющей команды 6 в общем случае может быть любым. Отсюда для выполнения условия (11.19) необходима дополнительная схема временной привязки (СВП) момента поступления команды к переходу выходного сигнала ЦФВ. Работа СВП условно показана позицией 7 на рис. 11.17.

СВП запоминает факт прихода команды 6 до появления на выходе ЦФВ первого инверсного перехода сигнала, в момент

появления которого изменяется состояние счетчика *СТ*. Так как сигнал знака приращения фазового сдвига не приводит к изменению состояния счетчика, то он подается непосредственно на знаковый вход *L*. Таким образом, время задержки переключения t_n включает в себя задержку сигнала в коммутаторе, *СВП* и счетчике. Ввод команды в *СТ* можно осуществлять и в момент прямого перехода сигнала на выходе ЦФВ. При этом несколько

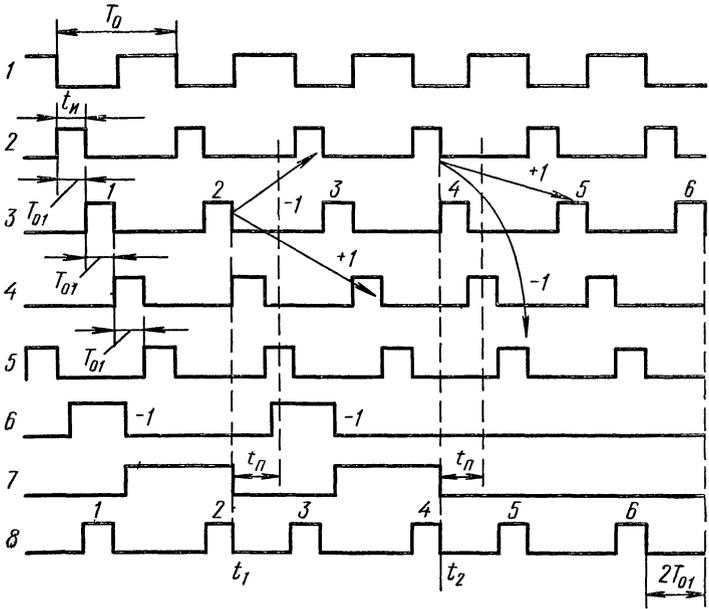


Рис. 11.17. Временные диаграммы, поясняющие работу цифрового фазовращателя

ослабляются (при малых n) требования к быстродействию узлов ЦФВ, так как

$$2T_{01} < t_n < T_0 - T_{01}. \tag{11.20}$$

В качестве СВП можно использовать триггер типа $dJ - dK$ или специально синтезированную схему (см. § 11.6). Пример синтеза цифрового автомата, выполняющего функции *ГСП*, приведен также в § 11.6. Функции *ГСП* также выполняет электромагнитная линия задержки с отводами совместно с формирователем импульсов длительностью t_n .

В заключение отметим, что для нормального функционирования схемы задержки с ЦФВ при обеспечении условия (11.19) или (11.20) достаточно, чтобы t_n было не меньше минимальной допустимой длительности сигнала на входе *ДЧ2*.

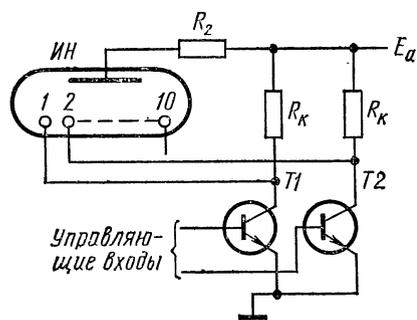
§ 11.5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ ВИЗУАЛЬНОЙ ИНДИКАЦИИ С ДЕСЯТИЧНЫМ ОТСЧЕТОМ

Структурная схема системы визуальной индикации с десятичным отсчетом содержит: световой индикатор, схему управления индикатором, регистр памяти, состояние которого индицируется, и преобразователь сигнала управления в форму, необходимую для управления индикатором.

Принцип действия и характеристики световых индикаторов [23, 32, 46] во многом определяют построение системы индикации, поэтому первый этап ее проектирования — выбор светового индикатора.

Схема управления индикатором должна решать задачу согласования по мощности выхода преобразователя сигнала управления и входа избранного индикаторного элемента. Рассмотрим некоторые схемы управления широко распространенных газоразрядных индикаторных ламп типа ИН.

Рис. 11.18. Схема управления газоразрядным световым индикатором



На рис. 11.18 дана простейшая схема управления. Цепи питания всех катодов индикаторной лампы подобны изображенному для катодов 1 и 2. Транзисторы $T1$ и $T2$ работают в ключевом режиме. Основные расчетные соотношения при выборе параметров коллекторных цепей следующие:

$$E_a > U_{гор}, \quad (11.21)$$

$$R_2 = \frac{E_a - U_p}{I_a}, \quad (11.22)$$

$$R_k \geq \frac{E_a}{I_{кmax} - I_a}, \quad (11.23)$$

где U_p — рабочее напряжение между анодом и светящимся катодом, лежащее в пределах между напряжением зажигания $U_{гор}$ и напряжением гашения цифры $U_{гаш}$; I_a — номинальный ток светящегося катода; $I_{кmax}$ — допустимый коллекторный ток насыщенного транзистора.

Базовые цепи транзисторов рассчитывают после выбора схемы преобразователя сигнала управления и при условии обеспечения ключевого режима их работы (см. § 1.1). Недостатком этой схемы является большое напряжение между коллектором и базой закрытых транзисторов.

Для избежания пробоя транзисторов можно использовать фиксацию напряжения на коллекторах по верхнему уровню, причем напряжение фиксации U_ϕ должно быть меньше $U_{кбmax}$ и больше

разности $U_p - U_{\text{гаш}}$, составляющей $20 \div 40$ В. Для коллекторных цепей транзисторов можно также использовать отдельный источник питающего напряжения E_k . Соотношения (11.21) и (11.22) справедливы и для этого случая, а при расчете R_k в (11.23) вместо E_a необходимо подставить значение E_k и выполнить условие $E_a - E_k + I_{k0}R_k < U_{\text{гаш}}$, где I_{k0} — обратный ток коллекторного перехода.

При построении подобной схемы на транзисторах *p-n-p*-типа потребляемая мощность увеличивается, так как подсветка цифры происходит при закрытом управляющем транзисторе, а гашение — при открытом.

Потребляемая мощность снижается при использовании импульсного режима индикаторных ламп, при этом увеличивается срок их службы.

При работе индикаторной лампы в импульсном режиме параметры схемы управления выбирают такими, чтобы импульсный ток через светящийся катод в $4 \div 5$ раз превышал номинальный постоянный ток, а средний ток был бы не больше его. Скважность тока должна быть не более 10, так как при большем значении ухудшается качество свечения цифры. Частота может лежать в пределах от 50 до 5000 Гц.

Еще одна разновидность широко используемых световых индикаторов — люминесцентные индикаторы. Самыми перспективными являются светодиодные индикаторы (ИСД), с низким питающим напряжением, малой потребляемой мощностью и простотой согласования с транзисторными схемами. Питание ИСД может осуществляться как постоянным, так и импульсным током с частотой до десятков килогерц. Способ формирования цифр в люминесцентных индикаторах поэлементный, при котором каждая цифра составляется из набора сегментов (рис. 11.19, где обозначены номера сегментов 1—9, из которых формируются цифры). Два варианта схемы управления светодиодным индикатором приведены на рис 11.20: *a* — схема управления для положительной логики, *b* — схема управления для отрицательной логики, при которой единичное значение двоичной переменной кодируется высоким отрицательным напряжением. Она может применяться и при положительной логике, только надо изменить схему питания баз управляющих транзисторов. Основные расчетные соотношения:

$$R_k = \frac{E_k - U_{\text{пр } \vartheta}}{I_{\text{пр } \vartheta}},$$

допустимый коллекторный и базовый ток транзистора *T2* в режиме насыщения

$$I_{k \text{ max}} \geq k_1 I_{\text{пр } \vartheta}, \quad I_b \geq \frac{k_1 I_{\text{пр } \vartheta}}{\beta},$$

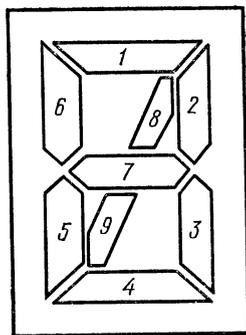


Рис. 11.19. Формирование цифры в люминесцентном индикаторе

где $I_{прэ}$ — прямой ток элементного светодиода; k_1 — наибольшее количество одновременно включенных светодиодов.

Допустимый ток транзисторов $T1$ и $T3$ в режиме насыщения не должен быть меньше величин: для первой схемы — $I_{прэ}$, для второй — E_K/R_K . Кроме того, для второй схемы E_K не должно превышать допустимого обратного напряжения на светодиодном индикаторе $U_{обр\max}$.

Для синтеза преобразователя сигнала управления необходимо сигнал управления световым индикатором представить в виде набора переключательных функций и задать способ кодирования чисел в регистре памяти. При индикации многоразрядного числа преобразователь получится проще, если регистр будет разделен на декады, в каждой из которых хранится код цифры одного разряда индицируемого десятичного числа.

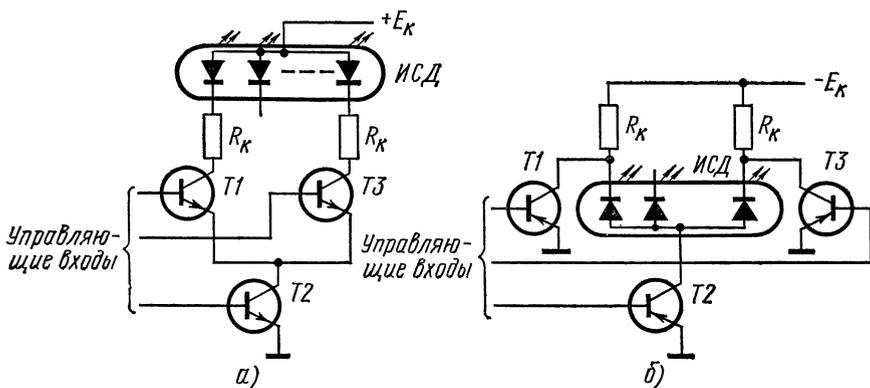


Рис. 11.20. Схемы управления светодиодным индикатором

Все световые индикаторы с цифровым отсчетом можно характеризовать состояниями, в которых они могут находиться. При индикации только десятичных цифр таких состояний десять. Состояние индикатора определяется состоянием его управляющих входов, т. е. уровнями напряжений между выводами светового индикатора, приводящими к свечению и гашению цифры (либо ее элемента). Состояние управляющего входа можно принять за единичное при свечении и за нулевое при его отсутствии. Таким образом, каждому из состояний цифрового индикатора сопоставляется набор значений переключательных функций управления, количество которых определяется числом управляющих входов индикатора. Так, при использовании газоразрядных индикаторов таких функций десять, а в люминесцентных индикаторах соответствует числу элементов, из которых формируются цифры. Если схема управления индикатором не производит инвертирование сигнала (например, рис. 11.20, а), то значения двоичных функций управления эквивалентны состояниям выходов преобразователя. Иначе (рис. 11.20, б) состояния выходов преобразова-

теля определяются инверсией соответствующих функций управления. После определения входных и выходных переключательных функций проводится синтез схемы преобразователя по методике синтеза цифровых комбинационных схем.

Рассмотрим в качестве примера синтез преобразователя сигнала управления для ИСД типа КЛ104А с характеристиками [1]: постоянное прямое напряжение на элементе при токе $I_{пр.э} = 10 \text{ мА}$ — $U_{пр.э} = 6 \text{ В}$;

максимальное обратное постоянное напряжение $U_{обр. \max} = 10 \text{ В}$;

максимальный прямой ток через элемент при:

$$\begin{array}{l} t_{\text{окр. ср}} = 25^\circ \pm 10^\circ \text{ C} \quad I_{\text{пр. max}} = 15 \text{ мА} \\ \quad \quad \quad \gg -10^\circ \text{ C} \quad \quad \quad \gg 10 \text{ мА} \\ \quad \quad \quad \gg 35^\circ \div 70^\circ \text{ C} \quad \quad \gg 10 \text{ мА} \end{array}$$

На рис. 11.21 даны вольт-амперные характеристики индикатора. Цифры в КЛ104А формируются из первых семи элементов, показанных на рис. 11.19. Если в устройстве, в состав которого входит визуальный индикатор, используется отрицательная логика, то надо использовать схему управления индикатором, показанную на рис. 11.20, б. Будем считать, что десятичные числа кодируются двоичным кодом так, как показано в левой части каждой половины табл. 11.3, Q_i — состояние прямых i -х выходов декады регистра памяти. На основании правила формирования цифры, следующего из конструкции светового индикатора (см. рис. 11.19), заполняется правая часть таблицы истинности значениями функций управления $\bar{f}_1 \div \bar{f}_7$ (индексы функций управления совпадают с номерами элементов на рис. 11.19, участвующих в формировании цифр). На основании этой таблицы составляются диаграммы Вейча для каждого из выходов преобразователя, но так как каждая из схем управления элементами индикатора производит инвертирование сигнала, то в клетки диаграмм Вейча записываются значения не самих функций, а их инверсий. Следующий этап состоит в совместной минимизации $\bar{f}_1 \div \bar{f}_7$. При этом можно получить:

$$\bar{f}_1 = Q_1 Q_2 Q_3 \vee Q_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 = y_1 \vee y_2,$$

$$\bar{f}_2 = Q_4,$$

$$\bar{f}_3 = Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 = y_3,$$

$$\bar{f}_4 = Q_1 Q_2 Q_3 \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_4 = y_1 \vee y_4,$$

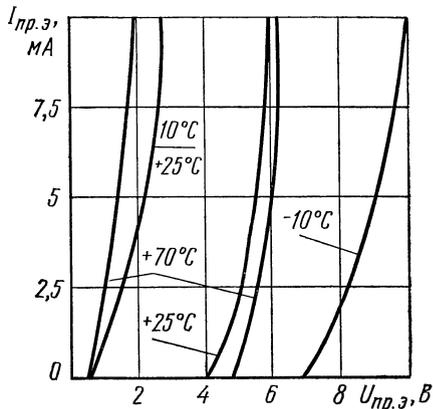


Рис. 11.21. Вольт-амперные характеристики индикатора КЛ104А

$$\begin{aligned} \bar{f}_5 &= Q_1 Q_2 Q_3 \vee \bar{Q}_1 = y_1 \vee \bar{Q}_1, \\ \bar{f}_6 &= \bar{Q}_1 Q_2 Q_3 \vee Q_1 \bar{Q}_2 Q_3 \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_4 = y_5 \vee y_3 \vee y_4, \\ \bar{f}_7 &= Q_1 Q_2 \bar{Q}_3 \vee \bar{Q}_1 \bar{Q}_2 \bar{Q}_4 = y_6 \vee y_4. \end{aligned}$$

Приведенная запись функций \bar{f}_5 и \bar{f}_6 не является минимальной нормальной формой для каждой из этих функций. Однако в данном случае целесообразна принятая запись, так как позволяет более рационально использовать члены, имеющиеся в составе других функций, что сокращает количество логических элементов в схеме преобразователя. Далее по известным правилам функции $\bar{f}_1 - \bar{f}_7$ необходимо записать в базисе избранной элементной базы. При синтезе схемы преобразователя следует иметь в виду, что критические состязания логических элементов здесь не опасны, так как основной режим работы индикатора — статический.

Т а б л и ц а 11.3

Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7
0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	1	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0

В заключение отметим целесообразность применения в цифровых индикаторах импульсного режима, позволяющего не только снизить потребляемую мощность, но и уменьшить объем оборудования. Так, например, при необходимости периодической индикации числа, представленного в виде количества импульсов за какой-либо отрезок времени, можно избежать применения специального регистра памяти индицируемого числа и возложить его функции на счетчик импульсов по модулю 10^m . Для этого режимы счета и индикации достаточно разделить во времени, и подсвет цифр осуществлять специальной командой в интервалы времени, когда счет импульсов не производится. Кроме того, импульсный режим работы индикаторов позволяет строить стробоскопические системы индикации [47], особенно эффективные при большой разрядности индицируемых чисел и территориальном удалении светового индикатора от остальной части устройства.

§ 11.6. ЛОГИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

В гл. 9 и 10 были даны примеры синтеза АПА и СА, выполняющих сравнительно простые функции. Полученные там схемы автоматов могут использоваться в качестве строительных элементов для проектирования более сложных цифровых устройств, некоторые примеры которых были рассмотрены в данной главе. Основной принцип проектирования сложного автомата заклю-

чается в разбивке его на отдельные блоки, выполняющие достаточно простые функции, синтезе этих блоков и соединении их в единый автомат. При соединении блоков необходимо обеспечить правильное их взаимодействие, т. е. согласовать работу отдельных блоков во времени.

Разбивка сложных автоматов на блоки значительно упрощает процесс синтеза, так как задача со многими переменными (входными x_p и внутренними Q_r) распадается на несколько задач с меньшим числом переменных. Кроме того, разбивка автоматов на блоки часто позволяет получить более экономичные схемы. Примеры блочного построения автоматов были рассмотрены в § 11.1, 11.2 и 11.4. Из этих примеров видно, что разбивку автомата на отдельные блоки довольно просто осуществить на основании общего описания возлагаемых на него функций. Отдельные блоки сложного автомата могут представлять собой как синхронные, так и асинхронные (потенциальные и импульсные) автоматы.

Если после разбивки автомата на блоки окажется, что схемы всех полученных блоков уже известны (были ранее синтезированы или описаны в литературе) и удовлетворяют заданным требованиям, то можно сразу же приступить к составлению схемы всего автомата, минуя стадию структурного синтеза. Тогда для согласования работы блоков во времени может потребоваться только формирование некоторых команд (например, команды установки счетчика в начальное состояние). Чем больший опыт логического проектирования цифровых устройств имеет разработчик и чем больше развита его интуиция, тем больше задач может быть решено без использования методов структурного синтеза автоматов. Однако для построения экономичных схем разработчик должен в совершенстве знать логические возможности большого количества схем и, в первую очередь, логические возможности триггеров (ЭП) различных типов.

Иногда может оказаться, что схемы некоторых или всех блоков неизвестны. Тогда необходимо синтезировать их методами, изложенными в гл. 8 и 9. В качестве примера синтеза сложного цифрового устройства сделаем полный синтез ЦФВ, структурная схема которого была рассмотрена в § 11.4 (см. рис. 11.16).

На рис. 11.22 дана структурная схема ЦФВ, входящего в состав цифровой следящей системы. Синхронизатор (С) производит деление частоты сигналов z_5 до частоты поступающих на вход приемника (Пр) сигналов $u(t)$ и вырабатывает все сигналы, необходимые для управления решающим устройством (РУ). В РУ производится преобразование сигналов, обработанных приемником в цифровую форму, и вырабатываются сигналы знака x_2 и модуля x_3 рассогласования временного положения принятого сигнала относительно некоторого сигнала синхронизатора. Сигналы x_2 и x_3 управляют ЦФВ, который производит временной сдвиг сигналов z_5 , а значит, и всех сигналов синхронизатора для устранения рассогласования.

Пусть требуется синтезировать ЦФВ, имеющий шаг изменения задержки $T_{01} = 100$ нс, без использования линии задержки. Из этого следует, что ГСП должен управляться сигналом x_1 , имеющим период 200 нс (рис. 11.23; z_q — выходные сигналы ГСП,

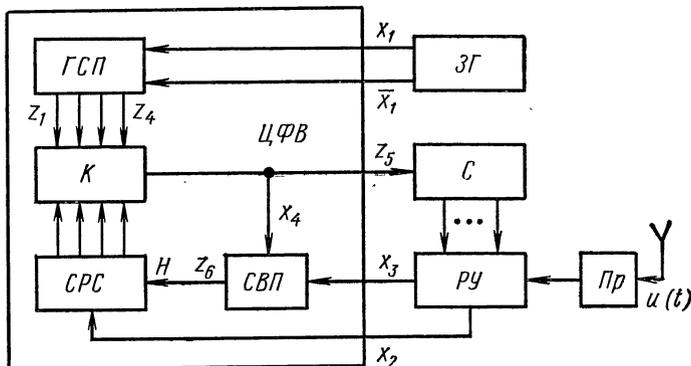


Рис. 11.22. Структурная схема цифрового фазовращателя

$q = 1, 2, 3, 4$). Будем полагать, что задающий генератор (ЗГ) формирует сигналы x_1 и \bar{x}_1 в цифровой форме (усиленные и ограниченные сигналы), причем сигнал \bar{x}_1 имеет незначительное запаздывание относительно сигнала x_1 ($\ll 100$ нс). Временные

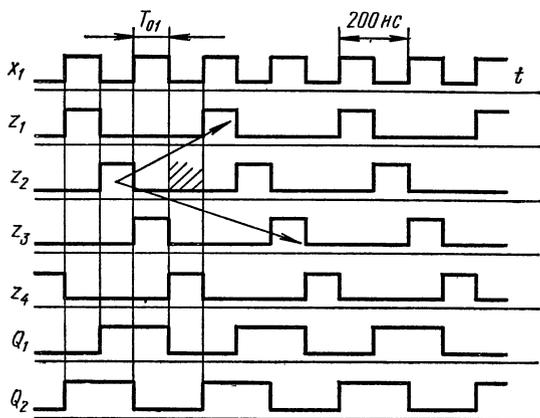


Рис. 11.23. Временные диаграммы, задающие закон функционирования генератора сдвинутых последовательностей импульсов

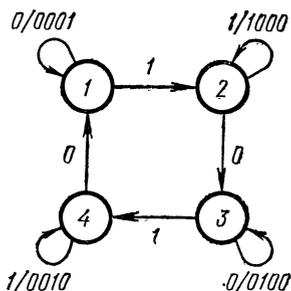


Рис. 11.24. Граф переходов генератора сдвинутых последовательностей импульсов

диаграммы, изображенные на рис. 11.23, задают некоторый АПА. На их основании легко составить ГП (рис. 11.24). Сравнив его с ГП, изображенным на рис. 9.13, нетрудно понять, что ГСП должен представлять собой dT -триггер ($T = x_1$) в совокупности

с КС для формирования функций z_q . По ГП можно составить ТП (табл. 11.4). Синтез dT -триггера был произведен в § 9.6. Выберем

Т а б л и ц а 11.4

$x_1 \backslash j$	0	1	$Q_1 Q_2$
1	(1), 0001	2, 1000	00
2	3, 0100	(2), 1000	01
3	(3), 0100	4, 0010	11
4	1, 0001	(4), 0010	10

для ГСП схему dT -триггера, изображенную на рис. 9.17, б. Сигналы Q_1 и Q_2 данного триггера изображены на рис. 11.23. В табл. 11.4 значения функции выходов АПА указаны и в НС. Заданной таким образом функции выходов соответствует минимальное запаздывание реакции выходных сигналов z_q на изменения входного сигнала x_1 . На основании табл. 11.4 составим ДВ для функций z_q (рис. 11.25) и получим:

$$z_1 = x_1 \bar{Q}_1, \quad z_2 = \bar{x}_1 Q_2, \quad z_3 = x_1 Q_1, \quad z_4 = \bar{x}_1 \bar{Q}_2. \quad (11.24)$$

Для коммутации ГСП (сигналов z_q) в ЦФВ обычно используются синхронные реверсивные счетчики (СРС). На рис. 11.26

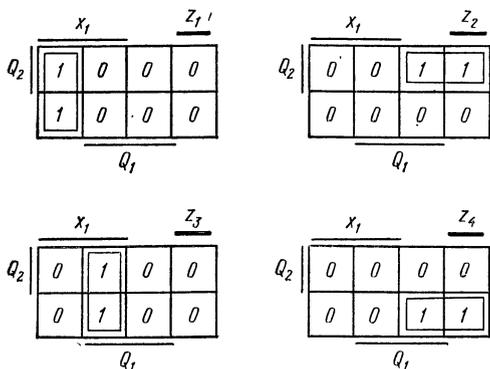


Рис. 11.25. Синтез генератора сдвинутых последовательностей импульсов

представлен ГП такого счетчика, имеющего четыре ВС μ_q , каждому

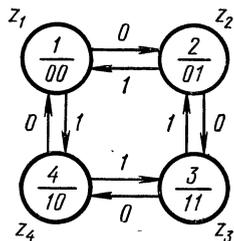


Рис. 11.26. Граф переходов реверсивного счетчика

из которых соответствует своя последовательность z_q . Направление смены ВС определяется сигналом знака рассогласования x_2 ($x_2 = 0$ или 1), который может формироваться, например, с помощью $R' - S'$ -триггера. В СРС, используемых для коммутации сигналов, лучше использовать соседнее кодирование ВС, так как в этом случае в каждый момент времени будет изменяться состояние только одного ЭП, а значит будут обеспечены условия, достаточные для синтеза КС (коммутатора К), свобод-

ной от состязаний (принятый способ соседнего кодирования ВС указан на рис. 11.26).

Функция выхода СА (z_5), представляющего собой реверсивный счетчик и коммутатор, в отличие от рассматривавшихся ранее функций должна принимать не значения 0 и 1, а значения z_q ($q=1, 2, 3, 4$), так как на выходе данного СА в зависимости от его ВС μ_q должна появляться одна из последовательностей z_q . Данный СА представляет собой автомат Мура. Значения функций выходов для данных автоматов на ГП указываются около узлов

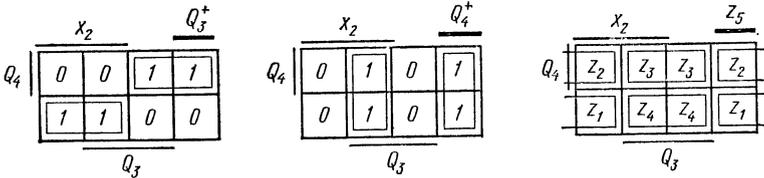


Рис. 11.27. Синтез реверсивного счетчика и коммутатора

(см. рис. 11.26). Полагая, что ВС $\mu = (Q_3, Q_4)$, по ГП можно составить таблицы истинности (табл. 11.5) и ДВ (рис. 11.27) для функций Q_3^+ , Q_4^+ и z_5 .

Таблица 11.5

x_2	Q_3	Q_4	Q_3^+	Q_4^+	z_5
0	0	0	0	1	z_1
0	0	1	1	1	z_2
0	1	0	0	0	z_4
0	1	1	1	0	z_3
1	0	0	1	0	z_1
1	0	1	0	0	z_2
1	1	0	1	1	z_4
1	1	1	0	1	z_3

Для построения СРС будем использовать СЭП типа D , изображенный на рис. 9.31. Из рис. 11.27 следует, что

$$D_3 = Q_3^+ = \bar{x}_2 Q_4 \vee x_2 \bar{Q}_4, \quad D_4 = Q_4^+ = \bar{x}_2 \bar{Q}_3 \vee x_2 Q_3, \\ z_5 = z_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 \vee z_2 \bar{Q}_3 Q_4 \vee z_3 Q_3 Q_4 \vee z_4 Q_3 \bar{Q}_4.$$

Для реализации ФВ D_3 и D_4 выберем ЛЭ И—ИЛИ—НЕ, а для реализации функции z_5 —ЛЭ И—НЕ. Тогда с учетом соотношений (11.24) эти функции можно представить в виде:

$$\bar{D}_3 = \bar{x}_2 \bar{Q}_4 \vee x_2 Q_4, \quad \bar{D}_4 = \bar{x}_2 \bar{Q}_3 \vee x_2 Q_3, \\ z_5 = \overline{x_1 \bar{Q}_1 \bar{Q}_3 \bar{Q}_4 \cdot \bar{x}_1 Q_2 \bar{Q}_3 Q_4 \cdot x_1 Q_1 Q_3 Q_4 \cdot \bar{x}_1 \bar{Q}_2 Q_3 \bar{Q}_4}.$$

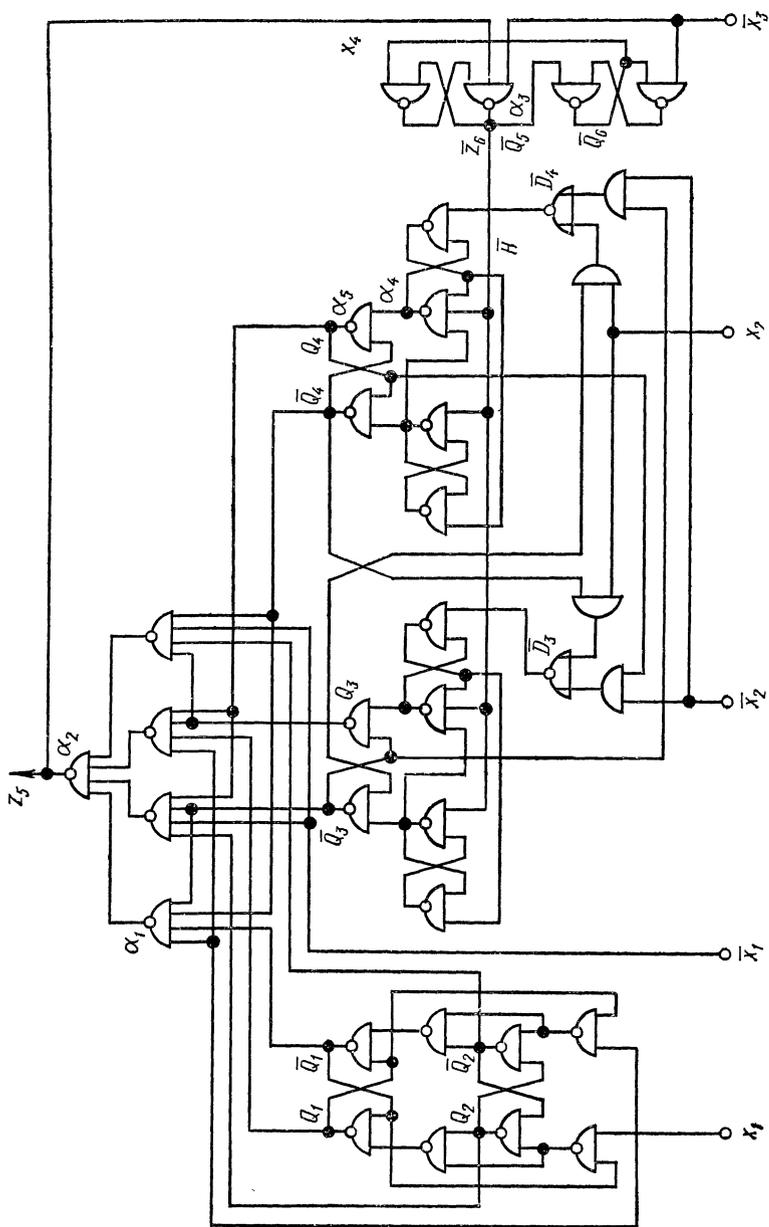


Рис. 11.28. Принципиальная схема цифрового фазовращателя

СРС и коммутатор, соответствующие полученным функциям, а также dT -триггер, приведены на рис. 11.28 (прямой и инверсный выходы ЭП типа D поменялись местами, так как были использованы инверсные ФВ \bar{D}_3 и \bar{D}_4). Тактовыми сигналами для СРС являются сигналы z_6 (см. рис. 11.22), вырабатываемые схемой временной привязки (СВП) по сигналам модуля рассогласования x_3 .

Для завершения логического проектирования ЦФВ остается сделать только синтез СВП. Сигнал x_3 , вырабатываемый РУ, имеет некоторое (точно неизвестное) запаздывание относительно сигнала $z_5 = x_4$ (см. рис. 11.22), так как команды, управляющие работой РУ, вырабатываются синхронизатором из сигналов z_5 . Будем считать, что сигнал $x_3 = 1$ может иметь произвольную длительность, а временные соотношения между сигналами x_3 и x_4 задаются уравнениями:

$$\nabla x_3 \cdot \nabla x_4 = 0, \quad x_4 \nabla x_3 = 0 \quad (11.25)$$

(сигналы x_3 и x_4 одновременно не изменяются, а сигнал x_3 может изменяться только при значении сигнала $x_4 = 0$). Временные диаграммы, задающие закон функционирования СВП, представлены на рис. 11.29.

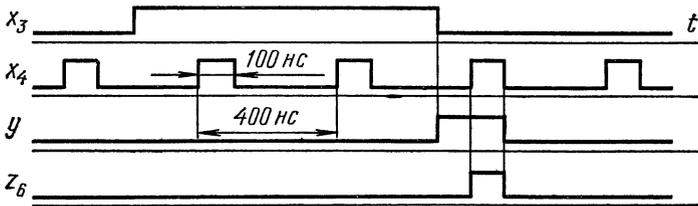


Рис. 11.29. Временные диаграммы, задающие закон функционирования схемы временной привязки

Для аналитического описания АПА, выполняющего функции СВП, введем вспомогательную функцию y (рис. 11.29). Тогда на основании этого рисунка функции y и z_6 можно представить в виде $y^+ = \bar{x}_4 dx_3 \vee y \bar{x}_3 dx_4$, $z_6 = x_4 y$. Предполагаем, что длительность сигнала $x_3 = 0$ не меньше периода повторения сигнала x_4 . Данное условие задается уравнением $y dx_3 = 0$. Все сделанные предположения относительно сигналов x_3 и x_4 вполне реальны.

Табл. 11.6 представляет собой ПТП, задающую функцию y^+ (составлена с помощью метода, рассмотренного в § 9.6).

Таблица 11.6

$x_3 x_4$ i	00	01	10	11	$x_3 x_4$ i	00	01	10	11
1	(1), 0	3	5	—	4	1	(4), 1	—	—
2	(2), 1	4	—	—	5	2	—	(5), 0	6
3	1	(3), 0	—	—	6	—	—	5	(6), 0

Выбрав по ДСС (рис. 11.30) множества совместимых ВС $\{\mu_1, \mu_3\}$, $\{\mu_2, \mu_5, \mu_6\}$, $\{\mu_4\}$ и учтя, что $z_6 = x_4 y$, получим табл. 11.7, в которой указаны уже значения функции z_6 . Для исключения в ГП контура нечетной длины (рис. 11.31, а) в данную ГП добавлено переходное ВС μ_7 (рис. 11.31, б). Выполнив соседнее кодирование ВС и составив ДВ для функций Q_5^+ и Q_6^+ (рис. 11.32), можно получить, что

$$\bar{Q}_5^+ = x_3 \vee \bar{x}_4 \vee \overline{Q_5 Q_6} = \overline{\bar{x}_3 x_4 Q_5 Q_6}, \quad \bar{Q}_6^+ = Q_5 \vee \bar{x}_3 \bar{Q}_6 = \overline{\bar{Q}_5 \bar{x}_3 \bar{Q}_6}.$$

Из табл. 11.6 непосредственно следует, что функция выхода $z_6 = Q_5$. Соответствующая полученным функциям СВП представлена на рис. 11.28. Отметим, что в качестве СВП можно использовать ЭП типа *D*, изображенный на рис. 9.31, если положить, что $\bar{H} = x_4$, $D = x_3$ и $Q = z_6$. В этом можно убедиться с помощью рис. 9.43 (моменты изменения сигнала Q привязаны к моментам изменения сигналов H , что, собственно, и является задачей СВП). ЭП типа *D* является более универсальной СВП, так как снимаются ограничения, задаваемые уравнениями (11.25), а требуется только, чтобы длительности сигналов $x_3 = 1$ и $x_3 = 0$ были больше периода повторения сигнала x_4 .

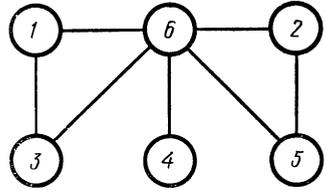


Рис. 11.30. Диаграмма совместимых состояний для таблицы переходов 11.6

Таблица 11.7

$x_3 x_4$ <i>i</i>	00	01	10	11	$Q_5 Q_6$
1	(1), 0	(1), 0	2	—	00
2	(2), 0	4/7	(2), 0	(2), 0	01
4	1	(4), 1	—	—	10
7	—	4	—	—	11

Рассмотрим теперь условия, которые необходимо выполнить, для обеспечения правильного и надежного функционирования синтезированной схемы ЦФВ. При переключении последовательностей z_q возникает задержка момента коммутации относительно моментов изменения сигналов x_1 и \bar{x}_1 , равная $5t_3$, где t_3 — среднее время задержки сигналов в одном ЛЭ И — НЕ. Это связано с тем, что при переключении последовательностей z_q сигнал $x_1(\bar{x}_1)$ всегда вызывает последовательное изменение сигналов пяти ЛЭ, от которых зависит указанная задержка. Так, на рис. 11.28 символами $\alpha_1, \dots, \alpha_6$ указаны те ЛЭ, выходные сигналы которых должны последовательно измениться для того, чтобы произошло переключение последовательности z_1 на z_2 .

На рис. 11.23 штриховкой отмечен интервал, в котором допускается переключение последовательности z_2 на z_1 или z_3 . Из этого следует, что для правильного и надежного функционирования ЦФВ должно выполняться соотношение

$$T_{01} \leq 5t_3 \leq 2T_{01}. \quad (11.26)$$

Данное неравенство позволяет выбрать тип микросхем по величине t_3

$$T_{01}/5 \leq t_3 \leq 2T_{01}/5. \quad (11.27)$$

Если, например, $T_{01} = 100$ нс, то должно выполняться соотношение $20 \leq t_3 \leq 40$ нс. Для микросхем серии 133 [14] величина

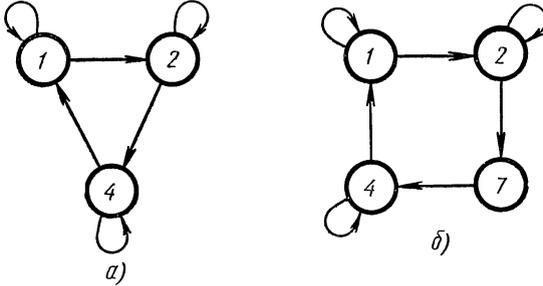


Рис. 11.31. Графы переходов схемы временной привязки

$t_3 \leq 27,5$ нс. Если, кроме того, $t_3 \geq 20$ нс, то синтезированный ЦФВ можно построить из микросхем этой серии.

Соотношение (11.26) справедливо при переключении любой последовательности z_q , так как СВП управляется сигналом $z_5 =$

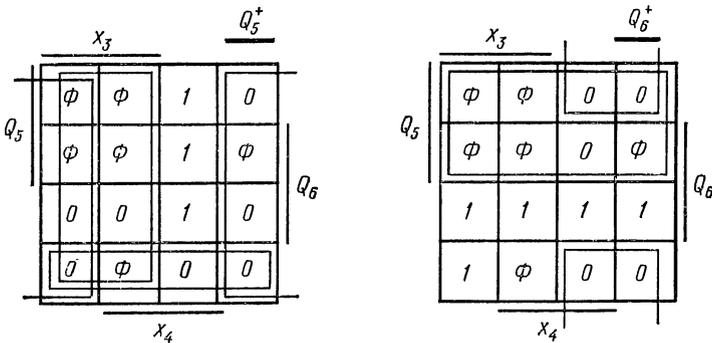


Рис. 11.32. Синтез схемы временной привязки

$= z_q$ ($q = 1, 2, 3, 4$). Если сигнал \bar{z}_6 проинвертировать, добавив один ЛЭ НЕ, то момент коммутации сдвинется влево на величину T_{01} . Тогда вместо неравенств (11.26) и (11.27) следует

использовать соотношения

$$2T_{01} \leq 6t_3 \leq 3T_{01}, \quad T_{01}/3 \leq t_3 \leq T_{01}/2. \quad (11.28)$$

Если $T_{01} = 100$ нс, то $33,3 \leq t_3 \leq 50$ нс. Для подстройки (увеличения задержки) момента коммутации можно z_6 или z_6 инвертировать четное число раз, используя l (четное число) ЛЭ НЕ. В этом случае вместо неравенств (11.26) — (11.28) надо использовать соотношения

$$\left. \begin{aligned} T_{01} &\leq (5+l)t_3 \leq 2T_{01}, \quad T_{01}/(5+l) \leq t_3 \leq 2T_{01}/(5+l), \\ 2T_{01} &\leq (6+l)t_3 \leq 3T_{01}, \quad 2T_{01}/(6+l) \leq t_3 \leq 3T_{01}/(6+l). \end{aligned} \right\} \quad (11.29)$$

Если величина задержки t_3 нестабильна и в процессе эксплуатации ЦФВ может значительно изменяться, то это может привести к нарушению правильности его функционирования. Предельно допустимое значение изменения величины задержки t_3 легко рассчитать, если изменяя частоту ЗГ измерить ее граничные значения, при которых ЦФВ функционирует правильно.

Можно синтезировать ЦФВ, в которых допускается значительно большая нестабильность величины задержки t_3 , если использовать большее число последовательностей z_q . Если вместо dT -триггера (счетчика по mod 2) взять асинхронный потенциальный счетчик по mod 3, то можно получить шесть последовательностей z_q ($q = 1, 2, \dots, 6$). Одна из схем такого счетчика приведена на рис. 10.17. Неравенства (11.29) можно представить в общем виде:

$$\left. \begin{aligned} T_{01} &\leq (5+l)t_3 \leq (k-2)T_{01}, \\ 2T_{01} &\leq (6+l)t_3 \leq (k-1)T_{01}, \end{aligned} \right\}$$

где k — число последовательностей z_q , которое используется в ЦФВ. Из этих выражений видно, что чем больше число k , тем в больших пределах может изменяться величина задержки t_3 .

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АИА — асинхронный импульсный автомат	импульсный автомат	ная нормальная форма, свободная от состязаний
АИТ — асинхронный импульсный триггер	импульсный триггер	МНФ — минимальная нормальная форма
АПА — асинхронный потенциальный автомат	потенциальный автомат	МНФС — минимальная нормальная форма, свободная от состязаний
АПТ — асинхронный потенциальный триггер	потенциальный триггер	НС — неустойчивое состояние
АПЭП — асинхронный потенциальный элемент памяти	потенциальный элемент памяти	ОЗД — обобщенный закон двойственности
ВС — внутреннее состояние	внутреннее состояние	ПС — последовательностная схема
ГП — граф переходов	граф переходов	ПТП — первоначальная таблица переходов
ДВ — диаграмма Вейча	диаграмма Вейча	РЭ — разностный элемент
ДВ-4 — диаграмма Вейча для четырех переменных	диаграмма Вейча для четырех переменных	СА — синхронный автомат
ДСС — диаграмма совместимых состояний	диаграмма совместимых состояний	СДНФ — совершенная дизъюнктивная нормальная форма
КС — комбинационная схема	комбинационная схема	СКНФ — совершенная конъюнктивная нормальная форма
КТП — кодированная таблица переходов	кодированная таблица переходов	СЛУ — система логических уравнений
ЛС — логическая схема	логическая схема	СНФ — совершенная нормальная форма
ЛЭ — логический элемент	логический элемент	СЭП — синхронный элемент памяти
МДНФ — минимальная дизъюнктивная нормальная форма	минимальная дизъюнктивная нормальная форма	ТП — таблица переходов
МДНФС — минимальная дизъюнктивная нормальная форма, свободная от состязаний	минимальная дизъюнктивная нормальная форма, свободная от состязаний	УС — устойчивое состояние
МКНФ — минимальная конъюнктивная нормальная форма	минимальная конъюнктивная нормальная форма	ФВ — функция возбуждения
МКНФС — минимальная конъюнктивная нормальная форма, свободная от состязаний	минимальная конъюнктивная нормальная форма, свободная от состязаний	ФП — функция переходов
		ЭЗ — элемент задержки
		ЭП — элемент памяти

ЛИТЕРАТУРА

1. Абдеева Н., Гришина Л. Светодиоды и светодиодные цифровые индикаторы. — «Радио», 1973, № 3.
2. Агаханян Т. М. Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители. М., «Советское радио», 1966.
3. Агаханян Т. М., Фишман Л. Л. Исследование транзисторного блокинг-генератора — «Радиотехника», 1963, № 4.
4. Алексенко А. Г. Основы микросхемотехники. М., «Советское радио», 1971.
5. Анализ и расчет интегральных схем. Пер. с англ., ч.1 под ред. Ермолаева Б. И. и Завалишина П. И., ч. 2 под ред. Ермолаева Б. И., М., 1967.
6. Букреев И. Н. [и др.] Микроэлектронные схемы цифровых устройств. М., «Советское радио», 1973.
7. Вавилов Е. Н., Портной Г. П. Синтез схем электронных цифровых машин. М., «Советское радио», 1963.
8. Вาженина З. П. Импульсные генераторы на транзисторах. Л., «Энергия», 1971.
9. Важенина З. П. [и др.] Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. Под ред. Важенной З. П. М., «Советское радио», 1971.
10. Валиев К. А. [и др.] Цифровые интегральные схемы на МОП-транзисторах. М., «Советское радио», 1971.
11. Гилл А. Введение в теорию конечных автоматов. М., «Наука», 1966.
12. Глушков В. М. Синтез цифровых автоматов. М., Физматгиз, 1962.
13. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. М., «Связь», 1969.
14. Горюнов Н. Н. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. М., «Энергия», 1972.
15. Гутников В. С. [и др.] Цифровая индикация счетчиков импульсов на интегральных схемах. ПТЭ, 1971, № 1.
16. Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В. Транзисторные генераторы импульсов. М., «Связь», 1968.
17. Дроздов Е. А. [и др.] Основы вычислительной техники. М., Воениздат, 1964.
18. Импульсные схемы на полупроводниковых приборах. Под ред. Гальперина Е. И. и Степаненко И. П. М., «Советское радио», 1970.
19. Ицхоки Я. С., Овчинников Н. И. Импульсные и цифровые устройства. М., «Советское радио», 1972.
20. Каган Б. М., Каневский М. М. Цифровые вычислительные машины и системы. М., «Энергия», 1970.
21. Колдуэлл С. Логический синтез релейных устройств. М., ИЛ, 1962.
22. Космические траекторные измерения. Под общ. ред. Агаджанова П. А., Дулевича В. Е., Коростелева А. А. М., «Советское радио», 1969.
23. Красноголовый Б. Н. Индикаторные устройства. Минск, «Высшая школа», 1970.

24. Кроуфорд Р. Схемные применения МОП-транзисторов. М., «Мир», 1970.
25. Лазарев В. Г., Пийль Е. И. Синтез управляющих автоматов. М., «Энергия», 1970.
26. Майоров С. А., Новиков Г. И. Структура цифровых вычислительных машин. Л., «Машиностроение», 1970.
27. Миллер Р. Теория переключательных схем, т. 1. М., «Наука», 1970.
28. Миллер Р. Теория переключательных схем, т. 2. М., «Наука», 1971.
29. Меерович Л. А., Зеличенко Л. Г. Импульсная техника. М., «Советское радио», 1959.
30. Наумов Ю. Е. Интегральные логические схемы. М., «Советское радио», 1970.
31. Николаевский И. Ф. Транзисторы. Справочник. М., «Связь», 1969.
32. Пасынков В. В. Электролюминесцентные полупроводниковые приборы в микроэлектронике. «Известия вузов», т. 13, «Приборостроение», № 3, 1970.
33. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. Под ред. Штерка М. Д. М., «Советское радио», 1964.
34. Расчет элементов импульсных радиотехнических устройств. Под ред. Казаринова Ю. М., М.—Л., Госэнергоиздат, 1963.
35. Ричардс Р. Арифметические операции на цифровых вычислительных машинах. М., ИЛ, 1957.
36. Самсоненко С. В. Цифровые методы оптимальной обработки радиолокационных сигналов. М., Воениздат, 1968.
37. Свечников Г. М. [и др.] Импульсные схемы на полупроводниках и ферритах. М., Воениздат, 1972.
38. Старостин А. Н. Импульсная техника. М., «Высшая школа», 1973.
39. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1973.
40. Галанцев А. Д. Об анализе и синтезе некоторых электрических схем при помощи специальных логических операторов.—«Автоматика и телемеханика», т. 20, № 7, 1959.
41. Теумин И. И. Справочник по переходным электрическим процессам. М., Связьиздат, 1951.
42. Фистер М. Логическое проектирование цифровых вычислительных машин. Киев, «Техника», 1964.
43. Флорин Ж. Синтез логических устройств и его автоматизация. М., «Мир», 1966.
44. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., «Машиностроение», 1966.
45. Харли Р. Б. Логические схемы на транзисторах. М., «Мир», 1965.
46. Хризман С. С. Цифровые вычислительные приборы и системы (справочник). Киев, «Наукова думка», 1970.
47. Швецкий Б. И. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Киев, «Техника», 1970.
48. Элементы ЭВМ на полупроводниковых приборах. Проектирование и расчет. Под ред. Гальперина Е. И. М., «Советское радио», 1963.
49. Электронно-лучевые трубки и индикаторы. Пер. с англ. под ред. Брейтбарта А., т. 1, 2. М., «Советское радио», 1949, 1950.
50. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, «Техника», 1968.
51. Справочник по импульсной технике. Под ред. Яковлева В. Н. Киев, «Техника», 1973.

ОГЛАВЛЕНИЕ

<i>Предисловие</i>	3
Раздел I. Расчет элементов импульсных устройств на транзисторах	
<i>Глава первая.</i> Расчет элементов схем преобразования импульсов	5
§ 1.1. Ключевые свойства полупроводниковых диодов и транзисторов.	5
§ 1.2. Схемы ограничения амплитуды	15
§ 1.3. Диодные схемы сравнения, фиксации уровня и временной селекции	30
§ 1.4. Дифференцирующие и интегрирующие цепи	38
§ 1.5. Расчет генератора ударного возбуждения	44
<i>Глава вторая.</i> Расчет генераторов импульсов прямоугольной формы	49
§ 2.1. Мультивибратор с коллекторно-базовыми связями в автоколебательном режиме	49
§ 2.2. Разновидности схем автоколебательных мультивибраторов	54
§ 2.3. Порядок расчета автоколебательных мультивибраторов	58
§ 2.4. Ждущий мультивибратор с коллекторно-базовыми связями	60
§ 2.5. Ждущий мультивибратор с эмиттерной связью	65
§ 2.6. Блокинг-генератор в автоколебательном режиме	70
§ 2.7. Ждущий режим работы блокинг-генератора	77
§ 2.8. Порядок расчета схем блокинг-генераторов	79
<i>Глава третья.</i> Синхронизация релаксационных генераторов и деление частоты повторения импульсов	83
§ 3.1. Краткая характеристика импульсных делителей и их классификация	83
§ 3.2. Синхронизация самовозбуждающихся релаксационных генераторов	84
§ 3.3. Делители частоты, выполненные на заторможенных импульсных генераторах	91
§ 3.4. Сложные схемы делителей	93
<i>Глава четвертая.</i> Расчет триггерных схем	96
§ 4.1. Статический режим симметричного триггера	96
§ 4.2. Запуск и быстроедействие симметричных триггеров	99
§ 4.3. Варианты схем симметричных триггеров	108
§ 4.4. Несимметричный триггер с эмиттерной связью	111
§ 4.5. Примеры расчета схем триггеров	114
<i>Глава пятая.</i> Расчет генераторов линейно-изменяющегося напряжения	120
§ 5.1. Характеристики линейно-изменяющегося напряжения	120
§ 5.2. Генератор ЛИН с зарядом конденсатора через резистор	121
§ 5.3. Генератор ЛИН с положительной обратной связью по напряжению	126
§ 5.4. Генератор ЛИН с емкостной отрицательной обратной связью	134

<i>Глава шестая.</i> Расчет генераторов линейно-изменяющегося тока	139
§ 6.1. Особенности магнитного отклонения и структурная схема генератора линейно-изменяющегося тока	139
§ 6.2. Расчет характеристик отклоняющих катушек	141
§ 6.3. Выбор схемы и расчетные соотношения для генератора ЛИТ	146
§ 6.4. Методика расчета ГЛИТ	155
Раздел II. Проектирование элементов цифровых устройств на микросхемах	
<i>Глава седьмая.</i> Системы логических интегральных схем	162
§ 7.1. Классификация схем	162
§ 7.2. Внешние характеристики и электрические параметры	163
§ 7.3. Схемы транзисторной логики с непосредственной и резистивной связью	169
§ 7.4. Схемы диодно-транзисторной логики	174
§ 7.5. Схемы транзисторно-транзисторной логики	177
§ 7.6. Схемы эмиттерно-связанной логики	178
§ 7.7. Схемы транзисторной логики с непосредственной связью на МОП-структурах	180
<i>Глава восьмая.</i> Синтез комбинационных схем	185
§ 8.1. Введение	185
§ 8.2. Основные аксиомы, теоремы и тождества алгебры логики	185
§ 8.3. Переключательные функции	189
§ 8.4. Минимизация переключательных функций	196
§ 8.5. Решение систем логических уравнений	208
§ 8.6. Модели логических элементов и схем	213
§ 8.7. Анализ логических схем	219
§ 8.8. Синтез комбинационных схем, свободных от состязаний	226
§ 8.9. Потенциальные и импульсные сигналы	230
<i>Глава девятая.</i> Синтез последовательностных схем	234
§ 9.1. Введение	234
§ 9.2. Модели последовательностных схем	235
§ 9.3. Асинхронные потенциальные автоматы	237
§ 9.4. Асинхронные потенциальные триггеры и элементы памяти	242
§ 9.5. Структурный синтез асинхронных потенциальных автоматов	247
§ 9.6. Абстрактный синтез асинхронных потенциальных автоматов	253
§ 9.7. Примеры синтеза асинхронных потенциальных автоматов	271
§ 9.8. Синхронные автоматы	278
§ 9.9. Синхронные элементы памяти	284
§ 9.10. Структурный синтез синхронных автоматов	294
<i>Глава десятая.</i> Логическое проектирование цифровых схем	299
§ 10.1. Введение	299
§ 10.2. Регистры	299
§ 10.3. Счетчики импульсов	301
§ 10.4. Дешифраторы	313
<i>Глава одиннадцатая.</i> Некоторые типовые устройства цифровых автоматических систем	315
§ 11.1. Принцип действия, построение и расчет цифровых измерителей временных интервалов	315

§ 11.2. Цифровые временные фиксаторы	327
§ 11.3. Цифровые измерители частоты колебаний	331
§ 11.4. Схемы управляемой дискретной задержки импульсов	332
§ 11.5. Проектирование систем визуальной индикации с десятичным отсчетом	340
§ 11.6. Логическое проектирование цифровых устройств	344
Список основных сокращений	354
Литература	355

*Васильева Валентина Петровна, Гришин Юрий Петрович,
Зюбенко Владимир Дмитриевич, Казаринов Юрий Михайлович,
Мармузов Григорий Васильевич, Пухальский Геннадий Иванович,
Толстяков Владимир Сергеевич*

РАСЧЕТ ЭЛЕМЕНТОВ
ИМПУЛЬСНЫХ
И ЦИФРОВЫХ СХЕМ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ
УСТРОЙСТВ

Редактор *Е. А. Орехова*. Художественный редактор
Т. М. Скворцова. Переплет художника *Ю. Д. Федичкина*.
Техн. редактор *Э. М. Чижевский*. Корректор *Р. К. Косинова*

Т-18978. Сдано в набор 18/VIII-75 г. Подп. к печати 10/XII-75 г.
Формат 60×90^{1/16}. Бум. тип. №2. Объем 22,5 печ. л. Усл. п. л. 22,5
Уч.-изд. л. 21,58. Изд. № ЭР-180. Тираж 30 000 экз. Цена 89 коп.

План выпуска литературы издательства
«Высшая школа» (вузы и техникумы) на 1976 г. Позиция № 127.
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14,
Издательство «Высшая школа».

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производ-
ственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени
А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комите-
те Совета Министров СССР по делам издательства, полиграфии
и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Гатчинская
ул., 26. Зак. 1982.

89к.

ИЗДАТЕЛЬСТВО МОСКВА
И 1976 ГОД



ВЫСШАЯ ШКОЛА