

**Б. В. ПЕРЛОВ**



# ТРИГГЕРЫ С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ НА ТРАНЗИСТОРАХ С ПРОВОДИМОСТЬЮ РАЗНОГО ТИПА



• ЭНЕРГИЯ •

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

---



*Выпуск 18*

Б. В. ПЕРЛОВ

ТРИГГЕРЫ  
С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ  
НА ТРАНЗИСТОРАХ  
С ПРОВОДИМОСТЬЮ  
РАЗНОГО ТИПА



«ЭНЕРГИЯ»

---

МОСКВА 1969

6Ф2

П26

УДК 621.373.54

**Перлов Б. В.**

- П 26 Триггеры с эмиттерной связью на транзисторах с проводимостью разного типа. М., «Энергия», 1969. 112 с. с илл. (Библиотека по радиоэлектронике. Вып. 18).

В книге рассматриваются триггеры с эмиттерной и коллекторно-базовыми связями, в которых один из транзисторов имеет *p-n-p* проводимость, а другой — проводимость типа *n-p-n*.

Приводится методика и примеры расчета, а также результаты экспериментального исследования различных триггеров. Анализируются несколько вариантов схем запуска триггеров и производится их сравнение. Для триггера с эмиттерной связью выведены соотношения, позволяющие рассчитать пороговые уровни и их стабильность при изменении температуры, нагрузки и колебаниях напряжений источников питания.

Книга может быть полезна инженерно-техническим работникам и студентам, специализирующимся в области радиоэлектроники.

**3-4-2**

**313-69**

**6Ф2**

*Перлов Борис Владимирович*

**Триггеры с эмиттерной связью на транзисторах с проводимостью разного типа**

**Редактор Г. В. Шейнин**

**Технический редактор О. Д. Кузнецова**

**Корректор И. А. Володяева**

Сдано в набор 28/1 1969 г.

Подписано к печати 7/II 1969 г.

Т-08/67

Формат 84×108<sup>1/16</sup>

Бумага типографская № 1

Усл. печ. л. 5,88

Уч.-изд. л. 6,06

Тираж 12 000 экз.

Цена 32 коп.

Зак. 2042

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома  
Комитета по печати при Совете Министров СССР.  
Шлюзовая наб., 10.

## ВВЕДЕНИЕ

Благодаря высокой экономичности, надежности и виброустойчивости, малому весу и габаритам, хорошим ключевым свойствам транзисторные элементы и устройства находят все большее применение в радиоэлектронике.

Особое место среди транзисторных импульсных устройств, применяемых в радиотехнике, измерительной аппаратуре, автоматике, электронных вычислительных машинах занимают триггеры.

Они используются в качестве делителей частоты следования импульсов, бинарных счетных ячеек, дискриминаторов напряжения, формирователей и т. д.

Обычно применяемые в настоящее время триггеры выполняются на транзисторах одноступенчатой проводимости (на транзисторах типа  $p-n-p$ , либо  $n-p-n$ ), и поэтому в схемном отношении очень напоминают аналогичные ламповые устройства — триггеры с катодной связью (триггеры Шмитта) и соответственно триггеры с анодно-источными связями. В литературе имеется подробный анализ работы этих схем, методика их расчета.

Наличие транзисторов разного типа проводимости в ряде случаев значительно расширяет возможности применения триггерных схем и меняет их технические показатели. Однако в настоящее время отсутствуют работы, посвященные количественному анализу и инженерному расчету подобных устройств.

В настоящей книге производится попытка восполнить этот пробел применительно к триггеру с эмиттерной связью (рис. 1), в котором транзистор  $T_1$  (входной) имеет проводимость типа  $p-n-p$ , а другой транзистор  $T_2$  (выходной) — проводимость типа  $n-p-n$ , и к триггеру с коллекторно-базовыми связями (рис. 15), два транзистора которого также имеют разнотипную проводимость.

В триггерах на транзисторах разного типа проводимости в одном из состояний устойчивого равновесия оба транзистора одновременно открыты, а в другом (исходном) — одновременно закрыты. Отсюда видно одно из достоинств, заключающееся в том, что в исходном состоянии устойчивого равновесия триггеры на транзисторах разнотипной проводимости потребляют очень незначительную энергию от источников питания. Это обстоятельство позволяет рекомендовать такие триггеры

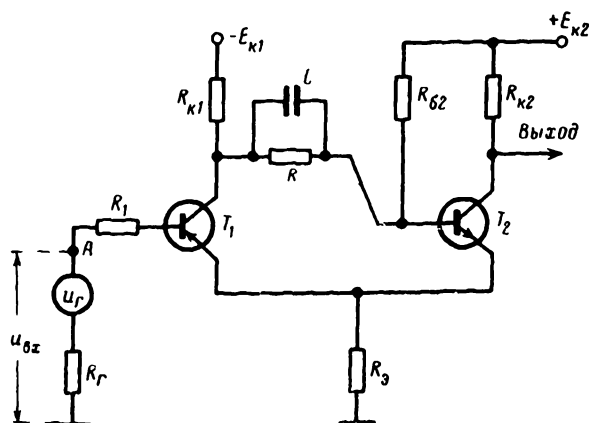


Рис. 1. Схема триггера с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости.

для использования в устройствах, работающих в течение коротких промежутков времени, при условии, что источники питания имеют ограниченную емкость и не отключаются продолжительное время (в устройствах с большим временем ожидания), например, в телефонии, в приборах сигнализации, в электронных переносных устройствах и т. п.

Другим положительным свойством триггеров на транзисторах разного типа проводимости является то, что с коллекторов двух одновременно закрытых транзисторов снимаются напряжения взаимнопротивоположной полярности по отношению к эмиттерным выводам. При открытых транзисторах напряжения между их коллекторами близки к нулевому значению, а потенциалы коллекторов весьма незначительно отличаются от потенциалов эмиттеров транзисторов. Таким образом, с коллекторов транзисторов триггера возможно снимать им-

пульсные напряжения с большой амплитудой, близкой к суммарному напряжению двух источников коллекторного питания. Амплитуда снимаемых с коллекторов обоих транзисторов триггера напряжений почти вдвое может превышать предельно допустимые коллекторные напряжения транзисторов, применяемых в триггере. Наличие напряжений взаимопротивоположной полярности на коллекторах закрытых транзисторов позволяет, в частности, осуществлять весьма экономичную и простую индикацию состояний устойчивого равновесия триггера с помощью неоновых ламп, включаемых последовательно с ограничительным сопротивлением между коллекторами обоих транзисторов.

К недостаткам триггеров на транзисторах разного типа проводимости следует отнести наличие в них двух источников питания противоположной полярности и неодинаковое время восстановления состояний устойчивого равновесия. Однако первый из указанных недостатков может быть устранен использованием одного источника питания и делителя напряжений на сопротивлениях. Кроме того, в этом отношении триггер с коллекторно-базовыми связями на транзисторах разного типа проводимости не является более сложным устройством по отношению к наиболее часто используемому триггеру на транзисторах однотипной проводимости с внешним смещением, в котором тоже имеются два автономных источника напряжений для питания коллекторных и базовых цепей транзисторов. Другой из указанных недостатков также может быть устранен схемными методами и рациональным выбором режимов работы транзисторов.

Книга включает три главы, первая из которых посвящена анализу состояний устойчивого равновесия, переходных явлений и методике инженерного расчета триггера с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости. Во второй главе рассмотрены вопросы расчета пороговых уровней в триггере с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости и их стабильности. Третья глава посвящена анализу процессов в триггере с коллекторно-базовыми связями на транзисторах разного типа проводимости и методике его инженерного расчета. Основные положения подтверждены экспериментально и иллюстрируются примерами расчета.

Наряду с анализом триггеров на транзисторах различного типа проводимости в книге освещен ряд вопросов, слабо отраженных в литературе и представляющих интерес при проектировании и наладке триггеров на транзисторах однотипной проводимости.

Автор искренне благодарен канд. техн. наук Е. Х. Караерову и И. Ф. Колесникову за полезные советы и помощь в работе, старшему научному сотруднику канд. техн. наук О. О. Фирсову, тщательно изучившему рукопись и сделавшему ряд ценных замечаний при рецензировании, а также Г. В. Шейнину — редактору данной книги.

# ГЛАВА ПЕРВАЯ

## ТРИГГЕР С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ НА ТРАНЗИСТОРАХ РАЗНОГО ТИПА ПРОВОДИМОСТИ

### 1. Общая характеристика триггера

Триггеры с эмиттерной связью обычно используются в качестве дискриминаторов напряжений, преобразователей медленно меняющегося колебания произвольной формы в последовательность прямоугольных импульсов, например в цифровых фазометрах и частотомерах. Триггеры с эмиттерной связью широко применяются в радиоприемных устройствах для восстановления искаженных импульсов, а также в качестве переключающих (перекидных) устройств в том случае, если управляющее напряжение представляет собой импульсы чередующейся полярности.

Очень часто триггеры с эмиттерной связью используются в преобразователях «напряжение-число» и целом ряде других электронных приборов.

Принципиальная схема триггера приведена на рис. 1. Схема имеет два устойчивых состояния, в которых оба транзистора ( $T_1$  и  $T_2$ ) закрыты либо открыты.

Сопротивления  $R_{K1}$  и  $R_{K2}$  являются коллекторными нагрузками для транзисторов;  $U_r$  — сигнал, управляющий триггером.

Сопротивление  $R_1$  служит для обеспечения необходимого режима базы транзистора  $T_1$ . Сопротивление  $R_{б2}$  при насыщении  $T_1$  обеспечивает необходимый ток базы транзистора  $T_2$ .

Сопротивление  $R$  служит для исключения шунтирования базового перехода  $T_2$  насыщенным транзистором  $T_1$ . При закрытых транзисторах через него подается запирающий потенциал на базу  $T_2$ .



Сопротивление  $R_3$  служит для обеспечения положительной обратной связи с  $T_2$  на  $T_1$ .  $C$  — форсирующая емкость.

## 2. Процессы, происходящие в триггере при изменении входного напряжения

Рассмотрим характер изменения токов и напряжений в зависимости от входного напряжения  $u_{вх}$  триггера по диаграммам, изображенным на рис. 2.

Пусть от источника напряжения  $u_T$  (рис. 1), обладающего внутренним сопротивлением  $R_T$ , через сопротивление  $R_1$  на вход триггера поступает отрицательное напряжение ( $u_{вх} = U_0$  на рис. 2) такой величины, что оба транзистора находятся в открытом и насыщенном состоянии. В этом состоянии через транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  протекают прямые коллекторные ( $I'_{к1}$ ,  $I'_{к2}$ ), базовые ( $I'_{б1}$ ,  $I'_{б2}$ ) и эмиттерные ( $I'_{э1}$ ,  $I'_{э2}$ ) токи. Здесь и в дальнейшем одним штрихом будут обозначаться токи и напряжения, соответствующие состоянию триггера, в котором выходной транзистор  $T_2$  открыт. Токи и напряжения, соответствующие состоянию триггера, в котором транзистор  $T_2$  закрыт, будут обозначаться двумя штрихами. Индексы «1» и «2» соответствуют параметрам, относящимся к входному ( $T_1$ ) и выходному ( $T_2$ ) транзисторам.

При входном напряжении  $u_{вх} = U_0$  по эмиттерному сопротивлению  $R_3$  токи  $I'_{э1}$  и  $I'_{э2}$  протекают во взаимно противоположных направлениях. Ток  $I'_{э1}$  протекает от общей точки триггера (корпуса) к эмиттерному выводу транзистора  $T_1$ , а ток  $I'_{э2}$  протекает от эмиттерного вывода транзистора  $T_2$  по направлению к корпусу триггера. В триггере обычно  $I'_{э2}$  (ток выходного транзистора) больше  $I'_{э1}$ , а следовательно, на эмиттерных выводах напряжение  $U'_э$  положительно по отношению к корпусу устройства. Напряжения на коллекторах открытых транзисторов  $U'_{к1}$  и  $U'_{к2}$  также положительны и близки к напряжению  $U'_э$  (однако с учетом падения напряжения на насыщенных транзисторах значение  $U'_{к1} < U'_э$ , а  $U'_{к2} > U'_э$ ). Близко к величине  $U'_э$  и базовое напряжение  $U'_{б2}$  транзистора  $T_2$ . Напряжение на базе входного транзистора  $U'_{б1}$  положительно относительно корпуса триггера, однако  $U'_{б1} < U'_э$ .

При повышении входного напряжения  $u_{вх}$  базовое напряжение увеличивается, а прямой базовый ток  $I'_{б1}$



уменьшается. Поскольку входной транзистор насыщен, коллекторный ток  $I'_{к1}$  остается практически неизменным, а эмиттерный ток  $I'_{э1}$  несколько уменьшается за счет изменения базового тока  $I'_{б1}$ . В связи с уменьшением тока  $I'_{б1}$  происходит некоторое повышение эмиттерного напряжения  $U'_{э}$ , поскольку эмиттерный ток насыщенного выходного транзистора практически не изменяется. С повышением напряжения  $U'_{э}$  несколько увеличиваются напряжения на коллекторах и базах обоих транзисторов  $U'_{к1}$ ,  $U'_{к2}$ ,  $U'_{б2}$  и  $U'_{б1}$ . Существенное изменение базового тока  $I'_{б1}$  при повышении входного напряжения происходит до тех пор, пока транзистор  $T_1$  находится в режиме насыщения.

При некотором входном напряжении  $u_{вх} = U_1$  (рис. 2) транзистор  $T_1$  начинает выходить из насыщения и его рабочая точка переходит в активную область характеристик. При дальнейшем повышении входного напряжения  $u_{вх} > U_1$  одновременно с уменьшением базового тока  $I'_{б1}$ , происходит уменьшение и его коллекторного тока, а следовательно понижается и коллекторное напряжение  $U'_{к1}$ . Вследствие падения коллекторного напряжения  $U'_{к1}$  увеличивается ток через сопротивление обратной связи  $R$  и, следовательно, уменьшается базовый ток выходного транзистора  $I'_{б2}$ . Триггер по-прежнему остается в первоначальном состоянии устойчивого равновесия. Плавное уменьшение базового тока  $I'_{б2}$  происходит до тех пор, пока выходной транзистор еще находится в насыщении.

При входном напряжении триггера  $u_{вх} = U'_{вх.л}$  (рис. 2) транзистор  $T_2$  выходит из насыщения. Теперь в активной области характеристик находятся рабочие точки обоих транзисторов. Резко повышается общий коэффициент усиления транзисторов и в триггере начинается лавинообразный процесс опрокидывания в другое состояние устойчивого равновесия. Во время лавинообразного процесса опрокидывания триггера с уменьшением базового тока выходного транзистора резко падает его коллекторный ток и соответственно скачком уменьшается падение напряжения на эмиттерном сопротивлении  $R_э$ . Вследствие падения напряжения на эмиттерах транзисторов возрастает напряжение база-эмиттер входного транзистора. Транзистор  $T_1$  начинает резко закрываться, что в свою очередь приводит к форсированному уменьшению его коллекторного напряже-

ния. Падение коллекторного напряжения входного транзистора вызывает еще более резкое уменьшение базового, а следовательно и коллекторного токов выходного транзистора и т. д.

В результате лавинообразного процесса опрокидывания транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  полностью закрываются и через них теперь протекают весьма малые обратные коллекторные ( $I''_{к1}$ ,  $I''_{к2}$ ), базовые ( $I''_{б1}$ ,  $I''_{б2}$ ) и эмиттерные ( $I''_{э1}$ ,  $I''_{э2}$ ) токи. Эмиттерное напряжение  $U''_э$  при этом падает практически до нулевого значения, а коллекторные напряжения  $U''_{к1}$  и  $U''_{к2}$  увеличиваются по абсолютной величине. При этом напряжение  $U''_{к2} \approx E_{к2}$ , а величина коллекторного напряжения  $|U''_{к1}| < |E_{к1}|$ , поскольку по сопротивлению  $R_{к1}$  помимо обратного коллекторного тока входного транзистора протекает резко возросший ток, ответвляющийся в сопротивление обратной связи  $R$ .

Таким образом, напряжение генератора входного сигнала  $u_r = U'_{гн}$ , соответствующее входному напряжению  $U'_{вх.п}$ , является одним из пороговых уровней триггера, при котором оба транзистора переходят из открытого состояния в полностью закрытое. В дальнейшем значение  $U'_{гн}$  будем называть напряжением срабатывания триггера.

Все значения токов и напряжений в схеме, соответствующие началу лавинообразного процесса, в результате которого оба транзистора закрываются, будем называть *пороговыми* и помечать дополнительным индексом «п». Например  $I'_{б1п}$  и  $U'_{б1п}$  — пороговые значения тока и напряжения на базе входного транзистора, при которых транзистор  $T_2$  начинает закрываться и т. д.

При дальнейшем увеличении входного напряжения  $u_{вх} > U'_{вх.п}$  повышается базовое напряжение  $U''_{б1}$  закрытого входного транзистора, а следовательно, увеличивается и его напряжение база—эмиттер  $U'_{бэ1}$ . Остальные напряжения и токи в схеме изменяются весьма незначительно.

Следует учитывать, что с целью исключения выхода из строя транзисторов входное напряжение не рекомендуется чрезмерно увеличивать с тем, чтобы напряжения база—эмиттер и база—коллектор входного транзистора не превысили их максимально допустимых паспортных величин.

Рассмотрим далее характер изменения токов и напряжений в триггере при снижении уровня входного сигнала.

Как видно из рис. 2, при уменьшении напряжения  $u_{вх}$  вплоть до величины  $U_{II}$ , меньшей напряжения  $U_I$  и тем более меньшей значения  $U'_{вх.п.}$  в триггере плавно падают напряжение  $U''_{б1}$  на базе входного транзистора и его напряжение база-эмиттер  $U''_{бэ1}$ . Остальные напряжения и токи в схеме практически не изменяются.

При входном напряжении  $u_{вх} = U_{II}$  напряжение база — эмиттер  $U''_{бэ1}$  становится равным напряжению открывания транзистора  $T_1$ . Рабочая точка входного транзистора перемещается в активную область характеристик и при последующем снижении внешнего напряжения  $u_{вх}$  транзистор  $T_1$  начинает все больше и больше открываться. Возрастают прямые токи  $I''_{б1}$ ,  $I''_{к1}$  и  $I''_{э1}$ , протекающие через входной транзистор, а напряжение на его коллекторе  $U''_{к1}$  повышается. Вследствие возрастания эмиттерного тока  $I''_{э1}$  — уменьшается напряжение  $U''_э$  на эмиттерных выводах транзисторов (напряжение  $U''_э$  становится отрицательным относительно корпуса устройства). В результате увеличения напряжения  $U''_{к1}$  повышается и напряжение  $U''_{б2}$  на базе транзистора  $T_2$ . Поскольку напряжение  $U''_э$  уменьшается, а напряжение  $U''_{б2}$  увеличивается, происходит сравнительно интенсивное повышение напряжения  $U''_{бэ2}$  между базой и эмиттером выходного транзистора.

При входном напряжении  $u_{вх} = U'_{вх.п.}$  напряжение  $U''_{бэ2}$ , увеличиваясь, достигает напряжения  $U_{бэ2}$  открывания выходного транзистора. Теперь рабочая точка выходного транзистора, так же как и входного переходит в активную область характеристик. При этом резко возрастает общий коэффициент усиления обоих транзисторов и в триггере начинается второй лавинообразный процесс опрокидывания в первоначальное состояние устойчивого равновесия.

В начале лавинообразного процесса опрокидывания триггера возрастают прямые токи, протекающие через транзистор  $T_2$ . Вследствие увеличения эмиттерного тока  $I''_э$  повышается напряжение  $U''_э$  на эмиттерах транзисторов, в результате чего входной транзистор начинает открываться более интенсивно. Резко возрастают прямые токи, протекающие через транзистор  $T_1$ ,

а напряжение на его коллекторе повышается. Положительный скачок коллекторного напряжения входного транзистора через ускоряющий конденсатор  $C$  и сопротивление обратной связи  $R$  передается на базу выходного транзистора, еще более открывая его и т. д.

В результате этого лавинообразного процесса транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  открываются. Таким образом, напряжение  $u_{\Gamma} = U''_{\Gamma\text{п}}$ , соответствующее входному напряжению  $U''_{\text{вх.п}}$ , является вторым пороговым уровнем триггера.

В дальнейшем значение  $U''_{\Gamma\text{п}}$  будем называть напряжением отпущения, а все напряжения и токи в триггере, соответствующие началу второго лавинообразного процесса опрокидывания триггера, будем также называть пороговыми и помечать дополнительным индексом «п». Например,  $I'_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$  являются пороговыми током и напряжением на базе входного транзистора, соответствующими началу открывания транзистора  $T_2$ . Следует отметить, что пороговые напряжения ( $U'_{\text{б1п}}$ ,  $U''_{\text{б1п}}$ ) и токи ( $I'_{\text{б1п}}$ ,  $I''_{\text{б1п}}$ ) на базе входного транзистора в отличие от пороговых напряжений срабатывания и отпущения, а также входных напряжений  $U'_{\text{вх.п}}$  и  $U''_{\text{вх.п}}$  не зависят от внутреннего сопротивления внешнего генератора и добавочных сопротивлений в базовой цепи входного транзистора, а определяются только параметрами транзисторов, напряжениями источников питания и сопротивлениями  $R_{\text{к1}}$ ,  $R_{\text{к2}}$ ,  $R$ ,  $R_{\text{б2}}$  и  $R_{\text{э}}$ .

В результате второго опрокидывания триггера резко возрастает базовый ток входного транзистора. Поскольку генератор входного сигнала обладает внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma} \neq 0$ , то вследствие резкого возрастания базового тока транзистора  $T_1$  скачкообразно повышается напряжение  $u_{\text{вх}}$ , измеряемое между точкой  $A$  (рис. 1) и корпусом устройства. На рис. 2 отмечено, что входное напряжение  $u_{\text{вх}}$  в результате второго опрокидывания триггера повышается до значения  $U_{\text{III}}$ .

Следует указать, что в результате первого опрокидывания триггера при пороговом напряжении  $u_{\Gamma} = U'_{\Gamma\text{п}}$  также наблюдается скачкообразное изменение базового тока входного транзистора. При этом базовый ток сначала, уменьшаясь, даже изменяет свое направление. Поэтому после первого опрокидывания триггера входное напряжение также несколько уменьшается. Однако на рис. 2 это изменение входного напряжения не отме-

чено, поскольку скачок базового тока транзистора  $T_1$  в результате первого опрокидывания триггера весьма невелик.

И, наконец, рассмотрим процессы в триггере после его второго опрокидывания. Как видно из рис. 2, при последующем уменьшении входного напряжения  $u_{вх} < U_{III}$  происходит уменьшение напряжения  $U'_{б1}$  и возрастание тока  $I'_{б1}$ . Вследствие возрастания базового тока  $I'_{б1}$  происходит некоторое уменьшение эмиттерного напряжения  $U'_{э}$ , а следовательно, снижается и напряжение  $U'_{б2}$ . Остальные токи и напряжения в триггере остаются практически неизменными. Оба транзистора открыты и насыщены. Триггер находится в первоначальном состоянии устойчивого равновесия.

При повышении входного напряжения процессы в триггере повторяются.

Выше были рассмотрены зависимости токов и напряжений в триггере от величины входного напряжения. В соответствии с показанными на рис. 2 диаграммами могут быть получены эпюры напряжений в характерных точках триггера при входном сигнале любой формы.

Например, на рис. 3 представлены эпюры напряжений в триггере при входном сигнале синусоидальной формы. В момент  $t_0$  оба транзистора триггера открыты и насыщены. Вследствие протекания по сопротивлению  $R_3$  прямых эмиттерных токов транзисторов, причем  $I'_{э2} > I'_{э1}$ , напряжение  $U'_{э}$  в этот момент положительно. Следовательно, положительные напряжения и на других электродах транзисторов относительно корпуса устройства, поскольку падение напряжения на открытых и насыщенных транзисторах весьма незначительно. При  $t > t_0$  входное напряжение повышается, уменьшается базовый, а следовательно, и эмиттерный ток входного транзистора, в результате чего несколько увеличивается напряжение  $U_{э}$ . Соответственно незначительно повышаются напряжения на других электродах транзисторов. В момент  $t_1$  базовый ток  $I'_{б1}$  уменьшается настолько, что входной транзистор выходит из насыщения. В промежутке времени  $t_1 < t < t_2$  плавно уменьшается коллекторный ток  $I'_{к1}$  и напряжение  $U'_{к1}$ . Напряжения в других точках схемы продолжают расти. Возрастает ток через сопротивление обратной связи  $R$  и уменьшается ток базы выходного транзистора  $I'_{б2}$ . Вследствие падения тока  $I'_{б2}$  в момент  $t_2$  транзистор  $T_2$  выходит из насыщения и в триггере начинается лавинообразный процесс опрокидывания в другое состояние устойчивого равновесия. Напряжения на эмиттерах, коллекторе входного и базе выходного транзисторов скачкообразно уменьшаются, а коллекторное напряжение выходного транзистора резко повышается, поскольку в результате лавинообразного процесса оба транзистора полностью закрываются. В промежутке времени  $t_2 < t < t_3$  оба транзистора полностью закрыты, напряжения на их электродах не изменяются, за исключением напряжения на базе входно-

го транзистора, форма которого соответствует характеру изменения входного сигнала.

Напряжение на эмиттерах в этот промежуток времени близко к нулю, поскольку по эмиттерному сопротивлению протекают во взаимнопротивоположных направлениях весьма незначительные обратные эмиттерные токи обоих транзисторов. Коллекторные напряжения транзисторов близки к напряжениям источников питания, но меньше их, поскольку по коллекторным сопротивлениям протекают обратные коллекторные токи транзисторов, а по сопротивлению  $R_{к1}$ , кроме того, протекает ток, ответвляющийся в сопротивление обратной связи  $R$ .

В момент  $t_3$  входное напряжение уменьшается настолько, что открывается транзистор  $T_1$ . В промежуток времени  $t_3 < t < t_4$  увеличиваются прямые токи электродов входного транзистора, а выходной транзистор по-прежнему закрыт. Вследствие повышения коллекторного и эмиттерного токов несколько увеличиваются напряжения  $U''_{к1}$  и  $U''_{б2}$ , а напряжение на эмиттерах транзисторов  $U''_э$  понижается. Уменьшается и напряжение на базе транзистора  $T_1$  за счет понижения напряжения  $U''_э$  и входного напряжения триггера. В момент  $t_4$  напряжение  $U''_{б2}$  повышается настолько, что выходной транзистор открывается. Поскольку теперь открыты оба транзистора, в схеме начинается лавинообразный процесс, в результате которого оба транзистора полностью открываются и переходят в насыщенное состояние. Скачкообразно повышается эмиттерное напряжение, а следовательно, резко увеличиваются базовые напряжения обоих транзисторов и коллекторное напряжение  $T_1$ , и уменьшается коллекторное напряжение выходного транзистора. В промежутке времени  $t_4 < t < t_5$  в соответствии с законом изменения входного напряжения изменяется базовый ток, а следовательно, и эмиттерный ток входного транзистора. Поэтому эмиттерное напряжение сначала плавно уменьшается, а затем увеличивается, повторяя в значительно меньшем масштабе форму входного сигнала. Напряжения на остальных

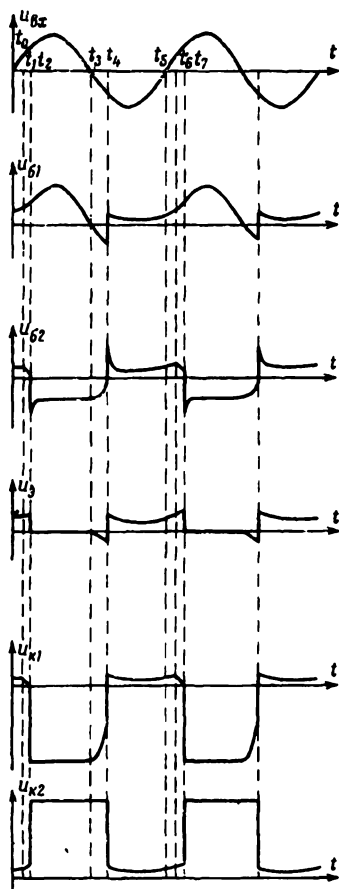


Рис. 3. Эпюры напряжений в триггере.

$a$  — на входе;  $b$  — на базе входного транзистора;  $в$  — на базе выходного транзистора;  $г$  — на эмиттерах транзисторов;  $д$  — на коллекторе входного транзистора;  $е$  — на коллекторе выходного транзистора.



электродах полностью открытых транзисторов изменяются аналогично эмиттерному напряжению  $U'_a$ . После момента  $t_8$  процессы в триггере повторяются.

### 3. Расчетные соотношения

Рассмотрим состояние устойчивого равновесия триггера, в котором открыты оба транзистора. Направление токов для этого случая показано на рис. 4.

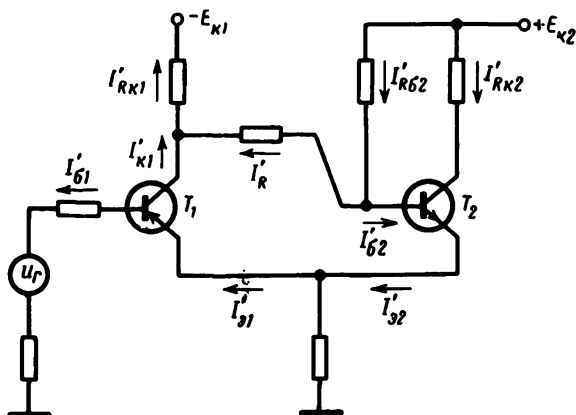


Рис. 4. Схема триггера с указанием направления токов при открытых транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ .

В рассматриваемом состоянии устойчивого равновесия оба транзистора должны быть насыщены, для чего требуется выполнение следующих неравенств:

$$\left. \begin{aligned} I'_{б1} &> I_{бн1}; \\ I'_{б2} &> I_{бн2}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $I_{бн1}$  и  $I_{бн2}$  — базовые токи, при которых транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  находятся на грани насыщения.

Для обеспечения надежной работы триггера коллекторные токи  $I'_{к1}$  и  $I'_{к2}$  открытых транзисторов не должны превышать их максимально допустимых паспортных величин  $I_{к.макс}$  в режиме переключения:

$$\left. \begin{aligned} I'_{к1} &< I_{к1.макс}; \\ I'_{к2} &< I_{к2.макс}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Величины коллекторных токов связаны с токами базы известным соотношением

$$\left. \begin{aligned} I'_{к1} &= I_{кн1} = \beta_1 I_{бн1}; \\ I'_{к2} &= I_{кн2} = \beta_2 I_{бн2}; \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $\beta_1$  и  $\beta_2$  — коэффициенты усиления по току транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  в схеме с общим эмиттером.

При открытых транзисторах в триггере выполняются следующие очевидные соотношения:

$$I'_{к2} = I'_{R_{к2}}; \quad (4)$$

$$I'_{б2} = I'_{R_{б2}} - I'_R; \quad (5)$$

$$I'_{R_{б2}} R_{б2} = E_{к2} - U'_{б2} - U'_э; \quad (6)$$

$$U'_э = (I'_{э2} - I'_{э1}) R_э; \quad (7)$$

$$I'_{э1} = I'_{к1} + I'_{б1}; \quad (8)$$

$$I'_{R_{к2}} R_{к2} = E_{к2} - U'_{к2} - U'_э; \quad (9)$$

$$I_R R = U'_{б2} + |U'_{кэ1}|; \quad (10)$$

$$I'_{R_{к1}} = I'_{к1} + I'_R; \quad (11)$$

$$U'_э + I'_{б1} (R_э + R_1) = U'_э - |U'_{бэ1}|; \quad (12)$$

$$I'_{R_{к1}} R_{к1} = |E_{к1}| - |U'_{кэ1}| + U'_э; \quad (13)$$

$$I'_{э2} = I'_{к2} + I'_{б2}. \quad (14)$$

Из выражений (4) и (9), а также (5), (6) и (10) имеем:

$$I'_{к2} = \frac{E_{к2} - U'_{кэ2} - U'_э}{R_{к2}}; \quad (15)$$

$$I'_{б2} = \frac{E_{к2} - U'_{бэ2} - U'_э}{R_{б2}} - \frac{U'_{бэ2} + |U'_{кэ1}|}{R}. \quad (16)$$

Аналогично из соотношений (10), (11), (12) и (13)

$$I'_{к1} = \frac{|E_{к1}| - |U'_{кз1}| + U'_{з} - U'_{бз2} - |U'_{кз1}|}{R_{к1}}; \quad (17)$$

$$I'_{б1} = \frac{U'_{з} - |U'_{бз1}| - U_{Г}}{R_{Г} + R_1}. \quad (18)$$

Здесь  $U'_{кз}$  и  $U'_{бз}$  — напряжения коллектор—эмиттер и база—эмиттер открытых насыщенных транзисторов.

В формулах (10), (12), (13) и (16)—(18) знаки соответствуют абсолютным значениям напряжений на электродах открытых транзисторов и источников питания.

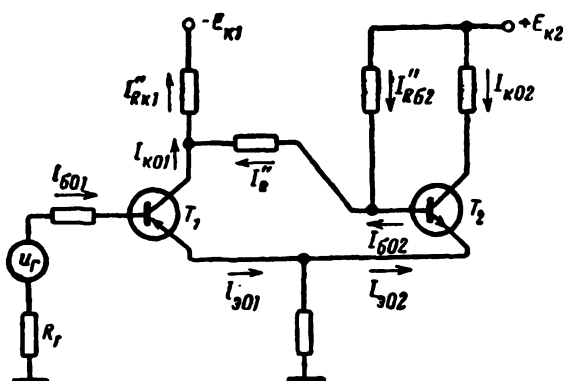


Рис. 5. Схема триггера с указанием направления токов при закрытых транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ .

Рассмотрим другое состояние устойчивого равновесия триггера, в котором оба транзистора закрыты. Направление токов для этого случая показано на рис. 5.

Транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  будут закрыты, если напряжения между электродами база—эмиттер  $U''_{бз}$  подчиняются следующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} U''_{бз1} &> U_{б01}; \\ U''_{бз2} &< U_{б02}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

где  $U_{б01}$  и  $U_{б02}$  — напряжения открывания транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , измеренные между базой и эмиттером (рис. 6).

В выражении (19) знаки неравенств взяты с учетом полярности напряжений.

Как видно из рис 6, в том случае, если действительное напряжение  $U_1$  между базой и эмиттером превышает по абсолютной величине напряжение  $U_{60}$ , то появляется прямой ток базы  $I_{61}$  и, следовательно, транзистор открывается.

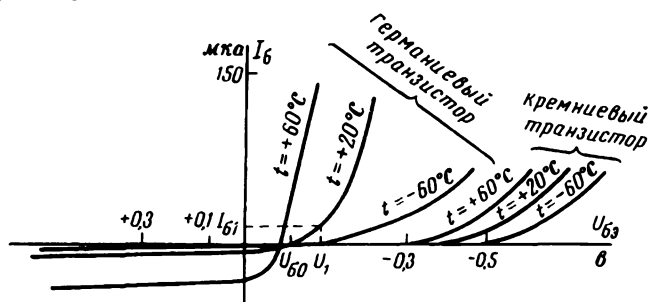


Рис. 6. Типовые входные характеристики низкочастотных транзисторов типа  $p-n-p$  в схеме с общим эмиттером.

Для надежной работы триггера необходимо, чтобы напряжения на коллекторах закрытых транзисторов по абсолютной величине не превышали максимально допустимого паспортного значения  $U_{кз.макс}$ , т. е.

$$|U''_{кз1}| < |U_{кз1макс}|. \quad (20)$$

$$U_{кз2} < U_{кз2макс}.$$

При закрытых транзисторах в триггере выполняются следующие соотношения:

$$I''_{R_{к2}} = I_{к02}; \quad (21)$$

$$I_{602} = I''_R - I''_{R_{62}}; \quad (22)$$

$$I''_{R_{к2}} R_{г2} = E_{к2} - U''_{кз2} - U''_3; \quad (23)$$

$$I''_{R_{62}} R_{62} = E_{к2} - U''_{632} - U''_3; \quad (24)$$

$$I''_R R = |U''_{кз1}| + U''_{632}; \quad (25)$$

$$U''_3 = (I_{301} - I_{302}) R_3; \quad (26)$$

$$I''_{R_{к1}} = I_{к01} + I''_R; \quad (27)$$

$$-I_{601} (R_{г1} + R_1) + U_{г1} = U''_{61}, \quad (28)$$

$$U''_{\delta 1} = U''_{\delta} + U''_{\delta \delta 1}; \quad (25)$$

$$I''_{R_{K1}} R_{K1} = |E_{K1}| - |U''_{K\delta 1}| + U''_{\delta}; \quad (30)$$

$$I_{\delta 01} = I_{\delta 01} + I_{K01}; \quad (31)$$

$$I_{\delta 02} = I_{\delta 02} + I_{K02}, \quad (32)$$

где  $I_{\delta 0}$ ,  $I_{K0}$  и  $I_{\delta 0}$  — обратные токи базы, коллектора и эмиттера транзисторов;  $U_{K\delta 1, 2}$  и  $U_{\delta \delta 1, 2}$  — напряжения коллектор—эмиттер и база—эмиттер закрытых транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

Напряжения  $U''_{\delta \delta 1}$  и  $U''_{\delta}$  должны учитываться со своими знаками.

Из выражений (22), (24), (25), (27) и (30) получим:

$$|U''_{K\delta 1}| \approx \frac{|E_{K1}| R + U''_{\delta} R - I_{K01} R R_{K1} - U''_{\delta \delta 1} R_{K1}}{R + R_{K1}}, \quad (33)$$

$$U''_{\delta \delta 2} = \frac{(E_{K2} - U''_{\delta} + I_{\delta 02} R_{\delta 2})(R + R_{K1}) - \dots}{R + R_{K1} + R_{\delta 2}} \dots \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{-(|E_{K1}| + U''_{\delta} - I_{K01} R_{K1}) R_{\delta 2}}{R + R_{K1} + R_{\delta 2}} \quad (34)$$

Аналогично из соотношений (21), (23), (28) и (29) определяем:

$$U''_{K\delta 2} = E_{K2} - U''_{\delta} - I_{K02} R_{K2}; \quad (35)$$

$$U''_{\delta \delta 1} = U_{\Gamma} + I_{\delta 01} (R_{\Gamma} + R_1) - U''_{\delta}. \quad (36)$$

Из выражений (7) и (15) находим  $R_{\delta}$  и  $R_{K\delta}$ :

$$R_{\delta} = \frac{U'_{\delta}}{I'_{\delta 2} - I'_{\delta 1}}; \quad (37)$$

$$R_{K\delta} = \frac{E_{K2} - U'_{K\delta 2} - U'_{\delta}}{I'_{K2}}. \quad (38)$$

Величина сопротивления  $R$  для исключения шунтирования базовой цепи  $T_2$  открытым транзистором  $T_1$  должна быть:

$$R \gg r_{вх2}, \quad (39)$$

где  $r_{вх2}$  — входное сопротивление транзистора  $T_2$  в схеме с общим эмиттером.

С другой стороны делитель  $R_{K1}$ ,  $R$ ,  $R_{\delta 2}$  должен обеспечить условие закрывания транзистора  $T_2$ . Величина

$R$  для обеспечения этого условия находится из (34) и (19)

$$R < \frac{(|E_{K1}| + U'_{\alpha} - I_{K01} R_{K1}) R_{62} + U_{602} (R_{K1} + R_{62}) - \dots}{E_{K2} - U'_{\alpha} + \dots} \dots \dots \dots \frac{-(E_{K2} - U'_{\alpha} + I_{602} R_{62}) R_{K1}}{+ I_{602} R_{62} - U_{602}}. \quad (40)$$

Кроме того, из соотношения (33) с учетом (20) находим:

$$R < \frac{|U_{K31\text{макс}}| R_{11} + U'_{632} R_{K1}}{|E_{K1}| - U'_{\alpha} - I_{K01} R_{K1} - |U_{K31\text{макс}}|}. \quad (41)$$

Из трех уравнений (16), (17), (40) могут быть однозначно найдены сопротивления  $R$ ,  $R_{62}$  и  $R_{K1}$ . При этом с точки зрения лучшей чувствительности триггера  $R$  желательно брать ближе к значению, вычисленному по формуле (40).

Точные формулы для вычисления этих сопротивлений громоздки и неудобны при инженерных расчетах. Кроме того, найденные расчетным путем значения сопротивлений должны затем округляться до величин, определяемых ГОСТ. К тому же точный расчет оправдывается лишь в тех случаях, когда точно известны параметры конкретных транзисторов, предназначенных для использования в рассчитываемом устройстве при вполне определенных условиях (устойчивая температура, стабильные источники питания и т. п.).

При проектировании триггеров со взаимозаменяемыми элементами и предназначенных для работы при изменении внешних условий эксплуатации представляется более целесообразным, пренебрегая некоторыми незначительными величинами в расчетных формулах, производить вычисления приближенные, как это обычно бывает в инженерной практике.

Так, пренебрегая незначительными напряжениями на электродах открытых насыщенных транзисторов по сравнению с напряжениями источников питания ( $E_{K2} \gg |U'_{K31}|$ ,  $E_{K2} \gg U'_{632}$ ,  $|E_{K1}| \gg |U'_{K31}|$ ,  $|E_{K1}| \gg U'_{632}$ ), из выражений (16) и (17) найдем формулы для вычисления сопротивлений  $R_{62}$  и  $R_{K1}$ :

$$R_{62} = \frac{E_{K2} - U'_{\alpha}}{I'_{62}}; \quad (42)$$

$$R_{K1} = \frac{|E_{K1}| + U'_{\alpha}}{I'_{K1}}. \quad (43)$$

С учетом того, что  $U''_3 \approx 0$ , а  $I_{K0} \approx I_{B0}$ , сопротивление  $R$  находится из выражения

$$R \leq \frac{(E_{K1} - I_{K01} R_{K1}) R_{G2} - (E_{12} + I_{K02} R_{G2}) R_{11}}{E_{K2} + I_{K02} R_{G2}}. \quad (44)$$

При этом необходимо брать максимально возможные значения  $I_{K01,2}$ , а полученное значение  $R$  округлять до ближайшего меньшего значения шкалы ГОСТ.

В случае, если триггер работает в нормальных условиях и при  $|E_{K2}| = |E_{K1}|$  имеем:

$$R < R_{G2} - R_{K1}. \quad (45)$$

Выражением (45) можно пользоваться только при прикидочных расчетах.

Соотношения, используемые при расчете входной цепи триггера, будут более подробно рассмотрены в главе II.

#### 4. Расчет триггера по постоянному току

В зависимости от функций, выполняемых триггером, а также предъявляемых к нему требований порядок расчета может быть различным. Однако во всех случаях используются в тех или иных модификациях одни и те же основные соотношения.

Рассмотрим порядок расчета триггера по постоянному току, если заданы следующие условия:

амплитуда выходных импульсов на коллекторах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  —  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$ ;

максимальная и минимальная рабочая температура  $t_{\max}$  и  $t_{\min}$ ;

допуск на отклонение напряжений источников питания  $\delta_E = \Delta E/E$ ;

допуск на отклонение величин сопротивлений относительно номинальных значений  $\delta_R = \Delta R/R$ ;

характер и величина нагрузки, подключенной к транзистору  $T_2$ .

При расчете необходимо стремиться к тому, чтобы мощность, потребляемая триггером, была минимальной.

Отличие в порядке расчета для различных нагрузок в основном заключается в выборе режима триода  $T_2$ .

Ниже дается порядок расчета триггера, нагрузка которого очень мала и может не учитываться.

В конце приводится отличие в расчетах для нескольких, наиболее часто встречающихся вариантов подключения нагрузки.

*Проектирование начинается с выбора транзисторов.* Обычно в триггерах применяются маломощные (с мощностью рассеивания  $P_{\text{макс}} < 0,3$  вт) германиевые и кремниевые транзисторы. Германиевые транзисторы обладают лучшими ключевыми свойствами, чем кремниевые, и поэтому при одинаковой рассеиваемой мощности они допускают работу с большими коллекторными токами. Триггеры на германиевых транзисторах в этом случае имеют меньшие выходные сопротивления, чем на кремниевых. При равных предельно допустимых напряжениях германиевые транзисторы обеспечивают получение несколько большей амплитуды выходных импульсов.

Однако обратные токи переходов у кремниевых транзисторов существенно ниже, чем у германиевых. Верхняя граничная температура кремниевых транзисторов ( $t_{\text{макс}} = +150^\circ\text{C}$ ) больше, чем германиевых ( $t_{\text{макс}} = +60^\circ\text{C}$ ), хотя нижняя предельная температура тех и других транзисторов приблизительно одинакова ( $t_{\text{мин}} = -60^\circ\text{C}$ ).

Можно рекомендовать применение кремниевых транзисторов в том случае, если верхняя граничная температура  $t_{\text{макс}} > +60^\circ\text{C}$ . В остальных случаях обычно используются германиевые транзисторы.

В зависимости от требуемого минимального временного интервала между моментами переключения  $T_{\text{мин}}$  в триггере могут применяться низкочастотные ( $f_a \leq 3$  МГц), среднечастотные ( $3$  МГц  $< f_a \leq 30$  МГц) или высокочастотные ( $30$  МГц  $< f_a \leq 300$  МГц) транзисторы. Здесь  $f_a$  — граничная частота усиления транзистора по току.

Можно рекомендовать применение низкочастотных транзисторов при  $T_{\text{мин}} > 1,5$  мксек. При меньших временных интервалах между моментами переключения триггера следует применять более высокочастотные транзисторы. В случае выбора среднечастотных и высокочастотных транзисторов нужно учитывать, что дрейфовые транзисторы обладают худшими ключевыми свойствами, чем сплавные, и предпочтение следует отдавать последним.



Кроме того, в справочниках и технических условиях на транзисторы в настоящее время стали указывать основное назначение того или иного типа транзисторов — работа в схемах усиления или переключающих схемах. Желательно применять последние.

В зависимости от требуемой амплитуды выходных импульсов и с учетом падения напряжения  $U_{\text{э}}$ , допустимое напряжение коллектор—база транзисторов  $U_{\text{кб.макс}}$  должно удовлетворять условию

$$\left. \begin{aligned} |U_{\text{кб1 макс}}| &> (0,9 \div 0,95) U_{m1}; \\ U_{\text{кб2 макс}} &> (1,1 \div 1,25) U_{m2}. \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

В условиях массового производства и возможности замены транзисторов в пределах выбранного типа расчет триггера ведут исходя из необходимости обеспечения слабого насыщения транзисторов с минимальным коэффициентом усиления по току  $\beta_{\text{мин}}$ . Поскольку коэффициент  $\beta$  уменьшается с понижением температуры, слабое насыщение транзисторов должно обеспечиваться при нижней граничной температуре  $t_{\text{мин}}$ . При этом транзисторы с коэффициентом усиления  $\beta > \beta_{\text{мин}}$  будут находиться в режиме более глубокого насыщения. При чрезмерно глубоком насыщении транзисторов триггер может потерять работоспособность вследствие того, что носовые носители в области базы не успевают рассасываться за время переключения. Поэтому при выборе нужно отдавать предпочтение транзисторам с возможно меньшим технологическим и температурным разбросом экстремальных значений коэффициента усиления  $\beta_{\text{макс}} - \beta_{\text{мин}}$  с тем, чтобы коэффициент насыщения транзисторов  $S_{\text{н}}$  в самых неблагоприятных условиях работы триггера не превышал

$$S_{\text{н}} < 6 \div 8. \quad (47)$$

Чем меньше величина  $S_{\text{н}}$ , тем меньше должно быть изменение входного тока, обеспечивающего переключение триггера.

*После выбора транзисторов необходимо определить их режимы работы (рабочие токи и напряжения на электродах), экстремальные значения коэффициентов усиления  $\beta_{\text{макс}}$  и  $\beta_{\text{мин}}$ , и обратные токи электродов при выбранных режимах работы транзисторов.*

Напряжения источников питания выбираются в следующих пределах:

$$\left. \begin{aligned} (1,05 - 1,1) |U_{кб1 \text{ макс}}| > |E_{к1}| > U_{т1}; \\ U_{кб2 \text{ макс}} > E_{к2} > (1,1 - 1,2) U_{т2}. \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

При выборе напряжения  $E_{к1}$  учитывается, что при открытых транзисторах напряжение на их эмиттерах составляет:

$$U'_э \approx (0,1 - 0,2) E_{к2}, \quad (49)$$

а при закрытых транзисторах  $U''_э \approx 0$ , однако за счет протекания тока  $I'_R$  по сопротивлению  $R_{к1}$  напряжение на коллекторе входного транзистора на 5—10% по абсолютной величине ниже напряжения источника коллекторного питания  $E_{к1}$ .

Напряжение источника питания  $E_{к2}$  выбирается с учетом обеспечения условия (49) в состоянии триггера, при котором оба транзистора открыты, и с учетом исключения выхода из строя закрытого транзистора  $T_2$  в другом состоянии устойчивого равновесия за счет чрезмерно высокого напряжения на коллекторе выходного транзистора.

При выборе напряжений источников питания необходимо учитывать, что для повышения надежности не следует допускать работу закрытых транзисторов в предельных режимах по напряжению. С этой точки зрения в соответствии с выражениями (48) желательно выбирать напряжения  $|E_{к1}|$  и  $E_{к2}$  в 1,5—2 раза ниже предельных значений межэлектродных напряжений транзисторов.

Рабочие токи открытых транзисторов  $I'_{к1}$  и  $I'_{к2}$  должны более чем на порядок превышать максимально возможные токи коллекторных переходов  $I_{к01 \text{ макс}}$  и  $I_{к02 \text{ макс}}$ :

$$I'_{к1} > 10 I_{к01 \text{ макс}}; \quad (50)$$

$$I'_{к2} > 10 I_{к02 \text{ макс}}. \quad (51)$$

Во всех случаях коллекторные токи открытых транзисторов не должны превышать их максимально допустимых паспортных значений в режиме переключения

$$I'_{к1, 2} < I_{к1, 2 \text{ макс}}. \quad (52)$$

Для повышения надежности работы триггера целесообразно выбирать токи  $I'_{к1, 2}$ , превышающие половину максимально допустимых коллекторных токов,

а одновременное применение предельных режимов работы транзисторов по току и напряжению [Л. 14, 15] вообще недопустимо.

При выборе рабочих токов транзисторов, кроме того, необходимо учитывать зависимость коэффициентов усиления  $\beta$  от тока коллектора.

Наибольшая чувствительность триггера к изменению входного тока достигается при большом коэффициенте усиления по току транзистора  $T_1$ . При этом ток  $I'_{к1}$  должен соответствовать максимально возможному значению коэффициента усиления  $\beta_1$ . Для маломощных транзисторов, например, максимальное значение коэффициента усиления  $\beta$  обычно достигается при коллекторных токах  $I'_{к1} = 7 \div 20$  ма.

При выборе тока необходимо учитывать и среднюю мощность, потребляемую триггером. При закрытых транзисторах мощность расходуется только в базовой цепи  $T_2$  и зависит главным образом от  $R_{б2}$ . При открытых транзисторах потребление в основном определяется коллекторными токами.

В зависимости от соотношения длительности этих состояний нужно либо стремиться к большей величине  $\beta$  (основное время транзисторы закрыты), либо к меньшей величине  $I_{к1,2}$ , определяемой (50), (51).

Для обеспечения открывания транзистора  $T_1$  при открывании выходного транзистора в соответствии с формулой (7) эмиттерный ток  $I'_{э2}$  должен превышать ток  $I'_{э1}$ . Поэтому и коллекторный ток открытого выходного транзистора должен превышать коллекторный ток полностью открытого транзистора  $T_1$ . Триггер обычно устойчиво работает при

$$I'_{к2} \geq 2I'_{к1}. \quad (53)$$

Базовые токи открытых транзисторов определяются в соответствии с выражениями (3). Поскольку необходимо обеспечить слабое насыщение транзисторов с наименьшими коэффициентами усиления, то определение базовых токов нужно производить по формулам

$$I'_{б1,2} = \frac{I'_{к1,2}}{\beta_{1,2\min}}. \quad (54)$$

где коэффициенты  $\beta_{1\min}$  и  $\beta_{2\min}$  определяются по справочникам [Л. 14, 15] с учетом их технологического разброса и температурной зависимости при выбранных токах  $I'_{к1}$  и  $I'_{к2}$ .

Коэффициент усиления  $\beta$  уменьшается на 30—50% при уменьшении температуры до  $-60^\circ\text{C}$  относительно его значения, измеренного при нормальной температуре. Поэтому величины  $\beta_{1,2\text{ мин}}$  необходимо определять при нижней граничной температуре  $t_{\text{мин}}$  заданной в условиях расчета.

Кроме величин  $\beta_{1,2\text{ мин}}$ , нужно по справочникам для транзисторов определить максимально возможные в заданных условиях (при верхней граничной температуре с учетом технологического разброса) величины коэффициентов усиления  $\beta_{1,2\text{ макс}}$ , после чего вычисляются максимально возможные коэффициенты насыщения транзисторов

$$S_{\text{н1,2 макс}} = \frac{\beta_{1,2\text{ макс}}}{\beta_{1,2\text{ мин}}} \quad (55)$$

Полученные значения  $S_{\text{н1,2 макс}}$  не должно превышать величин, определяемых формулой (47).

Эмиттерные токи открытых транзисторов определяются по формулам (8) и (14).

Напряжения закрывания транзисторов  $U_{\text{б01,2}}$  определяются по входным характеристикам транзисторов (рис. 6).

Для германиевых транзисторов обычно  $|U_{\text{б0}}| = 0,05—0,15$  в при температуре  $t = 20^\circ\text{C}$ , а для кремниевых  $|U_{\text{б0}}| = 0,4—0,5$  в. С увеличением температуры до  $60^\circ\text{C}$  напряжение  $|U_{\text{б0}}|$  уменьшается на 0,1—0,15 в, а с понижением температуры до  $-60^\circ\text{C}$ ; это напряжение увеличивается на 0,15—0,2 в относительно его значения, измеренного при нормальной температуре.

Обратные токи переходов закрытого транзистора зависят от температуры и приложенного напряжения. Обычно обратный базовый ток  $I_{\text{б0}}$  незначительно отличается от обратного тока коллекторного перехода  $I_{\text{к0}}$  в схеме с общей базой. Поэтому при расчетах можно принимать  $I_{\text{б0}} \approx I_{\text{к0}}$ .

При известном напряжении коллектора закрытого транзистора  $U''_{\text{к}} \approx E_{\text{к}}$  и максимальной температуре  $t_{\text{макс}} > 20^\circ\text{C}$  максимальное значение обратного коллекторного тока можно определить по формуле

$$I_{\text{к0 макс}} \approx I'_{\text{к0н}} \cdot 2^{\frac{t_{\text{макс}} - 20^\circ}{T}} + \frac{E_{\text{к}}}{r_{\text{к0}}}, \quad (56)$$

где  $I_{1,011}$  — начальное значение обратного тока коллекторного перехода при температуре  $t=20^\circ\text{C}$ ;  
 $v = 9 \div 12$  для германиевых транзисторов;  
 $v = 7 \div 8,5$  для кремниевых транзисторов;  
 $r_{к0}$  — коллекторное сопротивление закрытого транзистора, определенное по коллекторной характеристике, соответствующей эмиттерному току  $I_{э0}=0$ .

Обычно  $r_{к0} \geq 1 \text{ Мом}$  и при расчетах ориентировочно можно принимать  $r_{к0} \approx 1 \text{ Мом}$ .

Начальное значение обратного тока коллекторного перехода  $I'_{к0}$ , измеряемое при небольших запирающих напряжениях ( $0,2-0,3 \text{ в}$ ) слабо изменяется при понижении температуры от нормальной до  $-60^\circ\text{C}$  и это изменение при расчетах можно не учитывать.

Для многих типов транзисторов зависимости тока  $I_{к0}$  от температуры и режима питания приводятся в справочниках, что может быть использовано при расчетах.

Напряжения на электродах открытых насыщенных транзисторов  $U'_{кэ1}$ ,  $U'_{кэ2}$ ,  $U'_{бэ1}$ ,  $U'_{бэ2}$  обычно по абсолютной величине не превышают  $0,2-0,3 \text{ в}$  у германиевых сплавных и  $0,7-1,2 \text{ в}$  у кремниевых транзисторов. При повышении температуры до  $60^\circ\text{C}$  базовые напряжения уменьшаются по абсолютной величине на  $0,05-0,15 \text{ в}$ , а при понижении температуры до  $-60^\circ\text{C}$  — увеличиваются на  $0,1-0,2 \text{ в}$ .

Рассеиваемая мощность на открытом транзисторе определяется по формуле

$$P_{\text{рас}} \approx U'_{кэ} I'_к + U'_{бэ} I'_б. \quad (57)$$

После выбора транзисторов и определения режимов их работы необходимо убедиться, что рассеиваемая мощность, определенная по формуле (57), не превышает ее допустимого паспортного значения

$$P_{\text{рас}} < P_{\text{макс}}. \quad (58)$$

Следует учитывать, что не допускается работа транзисторов в предельных режимах одновременно по рассеиваемой мощности и по токам или напряжениям.

Расчет остальных элементов производится обычно по упрощенным формулам с последующей проверкой возможности обеспечения состояний устойчивого равновесия триггера по более точным соотношениям.

Обычно триггер работает устойчиво, если падение напряжения на эмиттерном сопротивлении выбирается в соответствии с формулой (49). Величина амплитуды импульса на коллекторном сопротивлении  $R_{k2}$  при этом составляет 80—90% от напряжения источника коллекторного питания.

В соответствии с выражением (37) определяется сопротивление  $R_3$ . Далее находим  $R_{k2}$  (38),  $R_{62}$  (42),  $R_{k1}$  (43). Их вычисленные значения необходимо округлять в меньшую сторону до величин, определяемых ГОСТ.

Затем по формуле (44) вычисляется сопротивление  $R$ .

При расчете сопротивления  $R$ , обеспечивающего устойчивую работу триггера в условиях верхней граничной температуры, определение максимальных значений токов  $I_{k0}$  и  $I_{60}$  производится по формуле (56).

При расчете сопротивления  $R$ , обеспечивающего устойчивую работу триггера в условиях нижней граничной температуры, можно не учитывать температурного изменения токов  $I_{k0}$  и  $I_{60}$  по сравнению с их значениями при температуре 20°С.

После выбора сопротивлений, используемых в триггере, проверяются условия (16) и (17). В правильно рассчитанном триггере правые части этих выражений должны несколько превышать токи  $I'_{k1}$  и  $I'_{62}$ , принятые при расчете, в крайнем случае образуя равенства при нижней граничной температуре, т. е. при максимальных абсолютных значениях напряжения  $U_{602}$ .

В том случае, если заданы допуски  $\delta_E$  и  $\delta_R$  на отклонение напряжений и величин сопротивлений от номинальных, то расчетные формулы (37), (38), (40), (42), (43) и (44) соответственно видоизменяются следующим образом:

$$R_3 \geq \frac{U'_3 (1 - \delta_E)}{(I'_{32} - I'_{31}) (1 - \delta_R)}; \quad (59)$$

$$R < \frac{[|E_{k1}| (1 - \delta_E) - I_{k01} R_{k1} (1 + \delta_R)] R_{62} (1 - \delta_R) - \dots - [|E_{k2}| (1 + \delta_E) + I_{k02} R_{62} (1 - \delta_R)] R_{k1} (1 + \delta_R)}{(1 + \delta_R) [|E_{k2}| (1 - \delta_E) + \dots + I_{k02} R_{62} (1 - \delta_R)]}; \quad (60)$$

$$R_{k2} \leq \frac{E_{k2} (1 - \delta_E) - U'_3 (1 + \delta_E) - U'_{k02}}{I'_{k02} (1 + \delta_R)}; \quad (61)$$

$$R < \frac{[|E_{K1}|(1-\delta_E) + U'_{\alpha} - I_{K01}R_{K1}(1+\delta_R)] \times}{(1+\delta_R)[E_{K2}(1-\delta_E) - U'_{\alpha} + \dots]} \dots \rightarrow$$

$$\dots \frac{\times R_{G2}(1-\delta_R) + U_{G02}[R_{K1}(1+\delta_R) + R_{G2}(1-\delta_R)]}{+ I_{G02}R_{G2}(1-\delta_R) - U_{G02}} \dots$$

$$- \frac{[E_{K2}(1+\delta_E) - U'_{\alpha} + I_{G02}R_{G2}(1-\delta_R)] R_{K1}(1+\delta_R)}{\times (1+\delta_R)[E_{K2}(1-\delta_E) - U'_{\alpha} + I_{G02}R_{G2}(1-\delta_R) - U_{G02}]}; \quad (62)$$

$$R_{G2} \leq \frac{E_{K2}(1-\delta_E) - U'_{\alpha}(1+\delta_E)}{I'_{G2}(1+\delta_R)}; \quad (63)$$

$$R_{K1} \leq \frac{(|E_{K1}| + U'_{\alpha})(1-\delta_E)}{I'_{K1}(1+\delta_R)}. \quad (64)$$

Формулы (16) и (17) при этом принимают вид:

$$I'_{G2} \leq \frac{(E_{K2} - U'_{\alpha})(1-\delta_E) - U'_{G22}}{R_{G2}(1+\delta_R)} - \frac{U'_{G22} + |U'_{K21}|}{R(1-\delta_R)}; \quad (65)$$

$$I'_{K1} \leq \frac{(|E_{K1}| + U'_{\alpha})(1-\delta_E) - |U'_{K21}|}{R_{K1}(1+\delta_R)} -$$

$$- \frac{U'_{G22} + |U'_{K21}|}{R(1-\delta_R)}. \quad (66)$$

Мощности, потребляемая триггером при открытых транзисторах, определяется по формуле

$$P'_0 \approx |E_{K1}| \left( \frac{|E_{K1}| + U'_{\alpha} - |U'_{K21}|}{R_{K1}} \right) +$$

$$+ E_{K2} \left( \frac{E_{K2} - U'_{\alpha} - U'_{K22}}{R_{K2}} + \frac{E_{K2} - U'_{\alpha} - U'_{G22}}{R_{G2}} \right). \quad (67)$$

При закрытых транзисторах потребляемая мощность равна:

$$P''_0 \approx \frac{|E_{K1}|^2}{R_{K1} + R} + \frac{E_{K2}^2}{R_{G2}}. \quad (68)$$

Средняя потребляемая мощность при скважности выходного импульсного напряжения, равной двум, определяется как

$$P_0 = \frac{P'_0 + P''_0}{2}. \quad (69)$$

При наличии нагрузки порядок расчета может несколько видоизменяться.

Оценим достоинства и недостатки двух возможных способов подключения активной нагрузки  $R_H$ : параллельно сопротивлению  $R_{K2}$ , либо между коллектором транзистора  $T_2$  и корпусом устройства.

При подключении нагрузки  $R_H$  параллельно сопротивлению  $R_{K2}$  и открытом транзисторе  $T_2$  напряжение  $U'_H$ , ток  $I'_H$  и мощность  $P'_H$ , выделяемая на нагрузке, соответственно равны:

$$U'_H \approx E_{K2} - U'_3 \approx (0,8 \div 0,9) E_{K2}; \quad I'_H \approx \frac{E_{K2} - U'_3}{R_H};$$

$$P'_H \approx \frac{(E_{K2} - U'_3)^2}{R_H}.$$

Ток, протекающий по сопротивлению  $R_{K2}$ , при этом равен  $I'_{R_{K2}} = \frac{E_{K2} - U'_3}{R_{K2}}$ . Поскольку для данного способа под-

ключения нагрузки  $I'_{K2} = I'_{R_{K2}} + I'_H$ , при малых сопротивлениях нагрузки  $R_H \ll R_{K2}$  практически весь коллекторный ток открытого транзистора  $T_2$  ответвляется в сопротивление нагрузки, т. е.  $I'_H \approx I'_{K2}$ , а величина  $P'_H \approx (0,8 \div 0,9) E_{K2} I'_{K2}$ .

В другом состоянии равновесия триггера при закрытом транзисторе  $T_2$  по сопротивлению  $R_H$  протекает часть небольшого обратного тока  $I_{K02}$ , т. е. практически ток нагрузки  $I''_H \approx 0$ , а следовательно, напряжение на нагрузке  $U''_H$  и расходуемая в ней мощность  $P''_H$  равны  $U''_H \approx 0$  и  $P''_H \approx 0$ . Следовательно, амплитуда выходного импульса при таком подключении нагрузки равна  $U_m \approx (0,8 - 0,9) E_{K2}$ . Достоинством включения нагрузки параллельно сопротивлению  $R_{K2}$  или вместо этого сопротивления является то, что в исходном состоянии равновесия триггера мощность, выделяемая в нагрузке  $P''_H$  близка к нулю. Кроме того, при открытых транзисторах мощность, выделяемая на нагрузке, составляет (80—90) % от той, которую может обеспечить выходной транзистор.

При наличии нагрузки  $R_H$  во всех ранее приведенных соотношениях, в частности в формуле (38), вместо сопротивления  $R_{K2}$  необходимо учитывать результирую-



щее сопротивление  $R_{\Sigma 2}$ , являющееся сопротивлением параллельной цепи из величин  $R_{\kappa 2}$  и  $R_{\Pi}$ , т. е.

$$R_{\Sigma 2} = \frac{R_{\kappa 2} R_{\Pi}}{R_{\kappa 2} + R_{\Pi}}.$$

Значение сопротивления  $R_{\kappa 2}$  находится из формулы

$$R_{\kappa 2} = \frac{R_{\Sigma 2} R_{\Pi}}{R_{\Pi} - R_{\Sigma 2}}.$$

Выбор выходного транзистора необходимо производить с учетом того, чтобы в нагрузке обеспечивался требуемый ток ( $I'_{\kappa 2} \geq I'_{\Pi}$ ) и напряжение ( $U_{\kappa 2 \text{ макс}} \geq 1,2 U'_{\Pi}$ ).

Проводимость выходного транзистора выбирается в зависимости от требуемого направления тока нагрузки.

В случае подключения активной нагрузки  $R_{\Pi}$  между коллектором выходного транзистора и корпусом устройства по сопротивлению  $R_{\Pi}$  при закрытых транзисторах триггера протекает ток  $I''_{\Pi} \approx \frac{E_{\kappa 2}}{R_{\kappa 2} + R_{\Pi}}$ , а напряжение на нагрузке равно

$$U''_{\Pi} \approx \frac{E_{\kappa 2} R_{\Pi}}{R_{\kappa 2} + R_{\Pi}}.$$

Соответственно мощность, выделяемая на нагрузке, равна  $P''_{\Pi} \approx \left( \frac{E_{\kappa 2}}{R_{\kappa 2} + R_{\Pi}} \right)^2 R_{\Pi}$ .

При открытых транзисторах и значении  $R_{\Sigma} \ll R_{\Pi}$  напряжение, ток и мощность, выделяемая на нагрузке, соответственно равны  $U'_{\Pi} \approx U'_{\Theta}$ ;  $I'_{\Pi} \approx U'_{\Theta} / R_{\Pi}$ ;

$$P'_{\Pi} \approx (U'_{\Theta})^2 / R_{\Pi}.$$

Следовательно, амплитуда импульсов, формируемых на нагрузке, равна:

$$U_m = U''_{\Pi} - U'_{\Pi} \approx \frac{E_{\kappa 2} R_{\Pi}}{R_{\Pi} + R_{\kappa 2}} - U'_{\Theta}$$

и при  $R_{\Pi} = R_{\kappa 2}$  составляет около  $0,3 E_{\kappa 2}$ .

Таким образом, при малых сопротивлениях  $R_n$  перепад мощности на нагрузке  $P''_n - P'_n$  сравнительно невелик и составляет (15—25) % от того, что можно получить от выходного транзистора. Кроме того, в исходном состоянии равновесия, когда триггером потребляется небольшая энергия, через нагрузку протекает ток и в ней расходуется дополнительная мощность  $P''_n$ . Поэтому подобное подключение нагрузки, особенно малых сопротивлений  $R_n$ , энергетически менее выгодно, чем при подключении нагрузки параллельно сопротивлению  $R_{к2}$ . Для увеличения амплитуды выходного напряжения и снижения бесполезно расходимой мощности зачастую целесообразно подключение нагрузки  $R_n$  к коллектору выходного транзистора триггера через эмиттерный повторитель.

**Пример 1 расчета триггера.** Рассчитать триггер с эмиттерной связью на транзисторах разнотипной проводимости для следующих технических условий:  $U_{m1} \geq 9$  в;  $U_{m2} \geq 9$  в,  $t_{\max} = 60^\circ \text{C}$ ,  $t_{\min} = -60^\circ \text{C}$ ,  $\phi_n = \phi_e = 0,05$ ;  $P_0 < 1$  вт;  $f_{\max} \geq 200$  кГц.

Выбираем транзисторы типа П15 (р-п-р) и П11 (п-п-п), параметры которых приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры	Транзисторы	
	П15	П11
$f_a$	$\geq 2$ МГц	$\geq 2$ МГц
$\beta_{\min}$ при $t = -60^\circ \text{C}$	10	10
$\beta_{\max}$ при $t = +60^\circ \text{C}$	60	50
$I_{к0}$ при $t = 20^\circ \text{C}$ , $[U_k] = 5$ в	15 мка	15 мка
$I_{к0 \max}$ при $t = 60^\circ \text{C}$ , $[U_k] = 10$ в	250 мка	250 мка
$I_{к \max}$	150 ма	150 ма
$U_{кб \max}$	-15 в	+15 в
$P_{\max}$	150 мвт	150 мвт
$U_{к0}$ при $t = 20^\circ \text{C}$	-0,1 в	+0,1 в
$U_{б0}$ при $t = 20^\circ \text{C}$	-0,12 в	+0,12 в
$U_{б0}$ при $t = -60^\circ \text{C}$	-0,3 в	+0,3 в
$U_{б0}$ при $t = 60^\circ \text{C}$	~0	~0

По формуле (55) вычисляем  $S_{н1 \max} = 6$ ;  $S_{н2 \max} = 5$ , т. е. условие (47) выполняется. В соответствии с (50) — (53) определяется  $I'_{к1} = 5$  ма,  $I'_{к2} = 10$  ма. По (54) вычисляем  $I'_{б1} = 0,5$  ма;  $I'_{б2} = 1$  ма. По формулам (8) и (14) рассчитываем  $I'_{э1} = 5,5$  ма и  $I'_{э2} = 11$  ма и далее по (57) и (58) проверяем:

$$P_{рас1} = 0,1 \cdot 5 \cdot 10^{-3} + 0,3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} = 0,65 \cdot 10^{-3} \text{ вт} < P_{макс1};$$

$$P_{рас2} = 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} + 0,3 \cdot 10^{-3} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ вт} < P_{макс2}.$$

В соответствии с (48) и (49) выбирается:

$$E_{K1} = -12 \text{ в}; E_{K2} = +12 \text{ в}; U'_{\text{с}} = 1,5 \text{ в.}$$

По формулам (59) — (64) рассчитывается:

$$R_3 \geq \frac{1,5(1 - 0,05)}{(11 - 5,5) \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,05)} = 250 \text{ ом};$$

$$R_{K2} \leq \frac{12(1 - 0,05) - 0,1 - 1,5(1 + 0,05)}{10 \cdot 10^{-3}(1 + 0,05)} = 930 \text{ ом};$$

$$R_{62} < \frac{12(1 - 0,05) - 1,5(1 + 0,05)}{10^{-3}(1 + 0,05)} = 9,4 \text{ ком};$$

$$R_{K1} \leq \frac{(12 + 1,5)(1 - 0,05)}{5 \cdot 10^{-3}(1 + 0,05)} = 2,45 \text{ ком.}$$

Принимаем  $R_3 = 270 \text{ ом}$ ;  $R_{K2} = 910 \text{ ом}$ ;  $R_{62} = 8,2 \text{ ком}$ ;  $R_{K1} = 2,2 \text{ ком}$ .

При  $t = t_{\text{макс}} = 60^\circ \text{С}$  имеем:

$$R \leq \frac{[(12(1 - 0,05) - 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3(1 + 0,05))] 8,2 \cdot 10^3(1 - \dots \rightarrow \\ \leftarrow \dots \frac{-0,05) - [12(1 + 0,05) + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3(1 - \dots \rightarrow \\ + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 8,2 \cdot 10^3(1 - 0,05)] \dots \rightarrow \\ \leftarrow \dots \frac{-0,05)] 2,2 \cdot 10^3(1 + 0,05)}{= 3,68 \text{ ком.}}$$

Принимаем:

$$R = 3,6 \text{ ком.}$$

По (65) и (66) проверяется:

$$I'_{K1} \leq \frac{(12 + 1,5)(1 - 0,05) - 0,1}{2200(1 + 0,05)} - \frac{0,5 + 0,1}{3600(1 - 0,05)} = 5,6 \text{ ма};$$

$$I'_{62} \leq \frac{(12 - 1,5)(1 - 0,05) - 0,5}{8200(1 + 0,5)} - \frac{0,5 + 0,1}{3600(1 - 0,05)} = 1 \text{ ма.}$$

Таким образом, сопротивления  $R_{62}$ ,  $R$  и  $R_{K1}$  выбраны правильно. По формулам (67) и (68) находится потребляемая мощность:

$$P'_0 \approx \frac{12(12 + 1,5 - 0,1)}{2200} + 12 \left( \frac{12 - 1,5 - 0,1}{910} + \right. \\ \left. + \frac{12 - 1,5 - 0,3}{8200} \right) = 0,213 \text{ вт};$$

$$P''_0 \approx \frac{12^2}{2200 + 3600} + \frac{12^2}{8200} = 0,0425 \text{ вт};$$

$$P_0 = \frac{0,213 + 0,0425}{2} = 0,128 \text{ вт.}$$

**Данные экспериментальных исследований.** В соответствии с изложенной методикой было рассчитано и экспериментально проверено большое количество триггеров на германиевых и кремниевых транзисторах разнотипной проводимости (использовались транзисторы типа П9А, П10, П10А, П10Б, П11, П11А, П13Б, П14, П14А, П14Б, П15, П15А, П16, П16А, П16Б, П101—П103, П104—П106).

Результаты экспериментальных исследований подтвердили правомерность применения изложенной методики расчета триггеров с эмиттерной связью на транзисторах разнотипной проводимости, предназначенных для работы в широком температурном диапазоне, при нестабильности источников питания и использовании взаимозаменяемых элементов.

Например, в табл. 2 приведены некоторые экспериментальные данные для триггера, рассчитанного в примере 1. В этой таблице приведены пределы изменения напряжений источников питания для этого триггера, а также потребляемые токи при напряжениях  $|E_{к1}| = E_{к2} = 12$  в и мощность, потребляемая триггером при различных состояниях его устойчивого равновесия.

В табл. 2  $I'_{E_{к1}}$  и  $I'_{E_{к2}}$  — токи, потребляемые от источников  $E_{к1}$  и  $E_{к2}$  при открытых транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ ,  $I''_{E_{к1}}$  и  $I''_{E_{к2}}$  — потребляемые токи при закрытых транзисторах.

Таблица 2

$E_{к1}$ при $E_{к2}=12$ в	$E_{к2}$ при $E_{к1}=-12$ в	$E_{к1}$ при $E_{к2}=+7$ в	$E_{к2}$ при $E_{к1}=-9$ в	$I'_{E_{к2}}$	
1	2	3	4	5	
$-(9-23)$ в	$+(7-16)$ в	$-(5-13)$ в	$+(5,5-12,5)$ в	12,5 ма	

$I''_{E_{к2}}$	$I'_{E_{к1}}$	$I''_{E_{к1}}$	$P'_0$	$P''_0$	$P_0$
6	7	8	9	10	11
1,92 ма	6,5 ма	1,9 ма	0,228 вт	0,046 вт	0,137 вт

Мощность, потребляемая триггером при различных состояниях устойчивого равновесия, определялась по формулам

$$P'_0 = |E_{к1}| I'_{E_{к1}} + E_{к2} I'_{E_{к2}};$$

$$P''_0 = E_{к1} I''_{E_{к1}} + E_{к2} I''_{E_{к2}}.$$

Мощность  $P_0$  была вычислена по формуле (69).

Как видно из табл 2, триггер устойчиво работает при изменении напряжений источников питания в пределах  $\pm 25\%$ .

## 5. Переходные процессы в триггере

Характер переходных процессов и время переключения триггера зависит от формы и амплитуды входного сигнала, параметров элементов устройства, в том числе и от характеристик используемых транзисторов.

Различают *прямое и обратное переключение триггера*. При *прямом переключении* ранее закрытые транзисторы открываются, а в процессе *обратного переключения* прежде открытые транзисторы закрываются. Большее из времен прямого или обратного переключения обратно пропорционально быстродействию триггера, характеризуемого максимально возможной частотой входного сигнала, при которой еще обеспечивается нормальная работа устройства.

*Общая длительность процесса переключения триггера соответствует времени протекания трех стадий: подготовки, регенеративной стадии и восстановления.* В триггере с эмиттерной связью длительности стадий подготовки и восстановления обычно различны при прямом и обратном переключении.

Рассмотрим характер переходного процесса для случая прямого переключения триггера при действии на его входе отрицательного перепада напряжения. В течение *стадии подготовки*, начинающейся в момент поступления на вход триггера скачка напряжения, резко возрастает прямой базовый ток входного транзистора и снижается потенциал эмиттеров.

Однако появление коллекторного тока при включении транзистора  $T_1$  задерживается на некоторый промежуток  $\Delta t_1$  в связи с конечной скоростью протекания диффузии носителей заряда в базовой области. Через время  $\Delta t_1$  появляется прямой коллекторный ток входного

транзистора, который затем увеличивается по закону, близкому к экспоненциальному. В результате увеличения коллекторного тока повышается потенциал коллектора. Положительный перепад напряжения через форсирующий конденсатор  $C$  передается на базу закрытого выходного транзистора. Стадия подготовки оканчивается в тот момент, когда напряжение на базе выходного транзистора повысится настолько, что его напряжение база — эмиттер превысит напряжение закрывания  $U_{бз0}$ , с некоторым запаздыванием  $\Delta t_2 \approx \Delta t_1$  появится прямой коллекторный ток, а коэффициент усиления петли положительной обратной связи при открывании обоих транзисторов, повышаясь, превзойдет единицу.

В течение следующей *регенеративной стадии* происходит опрокидывание триггера. Рабочие точки обоих транзисторов в течение всей стадии регенерации находятся в активной области характеристик. Поскольку коэффициент усиления петли обратной связи при этом превышает единицу, с открыванием выходного транзистора появляется и все увеличивается его прямой эмиттерный ток, следовательно, повышается потенциал эмиттеров транзисторов, входной транзистор еще более открывается и т. д. Стадия оканчивается в тот момент, когда коллекторный ток выходного транзистора достигнет значения коллекторного тока насыщения  $I_{кн2}$ , а коэффициент усиления петли обратной связи вновь уменьшится и станет меньше единицы.

В течение *стадии восстановления* происходит насыщение транзисторов и разряд форсирующего конденсатора до напряжения, соответствующего новому состоянию устойчивого равновесия. Разряд производится по трем цепям: через сопротивление  $R$ , через переходы база—эмиттер открытого выходного транзистора и эмиттер—коллектор входного транзистора, а также через сопротивления  $R_{к1}$ ,  $R_{б2}$  и источники питания.

Оценим длительность каждой из рассмотренных стадий при прямом переключении триггера.

Время включения транзистора  $T_1$  в стадии подготовки определяется в соответствии с выражением

$$t_{1кл} = \tau_3 \ln \frac{\beta_1 I_{б1}}{\beta_1 I_{б1} - n I_{кн1}}, \quad (70)$$

где  $I_{б1}$  — базовый ток транзистора  $T_1$  при поступлении на его вход отрицательного перепада напряжения;

$\tau_\beta$  — эффективное время жизни неосновных носителей заряда в области базы, отражающее частотную зависимость коэффициента усиления  $\beta$ ;

$n$  — коэффициент, учитывающий относительный уровень тока  $I_{к1}/I_{кн1}$ , при котором скачок напряжения на базе транзистора  $T_2$  достаточен для его открывания.

При этом предполагается, что время включения соответствует промежутку между моментом поступления входного скачка напряжения и достижения коллекторным током такого значения, при котором скачок коллекторного напряжения входного транзистора равен:

$$nI_{кн1}R_{к1} \approx U''_{б2} - U_{б02},$$

где  $U''_{б2}$  — напряжение на базе выходного транзистора в исходном состоянии равновесия триггера.

Весьма незначительным падением напряжения на конденсаторе  $C$  в процессе передачи скачка напряжения с коллектора входного на базу выходного транзистора при этом пренебрегаем.

Из соотношения (70) видно, что время включения меньше при больших токах  $I_{б1}$ , для транзисторов с большим коэффициентом усиления  $\beta$  и высокой граничной частотой  $f_\alpha$ , поскольку эффективное время  $\tau_\beta$  равно:

$$\tau_\beta = \frac{1,22\tau_\alpha}{1-\alpha} = \frac{1,22}{2\pi f_\alpha(1-\alpha)}.$$

При больших включающих токах, когда  $I_{б1}\beta_1/I_{кн1} \gg 1$  и малых значениях коэффициента  $n$ , т. е. при напряжениях  $U''_{б2}$ , близких к напряжению  $U_{б02}$ , время включения имеет порядок  $\tau_\alpha = 1/2\pi f_\alpha$ , а длительность стадии подготовки равна  $t''_{подг} \approx 2t_{вкл}$ .

Например, для низкочастотных транзисторов с  $f_\alpha = 1 \div 3$  Мгц и сильных включающих сигналов величина  $t_{вкл} \approx 0,05 \div 0,15$  мсек.

Длительность регенеративной стадии зависит от частотных свойств и величины коэффициента усиления разомкнутой цепи положительной обратной связи триггера и обычно имеет порядок  $\tau_\alpha$  и составляет десятки доли мсек.

С увеличением коэффициента усиления петли обратной связи длительность регенеративной стадии существенно уменьшается.

Последнее можно показать на следующем примере. Пусть  $K_p(p)$  — преобразованный по Лапласу коэффициент передачи цепи разомкнутой положительной обратной связи триггера. Тогда изображение коэффициента усиления замкнутой цепи положительной обратной связи равно:

$$K_3(p) = \frac{K_p(p)}{1 - K_p(p)},$$

а переходная функция имеет вид:

$$H(p) = \frac{K_3(p)}{p} = \frac{K_p(p)}{p[1 - K_p(p)]}.$$

При этом предполагается, что единичный скачок напряжения поступает в точку, где наблюдается процесс изменения напряжения, например, на коллектор входного транзистора. В случае же подачи входного сигнала на базу транзистора  $T_1$  перепад входного напряжения должен быть значительно меньшим для того, чтобы получить единичный скачок коллекторного напряжения.

Предположим в первом приближении, что триггер с разомкнутой петлей положительной обратной связи является инерционным звеном, постоянная времени которого равна  $\tau$ , а изображение коэффициента передачи равно:

$$K_p(p) = \frac{K_p}{1 + p\tau},$$

где  $K_p$  — модуль коэффициента усиления цепи обратной связи.

В данном случае

$$H(p) = \frac{K_p}{(1 - K_p)p \left(1 - p \frac{\tau}{K_p - 1}\right)}.$$

Оригинал этого выражения равен:

$$H(t) = \frac{K_p}{K_p - 1} \left( e^{\frac{K_p - 1}{\tau} t} - 1 \right).$$

Время регенеративной стадии  $t''_p$  определим, полагая в последнем выражении  $H(t_p) = 1$ :

$$t''_p = \frac{\tau}{K_p - 1} \ln \left( \frac{2K_p - 1}{K_p} \right).$$

При больших значениях  $K_p \gg 1$  имеем:

$$t''_p \approx \frac{\tau}{K_p - 1} \ln 2 \approx \frac{0,7\tau}{K_p - 1}.$$

Отсюда видно, что время стадии опрокидывания в триггере с инерционной цепью обратной связи обратно пропорционально ко-



эффекту усиления разомкнутой цепи обратной связи  $K_p$  и прямо пропорционально ее постоянной времени.

Модуль коэффициента усиления по напряжению разомкнутой петли положительной обратной связи  $K_p$  может быть найден в виде

$$K_p = K_1 K_d K_2,$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления каскада на транзисторе  $T_1$ ;  $K_d$  — коэффициент передачи делителя, составленного из сопротивлений  $R$ ,  $R_{62}$ , емкости  $C$  и входного сопротивления выходного транзистора;  $K_2$  — коэффициент усиления каскада на транзисторе  $T_2$ .

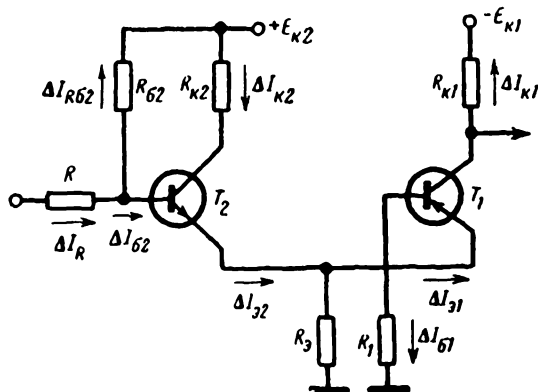


Рис. 7. Схема триггера при разомкнутой цепи положительной обратной связи.

Схему триггера (рис. 1) при размыкании петли положительной обратной связи можно представить в виде, показанном на рис. 7. На этом рисунке для упрощения не показан генератор входных сигналов, включаемый последовательно с сопротивлением  $R_1$ . Поскольку определяется модуль коэффициента передачи, можно не учитывать емкость  $C$ , а при анализе использовать низкочастотные параметры транзисторов. Обратная связь в триггере разомкнута между коллектором входного транзистора и сопротивлением обратной связи  $R$ . Из рис. 7 видно, что при размыкании петли положительной обратной связи триггер можно представить в виде последовательно включенных делителя напряжений (сопротивления  $R$ ,  $R_{62} || R_{вх2}$ , где  $R_{вх2}$  — входное сопротивление каскада на транзисторе  $T_2$ ), каскада с общим коллектором на транзисторе  $T_2$ , в коллекторную цепь которого включено дополнительное сопротивление  $R_{к2}$ , и каскада с общей базой, причем в базовую цепь транзистора включено добавочное сопротивление  $R_1$ .

Поскольку во время скачков рабочие точки обоих транзисторов находятся в активной области характеристик, при определении общего коэффициента усиления можно пользоваться широко известными [Л. 2] системами параметров транзисторов, справедливыми для малых сигналов.

Используя, например,  $r$ -параметры, можно записать выражение для коэффициента усиления каскада с общей базой (с учетом того, что последовательно с базовым сопротивлением  $r_{б1}$  транзистора  $T_1$  включено добавочное сопротивление  $R_1$ ) в виде

$$K_1 \approx \frac{\alpha_1 R_{к1} || R_{вх.д}}{R_{вх1}} \approx \frac{\alpha_1 R_{к1}}{R_{вх1}}.$$

Входное сопротивление этого каскада  $R_{вх1}$  определяется из выражения

$$R_{вх1} \approx r_{э1} + (1 - \alpha_1)(r_{б1} + R_1),$$

где  $\alpha_1$  — коэффициент усиления транзистора  $T_1$  в схеме с общей базой;

$r_{э1}$  — сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении;

$r_{б1}$  — сопротивление базовой области.

Каскад на транзисторе  $T_2$  представляет собой эмиттерный повторитель, в коллекторную цепь которого включено добавочное сопротивление  $R_{н2}$ . Коэффициент усиления такого каскада может быть определен по формуле

$$K_2 = \frac{1}{(1 - \alpha_2) \frac{r_{б2}}{R_{н2}} + \left(1 + \frac{r_{э2}}{R_{н2}}\right) \left(1 + \frac{r_{б2}}{r_{к2} + R_{к2}}\right)}$$

или

$$K_2 \approx \frac{R_{н2}}{R_{н2} + r_{э2} + (1 - \alpha_2) r_{б2}},$$

где  $R_{н2}$  — сопротивление нагрузки этого каскада;

$$R_{н2} = R_3 || R_{вх1}.$$

Входное  $R_{вх2}$  сопротивление каскада на транзисторе  $T_2$  равно:

$$R_{вх2} = r_{б2} + \frac{1}{\frac{1}{r_{к2} + R_{к2}} + \frac{(1 - \alpha_2)}{R_3 || R_{вх1} + r_{э2}}}.$$

Коэффициент передачи делителя определяется по формуле

$$K_d = \frac{R_{вх2} || R_{б2}}{R + R_{вх2} || R_{б2}}.$$

С учетом приведенных соотношений выражение для  $K_p$  переписывается в виде

$$K_p \approx \frac{\alpha_1 R_{к1}}{R_{вх1}} \frac{R_{вх1} || R_3}{R_3 + r_{э2} + (1 - \alpha_2) r_{б2}} \frac{R_{вх2} || R_{б2}}{R + R_{вх2} || R_{б2}}.$$

Из полученного соотношения видно, что значение  $K_p$  возрастает, а следовательно, длительность регенеративной стадии уменьшается, если использовать транзисторы с большими коэффициентами усиления.

ния по току и выбирать большие сопротивления  $R_{к1}$ ,  $R_3$ ,  $R_{62}$  и малое сопротивление  $R$ .

Например, для триггера, параметры которого рассчитаны в примере 1 при  $\beta_1 = \beta_2 = 35$  или  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0,973$ ;  $r_{31} = r_{32} = 10$  ом;  $r_{61} = r_{62} = 750$  ом;  $r_{к1} = r_{к2} = 750$  ом имеем  $R_{вх1} = 66$  ом, где принято  $R_1 = 1320$  ом  $R_{вх2} = 3070$  ом;  $R_3 || R_{вх1} = 53$  ом;  $R_{вх2} || R_{62} = 2240$  ом;  $K_p \approx 8$ .

При постоянной времени  $\tau = 1$  мксек время регенерации в триггере  $t''_p \approx 0,1$  мксек, т. е. имеет порядок единиц  $\tau_\alpha$ .

В рассмотренном примере для упрощения разомкнутая петля обратной связи принята инерционной. Однако и при других частотных свойствах разомкнутой петли обратной связи время регенеративной стадии в триггере уменьшается с повышением модуля коэффициента усиления  $K_p$ . При этом параметры элементов триггера влияют на длительность регенеративной стадии так же, как и в рассмотренном выше примере. Помимо частотных свойств и величины коэффициента усиления длительность регенеративной стадии зависит и от величины входного сигнала. При подаче на базу транзистора  $T_1$  сильного входного тока длительность регенеративной стадии является небольшой по сравнению со значениями постоянной времени  $\tau_p \approx \beta \tau_\alpha$ . При этом можно считать, что коллекторный ток транзистора не по экспоненте, а линейно [Л. 2] возрастает при ступенчатом изменении его базового тока:

$$\Delta i_k(t) \approx \beta \Delta I_6 \frac{t}{\tau_p}$$

или в операторной форме

$$\Delta I_k(p) \approx \frac{\beta \Delta I_6}{p \tau_p} \approx \frac{\Delta I_6}{p \tau_\alpha}.$$

Учитывая принятое допущение, операторные соотношения для приращений токов в триггере, рабочие точки обоих транзисторов которого находятся в активной области характеристик, записываем в виде

$$\Delta I_{к1}(p) \approx \frac{1}{p \tau_\alpha} [\Delta I_{в1} + \alpha_1 \Delta I_{31}(p)],$$

где  $\Delta I_{в1}$  — скачок входного тока;

$$\Delta I_{31}(p) = \gamma_3 \Delta I_{33};$$

$$\gamma_3 = \frac{R_3}{R_{вх1} + R_3};$$

$R_{вх1}$  — входное сопротивление транзистора  $T_1$  в схеме с общей базой, управляемого эмиттерным током.

Пренебрегая разрядом конденсатора за время регенерации, полагаем:

$$\Delta I_{\delta 2}(p) \approx \Delta I_{\kappa 1}(p),$$

а приращение эмиттерного тока выходного транзистора равно:

$$\Delta I_{\delta 2}(p) = \Delta I_{\kappa 2}(p) + \Delta I_{\delta 2}(p) \approx \Delta I_{\delta 2}(p) \left( \frac{1}{p\tau_a} + 1 \right).$$

Из данных соотношений имеем:

$$\Delta I_{\kappa 1}(p) \approx \frac{\alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX}}{p\tau_a} \left[ 1 + \frac{1}{p\tau_a} + \frac{1}{(p\tau_a)^2} \right];$$

$$\Delta I_{\kappa 2}(p) \approx \frac{\alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX}}{(p\tau_a)^2} \left[ 1 + \frac{1}{p\tau_a} + \frac{1}{(p\tau_a)^2} \right].$$

Оригиналы приращений коллекторных токов равны:

$$\Delta i_{\kappa 1}(\theta) = \alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX} \left( \theta + \frac{\theta^2}{2} + \frac{\theta^3}{6} \right);$$

$$\Delta i_{\kappa 2}(\theta) = \alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX} \left( \frac{\theta^2}{2} + \frac{\theta^3}{6} + \frac{\theta^4}{24} \right),$$

где  $\theta = t/\tau_a$  — относительное время.

Конец регенеративной стадии определяется моментом насыщения выходного транзистора. Поэтому, полагая в последнем выражении  $\Delta i_{\kappa 2}(\theta_p) = I_{\kappa 2}$ , получим уравнение для определения относительного времени регенерации:

$$\frac{\Delta I_{\kappa 2}}{\alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX}} = \frac{\theta_p^2}{2} + \frac{\theta_p^3}{6} + \frac{\theta_p^4}{24}.$$

На рис. 8 показан график зависимости относительного времени  $\theta_p$  от значения коэффициента  $\mu = \frac{\alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{BX}}{I_{\kappa 2}}$ . Из данного графика видно, что время регенерации  $t_p$  уменьшается с увеличением входного сигнала и величины  $\gamma_3$ , т. е. сопротивления  $R_3$ . При входных сигналах  $\Delta I_{BX} = (0,1 \div 0,25) I_{\kappa 2}$  время регенерации находится в пределах  $t''_p = (2 \div 3) \tau_a$ .

Скачок напряжения на коллекторе входного транзистора к концу регенеративной стадии равен:

$$\Delta u_{к1}(\theta_p) = \gamma_1 R_{к1} \Delta i_{к1}(\theta_p) = \gamma_1 R_{к1} \mu I_{кн2} \left[ \theta_p + \frac{\theta_p^2}{2} + \frac{\theta_p^3}{6} \right],$$

где

$$\gamma_1 = \frac{R_{вх2}}{R_{вх2} + R_{к1}},$$

$R_{вх2}$  — входное сопротивление выходного транзистора, управляемого базовым током.

При этом предполагается, что в стадии регенерации сопротивление ускоряющей емкости пренебрежимо мало по сравнению со значением  $R_{вх2}$ .

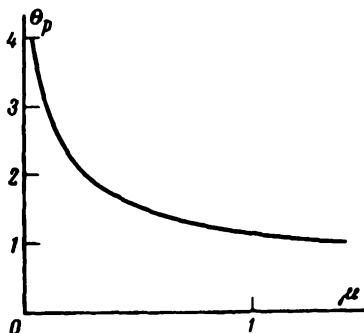


Рис. 8. График зависимости относительной длительности регенеративной стадии  $\theta_p$  от значения относительного скачка входного тока

$$\mu = \frac{\alpha_1 \gamma_3 \Delta I_{вх}}{I_{кн2}}.$$

При определении значения скачка коллекторного напряжения  $\Delta u_{к1}(\theta_p)$  в конце стадии регенерации предварительно из графика, показанного на рис. 8, находят значения  $\mu$  и  $\theta_p$ .

Обычно в ходе регенерации значение  $\gamma_1 = 0,3 - 0,5$ , а полное изменение коллекторного напряжения транзистора  $T_1$  в процессе переключения триггера составляет  $U''_{к1} - U'_{к1} \approx E_{к1}$ . Поэтому скачок коллекторного напряжения к концу стадии регенерации составляет величину  $\Delta U_{к1} = (0,3 - 0,5) E_{к1}$ , причем напряжение на кол-

лекторе входного транзистора в ходе стадии регенерации повышается со значения  $U''_{к1} = (0,85 - 0,9) E_{к1}$  до значения  $U_{к1}(t_p) = (0,4 - 0,6) E_{к1}$ .

В процессе стадии восстановления транзисторы насыщаются, а конденсатор  $C$  разряжается, причем напряжение коллектор—эмиттер входного транзистора изменяется по закону

$$u_{кз}(t) = U'_{кз1} - [U'_{кз1} - U_{кз1}(t_p)] e^{-\frac{t}{\tau_b}}, \quad (71)$$

где  $\tau_B$  — постоянная времени восстановления (разряда) конденсатора;  $U_{KЭ1}(t_p)$  — напряжение коллектор—эмиттер транзистора  $T_1$  в конце стадии регенерации;  $U'_{KЭ1}$  — напряжение коллектор—эмиттер в новом состоянии устойчивого равновесия, при котором оба транзистора полностью открываются.

Длительность стадии восстановления  $t''_B$  определяется из условия, что в конце этой стадии в соотношении (71) напряжение  $U_{KЭ1}(t''_B) = 0,1E_{K1}$ . Полагая в последнем соотношении  $U'_{KЭ1} \approx 0$ ;  $U_{KЭ1}(t''_p) \approx 0,5E_{K1}$ , получим  $0,1E_{K1} =$

$$= 0,5E_{K1} e^{-\frac{t''_B}{\tau_B}}, \text{ откуда } t''_B \approx 1,6\tau_B.$$

Постоянная времени разряда конденсатора  $C$  равна:

$$\tau_B = CR_{ЭКВ},$$

где эквивалентное сопротивление  $R_{ЭКВ}$  цепи разряда соответствует параллельному соединению сопротивлений  $R$ ,  $R_{K1} + R_{Б2}$  и  $r_{БЭ2} + r_{KЭ1}$ . Учитывая, что при открытых транзисторах сопротивление  $r_{БЭ2} + r_{KЭ1}$  значительно меньше сопротивлений  $R$  и  $R_{K1} + R_{Б2}$ , имеем ( $\tau_B \approx C(r_{БЭ2} + r_{KЭ1})$ ). Например, при  $C = 500 - 5000 \text{ нф}$ ,  $r_{БЭ2} + r_{KЭ1} = 300 \text{ ом}$  получим  $\tau_B = 0,15 - 1,5 \text{ мксек}$ , а  $t''_B \approx 0,25 - 2,5 \text{ мксек}$ . Общая длительность процесса переключения триггера равна:

$$t''_{\Pi} = t''_{\text{подг}} + t''_p + t''_B.$$

Подставляя значения величин, полученные ранее, имеем оценочное значение времени прямого переключения триггера:

$$t_{\Pi} \approx (0,1 \div 0,3) \cdot 10^{-6} + (0,1 \div 0,3) \cdot 10^{-6} + \\ + (0,25 \div 2,5) \cdot 10^{-6} = (0,45 \div 3) \text{ мксек}.$$

Рассмотрим характер переходного процесса *при обратном переключении триггера* в случае подачи на его вход положительного скачка напряжения.

*В стадии подготовки*, начинающейся в момент поступления на вход триггера положительного скачка напряжения, несколько повышается потенциал эмиттеров, базовый ток входного транзистора меняет свое направление и транзистор  $T_1$  начинает закрываться. Однако в случае глубокого насыщения спад коллекторного тока входного транзистора начинается с некоторым запаздыванием, когда из области базы будут удалены избыточ-

иные неосновные носители заряда. Время выхода транзистора из насыщения соответствует времени рассасывания неосновных носителей заряда и зависит от степени насыщения, параметров транзистора и величины входного перепада тока.

Время рассасывания определяется из соотношения

$$t_{\text{расс1}} = a_1 \tau_p \ln \frac{\beta_1 \Delta I_{\text{б1}}}{\beta_1 \Delta I_{\text{б1}} - (S_1 - 1) I_{\text{кн1}}}, \quad (72)$$

где  $a_1$  — коэффициент, равный отношению постоянных времени  $\tau_p$  в инверсном и прямом включении транзистора. Обычно для низкочастотных транзисторов  $a_1 = 0,5 \div 1$ ;  $\Delta I_{\text{б1}}$  — запирающий перепад базового тока;  $S_1$  — коэффициент насыщения транзистора  $T_1$ .

После выхода транзистора  $T_1$  из насыщения начинается уменьшение его коллекторного тока, причем основную долю его приращения составляет ток, протекающий через форсирующий конденсатор и вызывающий уменьшение базового тока выходного транзистора. Вследствие уменьшения базового тока несколько уменьшается и эмиттерный ток выходного транзистора, однако его коллекторный ток появляется с некоторым запаздыванием  $t_{\text{расс2}}$ , необходимым для рассасывания неосновных носителей в базовой области. С началом спада коллекторного тока транзистора  $T_2$  рабочие точки обоих транзисторов оказываются в активной области характеристик, эмиттерный ток выходного транзистора начинает изменяться более резко, а коэффициент усиления петли положительной обратной связи возрастает. Стадия подготовки оканчивается в тот момент, когда коэффициент усиления петли обратной связи превысит единицу.

Общее время стадии подготовки при обратном переключении триггера равно:

$$t'_{\text{подг}} \approx t_{\text{расс1}} + t_{\text{расс2}}.$$

При больших выключающих токах  $\beta \Delta I_{\text{б}} \gg (S-1) I_{\text{кн}}$  в соответствии с формулой (72) время рассасывания

$$t_{\text{расс}} \approx 1,22 a_1 \tau_a \frac{(S-1) I_{\text{кн}}}{\Delta I_{\text{б}}}, \quad (73)$$

а время подготовки равно:

$$t'_{\text{подг}} \approx 2 t_{\text{расс}}.$$

Из последних соотношений видно, что длительность стадии подготовки существенно зависит от степени насыщения транзисторов, увеличиваясь с повышением коэффициента  $S$ . В частности, при  $\alpha_1=0,7$ ,  $I_{кн}/\Delta I_0=4$ ,  $S=1,5 \div 3$  и  $\tau_a=0,05 \div 0,15$  мксек имеем:

$$t_{подг}=0,2 \div 2 \text{ мксек.}$$

В ходе *регенеративной стадии при обратном переключении* триггера оба транзистора лавиннообразно закрываются. Закачивается стадия в тот момент, когда полностью запирается выходной транзистор. Длительность регенеративной стадии и скачок коллекторного напряжения входного транзистора при обратном переключении триггера приблизительно соответствуют аналогичным величинам при прямом переключении триггера.

В *стадии восстановления* производится заряд конденсатора  $C$  до нового установившегося значения напряжения. Заряд производится через сопротивление  $R$ , суммарное сопротивление  $R_{к1}+R_{б2}$  и источники питания. Кроме того, заряд производится обратными токами переходов закрытых транзисторов. Напряжение коллектор—эмиттер входного транзистора в стадии восстановления изменяется по закону

$$u_{кз1}(t) = U''_{кз1} - [U''_{кз1} - U_{кз1}(t'_p)] e^{-\frac{t}{\tau'_B}},$$

где  $U_{кз1}(t'_p)$  — напряжение коллектор—эмиттер транзистора  $T_1$  в конце регенеративной стадии;

$U''_{кз1}$  — напряжение коллектор—эмиттер в новом (исходном) состоянии устойчивого равновесия.

Время восстановления  $t'_B$  определяется из последнего соотношения, если положить в нем  $U_{кз1}(t'_B) = 0,9U''_{кз1}$ . Полагая  $U_{кз1}(t'_p) = 0,5U''_{кз1}$ , имеем  $0,9U''_{кз1} = U''_{кз1} - (U''_{кз1} - 0,5U''_{кз1}) e^{-\frac{t}{\tau'_B}}$ , откуда  $t'_B \approx 1,6\tau'_B$ .

Постоянная времени заряда конденсатора равна:

$$\tau'_B \approx C \frac{R(R_{к1} + R_{б2})}{R + R_{к1} + R_{б2}}.$$

Например, при  $C=500-5000$  пф,  $R=3,6$  ком,  $R_{к1}=2,2$  ком,  $R_{б2}=3,2$  ком имеем  $t'_B=2,2 \div 22$  мксек, а об-



щее время обратного переключения триггера равно суммарной продолжительности стадий подготовки, регенерации и восстановления, причем *длительность стадий подготовки и восстановления при обратном переключении триггера значительно больше продолжительности этих стадий в случае прямого переключения триггера.* Поэтому для повышения быстродействия триггера *весьма важно предусмотреть меры по уменьшению степени насыщения открытых транзисторов и по уменьшению постоянной времени заряда конденсатора при обратном переключении триггера.*

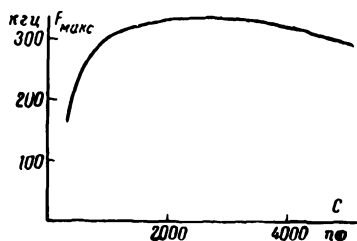


Рис. 9. График зависимости максимальной частоты переключения триггера от величины ускоряющей емкости конденсатора.

Выше был рассмотрен характер переходных процессов в триггере при входном импульсном токе и напряжении.

Однако триггер с эмиттерной связью весьма часто применяется для формирования прямоугольных им-

пульсов из медленно меняющегося напряжения произвольной формы. Характер переходных процессов при этом несколько изменяется. В частности, при подаче на вход триггера медленно меняющегося напряжения ранее открытый транзистор  $T_1$  выходит из насыщения постепенно, так что к моменту достижения входным напряжением порогового значения его рабочая точка перемещается в активную область характеристики. Потенциал коллектора входного транзистора повышается постепенно и, следовательно, постепенно снижается степень насыщения выходного транзистора. Поэтому в данном случае существенно снижается время обратного переключения триггера.

На рис. 9 показан график зависимости максимальной частоты переключения от величины ускоряющей емкости при подаче на вход триггера через разделительный конденсатор  $C_p = 0,03 \text{ мкф}$  гармонического напряжения с амплитудой  $U_{вх} = 3 \text{ в}$ . График, показанный на рис. 9, соответствует случаю, когда с сопротивления  $R_{к2}$  снимаются импульсы с расчетной амплитудой, не изменяющейся от значения ускоряющей емкости  $C$ . Как

видно из этого графика, имеется некоторое оптимальное значение ускоряющей емкости  $C_{\text{опт}} \approx 3300 \text{ пф}$ , при которой достигается максимальное быстродействие триггера. При емкостях  $C$ , меньших оптимального значения  $C_{\text{опт}}$ , быстродействие триггера снижается вследствие возрастания реактивного сопротивления делителя в цепи обратной связи, а при чрезмерно малых ускоряющих емкостях ( $C < 120 \text{ пф}$ ) триггер вообще теряет работоспособность. При емкостях  $C > C_{\text{опт}}$  быстродействие триггера также снижается, что объясняется увеличением длительности процессов восстановления напряжения на конденсаторе.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ПОРОГОВЫЕ УРОВНИ В ТРИГГЕРЕ С ЭМИТТЕРНОЙ СВЯЗЬЮ И ИХ СТАБИЛЬНОСТЬ

#### 6. Пороговые токи и напряжения на базе входного транзистора

При выводе количественных соотношений в триггере для моментов возникновения скачков лавинообразных процессов опрокидывания триггера будем полагать заданными все параметры его элементов (транзисторов, сопротивлений, конденсаторов), которые легко могут быть найдены по методике, изложенной в предыдущей главе.

Исключение составляют лишь параметры генератора входных сигналов (напряжения срабатывания и отпущения, внутреннее сопротивление) и значение дополнительного сопротивления  $R_1$ , которые должны быть уточнены исходя из требований к пороговому напряжению срабатывания или отпущения триггера и его стабильности.

Как было показано при качественном рассмотрении процессов от параметров элементов триггера в сильной степени зависят пороговые значения входных токов  $I'_{\text{б1п}}$ ,  $I''_{\text{б1п}}$ , а также напряжений  $U'_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$ , которые не зависят от цепи запуска (генератора входных сигналов и сопротивления  $R_1$ ). В то же время при известных пороговых значениях входных токов и напряжений триггера могут быть однозначно найдены пороговые напряжения генератора входных сигналов  $U'_{\text{гп}}$  и  $U''_{\text{гп}}$  при фиксир-

рованных сопротивлений  $R_T$  и  $R_1$ . Знание пороговых токов  $I'_{б1п}$  и  $I''_{б1п}$  и напряжений  $U'_{б1п}$  и  $U''_{б1п}$  позволит также легко оценить и сравнить между собой различные варианты схем запуска. Поэтому в настоящем разделе находятся пороговые значения входных токов  $I'_{б1п}$  и  $I''_{б1п}$ , а также напряжений  $U'_{б1п}$  и  $U''_{б1п}$  и их зависимость от параметров элементов, входящих в триггер.

Пусть триггер находится в состоянии равновесия, в котором оба транзистора открыты. На вход триггера подается положительное напряжение, в результате чего транзистор  $T_1$  выходит из насыщения и напряжение на его коллекторе начинает повышаться. При некотором значении напряжения генератора входных сигналов  $U_{гп}$  выходит из насыщения транзистор  $T_2$  и в триггере возникают условия для образования лавинообразного процесса опрокидывания. Найдем значения входного тока  $I'_{б1п}$  и напряжения  $U'_{б1п}$ , при которых в триггере начинается процесс опрокидывания в другое состояние устойчивого равновесия. Направление токов для этого случая показано на рис. 4. Однако к индексам всех токов и напряжений на рис. 4 в этом случае необходимо добавить символ «п» (пороговое значение), означающий, что токи и напряжения рассматриваются в момент начала опрокидывания триггера.

Условие опрокидывания триггера записывается в виде

$$I'_{б2} = I'_{б2п} = I_{б2п},$$

где  $I_{б2п}$  — базовый ток выходного транзистора, находящегося на грани насыщения, причем

$$I_{б2п} = \frac{E_{к2} - U'_{эп}}{\beta_2 R_{к2}}. \quad (74)$$

С другой стороны, в соответствии с формулой (16) можно записать:

$$I_{б2п} = \frac{E_{к2} - U'_{б2п} - U'_{эп}}{R_{б2}} - \frac{U'_{б3п} + |U'_{к3п}|}{R}. \quad (75)$$

Из последних выражений имеем:

$$\frac{E_{к2} - U'_{эп}}{\beta_2 R_{к2}} = \frac{E_{к2} - U'_{эп} - U'_{б2п}}{R_{б2}} - \frac{U'_{б3п} + |U'_{к3п}|}{R}, \quad (76)$$

иде

$$U'_{\text{эп}} = (I'_{\text{э2п}} - I'_{\text{э1п}}) R_{\text{э}}; \quad (77)$$

$$I'_{\text{э1, 2п}} = (\beta_1 + 1) I'_{\text{б1, 2п}}; \quad (78)$$

$$|U'_{\text{кэ1п}}| = |E_{\text{к1}}| + U'_{\text{эп}} - \left( I'_{\text{к1п}} + \frac{U'_{\text{бэ2п}} + |U'_{\text{кэ1п}}|}{R} \right) R_{\text{к1}}.$$

Учитывая, что

$$I'_{\text{к1п}} = \beta_1 I'_{\text{б1п}}, \quad (79)$$

из последнего выражения определяем величину  $|U'_{\text{кэ1п}}|$  в виде

$$|U'_{\text{кэ1п}}| = \frac{(|E_{\text{к1}}| + U'_{\text{эп}}) R - (I'_{\text{б1п}} \beta_1 R + U'_{\text{бэ2п}}) R_{\text{к1}}}{R + R_{\text{к1}}}. \quad (80)$$

Кроме того, из выражений (74) — (78) имеем:

$$I'_{\text{б2п}} = \frac{E_{\text{к2}} + (\beta_1 + 1) R_3 I'_{\text{б1п}}}{\beta_2 (R_{\text{к2}} + R_3) + R_3}. \quad (81)$$

Подставляя соотношение (74) в формулу (78), а значение токов  $I'_{\text{э1п}}$  и  $I'_{\text{э2п}}$  — из выражения (78) в (77) и решая полученное равенство относительно напряжения  $U'_{\text{эп}}$ , имеем:

$$U'_{\text{эп}} = \frac{E_{\text{к2}} (\beta_2 + 1) R_3 - (\beta_1 + 1) \beta_2 R_{\text{к2}} R_3 I'_{\text{б1п}}}{\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3}. \quad (82)$$

После подстановки полученной величины  $U'_{\text{эп}}$  в соотношение (80) получим:

$$|U'_{\text{кэ1п}}| = \frac{[|E_{\text{к1}}| R - (I'_{\text{б1п}} \beta_1 R + U'_{\text{бэ2п}}) R_{\text{к1}}] [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3] + \dots \rightarrow}{(R + R_{\text{к1}}) [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3]} \dots \rightarrow$$

$$\leftarrow \dots \frac{+ R [(\beta_2 + 1) R_3 E_{\text{к2}} - I'_{\text{б1п}} (\beta_1 + 1) \beta_2 R_{\text{к2}} R_3]}{+ (\beta_2 + 1) R_3}. \quad (83)$$

Подставляя последнее выражение совместно с соотношением (82) в формулу (76) и решая ее относительно тока  $I'_{\text{б1п}}$ , имеем искомое значение входного тока в виде

$$I'_{\text{б1п}} = \frac{E_{\text{к2}} [(R_{\text{б2}} - \beta_2 R_{\text{к2}}) (R + R_{\text{к1}}) + (\beta_2 + 1) R_3 R_{\text{б2}}] + \dots \rightarrow}{\beta_1 R_{\text{к1}} R_{\text{б2}} [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3] +$$

$$\frac{+ |E_{\text{к1}}| R_{\text{б2}} [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3] +}{+ (\beta_1 + 1) R_3 [\beta_2 R_{\text{к2}} R_{\text{б2}} -$$

$$\leftarrow \dots \frac{+ U'_{\text{бэ2п}} (R + R_{\text{к1}} + R_{\text{б2}}) [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3]}{-(R + R_{\text{к1}}) (R_{\text{б2}} - \beta_2 R_{\text{к2}})}. \quad (84)$$

В связи с громоздкостью выражения (84) при практических расчетах его удобно представить в следующем виде:

$$I'_{б1п} = \frac{f + m + n}{p + r}, \quad (85)$$

где

$$f = E_{к2} [(R_{б2} - \beta_2 R_{к2}) (R + R_{к1}) + (\beta_2 + 1) R_3 R_{б2}]; \quad (86)$$

$$m = |E_{к1}| [\beta_2 R_{к2} + (\beta_2 + 1) R_3] R_{б2}; \quad (87)$$

$$n = (R + R_{к1} + R_{б2}) [\beta_2 R_{к2} + (\beta_2 + 1) R_3] U'_{бэ2п}; \quad (88)$$

$$p = \beta_1 R_{к1} R_{б2} [\beta_2 R_{к2} + (\beta_2 + 1) R_3]; \quad (89)$$

$$r = (\beta_1 + 1) R_3 [\beta_2 R_{к2} R_{б2} - (R + R_{к1}) (R_{б2} - \beta_2 R_{к2})]. \quad (90)$$

Аналогично формулу (82) удобно представить в виде

$$U'_{эп} = \frac{a + b U'_{б1п}}{c}, \quad (91)$$

где

$$a = E_{к2} (\beta_2 + 1) R_3; \quad (92)$$

$$b = -(\beta_1 + 1) \beta_2 R_{к2} R_3; \quad (93)$$

$$c = \beta_2 R_{к2} + (\beta_2 + 1) R_3. \quad (94)$$

Величина порогового напряжения на базе входного транзистора находится по формуле

$$U'_{б1п} = U'_{эп} + U'_{бэ1п}, \quad (95)$$

где напряжение база—эмиттер  $U'_{бэ1п}$  определяется со своим знаком (для транзисторов типа  $p-n-p$   $U'_{бэ1п} < 0$ ) по входной характеристике транзистора  $T_1$  при известном токе  $I'_{б1п}$ , а значение эмиттерного напряжения вычисляется по формуле (82).

Следует отметить, что при фиксированном токе  $I'_{б1п}$  напряжение  $U'_{бэ1п}$  зависит также и от напряжения коллектор—эмиттер, приложенного к транзистору. Это напряжение может быть вычислено по формуле (83).

Как видно из выражений (78), (80) и (95), пороговые значения  $I'_{б1п}$  и  $U'_{б1п}$  не зависят от параметров цепи запуска, а определяются лишь параметрами транзисторов ( $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $U'_{бэ1п}$ ,  $U'_{бэ2п}$ ), источников питания ( $E_{к1}$ ,  $E_{к2}$ ) и сопротивлений триггера ( $R_{к1}$ ,  $R_{к2}$ ,  $R$ ,  $R_3$ ,  $R_{б2}$ ), что

подтверждает правильность высказанных ранее в § 1 предположений.

Рассмотрим условия второго опрокидывания триггера. Пусть оба транзистора закрыты. При уменьшении входного напряжения при некотором его значении тран-

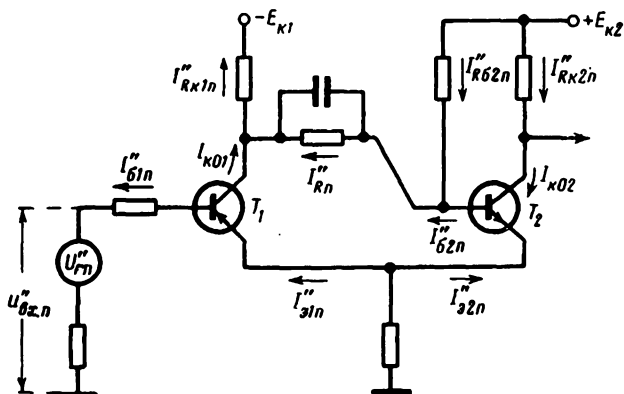


Рис. 10. Схема триггера с указанием направления токов в момент начала его прямого переключения.

зистор  $T_1$  начинает открываться. Ранее протекавший обратный ток базы  $I''_{б1}$  изменяет свое направление и увеличивается с понижением входного напряжения. Напряжение на коллекторе  $T_1$  увеличивается, однако транзистор  $T_2$  еще закрыт, поскольку его напряжение  $U''_{бэ2} < U_{бэ20}$ . Лавинообразный процесс опрокидывания возникает в тот момент, когда напряжение  $U''_{бэ2}$  повысится настолько, что будет выполнено равенство

$$U''_{бэ2} = U_{бэ20}. \quad (96)$$

Направление токов в триггере перед началом лавинообразного процесса второго опрокидывания показано на рис. 10.

Для рассматриваемого момента можно записать:

$$U''_{бэ2} = E_{к2} - I''_{R_{б2н}} R_{бэ2}; \quad (97)$$

$$U''_{бэ2} = U''_{э1} + U''_{бэ2н}; \quad (98)$$

$$I''_{Rн} = I''_{R_{б2н}} + I''_{б2н}; \quad (99)$$

$$U''_{э1} = -(I''_{э1н} + I''_{э2н}) R_э; \quad (100)$$

$$U''_{62n} = U''_{к1n} + I''_{Rn} R; \quad (101)$$

$$U''_{к1n} = E_{к1} + I'_{R_{к1}n} R_{к1}; \quad (102)$$

$$I''_{R_{к1}n} = I''_{к1n} + I''_{Rn}; \quad (103)$$

$$I''_{к1n} = \beta_1 I''_{61n}; \quad (104)$$

$$I''_{61n} = (\beta_1 + 1) I''_{62n}. \quad (105)$$

Решая полученную систему уравнений относительно порогового значения тока  $I''_{61n}$ , имеем:

$$I''_{61n} = \frac{(E_{12} + I''_{62n} R_{62}) (R + R_{к1}) + E_{к1} R_{62} - \dots - \dots - I''_{62n} R_{62} (R_{62} + R_{к1} + R) - U''_{632n} (R_{62} + R_{к1} + R)}{(\beta_1 + 1) R_{62} (R_{62} + R_{к1} + R) - \beta_1 R_{к1} R_{62}}. \quad (106)$$

Пороговое значение базового напряжения  $U''_{61n}$  находится из выражения

$$U''_{61n} = U''_{62n} + U''_{632n}, \quad (107)$$

где напряжение  $U''_{632n}$  можно найти по входной характеристике транзистора  $T_1$  при известном токе  $I''_{61n}$ , а напряжение  $U''_{62n}$  в соответствии с выражениями (100) и (105) равно:

$$U''_{62n} = -[(\beta_1 + 1) I''_{61n} + I''_{62n}] R_{62}. \quad (108)$$

Необходимо учитывать, что в формулах (96) — (107) напряжения  $E_{к1}$ ,  $U''_{к1n}$  и  $U''_{62n}$  отрицательны, а напряжение  $U''_{632n}$  — положительно.

Следует указать, что в момент начала лавинообразного процесса опрокидывания триггера обратные токи базы и эмиттера выходного транзистора уменьшаются и их можно принять равными нулю. Напряжение  $U''_{632n}$  в этот момент соответствует паспортному напряжению  $U_{6320}$  закрывания выходного транзистора.

С учетом этих замечаний формулы (106) и (108) можно переписать в виде

$$I''_{61n} = \frac{\psi}{v}, \quad (109)$$

где

$$\psi = E_{к2} (R + R_{к1}) - |E_{к1}| R_{62} - U_{6320} (R_{62} + R_{к1} + R); \quad (110)$$

$$v = (\beta_1 + 1) R_{62} (R_{62} + R_{к1} + R) - \beta_1 R_{к1} R_{62} \quad (111)$$

и

$$U''_{\text{сп}} \approx -(\beta_1 + 1) I''_{\text{б1п}} R_3. \quad (112)$$

Из формул (106) — (112) следует, что так же, как и пороговые значения  $I'_{\text{б1п}}$ ,  $U'_{\text{б1п}}$ , ток и напряжение  $I''_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$  не зависят от параметров цепи запуска триггера.

Полученные формулы (82), (85) — (95) и (106) — (112) используются при расчете пороговых напряжений срабатывания и отпускания триггера, а также при анализе их стабильности.

## 7. Пороговые уровни триггера для различных вариантов схем его запуска

На рис. 1 показана схема соединения генератора входных сигналов со входом триггера через дополнительное сопротивление  $R_1$ . При такой схеме подклю-

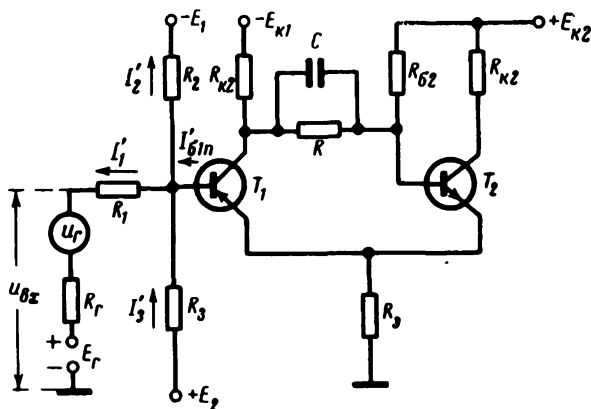


Рис. 11. Схема триггера с указанием токов в обобщенной цепи запуска.

нения генератора входных сигналов весьма ограничены возможности по изменению пороговых напряжений срабатывания триггера. Поэтому рассмотрим более общую схему соединения генератора входных сигналов с триггером, показанную на рис. 11. На этой схеме база входного транзистора через сопротивления  $R_2$  и  $R_3$  подключена к источникам питания отрицательной и положительной полярности  $-E_1$  и  $E_2$ . От генератора  $U_r$ ,



обладающего внутренним сопротивлением  $R_r$ , через добавочное сопротивление  $R_1$  на вход триггера подается медленно меняющееся напряжение произвольной формы. Генератор  $u_r$  включен последовательно с источником постоянного напряжения  $E_r$ . Введение подобного источника может оказаться полезным при анализе работы

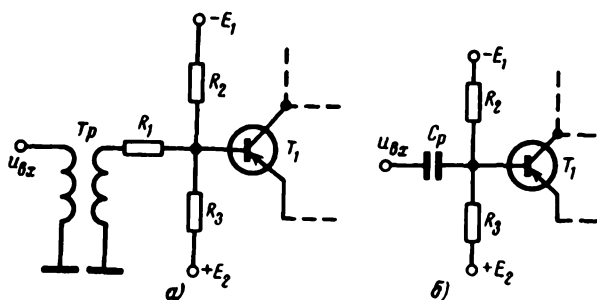


Рис. 12. Схемы запуска триггера.  
а — через трансформатор; б — через разделительный конденсатор.

триггера в условиях, когда переменная часть входного напряжения поступает от предыдущих транзисторных или ламповых устройств, к электродам которых через сопротивления подключены источники коллекторного либо анодного питания.

В частном случае, когда изменяющееся во времени напряжение поступает на вход триггера, например через трансформатор  $Tr$  (рис. 12,а), напряжение  $E_r$  можно принять равным нулю.

Можно было бы исключить влияние постоянного напряжения  $E_r$  на порог срабатывания и отпускания триггера введением разделительного конденсатора  $C_p$  (рис. 12,б), однако при этом, как и при трансформаторном входе, пороговые напряжения триггера становятся зависимыми от частоты и формы входного напряжения, что в ряде случаев приводит к ухудшению точности измерений.

Из обобщенной схемы, показанной на рис. 11, можно получить и другие варианты цепей запуска.

Например, полагая  $R_2 = R_3 = \infty$  в обобщенной схеме, а напряжение  $E_r = 0$ , получим схему цепи запуска, по-

казанную на рис. 1. Полагая  $E_1 = E_{K1}$  и  $E_2 = E_{K2}$ , получим схему триггера без дополнительных источников смещения (рис. 13).

ШКИН А. И. ИЛИН

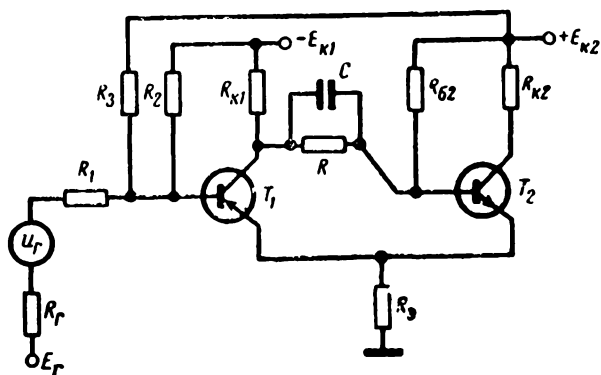


Рис. 13. Схема триггера с цепью запуска при  $E_1 = E_{K1}$  и  $E_2 = E_{K2}$ .

Полагая  $E_1 = 0$  или  $E_2 = 0$ , получим схемы запуска с заземленными сопротивлениями  $R_2$  или  $R_3$ .

Анализ обобщенной схемы запуска позволяет легко распространить выводы на триггер с суммированием

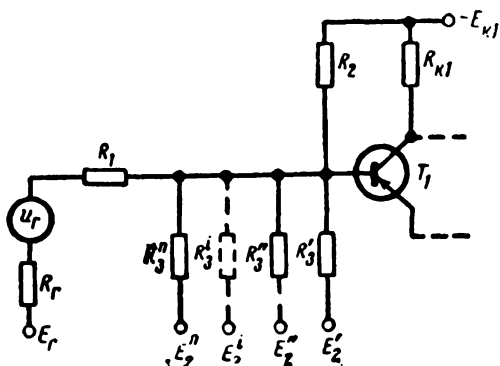


Рис. 14. Схема запуска триггера с суммированием нескольких напряжений на выходе.

нескольких однополярных напряжений на входе (рис. 14). Подобный триггер может быть с успехом применен в преобразователях напряжение—число.

Как уже было показано, пороговые значения базового тока  $I'_{б1п}$  и  $I''_{б1п}$  и напряжений  $U'_{б1п}$  и  $U''_{б1п}$  на базе входного транзистора не зависят от схемы цепи запуска, а определяются лишь параметрами элементов триггера. Полагая известными величины  $I'_{б1п}$ ,  $I''_{б1п}$ ,  $U'_{б1п}$  и  $U''_{б1п}$ , найдем для схемы, показанной на рис. 11, пороговые напряжения генератора входных сигналов  $U'_{гп}$  и  $U''_{гп}$ , а также пороговые значения входных напряжений триггера  $U'_{вх.п}$  и  $U''_{вх.п}$ , при которых в триггере осуществляется лавинообразный процесс опрокидывания из одного состояния устойчивого равновесия в другое.

В соответствии с рис. 11 можно записать следующие соотношения для состояния триггера, при котором транзистор  $T_2$  начинает закрываться:

$$\begin{aligned} E_2 - I'_{3п}R_3 &= U'_{б1п} = I'_{2п}R_2 - |E_1| = \\ &= E_{гп} + U'_{гп} + I'_{1п}(R_{гп} + R_1); \end{aligned} \quad (113)$$

$$I'_{3п} + I'_{б1п} = I'_{2п} + I'_{1п}, \quad (114)$$

где  $I'_{1п}$ ,  $I'_{2п}$ ,  $I'_{3п}$  — пороговые значения токов, протекающих по сопротивлениям  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  соответственно.

Входное напряжение триггера  $U'_{вх.п}$  в момент его опрокидывания вычисляется с учетом падения напряжения на внутреннем сопротивлении генератора входных сигналов:

$$U'_{вх.п} = E_{гп} + U'_{гп} + I'_{1п}R_{гп}. \quad (115)$$

Из соотношений (113)—(115) имеем:

$$\begin{aligned} U'_{1хп} &= \frac{|E_1|R_1}{R_2} - \frac{E_2R_1}{R_3} + \\ &+ U'_{б1п} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I'_{б1п}R_1. \end{aligned} \quad (116)$$

Решая систему уравнений (113)—(114) относительно напряжений  $U'_{гп}$ , получим выражение для вычисления порогового напряжения срабатывания триггера:

$$\begin{aligned} U'_{гп} &= |E_1| \frac{R_{гп} + R_1}{R_2} - E_2 \frac{R_{гп} + R_1}{R_3} - E_{гп} + \\ &+ U'_{б1п} \left( \frac{R_{гп} + R_1 + R_2}{R_3} + \frac{R_{гп} + R_1}{R_2} \right) - I'_{б1п}(R_{гп} + R_1). \end{aligned} \quad (117)$$

Аналогично, для момента, соответствующего началу другого опрокидывания триггера, имеем:

$$E_2 - I''_{3п} R_3 = U''_{61п} = I''_{2п} R_2 - |E_1| = E_{\Gamma} + U''_{\Gamma п} + \\ + I''_{61п} (R_{\Gamma} + R_1); \quad (118)$$

$$I''_{3п} + I''_{61п} = I''_{2п} + I''_{1п}; \quad (119)$$

$$U''_{1х.п} = E_{\Gamma} + U''_{\Gamma п} + I''_{1п} R_{\Gamma}, \quad (120)$$

где  $I''_{1п}$ ,  $I''_{2п}$ ,  $I''_{3п}$  — пороговые значения токов, протекающих по сопротивлениям  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  в рассматриваемый момент.

Из соотношений (118)–(120) получим выражение для определения порогового значения входного напряжения триггера:

$$U''_{вх.п} = \frac{|E_1| R_1}{R_2} - \frac{E_2 R_1}{R_3} + \\ + U''_{61п} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I''_{61п} R_1. \quad (121)$$

Формула для определения порогового напряжения отпущения триггера получается из выражений (118) и (119) в виде

$$U''_{\Gamma п} = |E_1| \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} - E_2 \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_3} - E_{\Gamma} + \\ + U''_{61п} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - I''_{61п} (R_{\Gamma} + R_1). \quad (122)$$

В выражениях (116), (117), (121) и (122) предполагается, что напряжение источника  $-E_1$  отрицательно, а полярность напряжений источников  $E_2$  и  $E_{\Gamma}$  — положительна относительно корпуса устройства.

На рис. 11 показаны лишь направления протекания токов  $I'_{1п}$ ,  $I'_{2п}$ ,  $I'_{3п}$  и  $I'_{61п}$  в момент первого опрокидывания триггера. Однако направление токов  $I''_{1п}$ ,  $I''_{2п}$ ,  $I''_{3п}$  и  $I''_{61п}$  в момент второго опрокидывания триггера не изменяется по сравнению с направлением, показанным на рис. 11 для токов  $I'_{61п}$ ,  $I'_{1п}$ ,  $I'_{2п}$  и  $I'_{3п}$ .

Используя выражения (117) и (122), определяем пороговые напряжения срабатывания и отпускания триггера  $U'_{гп}$  и  $U''_{гп}$  в триггере, схема которого показана на рис. 11, при условии, что заданы сопротивления  $R_г$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , известны напряжения источников питания  $E_г$ ,  $-E_1$  и  $E_2$ , а также параметры триггера. Расчет необходимых для этой цели токов  $I'_{б1п}$ ,  $I''_{б1п}$  и напряжений  $U'_{б1п}$  и  $U''_{б1п}$  производится по формулам (84)—(95) и (106), (107) или (109)—(112).

Из последующих примеров будет видно, что для триггера с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости обычно напряжение  $U'_{б1п} > U''_{б1п}$ , а напряжение  $I'_{б1п}(R_г + R_1)$  незначительно отличается от величины  $I''_{б1п}(R_г + R_1)$ , несмотря на то что ток  $I''_{б1п}$  несколько меньше тока  $I'_{б1п}$ . Поэтому пороговое напряжение  $U'_{гп} > U''_{гп}$ .

Рассмотрим вопрос о влиянии параметров элементов схемы запуска на величину пороговых напряжений срабатывания.

Как следует из формул (117) и (122), с увеличением абсолютной величины напряжения источника  $-E_1$  пороговые уровни  $U'_{гп}$  и  $U''_{гп}$  повышаются, а с увеличением напряжений  $E_2$  и  $E_г$  — понижаются, причем разность пороговых напряжений  $U'_{гп} - U''_{гп}$  (гистерезис) при этом не изменяется. Изменение напряжений  $-E_1$  и  $E_2$  тем слабее сказывается на вариациях пороговых уровней срабатывания и отпускания триггера, чем меньше сопротивления  $R_г$  и  $R_1$  и чем больше сопротивления  $R_2$  и  $R_3$ .

Величину пороговых напряжений срабатывания триггера наиболее удобно регулировать изменением сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$ .

С увеличением сопротивления  $R_2$  пороговые уровни понижаются, а с увеличением сопротивления  $R_3$  — повышаются.

Величину гистерезиса пороговых напряжений триггера можно регулировать изменением сопротивления  $R_1$ , причем при уменьшении добавочного сопротивления  $R_1$  гистерезис уменьшается. При этом возрастает базовый ток транзистора  $T_1$ . Максимальная величина его может быть найдена из формулы (18), при этом вместо  $U_г$

надо подставить его наименьшее значение. Поскольку в большинстве случаев желательно уменьшить гистерезис, то  $R_1$  стремятся свести к нулю. Но это может вызвать следующие нежелательные последствия:

базовый ток  $T_1$  может достичь величины больше допустимой для данного типа транзистора;

появится задержка в выключении  $T_1$  из-за большой степени его пересыщения.

Второй фактор существенно сказывается только в том случае, если изменение сигнала от  $U_{г\text{ мин}}$  до  $U'_{гп}$  происходит за время, соизмеримое с  $\tau_p$ . В этом случае необходимо увеличить  $R_1$ , добиваясь минимальной суммы времени рассасывания (72) и времени прохождения сигнала через значения  $U''_{гп} - U'_{гп}$ .

Поскольку обычно на вход рассматриваемого триггера поступает медленно меняющийся сигнал, то второй фактор часто можно и не учитывать.

Избежать чрезмерно большого значения  $I'_{б1}$  можно не только за счет включения  $R_1$ , но и с помощью различного вида ограничителей, установленных на выходе генератора сигнала. При этом путем усложнения схемы достигается уменьшение гистерезиса при отсутствии перегрузки входного транзистора. Уменьшение гистерезиса можно получить и за счет изменения параметров триггера, в частности за счет повышения напряжения  $U''_{эп}$  и понижения напряжения  $U'_{эп}$ .

Из формул (117) и (122) легко могут быть получены соотношения для вычисления пороговых напряжений в других возможных цепях запуска триггера. Так, для схемы, показанной на рис. 12,а в формулах (117) и (122) необходимо принять  $E_г = 0$ .

Для схемы, показанной на рис. 13, имеем:

$$\left. \begin{aligned} U'_{гп} &= |E_{к1}| \frac{R_г + R_1}{R_2} - E_{к2} \frac{R_г + R_1}{R_3} - E_г + \\ &+ U'_{б1п} \left( \frac{R_г + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_г + R_1}{R_2} \right) - I_{б1п} (R_г + R_1); \\ U''_{гп} &= |E_{к1}| \frac{R_г + R_1}{R_2} - E_{к2} \frac{R_г + R_1}{R_3} - E_г + \\ &+ U''_{б1п} \left( \frac{R_г + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_г + R_1}{R_2} \right) - I''_{б1п} (R_г + R_1). \end{aligned} \right\} \quad (123)$$

Соответственно пороговые значения входных напряжений триггера на основании выражений (116) и (121) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{нх.п}} &= |E_{\kappa 1}| \frac{R_1}{R_2} - E_{\kappa 2} \frac{R_1}{R_3} + \\ &+ U'_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I'_{\text{б1п}} R_1; \\ U''_{\text{нх.п}} &= |E_{\kappa 1}| \frac{R_1}{R_2} - E_{\kappa} \frac{R_1}{R_3} + \\ &+ U''_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I''_{\text{б1п}} R_1. \end{aligned} \right\} \quad (124)$$

Полагая  $R_2 = R_3 = \infty$  и  $E_{\Gamma} = 0$  для схемы, изображенной на рис. 1, получим:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Gamma\text{п}} &= U'_{\text{б1п}} - I'_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1); \\ U''_{\Gamma\text{п}} &= U''_{\text{б1п}} - I''_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1), \end{aligned} \right\} \quad (125)$$

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{нх.п}} &= U'_{\text{б1п}} - I'_{\text{б1п}} R_1; \\ U''_{\text{нх.п}} &= U''_{\text{б1п}} - I''_{\text{б1п}} R_1. \end{aligned} \right\} \quad (126)$$

При отключении одного из сопротивлений  $R_2$  ( $R_2 = \infty$ ) или  $R_3$  ( $R_3 = \infty$ ) соответственно имеем:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Gamma\text{п}} &= -E_2 \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_3} - E_{\Gamma} + \\ &+ U'_{\text{б1п}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} \right) - I'_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1); \\ U''_{\Gamma\text{п}} &= -E_2 \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_3} - E_{\Gamma} + \\ &+ U''_{\text{б1п}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} \right) - I''_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1); \end{aligned} \right\} \quad (127)$$

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{вх.п}} &= -E_2 \frac{R_1}{R_3} + U'_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_3} \right) - I'_{\text{б1п}} R_1; \\ U''_{\text{вх.п}} &= -E_2 \frac{R_1}{R_3} + U''_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_3} \right) - I''_{\text{б1п}} R_1 \end{aligned} \right\} \quad (128)$$

и

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Gamma\Pi} &= |E_1| \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} - E_\Gamma + \\ &+ U'_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - I'_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1); \\ U''_{\Gamma\Pi} &= |E_1| \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} - E_\Gamma + \\ &+ U''_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - I''_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1); \end{aligned} \right\} \quad (129)$$

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{вх.п}} &= \frac{|E_1| R_1}{R_2} + U'_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - I'_{\delta\Pi\Pi} R_1; \\ U''_{\text{вх.п}} &= \frac{|E_1| R_1}{R_2} + U''_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - I''_{\delta\Pi\Pi} R_1. \end{aligned} \right\} \quad (130)$$

В случае, если сопротивление например  $R_3$ , подключено не к источнику  $E_2$ , а заземлено ( $E_2=0$ ), то получим:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Gamma\Pi} &= |E_1| \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} - E_\Gamma + \\ &+ U'_{\delta\Pi\Pi} \left( \frac{R_\Gamma + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - I'_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1); \\ U''_{\Gamma\Pi} &= |E_1| \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} - E_\Gamma + \\ &+ U''_{\delta\Pi\Pi} \left( \frac{R_\Gamma + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - I''_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1); \end{aligned} \right\} \quad (131)$$

$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{вх.п}} &= |E_1| \frac{R_1}{R_2} + U'_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I'_{\delta\Pi\Pi} R_1; \\ U''_{\text{вх.п}} &= |E_1| \frac{R_1}{R_2} + U''_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3} \right) - I''_{\delta\Pi\Pi} R_1. \end{aligned} \right\} \quad (132)$$

Иногда используется запуск триггера, когда сопротивление  $R_3$  отсутствует ( $R_3=\infty$ ), а сопротивление  $R_2$  соединяется с корпусом устройства. Для этого случая имеем:

$$\left. \begin{aligned} U'_{\Gamma\Pi} &= -E_\Gamma + U'_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - \\ &\quad - I'_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1); \\ U''_{\Gamma\Pi} &= -E_\Gamma + U''_{\delta\Pi\Pi} \left( 1 + \frac{R_\Gamma + R_1}{R_2} \right) - \\ &\quad - I''_{\delta\Pi\Pi} (R_\Gamma + R_1), \end{aligned} \right\} \quad (133)$$



$$\left. \begin{aligned} U'_{\text{нх.п}} &= U'_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - I'_{\text{б1п}} R_1; \\ U''_{\text{лх.п}} &= U''_{\text{б1п}} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) - I''_{\text{б1п}} R_1. \end{aligned} \right\} \quad (134)$$

Следует отметить, что выражения (116), (117) и (121)—(134) могут быть использованы при расчете триггеров с эмиттерной связью на транзисторах как разнотипной, так и однотипной проводимости. Однако ранее выведенные для триггера на транзисторах разного типа проводимости формулы для определения пороговых значений токов  $I'_{\text{б1п}}$  и  $I''_{\text{б1п}}$ , а также напряжений  $U'_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$  не пригодны для триггера на транзисторах однотипной проводимости.

### Примеры расчета

**Пример 2.** Рассчитать пороговые значения базовых токов и напряжений  $I'_{\text{б1п}}$ ,  $I''_{\text{б1п}}$ ,  $U'_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$  для триггера, параметры которого рассчитаны в примере 1:  $R_{\text{к1}}=2,2 \text{ ком}$ ;  $R_{\text{к2}}=910 \text{ ом}$ ;  $R_{\text{б2}}=8,2 \text{ ком}$ ;  $R_3=270 \text{ ом}$ ;  $R=3,6 \text{ ком}$ ;  $R_{\text{г}}+R_1=1320 \text{ ом}$ ;  $E_{\text{к1}}=-12 \text{ в}$ ;  $E_{\text{к2}}=12 \text{ в}$ .

Транзисторы имеют следующие характеристики:  $\beta_1=\beta_2=35$ ;  $U_{\text{бэ2п}}=0,1 \text{ в}$ ;  $U_{\text{бэ2п}}=0,26 \text{ в}$ .

Подставляя в формулы (86)—(90) необходимые значения, получим:  $f=-1015 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}^2$ ;  $m=4070 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}$ ;  $n=150 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}^2$ ;  $p=26 \cdot 10^{12} \text{ ом}^3$ ;  $r=4,1 \cdot 10^{12} \text{ ом}^3$ .

По формуле (85) вычисляем:  $I'_{\text{б1п}}=0,107 \text{ ма}$ .

По справочнику [Л. 14, 15] для транзистора типа П15 при данном токе  $I'_{\text{б1п}}$  находим  $U'_{\text{б1п}}=-0,18 \text{ в}$ .

Подставляя в выражения (92)—(94) необходимые значения, получим:  $a=117 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом}$ ;  $b=-308 \cdot 10^6 \text{ ом}^2$ ;  $c=41,4 \cdot 10^3 \text{ ом}$ .

Вычисляя по формулам (91) и (95), имеем:  $U'_{\text{зп}}=2,03 \text{ в}$ ;  $U'_{\text{б1п}}=2,03-0,18=1,85 \text{ в}$ .

Подставляя в соотношения (109)—(111) заданные величины, получим:  $\psi=-30,4 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом}$ ;  $v=-494 \cdot 10^6 \text{ ом}^2$ ;  $I'_{\text{б1п}}=0,061 \text{ ма}$ .

По справочнику [Л. 14, 15] находим, что для транзистора типа П15 полученному току  $I''_{\text{б1п}}$  соответствует напряжение  $U''_{\text{б1п}}=-0,16 \text{ в}$ .

Произведя вычисления по формулам (107) и (122) имеем:  $U''_{\text{зп}}=-0,595 \text{ в}$ ,  $U''_{\text{б1п}}=-0,16-0,595=-0,755 \text{ в}$ .

Из рассмотренного примера видно, что в отличие от аналогичного устройства, выполненного на транзисторах однотипной проводимости, в триггере с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости пороговые напряжения на базе входного транзистора  $U'_{\text{б1п}}$  и  $U''_{\text{б1п}}$  имеют разные знаки. Пороговые токи  $I'_{\text{б1п}}$  и  $I''_{\text{б1п}}$  в рассматриваемом триггере имеют одно и то же направление, но  $I''_{\text{б1п}} < I'_{\text{б1п}}$ .

**Пример 3.** Определить пороговые напряжения срабатывания и отпускания триггера, схема которого показана на рис. 1. Параметры триггера указаны в примерах 1 и 2.

По формулам (125) рассчитываем:

$$U'_{ГП} = 1,85 - 0,107 \cdot 10^{-3} \cdot 1320 = 1,71 \text{ в};$$

$$U''_{ГП} = 0,755 - 0,061 \cdot 10^{-3} \cdot 1320 = -0,835 \text{ в}.$$

**Пример 4.** Для триггера, схема которого показана на рис. 13, подобрать так параметры входной цепи, чтобы пороговое напряжение  $U'_{ГП} = 0$ . Определить минимальную амплитуду входного гармонического напряжения, при которой еще обеспечивается нормальная работоспособность триггера. Параметры триггера заданы в примерах 1 и 2. Напряжение  $E_{Г} = 0$ .

Полагая в выражениях (123)  $U'_{ГП} = 0$  и  $E_{Г} = 0$ , имеем:

$$|E_{к1}| \frac{R_{Г} + R_1}{R_2} - E_{к2} \frac{R_{Г} + R_1}{R_3} + U'_{б1п} \left( \frac{R_{Г} + R_1 + R_2}{R_3} + \frac{R_{Г} + R_1}{R_2} \right) - I'_{б1п} (R_{Г} + R_1) = 0,$$

откуда

$$R_2 = \frac{(|E_{к1}| + U'_{б1п})(R_{Г} + R_1)}{(E_{к2} - U'_{б1п}) \frac{R_{Г} + R_1}{R_3} - U'_{б1п} + I'_{б1п} (R_{Г} + R_1)}.$$

Из полученного выражения видно, что при весьма большом сопротивлении  $R_3$  сопротивление  $R_2$  получается отрицательным, т. е. не имеет физического смысла. Предельное значение сопротивления  $R_3$  можно найти из условия, что знаменатель последнего соотношения положителен, т. е.

$$(E_{к2} - U'_{б1п}) \frac{R_{Г} + R_1}{R_3} > U'_{б1п} - I'_{б1п} (R_{Г} + R_1)$$

или

$$R_3 < \frac{(E_{к2} - U'_{б1п})(R_{Г} + R_1)}{U'_{б1п} - I'_{б1п} (R_{Г} + R_1)}.$$

Подставляя в полученное выражение заданные величины, получим:

$$R_3 < \frac{(12 - 1,85) \cdot 1320}{1,85 - 0,107 \cdot 10^{-3} \cdot 1320} = 7,82 \text{ ком}.$$

Выбирая  $R_3 = 6,8 \text{ ком}$ , вычисляем сопротивление  $R_2$

$$R_2 = \frac{(12 + 1,85) \cdot 1320}{(12 - 1,85) \cdot \frac{1320}{6800} - 1,85 + 0,107 \cdot 10^{-3} \cdot 1320} = 70 \text{ ком}.$$

В связи с неизбежными отклонениями величин сопротивлений от номиналов в реальных устройствах возможны небольшие отклоне-

ния порогового напряжения срабатывания от его расчетного значения.

Более точную установку величины  $U'_{гп}$  можно произвести регулировкой сопротивления  $R_2$ .

Минимально возможную амплитуду входного гармонического колебания определим исходя из условия, что нормальная работа триггера обеспечивается, если амплитуда входного напряжения превышает по абсолютной величине другой пороговый уровень срабатывания триггера, т. е.  $U_m > |U''_{гп}|$ .

Подставляя найденные величины в выражение (123), имеем:

$$U''_{гп} = 12 \frac{1\,320}{70\,000} - 12 \frac{1\,320}{6\,800} - 0,755 \left( \frac{1\,320 + 6\,800}{6\,800} + \right. \\ \left. + \frac{1\,320}{70\,000} \right) - 0,061 \cdot 10^{-3} \cdot 1\,320 = -3,1 \text{ в.}$$

Таким образом, для обеспечения устойчивой работы триггера амплитуда входного гармонического напряжения должна превышать  $U_m > 3,1 \text{ в.}$

## 8. Термостабильность пороговых напряжений триггера

Наиболее важными факторами, определяющими стабильность пороговых напряжений срабатывания и отпущения триггеров с эмиттерной связью при их работе, являются колебания температуры окружающей среды и напряжений источников питания. Действие таких факторов, как технологический разброс отдельных параметров транзисторов, величин сопротивлений и емкостей конденсаторов от номинального значения и др., также сильно влияющих на пороговые напряжения триггера, может быть в значительной степени ослаблено при заводской регулировке и регламентных проверках устройств, в которых используются триггеры с эмиттерной связью. Поэтому в настоящем разделе в первую очередь внимание будет уделено оценке стабильности пороговых напряжений  $U'_{гп}$  и  $U''_{гп}$  при колебаниях температуры и напряжений источников питания.

При оценке термостабильности пороговых напряжений следует учитывать, что *в зависимости от температуры сильно изменяются такие величины, входящие в формулы (82), (84)–(95), (108)–(112), (117) и (122), как  $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $U'_{бэ1п}$ ,  $U'_{бэ2п}$ ,  $U''_{бэ1п}$ ,  $U_{бэ2п}$ .*

Термозависимость же напряжений источников питания и величин сопротивлений обычно бывает незначительной по сравнению с указанными параметрами транзисторов и может не учитываться.

При оценке температурной стабильности порогового напряжения  $U'_{\Gamma\Pi}$  запишем выражения (117) и (122) в вариациях, заменяя дифференциалы малыми приращениями  $\delta_i$  соответствующих величин:

$$\delta_i U_{\Gamma\Pi} = \delta_i U'_{\Theta_{1\Pi}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \delta_i I_{\Theta_{1\Pi}} (R_{\Gamma} + R_1); \quad (135)$$

$$\delta_i U''_{\Gamma\Pi} = \delta_i U''_{\Theta_{1\Pi}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \delta_i I''_{\Theta_{1\Pi}} (R_{\Gamma} + R_1), \quad (136)$$

где значения  $\delta_i I'_{\Theta_{1\Pi}}$ ,  $\delta_i I''_{\Theta_{1\Pi}}$ ,  $\delta_i U'_{\Theta_{1\Pi}}$ ,  $\delta_i U''_{\Theta_{1\Pi}}$  находятся дифференцированием выражений (85), (109), (95) и (107) при условии, что в качестве аргумента в этих выражениях принята температура

$$\delta_i I'_{\Theta_{1\Pi}} = \frac{\delta_i f + \delta_i m + \delta_i n}{p + r} - \frac{(\delta_i p + \delta_i r)(f + m + n)}{(p + r)^2}; \quad (137)$$

$$\delta_i I''_{\Theta_{1\Pi}} = \frac{\delta_i \psi}{v} - \frac{\delta_i v \psi}{v^2}; \quad (138)$$

$$\delta_i U'_{\Theta_{1\Pi}} = \delta_i U'_{\Theta_{\Pi}} + \delta_i U'_{\Theta_{\Delta 1\Pi}}; \quad (139)$$

$$\delta_i U''_{\Theta_{1\Pi}} = \delta_i U''_{\Theta_{\Pi}} + \delta_i U''_{\Theta_{\Delta 1\Pi}}. \quad (140)$$

Значения  $\delta_i U'_{\Theta_{\Pi}}$  и  $\delta_i U''_{\Theta_{\Pi}}$  найдем дифференцированием соотношений (91) и (112):

$$\delta_i U'_{\Theta_{\Pi}} = \frac{\delta_i a + \delta_i b I'_{\Theta_{1\Pi}} + b \delta_i I'_{\Theta_{1\Pi}}}{c} - \frac{\delta_i c (a + b I'_{\Theta_{1\Pi}})}{c^2}; \quad (141)$$

$$\delta_i U''_{\Theta_{\Pi}} = -\delta_i \beta_1 I''_{\Theta_{1\Pi}} R_3 - (\beta_1 + 1) \delta_i I''_{\Theta_{1\Pi}} R_3. \quad (142)$$

Величины  $\delta_i U'_{\Theta_{\Delta 1\Pi}}$  и  $\delta_i U''_{\Theta_{\Delta 1\Pi}}$  могут быть найдены по справочникам для конкретного типа транзисторов в интересующем нас температурном диапазоне. Остальные величины входящие в формулы (137), (138) и (141),

определяются путем дифференцирования соотношений (86) — (90), (92) — (94), (110), (111):

$$\delta_i f = E_{K2} [-\delta_i \beta_2 R_{K2} (R + R_{K1}) + \delta_i \beta_2 R_3 R_{62}]; \quad (143)$$

$$\delta_i m = |E_{K1}| \delta_i \beta_2 (R_{K2} + R_3) R_{62}; \quad (144)$$

$$\delta_i n = (R + R_{K1} + R_{62}) \delta_i \beta_2 (R_{K2} + R_3) U'_{620} + \\ + \delta_i U'_{620} (R + R_{K1} + R_{62}) [\beta_2 R_{K2} + (\beta_2 + 1) R_3]; \quad (145)$$

$$\delta_i p = \delta_i \beta_1 R_{K1} R_{62} [\beta_2 R_{K2} + (\beta_2 + 1) R_3] + \\ + \beta_1 R_{K1} R_{62} \delta_i \beta_2 (R_{K2} + R_3); \quad (146)$$

$$\delta_i r = \delta_i \beta_1 R_3 [\beta_2 R_{K2} R_{62} - (R + R_{K1}) (R_{62} - \beta_2 R_{K2})] + \\ + (\beta_1 + 1) R_3 [\delta_i \beta_2 R_{K2} R_{62} + \delta_i \beta_2 R_{K2} (R + R_{K1})]; \quad (147)$$

$$\delta_i a = \delta_i \beta_2 E_{K2} R_3; \quad (148)$$

$$\delta_i b = -\delta_i \beta_1 \beta_2 R_{K2} R_3 - \delta_i \beta_2 (\beta_1 + 1) R_{K2} R_3; \quad (149)$$

$$\delta_i c = \delta_i \beta_2 R_{K2} + \delta_i \beta_2 R_3; \quad (150)$$

$$\delta_i \psi = -\delta_i U_{620} (R_{62} + R_{K1} + R); \quad (151)$$

$$\delta_i v = \delta_i \beta_1 [R_3 (R_{62} + R_{K1} + R) - R_{K1} R_{62}]. \quad (152)$$

Величины  $\delta_i \beta_1$ ,  $\delta_i \beta_2$ ,  $\delta_i U_{620}$  также находятся по справочникам для конкретного типа транзисторов в интересующем нас температурном диапазоне.

Анализ выражений (135) и (136) показывает, что термостабильность пороговых напряжений срабатывания и отпускания триггера улучшается с уменьшением суммарного сопротивления  $R_T + R_1$  и с увеличением сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$ . Наилучшей термостабильностью пороговых напряжений срабатывания обладает схема запуска, показанная на рис. 1, поскольку для нее  $R_2 = R_3 = \infty$ . Однако в схеме, показанной на рис. 1, нельзя в широких пределах регулировать уровни срабатывания и отпускания триггера. При необходимости таких регулировок обычно используют схему запуска, показанную на рис. 11, причем пороговые напряжения в этой схеме можно регулировать изменением сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$ , а также изменением напряжений  $E_1$ ,  $E_2$  и  $E_T$ . С точки зрения обеспечений лучшей термостабильности порого-

вых напряжений желательно в такой схеме запуска регулировку пороговых уровней производить изменением напряжения  $E_r$  либо, в случае невозможности выполнения такой регулировки, выбирать по возможности большие абсолютные значения напряжения  $E_1$  и  $E_2$ , используя при этом большие величины регулируемых сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$ .

Отметим еще некоторые особенности, вытекающие из полученных соотношений. Из формул (136), (138), (140), (151) и (152) следует, что *стабильность порогового напряжения  $U'_{гп}$  в сильной степени зависит от термостабильности коэффициента усиления только входного транзистора  $\delta_i\beta_1$ . Стабильность же порогового напряжения  $U'_{гп}$  зависит от термостабильности коэффициента усиления обоих транзисторов, применяемых в триггере.* Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании устройств.

Следует отметить, что расчет по формулам (135) -- (152) обычно не дает погрешностей при весьма незначительных колебаниях температуры. В случае очень больших колебаний температуры ( $\delta t > 10-15^\circ\text{C}$ ), особенно при повышении ее относительно нормальной, когда температурные изменения параметров транзисторов, например величин  $\delta_i\beta_1$  и  $\delta_i\beta_2$ , сравнимы со значениями самих коэффициентов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , расчет по этим формулам дает большие погрешности. В этом случае для оценки температурной стабильности необходимо вычислять значения пороговых уровней  $U'_{гп}$  и  $U''_{гп}$  по формулам (117) и (122) для двух значений температуры и затем вычислять разность полученных величин. Для иллюстрации рассмотрим следующий пример.

**Пример 5.** Определить стабильность пороговых напряжений срабатывания триггера, параметры которого рассчитаны в примерах № 1, 2, и 4, если триггер предназначен для работы в диапазоне температуры от  $20$  до  $60^\circ\text{C}$ .

По справочникам [Л. 14, 15] для рассматриваемых транзисторов определяем в заданном температурном диапазоне:

$$\delta_i\beta_1 = \delta_i\beta_2 = 1,2\beta_1 = 1,2\beta_2 = 42;$$

$$\delta_i U'_{бэ1п} \approx \delta_i U''_{бэ1п} = 0,1 \text{ в}; \quad U'_{бэ2п} = 0,26 \text{ в};$$

$$\delta_i U'_{бэ2п} \approx \delta_i U_{бэ20} = -0,1 \text{ в}.$$

Как видно, в данном случае величины  $\delta_i\beta_{1,2}$  превышают значения самих коэффициентов усиления  $\beta_{1,2}$ . Поэтому расчет по форму-

лам (135) и (136) может привести к большим погрешностям. В связи с этим для оценки термостабильности пороговых уровней произведем вычисления по формулам (117) и (122) для двух крайних значений температуры:  $U'_{\Gamma\Pi I}$  и  $U''_{\Gamma\Pi I}$  — для нормальной температуры и  $U'_{\Gamma\Pi II}$  и  $U''_{\Gamma\Pi II}$  — для температуры  $60^\circ\text{C}$ .

Расчет значений  $U'_{\Gamma\Pi I}$  и  $U''_{\Gamma\Pi I}$  произведен в примерах 2 и 4. Определим величины  $U'_{\Gamma\Pi II}$  и  $U''_{\Gamma\Pi II}$ , полагая для верхней граничной температуры  $\beta_1 = \beta_2 = 77$ ;  $U'_{\beta_1 \Pi} = -0,08$  в;  $U''_{\beta_1 \Pi} = -0,06$  в;  $U'_{\beta_2 \Pi} = 0,16$  в;  $U_{\beta_2 \Pi} \approx 0$ .

По формулам (85) — (94) вычисляем:

$$f_{II} = -2\,230 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}^2; m_{II} = 8\,950 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом};$$

$$n_{II} = 204 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}; p_{II} = 126 \cdot 10^{12} \text{ ом}^3; r_{II} = 37 \cdot 10^{12} \text{ ом}^3;$$

$$I'_{\beta_1 \Pi II} = 0,0425 \text{ ма}; a_{II} = 252 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом}; b_{II} = -1\,470 \cdot 10^6 \text{ ом}^2;$$

$$c_{II} = 91 \cdot 10^3 \text{ ом}; U'_{\beta_2 \Pi II} = 2,08 \text{ в}.$$

Вычисляя по формуле (95), получим:

$$U'_{\beta_1 \Pi II} = 2,08 - 0,08 = 2 \text{ в}$$

и далее в соответствии с выражением (117) имеем:

$$U'_{\Gamma\Pi II} = 1,2 \frac{1\,320}{70\,000} - 1,2 \frac{1\,320}{6\,800} + 2 \left( \frac{1\,320 + 6\,800}{6\,800} + \frac{1\,320}{70\,000} \right) - 0,0425 \cdot 10^{-3} 1\,320 = 0,257 \text{ в}.$$

Ранее в примере 4 была рассчитана величина  $U'_{\Gamma\Pi I} = 0$ . Следовательно, температурное изменение порогового уровня равно:

$$\Delta U'_{\Gamma\Pi} = U'_{\Gamma\Pi II} - U'_{\Gamma\Pi I} = 0,257 \text{ в}.$$

Аналогично по формулам (109) — (111), (107), (108) и (122) находим:

$$\psi_{II} = -28,8 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом}; v_{II} = -1\,095 \cdot 10^6 \text{ ом}^2; I''_{\beta_1 \Pi II} = 0,0263 \text{ ма};$$

$$U''_{\beta_2 \Pi II} = -0,553 \text{ в}; U''_{\beta_1 \Pi II} = -0,613 \text{ в}; U''_{\Gamma\Pi II} = -2,884 \text{ в}.$$

Ранее в примере 4 было определено  $U''_{\Gamma\Pi I} = -3,1 \text{ в}$ .

Следовательно, температурное приращение порогового уровня равно  $\Delta U''_{\Gamma\Pi} = U''_{\Gamma\Pi II} - U''_{\Gamma\Pi I} = -2,884 + 3,1 = 0,216 \text{ в}$ .

Из рассмотренного примера видно, что с повышением температуры пороговые напряжения в триггере, у которого входной транзистор имеет  $p$ - $n$ - $p$  проводимость, а выходной — проводимость типа  $n$ - $p$ - $n$ , возрастают.

Из приведенного примера следует, что пороговый уровень  $U''_{\Gamma\Pi}$  обладает несколько лучшей термостабильностью, чем напряжение  $U'_{\Gamma\Pi}$ .

При повышении температуры оба пороговых напряжения триггера увеличиваются. Как было показано, лавинообразный процесс опрокидывания триггера начинается в тот момент, когда базовый ток уменьшится настолько, что рабочая точка транзистора  $T_2$  выйдет из области насыщения. В момент начала опрокидывания триггера по эмиттерному сопротивлению протекают прямые эмиттерные токи обоих транзисторов, направленные навстречу друг другу, что благоприятно сказывается на термостабилизации порогового напряжения  $U'_{гп}$  срабатывания триггера. Однако при повышении температуры увеличивается напряжение база—эмиттер и уменьшается базовый ток входного транзистора, при котором в триггере начинается процесс опрокидывания. Кроме того, при повышении температуры уменьшается насыщающий ток базы выходного транзистора. Все три последние из указанных факторов приводят к повышению порогового напряжения  $U''_{гп}$ . В случае увеличения температуры действие этих трех факторов проявляется сильнее, чем термостабилизация порогового напряжения за счет взаимопротивоположного направления прямых эмиттерных токов, протекающих по сопротивлению  $R_3$ , и в результате пороговое напряжение увеличивается при повышении температуры.

К моменту начала процесса второго опрокидывания триггера транзистор  $T_1$  открывается, а выходной транзистор находится еще в закрытом состоянии. Лавинообразный процесс опрокидывания начинается тогда, когда напряжение база—эмиттер транзистора  $T_2$  достигнет напряжения открывания  $U_{бэ20}$ . При повышении температуры в момент опрокидывания триггера повышется напряжение база—эмиттер входного транзистора и уменьшается его базовый ток. Эти два фактора приводят к повышению напряжения  $U''_{гп}$ . Однако при повышении температуры уменьшается напряжение открывания выходного транзистора и этот фактор приводит к уменьшению порогового напряжения  $U''_{гп}$ , поскольку для открывания транзистора  $T_2$  в этом случае необходимо более слабое открывание входного транзистора.

Таким образом, при повышении температуры из рассмотренных факторов два приводят к повышению порогового напряжения  $U''_{гп}$  и один — к уменьшению. Однако действие первых двух рассмотренных факторов при



повышении температуры проявляется сильнее и в конечном итоге пороговое напряжение отпускания увеличивается. В то же время термостабилизирующее действие третьего из рассмотренных факторов приводит к тому, что стабильность порогового напряжения  $U'_{\Gamma n}$ , как видно из рассмотренного примера, несколько лучше стабильности порогового напряжения  $U'_{\Gamma n}$ .

Уменьшение пороговых значений токов  $I'_{\text{б1п}}$  и  $I''_{\text{б1п}}$  объясняется тем, что при повышении температуры увеличивается коэффициент усиления транзисторов и, следовательно, для открывания транзистора  $T_1$  либо вывода из насыщения транзистора  $T_2$  требуется меньшее значение тока в базовой цепи входного транзистора.

## 9. Стабильность пороговых уровней при колебаниях напряжений источников питания

При оценке стабильности пороговых уровней срабатывания и отпускания триггера в зависимости от напряжений источников питания будем полагать, что коэффициенты усиления транзисторов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , а также напряжения  $U'_{\text{бз1п}}$ ,  $U''_{\text{бз1п}}$  и  $U_{\text{бз20}}$  не зависят от напряжений источников питания.

Полагая независимыми переменными напряжения  $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_{\Gamma}$ ,  $E_{\text{к1}}$  и  $E_{\text{к2}}$ , дифференцируя выражения (117) и (122) и заменяя дифференциалы малыми приращениями  $\delta_E$  соответствующих величин, получим:

$$\begin{aligned} \delta_E U'_{\Gamma n} = & \delta_E |E_1| \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} - \delta_E E_2 \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_3} - \delta_E E_{\Gamma} + \\ & + \delta_E U'_{\text{б1п}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \\ & - \delta_E I'_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1); \end{aligned} \quad (153)$$

$$\begin{aligned} \delta_E U''_{\Gamma n} = & \delta_E |E_1| \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} - \delta_E E_2 \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_3} - \\ & - \delta_E E_{\Gamma} + \delta_E U''_{\text{б1п}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_3}{R_3} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \\ & - \delta_E I''_{\text{б1п}} (R_{\Gamma} + R_1). \end{aligned} \quad (154)$$

Дифференцируя выражения (95), (107), (85) и (109), получим:

$$\delta_E I'_{61n} = \frac{(\delta_E f + \delta_E n + \delta_E n)(p + r) - (\delta_E p + \delta_E r)(f + m + n)}{(p + r)^2}. \quad (155)$$

$$\delta_E I''_{61n} = \frac{\delta_E \psi_v - \psi \delta_E v}{v^2}; \quad (156)$$

$$\delta_E U'_{61n} = \delta_E U'_{3n}; \quad (157)$$

$$\delta_E U''_{61n} = \delta_E U''_{3n}, \quad (158)$$

где значения  $\delta_E U'_{3n}$  и  $\delta_E U''_{3n}$  находятся дифференцированием выражений (91) и (112):

$$\delta_E U'_{3n} = \frac{(\delta_E a + \delta_E b I'_{61n} + b \delta_E I'_{61n})c - \delta_E c(a + b I'_{61n})}{c^2}; \quad (159)$$

$$\delta_E U''_{3n} = -(\beta_1 + 1) R_3 \delta_E I''_{61n}. \quad (160)$$

Дифференцируя выражения (86) — (90), (92) — (94), (110) и (111), получим:

$$\delta_E f = \delta_E E_{K2} [(R_{62} - \beta_2 R_{K2})(R + R_{K1}) + (\beta_2 + 1) R_3 R_{62}]; \quad (161)$$

$$\delta_E m = \delta_E |E_{K1}| [\beta_2 R_{K2} + (\beta_2 + 1) R_3] R_{62}; \quad (162)$$

$$\delta_E n = \delta_E p = \delta_E r = \delta_E b = \delta_E c = \delta_E v = 0; \quad (163)$$

$$\delta_E a = \delta_E E_{K2} (\beta_2 + 1) R_3; \quad (164)$$

$$\delta_E \psi = \delta_E E_{K2} (R + R_{K1}) - \delta_E |E_{K1}| R_{62}. \quad (165)$$

Из выражений (153) и (154) видно, что при колебаниях напряжений источников питания стабильность пороговых уровней улучшается с уменьшением суммарного сопротивления  $R + R_1$  и с увеличением сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$ .

Во многих устройствах все напряжения ( $E_1$ ,  $E_2$ ,  $E_r$ ,  $E_{K1}$ ,  $E_{K2}$ ) получают путем преобразования напряжения одного первичного источника. В подобных устройствах все напряжения, необходимые для питания триггера, изменяются на одну и ту же относительную величину. Од-

нако знаки изменения напряжений различны для источников питания различной полярности. В этих условиях выбором напряжений  $E_1, E_2, E_{\Gamma}, E_{K1}, E_{K2}$  и сопротивлений цепи запуска триггера можно свести, как это следует из формул (153)—(165), нестабильности пороговых напряжений срабатывания триггера  $\delta_E U'_{\Gamma n}$  и  $\delta_E U''_{\Gamma n}$  к весьма малым значениям при изменении напряжения первичного источника (например, сети) в широких пределах.

Оценим порядок величин, входящих в формулы (153)—(165).

*Пример 6.* Оценить изменение пороговых напряжений срабатывания триггера при колебаниях напряжений источников питания триггера, рассмотренного в примере 5, в пределах  $\pm 10\%$  относительно расчетных значений. Все напряжения получаются от одного первичного источника питания (от общей сети) путем трансформации и выпрямления индивидуальными выпрямителями.

Полагая  $E_{\Gamma}=0, E_1=E_{K1}=-12$  в;  $E_2=E_{K2}=+12$  в, определяем  $\delta_E |E_1|=\delta_E |E_{K1}|=0,1 |E_{K1}|=1,2$  в;  $\delta_E E_2=\delta_E E_{K2}=0,1 E_{K2}=1,2$  в.

По формулам (161)—(165) вычисляем:

$$\delta_E f = -101,5 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}^2; \delta_E m = 407 \cdot 10^6 \text{ в} \cdot \text{ом}^2;$$

$$\delta_E a = 11,7 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом}; \delta_E \psi = -2,9 \cdot 10^3 \text{ в} \cdot \text{ом};$$

$$\delta_E n = \delta_E p = \delta_E r = \delta_E b = \delta_E c = \delta_E \dot{v} = 0.$$

По формулам (155)—(160) последовательно вычисляем:

$$\delta_E I'_{61n} = - \frac{101,5 \cdot 10^6 + 407 \cdot 10^6}{(26 + 4,1) \cdot 10^{12}} = 10,3 \text{ мка};$$

$$\delta_E I''_{61n} = \frac{-2,9 \cdot 10^3}{-494 \cdot 10^6} = 5,9 \text{ мка};$$

$$\delta_E U'_{61n} = \delta_E U'_{3n} = \frac{11,7 \cdot 10^3 - 308 \cdot 10^6 \cdot 10,3 \cdot 10^{-6}}{41 \cdot 4 \cdot 10^3} = 0,206 \text{ в};$$

$$\delta_E U''_{61n} = \delta_E U''_{3n} = -(35 + 1) \cdot 5,9 \cdot 10^{-6} \cdot 270 = -0,057 \text{ в}.$$

Подставляя полученные значения в выражения (153) и (154), определяем:

$$\delta_E U'_{\Gamma n} = 1,2 \frac{1 \ 320}{70 \ 000} - 1,2 \frac{1 \ 320}{6 \ 800} + 0,206 \left( \frac{1 \ 320 + 6 \ 800}{6 \ 800} + \frac{1 \ 320}{70 \ 000} \right) - 10,3 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \ 320 = 0,026 \text{ в};$$

$$\delta_E U''_{\Gamma n} = 1,2 \frac{1 \ 320}{70 \ 000} - 1,2 \frac{1 \ 320}{6 \ 800} - 0,057 \left( \frac{1 \ 320 + 6 \ 800}{6 \ 800} + \frac{1 \ 320}{70 \ 000} \right) - 5,9 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \ 320 = -0,288 \text{ в}.$$

В случае, когда сопротивления  $R_2=R_3=\infty$  (схема, показанная на рис. 1), имеем:

$$\delta_E U'_{\Gamma n} = 0,192 \text{ в};$$

$$\delta_E U''_{\Gamma n} = -0,065 \text{ в}.$$

Из рассмотренного примера видно, что увеличение сопротивлений  $R_2$  и  $R_3$  позволяет существенно улучшить стабильность порогового напряжения отпуская  $U''_{\Gamma n}$  и ухудшает стабильность напряжения срабатывания триггера.

## 10. О влиянии нагрузки на пороговые уровни триггера

Обычно выходные напряжения триггера снимаются с сопротивлений  $R_{k2}$  или  $R_{k1}$ . При подключении внешней нагрузки к этим сопротивлениям уменьшается результирующее сопротивление в коллекторной цепи транзисторов. Изменение внешней нагрузки без особых затруднений всегда может быть пересчитано в эквивалентное изменение сопротивлений  $R_{k1}$  и  $R_{k2}$ .

Из формул (82), (84), (95) и (106) — (111) видно, что с изменением сопротивлений  $R_{k1}$  и  $R_{k2}$  изменяются пороговые токи  $I'_{\text{бп}}$ ,  $I''_{\text{бп}}$  и напряжения  $U'_{\text{бп}}$ ,  $U''_{\text{бп}}$ , входящие в соотношения (117) и (122), по которым рассчитываются пороговые напряжения триггера. Следовательно, пороговые уровни  $U'_{\Gamma n}$  и  $U''_{\Gamma n}$  зависят от нагрузки триггера. Для оценки этой зависимости запишем выражения (117) и (122) в вариациях. Полагая независимой переменной величину  $R_{k1}$  и обозначая приращения соответствующих величин индексом  $\delta_1$ , из выражений (117) и (122) получим:

$$\delta_1 U'_{\Gamma n} = \delta_1 U'_{\text{бп}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_2}{R_2} + \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \delta_1 I'_{\text{бп}} \times \\ \times (R_{\Gamma} + R_1); \quad (166)$$

$$\delta_1 U''_{\Gamma n} = \delta_1 U''_{\text{бп}} \left( \frac{R_{\Gamma} + R_1 + R_2}{R_2} - \frac{R_{\Gamma} + R_1}{R_2} \right) - \delta_1 I''_{\text{бп}} \times \\ \times (R_{\Gamma} + R_1), \quad (167)$$

где на основании соотношений (85) — (95), (107) и (109) — (112) имеем:

$$\delta_1 U'_{\text{бп}} = \delta_1 U'_{\text{эп}}; \quad (168)$$

$$\delta_1 U''_{\text{бп}} = \delta_1 U''_{\text{эп}}; \quad (169)$$

$$\delta_1 U'_{\text{эп}} = \frac{\delta_1 a + \delta_1 b I'_{\text{б1п}} + b \delta_1 I_{\text{б1п}}}{c} - \frac{\delta_1 c (a + b I'_{\text{б1п}})}{c^2}; \quad (170)$$

$$\delta_1 U''_{\text{эп}} = -(\beta_1 + 1) R_3 \delta_1 I'_{\text{б1п}}; \quad (171)$$

$$\delta_1 I'_{\text{б1п}} = \frac{(\delta_1 f + \delta_1 m + \delta_1 n)(p + r) - (\delta_1 p + \delta_1 r)(f + m + n)}{(p + r)^2}; \quad (172)$$

$$\delta_1 I'_{\text{б1п}} = \frac{\delta_1 \psi v - \delta_1 v \psi}{v^2}; \quad (173)$$

$$\delta_1 f = E_{\text{к2}} (R_{\text{б2}} - \beta_2 R_{\text{к2}}) \delta_1 R_{\text{к1}}; \quad (174)$$

$$\delta_1 m = \delta_1 a = \delta_1 b = \delta_1 c = 0; \quad (175)$$

$$\delta_1 n = U'_{\text{бэ2п}} [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3] \delta_1 R_{\text{к1}}; \quad (176)$$

$$\delta_1 p = \beta_1 R_{\text{б2}} [\beta_2 R_{\text{к2}} + (\beta_2 + 1) R_3] \delta_1 R_{\text{к1}}; \quad (177)$$

$$\delta_1 r = -(\beta_1 + 1) R_3 (R_{\text{б2}} - \beta_2 R_{\text{к2}}) \delta_1 R_{\text{к1}}; \quad (178)$$

$$\delta_1 \psi = (E_{\text{к2}} - U_{\text{бэ20}}) \delta_1 R_{\text{к1}}; \quad (179)$$

$$\delta_1 v = [(\beta_1 + 1) R_3 - \beta_1 R_{\text{б2}}] \delta_1 R_{\text{к1}}. \quad (180)$$

Значения величин  $a, b, c, f, m, n, p, r, \psi$  и  $v$ , входящих в формулы (170)–(173), определяются из соотношений (86)–(90), (92)–(94), (110) и (111).

Полученные соотношения позволяют оценить зависимость пороговых уровней при подключении внешней нагрузки к коллектору входного транзистора триггера.

Аналогично, полагая независимой переменной величину  $R_{\text{к2}}$  и обозначая малые приращения соответствующих величин индексом  $\delta_2$ , получим:

$$\delta_2 U'_{\text{б1п}} = \delta_2 U'_{\text{эп}}; \quad (181)$$

$$\delta_2 U'_{\text{эп}} = \frac{(\delta_2 a + \delta_2 b I'_{\text{б1п}} + \delta_2 b I'_{\text{б1п}}) c - \delta_2 c (a + b I'_{\text{б1п}})}{c^2}; \quad (182)$$

$$\delta_2 I'_{\text{б1п}} = \frac{(\delta_2 f + \delta_2 m + \delta_2 n)}{p + r} - \frac{(\delta_2 r + \delta_2 p)(f + m + n)}{(p + r)^2}; \quad (183)$$

где

$$\delta_2 a = 0; \quad (184)$$

$$\delta_2 b = -(\beta_1 + 1) \beta_2 R_3 \delta_2 R_{K2}; \quad (185)$$

$$\delta_2 c = \beta_2 \delta_2 R_{K2}; \quad (186)$$

$$\delta_2 f = -E_{K2} (R + R_{K1}) \beta_2 \delta_2 R_{K2}; \quad (187)$$

$$\delta_2 m = |E_{K1}| \beta_2 R_{\sigma 2} \delta_2 R_{K2}; \quad (188)$$

$$\delta_2 n = U'_{\sigma 2 \Pi} (R + R_{K1} + R_{\sigma 2}) \beta_2 \delta_2 R_{K2}; \quad (189)$$

$$\delta_2 p = \beta_1 R_{K1} R_{\sigma 2} \beta_2 \delta_2 R_{K2}; \quad (190)$$

$$\delta_2 r = (\beta_1 + 1) R_3 [\beta_2 R_{\sigma 2} + \beta_2 (R + R_{K1})] \delta_2 R_{K2}, \quad (191)$$

а остальные величины определяются из формул (86)—(90) и (92)—(94). Пороговый уровень  $U''_{ГП}$  от сопротивления  $R_{K2}$  не зависит, что следует из выражений (107), (109)—(112) и (122), т. е.

$$\delta_2 U''_{ГП} = 0. \quad (192)$$

Таким образом, *подключение нагрузки к коллектору выходного транзистора не изменяет порогового уровня  $U''_{ГП}$ .*

Раньше было показано, что термостабильность порогового уровня  $U''_{ГП}$  также несколько лучше, чем напряжения  $U'_{ГП}$ .

Кроме того, из примера 6 видно, что при изменениях напряжений источников питания можно обеспечить высокую стабильность порогового напряжения отпущения  $U''_{ГП}$ . Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании высокоточных устройств привязки импульсов к фиксированной фазе входного гармонического колебания, например в цифровых фазометрах либо частотомерах. Измерительные выходные импульсы в таких устройствах целесообразно формировать в тот момент, когда ранее закрытые транзисторы триггера открываются, а входное гармоническое напряжение, уменьшаясь, достигает уровня  $U''_{ГП}$ .

# ГЛАВА ТРЕТЬЯ

## ТРИГГЕР С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ НА ТРАНЗИСТОРАХ РАЗНОГО ТИПА ПРОВОДИМОСТИ

### 11. Общая характеристика триггера

Статические триггеры с двумя коллекторно-базовыми связями на транзисторах разного типа проводимости применяются в качестве делителей частоты импульсов, бесконтактных переключающих устройств релейного дей-

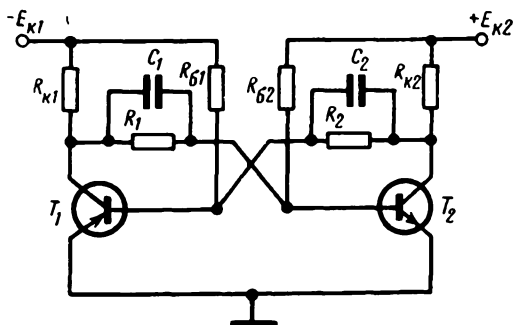


Рис. 15. Схема триггера с коллекторно-базовыми связями на транзисторах разного типа проводимости.

ствия, бинарных (двоичных) счетных ячеек (одноразрядных двоичных счетчиков импульсов), двоичных запоминающих элементов. Триггер представляет двухкасадный неинвертирующий усилитель, замкнутый петлей положительной обратной связи. В состояниях равновесия оба транзистора либо открыты и насыщены, либо закрыты. Принципиальная схема триггера дана на рис. 15. Сопротивления  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  являются коллекторными нагрузками транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Сопротивления  $R_{62}$  и  $R_{61}$  обеспечивают необходимый ток базы для насыщения транзисторов. Сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  исключают шунтирование базовой цепи каждого транзистора переходом коллектор—эмиттер другого транзистора, когда они оба насыщены, и обеспечивают необходимое запирающее смещение при закрытых транзисторах.  $C_1$  и  $C_2$  — форсирующие емкости.

## 12. Физические процессы в триггере

Пусть в исходном состоянии оба транзистора закрыты. В данном состоянии от источника питания  $+E_{к2}$  (рис. 16) по сопротивлениям  $R_{б2}$ ,  $R_1$  и  $R_{к1}$  протекает ток по направлению к источнику  $-E_{к1}$ , причем к этому току добавляются весьма незначительные обратные токи базы ( $I_{б02}$ ) транзистора  $T_2$  и коллектора ( $I_{к01}$ ) транзистора  $T_1$ . Кроме того, от источника  $+E_{к2}$  через сопротивле-

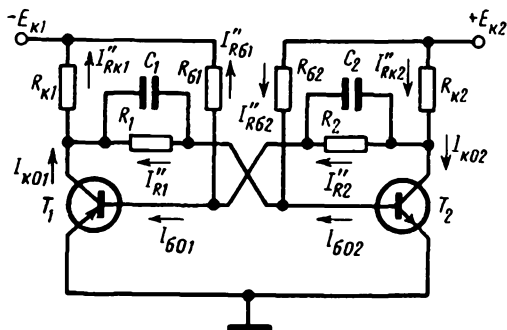


Рис. 16. Схема триггера с указанием токов в исходном состоянии устойчивого равновесия.

ния  $R_{к2}$ ,  $R_2$  и  $R_{б1}$  к источнику  $-E_{к1}$  протекает другой ток, часть которого ответвляется в коллекторную цепь закрытого транзистора  $T_2$  (обратный коллекторный ток  $I_{к02}$ ) и в базовую цепь закрытого транзистора  $T_1$  (обратный базовый ток  $I_{б01}$ ). Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжены до напряжения, равного  $(0,7-0,9) E_{к1,2}$ , причем эти напряжения меньше напряжений источников питания в связи с протеканием по сопротивлениям  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  токов, ответвляющихся в сопротивления обратной связи  $R_1$  и  $R_2$ . Напряжения на базах закрытых транзисторов обычно составляют десятые доли вольта. Поскольку суммарные сопротивления  $R_{б2} + R_1 + R_{к1}$  и  $R_{к2} + R_2 + R_{б1}$  сравнительно велики, а обратные токи  $I_{б01,2}$  и  $I_{к01,2}$  весьма малы, то токи, протекающие между источниками питания в этом состоянии устойчивого равновесия малы и поэтому в триггере расходуется очень незначительная энергия.

После поступления запускающего импульса, например положительной полярности на базу транзистора  $T_2$ ,



начинается процесс прямого переключения (переброса) триггера, который в свою очередь состоит из трех стадий: подготовки (запуска), регенерации (опрокидывания) и восстановления.

В результате поступления импульса запуска транзистор  $T_2$  начинает открываться. Однако в связи с конечной скоростью перемещения заряда в области базы коллекторный ток транзистора  $T_2$  появляется с некоторой малой задержкой  $\Delta t_1$ , которая при расчетах обычно не учитывается. С появлением коллекторного тока снижается потенциал коллектора транзистора  $T_2$ , а отрицательный скачок коллекторного напряжения через форсирующий конденсатор  $C_2$  передается на базу транзистора  $T_1$ . Последний начинает открываться с задержкой  $\Delta t_2 \approx \Delta t_1$ , вызванной также конечной скоростью диффузии носителей заряда в базовой области.

С появлением коллекторного тока транзистора  $T_1$ , когда оба транзистора откроются настолько, что общий коэффициент усиления петли положительной обратной связи достигнет единицы, стадия подготовки заканчивается.

В стадии регенерации рабочие точки обоих транзисторов находятся в активной области характеристик. С увеличением коллекторного тока транзистора  $T_1$  в стадии опрокидывания повышается потенциал его коллектора и прямой базовый ток транзистора  $T_2$ , поскольку реактивное сопротивление ускоряющего конденсатора  $C_1$  незначительно для скачка напряжения. Транзистор  $T_2$  открывается еще больше, увеличивается его коллекторный ток, а следовательно, и прямой базовый ток транзистора  $T_1$ , и т. д. В результате лавинообразного процесса опрокидывания оба транзистора открываются. Стадия оканчивается в тот момент, когда в связи с достижением коллекторным током транзистора  $T_2$  значения близкого к току насыщения  $I_{\text{нп}}$  коэффициент усиления петли положительной обратной связи, уменьшаясь, вновь достигнет значения, равного единицы. Далее начинается стадия восстановления второго стационарного состояния устойчивого равновесия. В течение этой стадии оба транзистора насыщаются, а ускоряющие конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  разряжаются через открытые переходы транзисторов, сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ , а также через сопротивления  $R_{\text{б1, 2}}$ ,  $R_{\text{к2, 1}}$  и источники питания. Поскольку сопротивления переходов значительно меньше сопротивлений

$R_{1,2}$  и  $R_{к1,2} + R_{б2,1}$ , то разряд конденсаторов производится через открытые транзисторы.

Время между моментом поступления импульса запуска и окончанием стадии восстановления трактуется как *разрешающее время прямого переключения триггера*.

В другом состоянии устойчивого равновесия триггера оба транзистора полностью открыты и обычно насыщены, поскольку при использовании ненасыщенного режима работы транзисторов (за исключением случаев пре-

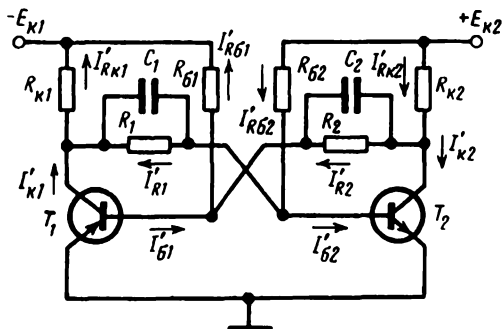


Рис. 17. Схема триггера с указанием токов при открытых транзисторах.

дотвращения насыщения с помощью нелинейной обратной связи) ухудшается стабильность амплитуд выходных импульсов и облегчаются условия для самопроизвольных срабатываний триггера под действием колебаний напряжений источников питания, изменения температуры и паразитных наводок (помех). Направление токов в триггере для рассматриваемого состояния равновесия показано на рис. 17. В данном стационарном состоянии напряжения на коллекторах и базах транзисторов составляют десятые доли вольта для германиевых и около одного вольта для кремниевых транзисторов, причем потенциалы электродов транзистора типа *n-p-n* положительны относительно эмиттера, а у транзисторов типа *p-n-p* — отрицательны. По сопротивлениям  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  протекают значительные коллекторные токи открытых транзисторов, а по сопротивлениям  $R_{б1}$  и  $R_{б2}$  в основном протекают прямые базовые токи транзисторов, поскольку токи, ответвляющиеся в сопротивления обратной связи, весьма малы в рассматриваемом состоянии равновесия.

Конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  заряжены небольшим напряжением. Поскольку токи, протекающие через оба транзистора, велики, триггер в этом состоянии равновесия расходует значительную энергию, приблизительно вдвое превышающую энергию, потребляемую аналогичным триггером на транзисторах одноипупной проводимости.

В момент поступления на базу транзистора  $T_2$  отрицательного импульса (либо с началом воздействия положительного импульса на базу транзистора  $T_1$  начинается процесс обратного переключения триггера в исходное состояние устойчивого равновесия. Так же, как и процесс прямого переключения, *процесс обратного переключения триггера имеет стадии подготовки, регенерации и восстановления*. Однако физические процессы и длительность отдельных стадий при обратном и прямом переключении триггера несколько отличаются.

В *стадии подготовки* после поступления импульсов запуска уменьшается базовый ток транзистора  $T_2$ . Однако его коллекторный ток начинает уменьшаться через некоторое время, необходимое для выхода транзистора из насыщения за счет рассасывания неосновных носителей в области базы. Через время рассасывания рабочая точка транзистора  $T_2$  переходит в активную область характеристик. С уменьшением коллекторного тока транзистора  $T_2$  начинает резко уменьшаться прямой базовый ток транзистора  $T_1$  и через время, необходимое для рассасывания неосновных носителей в области базы, последний также выходит из насыщения, а коллекторный ток транзистора  $T_1$  также начинает уменьшаться. Стадия подготовки, длительность которой примерно соответствует времени рассасывания неосновных носителей в области баз транзисторов, оканчивается в тот момент, когда рабочие токи транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  будут находиться в активной области характеристик, а коэффициент усиления петли обратной связи, повышаясь, превысит единицу. Далее начинается *регенеративная стадия*, в течение которой за счет действия положительной обратной связи резко снижаются коллекторные и базовые токи обоих транзисторов, понижается потенциал коллектора транзистора  $T_1$  и базы  $T_2$  и повышается потенциал коллектора  $T_2$  и базы  $T_1$ , т. е. транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  лавинообразно закрываются. Регенеративная стадия оканчивается в тот момент, когда рабочая точка транзистора  $T_2$  переместится в область отсечки, транзи-

стор  $T_2$  полностью закрывается и вследствие этого коэффициент усиления петли обратной связи, уменьшаясь, вновь достигнет значения, равного единице.

В *стадии восстановления* производится заряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  через сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ , а также через сопротивления  $R_{к1} + R_{б2}$  и  $R_{к2} + R_{б1}$  и источники питания. По окончании заряда форсирующих конденсаторов триггер возвращается в исходное состояние устойчивого равновесия.

### 13. Расчетные соотношения

Как и ранее, будем помечать одним штрихом токи и напряжения в рассматриваемом триггере при открытых транзисторах, а двумя штрихами — при закрытых транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ .

Направление токов для состояния равновесия триггера, в котором оба транзистора открыты и насыщены, показано на рис. 17. Как видно из рисунка, в триггере справедливы следующие соотношения:

$$I'_{к2} = \frac{E_{к2} - U'_{к2}}{R_{к2}} - \frac{U'_{к2} + |U'_{б2}|}{R_2}; \quad (193)$$

$$I'_{б1} = \frac{|E_{к1}| - |U'_{б1}|}{R_{б1}} - \frac{U'_{к2} + |U'_{б1}|}{R_2}; \quad (194)$$

$$I'_{к1} = \frac{|E_{к1}| - |U'_{к1}|}{R_{к1}} - \frac{|U'_{к1}| + U'_{б2}}{R_1}; \quad (195)$$

$$I'_{б2} = \frac{E_{к2} - U'_{б2}}{R_{б2}} - \frac{|U'_{к1}| + U'_{б2}}{R_1}. \quad (196)$$

В приведенных соотношениях знаки справедливы для абсолютных значений напряжений  $E_{к1}$ ,  $U'_{б1}$  и  $U'_{к1}$ .

Для обеспечения рассматриваемого состояния устойчивого равновесия базовые токи  $I'_{б1}$  и  $I'_{б2}$ , определяемые из соотношений (194) и (196), должны удовлетворять условиям

$$I'_{б1,2} \geq \frac{I_{кн1,2}}{\beta_{1,2}}, \quad (197)$$

где  $I_{кн1}$  и  $I_{кн2}$  — коллекторные токи насыщенных транзисторов.

При работе в области насыщения с повышением базового тока транзистора увеличивается только прямой эмиттерный ток, а коллекторный ток остается неизменным и равным  $I_{кп}$ , в отличие от работы транзистора в активной области, когда с повышением базового тока возрастают и коллекторный и эмиттерный ток.

Для обеспечения надежной работы транзисторов их коллекторные токи  $I'_{к1}$  и  $I'_{к2}$ , определяемые соотношениями (193) и (195), не должны превышать максимально допустимых паспортных величин коллекторных токов в режиме переключения

$$I'_{к1,2} < I_{к1,2\text{макс}}. \quad (198)$$

Направление токов в триггере при другом его состоянии устойчивого равновесия показано на рис. 16.

В соответствии с данным рисунком можно записать:

$$U''_{б1} = \frac{(E_{к2} - I_{к02}R_{к2})R_{б1} - (|E_{к1}| + I_{б01}R_{б1})(R_2 + R_{к2})}{R_2 + R_{б1} + R_{к2}}; \quad (199)$$

$$U''_{к2} = \frac{E_{в2}R_2 - I_{к02}R_2R_{к2} + U''_{б1}R_{к2}}{R_2 + R_{к2}}; \quad (200)$$

$$U''_{б2} = \frac{(E_{к2} + I_{б02}R_{б2})(R_1 + R_{к1}) - (|E_{к1}| - I_{к01}R_{к1})R_{б2}}{R_1 + R_{б2} + R_{к1}}; \quad (201)$$

$$|U''_{к1}| = \frac{|E_{к1}|R_1 - I_{к01}R_{к1}R_1 - U''_{б2}R_{к2}}{R_1 + R_{к1}}. \quad (202)$$

В данных соотношениях необходимо учитывать знаки напряжений  $U''_{б1}$  и  $U''_{б2}$ .

С целью обеспечения надежного закрывания обоих транзисторов в данном состоянии устойчивого равновесия необходимо, чтобы напряжения  $U''_{б1}$  и  $U''_{б2}$ , определяемые выражениями (199) и (201), удовлетворяли следующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} U''_{б1} &> U_{бэ10}; \\ U''_{б2} &< U_{бэ20}, \end{aligned} \right\} \quad (203)$$

где  $U_{бэ1,20}$  — напряжения закрывания, измеренные между базой и эмиттером транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

Кроме того, для обеспечения надежной работы необходимо, чтобы коллекторные напряжения закрытых транзисторов, определенные из выражений (200) и (202), в этом состоянии равновесия триггера не превышали максимально допустимых паспортных величин, т. е.

$$\left. \begin{aligned} |U_{\kappa 1}''| &< |U_{\kappa 1 \text{ макс}}|; \\ U_{\kappa 2}' &< U_{\kappa 2 \text{ макс}}. \end{aligned} \right\} \quad (204)$$

Соотношения (199) — (203), так же как и (193) — (198), используются при расчете триггера по постоянному току.

Следует отметить, что в инженерной практике нет необходимости в весьма громоздких вычислениях сопротивлений по приведенным формулам, поскольку найденные расчетным путем сопротивления должны округляться до номинальных значений. К тому же при подобных расчетах необходимо достаточно точное знание параметров конкретных транзисторов и режимов их работы. Без ущерба расчет может быть существенно упрощен, если пренебречь падением напряжения на электродах открытых транзисторов по сравнению с напряжениями источников питания. В частности, полагая  $E_{\kappa 2} \gg U_{\kappa 2}'$ ;  $E_{\kappa 2} \gg U_{\kappa 2}'$ ;  $|E_{\kappa 1}| \gg |U_{\kappa 1}'|$  и  $|E_{\kappa 1}| \gg |U_{\kappa 1}'|$ , из соотношений (193) — (196) легко получить выражения, по которым определяются базовые и коллекторные сопротивления:

$$R_{\kappa 1} \approx \frac{|E_{\kappa 1}|}{I_{\kappa 1}'}; \quad (205)$$

$$R_{\kappa 2} \approx \frac{E_{\kappa 2}}{I_{\kappa 2}'}; \quad (206)$$

$$R_{\kappa 1} \approx \frac{|E_{\kappa 1}|}{I_{\kappa 1}'}; \quad (207)$$

$$R_{\kappa 2} \approx \frac{E_{\kappa 2}}{I_{\kappa 2}'} . \quad (208)$$

Используя вычисленные значения сопротивлений  $R_{\kappa 1,2}$  и  $R_{\kappa 1,2}$ , из соотношений (199), (201) и соображений,

заложенных в (39), находим сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  по следующим формулам:

$$r_{\text{ЛХ2}} \ll R_1 \leq \frac{(|E_{K1}| - I_{K01}R_{G1})R_{G2} - (E_{K2} + I_{G02}R_{G2}) \times \dots}{E_{K2} - I_{G02}R_{G2} - \dots} \times \frac{R_{K1} + U_{G320}(R_{G2} + R_{K1})}{-U_{G320}}; \quad (209)$$

$$r_{\text{ВХ1}} \ll R_2 \leq \frac{(E_{K2} - I_{K02}R_{G2})R_{G1} - (|E_{K1}| + I_{G01}R_{G1}) \times \dots}{U_{G310} + |E_{K1}| + \dots} \times \frac{R_{K2} - U_{G310}(R_{G1} + R_{K2})}{+I_{G01}R_{G1}}; \quad (210)$$

где  $r_{\text{ЛХ2}}$  и  $r_{\text{ВХ1}}$  — входные сопротивления цепи база — эмиттер транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

Для германиевых транзисторов напряжение закрывания  $U_{G30}$  близко к нулю. Кроме того, при нормальной температуре окружающей среды в триггере обычно выполняются следующие условия:

$$E_{K2} \gg I_{K02}R_{G2};$$

$$E_{K2} \gg I_{G02}R_{G1}.$$

Для подобных условий из соотношений (209) и (210) получаем:

$$\left. \begin{aligned} r_{\text{ЛХ2}} \ll R_1 &< \frac{|E_{K1}|R_{G2} - (E_{K2} + I_{G02}R_{G2})R_{K1}}{E_{K2} - I_{G02}R_{G2}}; \\ r_{\text{ВХ1}} \ll R_2 &< \frac{E_{K2}R_{G1} - (|E_{K1}| + I_{G01}R_{G1})R_{K2}}{|E_{K1}| + I_{G01}R_{G1}}. \end{aligned} \right\} \quad (211)$$

В случае одинаковых абсолютных значений напряжений источников питания при ориентированных расчетах в соответствии с (211) можно пользоваться следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &< R_{G2} - R_{K1}; \\ R_2 &< R_{G1} - R_{K2}. \end{aligned} \right\} \quad (212)$$

Нужно отметить, что для триггеров со взаимозаменяемыми элементами, предназначенных для работы в условиях сильного изменения окружающей температуры, при расчете сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  необходимо использовать соотношения (209) и (210), хотя значения базовых и коллекторных сопротивлений при этом могут быть определены по упрощенным формулам (205) — (208).

#### 14. Порядок расчета триггера по постоянному току

В зависимости от требований, предъявляемых к триггеру, выполняемых им функций и заданных технических условий порядок расчета может быть различным. Однако в любом случае используются те или иные соотношения, приведенные в предыдущем параграфе.

Рассмотрим часто встречающийся на практике случай, когда для расчета триггера задаются следующие данные:

амплитуда выходных импульсов на коллекторах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  —  $U_{m1}$  и  $U_{m2}$ ;

максимальная частота переключений триггера —  $F_{\text{макс}}$ ;

максимальная и минимальная рабочая температура  $t_{\text{макс}}$  и  $t_{\text{мин}}$ ;

допуск на отклонение величин сопротивлений от значений, определяемых ГОСТ —  $\delta_R = \Delta R/R$ ;

допуск на изменение напряжений источников питания —  $\delta_E = \Delta E/E$ ;

амплитуда и длительность запускающих импульсов —  $U_z$  и  $\tau_z$ .

При расчетах стремятся к минимальному значению потребляемой мощности.

В ряде случаев задается форма входного сигнала, параметры нагрузки, наличие тех или иных элементов и т. п.

Ниже приводится порядок расчета триггера с коллекторно-базовыми связями при малой величине нагрузки. Учет нагрузки следует производить исходя из соотношений, данных в разделе 3.

Расчет триггера ведется в следующей последовательности:

производится выбор типа транзисторов;

определяются режимы работы транзисторов;

вычисляются параметры элементов устройств;

проверяется соответствие параметров триггера заданным техническим условиям.

Наиболее ответственным этапом является *выбор транзисторов*. Обычно в триггере используются мало-мощные германиевые или кремниевые транзисторы. Германиевые транзисторы имеют сравнительно малый диапазон изменения рабочей температуры ( $t = -60^\circ\text{C} - +60^\circ\text{C}$ ), но обладают хорошими ключевыми свойства-



ми. Кремниевые транзисторы имеют малые обратные токи переходов. Кроме того, имеется несравненное преимущество в применении кремниевых транзисторов при высокой рабочей температуре ( $t_{\text{макс}} = +150^\circ \text{C}$ ).

В триггере используются транзисторы разного типа проводимости с одинаковыми частотными свойствами, допустимыми коллекторными токами и напряжениями.

Максимально допустимое напряжение между коллектором и базой  $U_{\text{кбмакс}}$  транзисторов должно превышать требуемую амплитуду выходных импульсов, т. е.

$$\left. \begin{aligned} |U_{\text{кб1}}|_{\text{макс}} &> U_{\text{м1}}; \\ U_{\text{кб2макс}} &> U_{\text{м2}}. \end{aligned} \right\} \quad (213)$$

Данные неравенства по возможности должны удовлетворяться не менее, чем с полутора — двухкратным запасом относительно предельных значений напряжений, поскольку для повышения надежности работы триггера не рекомендуется допускать работу закрытых транзисторов в предельных режимах по напряжению.

При необходимости уменьшения выходных сопротивлений триггера целесообразно выбирать транзисторы с большими максимально допустимыми коллекторными токами  $I_{\text{кмакс}}$ . Следует, однако, учитывать, что при работе в режиме чрезмерно больших токов увеличивается потребление энергии от источников питания.

В зависимости от заданной максимально допустимой частоты переключений и требований к фронтам выходных импульсов в триггере могут быть использованы низкочастотные, среднечастотные или высокочастотные транзисторы, причем в случае применения низкочастотных транзисторов их граничная частота усиления по току  $f_\alpha$  должна в 3÷4 раза превышать заданное быстродействие триггера.

При выборе предпочтительно необходимо отдавать транзисторам с возможно меньшим отношением экстремальных значений коэффициента усиления по току  $\beta_{\text{макс}}/\beta_{\text{мин}}$ . Чем меньше это отношение, тем меньше будет коэффициент насыщения транзисторов в наиболее неблагоприятных условиях работы, и, следовательно, триггер будет обладать большим быстродействием и чувствительностью. Значения  $\beta_{\text{макс}}$  и  $\beta_{\text{мин}}$  определяются по справочникам [Л. 14, 15] с учетом их температурного разброса в заданных условиях. Обычно расчет триггера

ведут таким образом, чтобы при минимальном коэффициенте  $\beta_{\min}$  триггер находился на границе насыщения. Поскольку с повышением температуры коэффициент  $\beta$  увеличивается, значение  $\beta_{\min}$  определяется при нижней граничной температуре  $t_{\min}$ , а величина  $\beta_{\max}$  находится для верхней граничной температуры  $t_{\max}$ , заданной в условиях расчета. В случае расчета триггера со взаимозаменимыми элементами для условий массового производства экстремальные значения коэффициента усиления определяют с учетом их технологического разброса.

После выбора транзисторов определяются режимы их работы и вычисляются напряжения источников питания.

Напряжения источников питания выбираются в пределах

$$\left. \begin{aligned} |E_{к1}| &\approx (1,1 - 1,3)U_{m1}; \\ E_{к2} &\approx (1,1 - 1,3)U_{m2} \end{aligned} \right\} \quad (214)$$

с округлением до стандартных значений.

При сравнении соотношений (213) и (214) видно, что в отдельных случаях допускается небольшое превышение напряжений  $E_{к1}$  и  $E_{к2}$  значений максимально допустимых напряжений коллектор — база транзисторов. Последнее связано с тем, что вследствие протекания по коллекторным сопротивлениям токов, ответвляющихся в сопротивления обратной связи, напряжение на коллекторах закрытых транзисторов составляет 0,75—0,9 величины напряжений источников питания. В результате этого напряжения на коллекторах закрытых транзисторов не будут превышать их максимально допустимых значений.

Коллекторные токи открытых транзисторов  $I'_{к1}$  и  $I'_{к2}$ , с одной стороны, для получения стабильной амплитуды выходных импульсов должны более, чем на порядок превышать максимальные обратные токи коллекторных переходов, но, с другой стороны, с целью исключения выхода из строя транзисторов быть ниже максимально допустимых их паспортных значений в режиме переключения, т. е.

$$10I_{к01, 2} < I'_{к1, 2} < I_{к1, 2\max}. \quad (215)$$

С целью повышения надежности обычно не рекомендуется выбирать токи  $I'_{к1, 2}$ , превышающие половину максимально допустимых токов  $I_{к1, 2\max}$ . Следует отме-

тить, что наибольшая чувствительность достигается при больших коэффициентах усиления  $\beta_{1,2}$  транзисторов. В свою очередь коэффициенты усиления  $\beta_{1,2}$  зависят от рабочих токов  $I'_{к1,2}$ . Поэтому в пределах, определяемых неравенством (215), целесообразно выбирать такие токи  $I'_{к1,2}$ , при которых коэффициенты  $\beta_{1,2}$  имеют наибольшее значение. Обычно для маломощных транзисторов коэффициент усиления по току имеет наибольшее значение при токах  $I'_{к1,2} = 7\text{—}20$  *ма*. Более конкретная величина этого тока и коэффициента  $\beta_{1,2\text{макс}}$  и  $\beta_{1,2\text{мин}}$  уточняется по справочникам для транзисторов.

В зависимости от времени нахождения транзисторов триггера в закрытом и открытом состоянии может быть выгодным выбор коллекторного тока, при котором  $\beta$  не достигает наибольшего значения (см. § 3 гл. I).

Базовые токи открытых транзисторов находятся в соответствии с выражением

$$I'_{б1,2} = \frac{I'_{к1,2}}{\beta_{1,2\text{мин}}} . \quad (216)$$

Кроме того, по справочникам для транзисторов находятся или вычисляются остальные величины, необходимые для дальнейшего расчета триггера: напряжения закрывания транзисторов  $U_{бз1,20}$ , обратные базовые и коллекторные токи закрытых транзисторов, напряжения на электродах открытых транзисторов и их возможные отклонения в заданных условиях. Характер изменения этих величин и формулы для их расчета приведены в параграфе 3.

Рассеиваемая мощность на открытом транзисторе определяется по формуле

$$P_{\text{рас}} \approx U_{кк} + U_{бб} I_{б} . \quad (217)$$

Величина  $P_{\text{рас}}$  не должна превышать допустимого паспортного значения  $P_{\text{макс}}$ . При определении режимов необходимо следить за тем, чтобы не допустить одновременной работы транзисторов в предельных режимах по мощности и напряжениям или токам.

*Расчет параметров элементов* триггера производится по упрощенным формулам, приведенным в предыдущем параграфе.

По формулам (205)—(208) определяются базовые и коллекторные сопротивления. Их найденные значения округляются в меньшую сторону до ближайших стан-

дартных величин. Далее по формулам (209) и (210) определяются сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ .

При заданных допусках на отклонение напряжений  $\delta_E$  и сопротивлений  $\delta_R$  от номинала расчетные формулы (205) — (210) записываются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} R_{\delta 1} &\leq \frac{|E_{K1}| (1 - \delta_E)}{I'_{\delta 1} (1 + \delta_R)} ; \\ R_{\delta 2} &\leq \frac{E_{K2} (1 - \delta_E)}{I'_{\delta 2} (1 + \delta_R)} ; \\ R_{K1} &\leq \frac{|E_{K1}| (1 - \delta_E)}{I'_{K1} (1 + \delta_R)} ; \\ R_{K2} &\leq \frac{E_{K2} (1 - \delta_E)}{I'_{K2} (1 + \delta_R)} ; \end{aligned} \right\} \quad (218)$$

$$\left. \begin{aligned} r_{LX2} \ll R_1 &\leq \frac{[|E_{K1}| (1 - \delta_E) - I_{K01} R_{K1} (1 + \delta_R)] R_{\delta 2} (1 - \delta_R)}{(1 + \delta_R) [E_{K2} (1 + \delta_E) + I_{\delta 02} \times \dots \rightarrow \\ &\leftarrow \dots \times R_{\delta 2} (1 - \delta_R) - U_{\delta 320}] -} \\ &- \frac{[E_{K2} (1 + \delta_E) + I_{\delta 02} R_{\delta 2} (1 - \delta_R)] R_{K1} (1 + \delta_R) -}{(1 + \delta_R) [E_{K2} (1 + \delta_E) + I_{\delta 02} R_{\delta 2} \times \dots \rightarrow \\ &\leftarrow \dots \times (1 - \delta_R) - U_{\delta 320}]} ; \\ r_{LX1} \ll R_2 &\leq \frac{[E_{K2} (1 - \delta_E) - I_{K02} R_{K2} (1 + \delta_R)] \times}{(1 + \delta_R) [|E_{K1}| (1 + \delta_E) + I_{\delta 01} \times \dots \rightarrow \\ &\leftarrow \dots \times R_{\delta 1} (1 - \delta_R) - U_{\delta 310}] -} \\ &- \frac{[|E_{K1}| (1 + \delta_E) + I_{\delta 01} R_{\delta 1} (1 - \delta_R)] R_{K2} (1 + \delta_R)}{(1 + \delta_R) [|E_{K1}| (1 + \delta_E) + I_{\delta 01} R_{\delta 1} \times \dots \rightarrow \\ &\leftarrow \dots \times (1 - \delta_R) - U_{\delta 310}]} . \end{aligned} \right\} \quad (219)$$

Величины сопротивлений  $R_{\delta 1}$  и  $R_{K1}$ , вычисленные из соотношений (218), округляются в меньшую сторону до ближайших стандартных значений. Затем по формулам (219) определяются сопротивления  $R_1$  и  $R_2$ .

Значения токов  $I_{K01,2}$ ,  $I_{B01,2}$  и напряжений  $U_{B01,20}$ , необходимые для расчета по этим формулам, получаются при выборе транзисторов и определении режимов работы. Вычисления по формулам (219) производятся для минимальной и максимальной рабочей температуры и окончательно принимаются меньшие значения сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ , причем при граничных температурных условиях эти неравенства могут обращаться в равенства. При максимальной рабочей температуре существенно увеличиваются обратные токи  $I_{K0}$  и  $I_{B0}$ , входящие в формулы (219), а абсолютные значения напряжений  $U_{B01,20}$  уменьшаются. При снижении температуры от нормальной до нижней граничной  $t_{\min}$  токи  $I_{K0}$  и  $I_{B0}$  изменяются слабо, однако абсолютные значения напряжений  $U_{B01,20}$  изменяются существенно, что необходимо учитывать при расчете сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$ . Кроме того, при расчете по формулам (219) необходимо учитывать знак напряжений запираения транзисторов.

После расчета производится проверка соответствия выбранных значений сопротивлений требуемым режимам работы транзисторов. Для этого при выбранных сопротивлениях в триггере проверяется выполнение соотношений (193)—(196), которые при заданных допусках  $\delta_E$  и  $\delta_R$  видоизменяются следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} I'_{B1} &\leq \frac{|E_{K1}|(1-\delta_E) - |U'_{B1}|}{R_{B1}(1+\delta_R)} ; \\ I'_{B2} &\leq \frac{E_{K2}(1-\delta_E) - U'_{B2}}{R_{B2}(1+\delta_R)} - \frac{|U'_{K1}| + U'_{B2}}{R_2(1-\delta_R)} ; \\ I'_{K1} &\leq \frac{|E_{K1}|(1-\delta_E) - |U'_{K1}|}{R_{K1}(1+\delta_R)} - \frac{|U'_{K1}| + U'_{B2}}{R_1(1-\delta_R)} ; \\ I'_{K2} &\leq \frac{E_{K2}(1-\delta_E) - U'_{K2}}{R_{K2}(1+\delta_R)} - \frac{U'_{K2} + |U'_{B1}|}{R_2(1-\delta_R)} . \end{aligned} \right\} \quad (220)$$

В правильно рассчитанном триггере токи, полученные решением правых частей соотношений (220), должны превышать или при нижней граничной температуре, когда увеличиваются абсолютные значения напряжений  $U_{B01,20}$ , быть равными токам  $I'_{B1,2}$  и  $I'_{K1,2}$ , определенным по формулам (215) и (216) при выборе режимов работы транзисторов.

Амплитуда выходных импульсов проверяется из соотношений

$$\left. \begin{aligned} U_{m1} &= |U''_{к1}| - |U'_{к1}|; \\ U_{m2} &= U''_{к2} - U'_{к2}, \end{aligned} \right\} \quad (221)$$

где напряжения  $U''_{к1}$  и  $U''_{к2}$  вычисляются по соотношениям (200) и (202), а  $U'_{к1}$  и  $U'_{к2}$  определяются на этапе выбора режима работы транзисторов.

Емкости ускоряющих конденсаторов выбираются в соответствии с рекомендациями, приводимыми в параграфе 16.

Потребляемая триггером мощность в случае открытых  $P'$  и  $P''$  закрытых транзисторов определяется из соотношений

$$\left. \begin{aligned} P' &\approx |E_{к1}| \left( \frac{|E_{к1}| - |U'_{к1}|}{R_{к1}} + \frac{|E_{к1}| - |U'_{б1}|}{R_{б1}} \right) + \\ &\quad + E_{к2} \left( \frac{E_{к2} - U'_{к2}}{R_{к2}} + \frac{E_{к2} - U'_{б2}}{R_{б2}} \right); \\ P'' &\approx |E_{к1}| \left( \frac{|E_{к1}|}{R_1 + R_{к1}} + \frac{|E_{к1}|}{R_{б1}} \right) + \\ &\quad + E_{к2} \left( \frac{E_{к2}}{R_2 + R_{к2}} + \frac{E_{к2}}{R_{б2}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (222)$$

Средняя потребляемая мощность при работе триггера со скважностью, равной двум, определяется по формуле (69). Формулы для расчета потребляемой мощности носят приближенный характер, поскольку в них не учитывается мощность, выделяемая при переключении транзисторов, а также допуски на величины сопротивлений и возможные изменения напряжений источников питания.

### Пример расчета

*Пример 7.* Рассчитывается триггер при следующих условиях:

$$F_{\max} \leq 250 \text{ кГц}; U_{m1} = U_{m2} \geq 9 \text{ в}; t_{\max} = +60^\circ \text{ С};$$

$$t_{\min} = -60^\circ \text{ С}; \delta_E = \delta_R = 0,05; P < 0,5 \text{ вт.}$$

Выбираем транзисторы  $T_1$  типа П15 ( $p-n-p$ ) и  $T_2$  типа П11 ( $n-p-n$ ), параметры которых указаны в табл. 1 (см. пример 1). Данные транзисторы имеют граничную частоту  $f_a$ , достаточную для обеспечения требуемого быстродействия. Для заданного диапазона

температуры транзисторы имеют малое отношение коэффициентов усиления по току

$$\frac{\beta_{1\max}}{\beta_{1\min}} = 6 \text{ и } \frac{\beta_{2\max}}{\beta_{2\min}} = 5.$$

В соответствии с соотношениями (214) и (215) выбираем  $|E_{к1}| = E_{к2} = 12 \text{ в}$ ;  $I'_{к1} = I'_{к2} = 10 \text{ ма}$ . По формуле (216) вычисляем  $I'_{б1} = I'_{б2} = 1 \text{ ма}$ .

Согласно (217) рассчитываем  $P_{\text{рас}} = 0,1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} + 0,3 \cdot 10^{-3} = 1,3 \text{ мвт}$ , что меньше допустимой мощности  $P_{\text{макс}}$ .

По соотношениям (218) определяем:

$$\begin{aligned} R_{к1} = R_{к2} &\leq \frac{12 \cdot 0,95}{1,05 \cdot 10 \cdot 10^{-3}} = 1,08 \text{ ком}; R_{б1} = R_{б2} = \\ &= \frac{0,95 \cdot 12}{1,05 \cdot 10^{-3}} = 10,8 \text{ ком}. \end{aligned}$$

Выбираем стандартные значения  $R_{к1} = R_{к2} = 1 \text{ ком}$ ;  $R_{б1} = R_{б2} = 10 \text{ ком}$ . Далее из выражений (219) находим:

$$\begin{aligned} R_1 = R_2 &\leq \frac{(0,95 \cdot 12 - 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 \cdot 1,05) 10 \cdot 10^3 \cdot 0,95}{1,05 (12 \cdot 1,05 + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,95)} - \\ &- \frac{(12 \cdot 1,05 + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,95) 1,05 \cdot 10^3}{1,05 (12 \cdot 1,05 + 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 0,95)} = 5,9 \text{ ком}. \end{aligned}$$

Принимаем по ГОСТ  $R_1 = R_2 = 5,6 \text{ ком}$ .

Согласно соотношениям (222) и (69) находим:

$$\begin{aligned} P' &= 2 \cdot 12 \left( \frac{12 - 0,1}{10^3} + \frac{12 - 0,3}{10 \cdot 10^3} \right) = 0,328 \text{ вт}; \\ P'' &= 2 \cdot 12 \left( \frac{12}{5,6 \cdot 10^3 + 10^3} + \frac{12}{10 \cdot 10^3} \right) = 0,072 \text{ вт}; \\ P &= \frac{0,328 + 0,072}{2} = 0,2 \text{ вт}, \end{aligned}$$

что ниже заданной величины потребляемой мощности.

Проверяем соотношения (220):

$$\begin{aligned} I'_{к1} = I'_{к2} &= \frac{0,95 \cdot 12 - 0,1}{1,05 \cdot 10^3} - \frac{0,1 + 0,3}{1,05 \cdot 10 \cdot 10^3} = 10,71 \text{ ма}; \\ I'_{б1} = I'_{б2} &= \frac{0,95 \cdot 12 - 0,1}{1,05 \cdot 10 \cdot 10^3} - \frac{0,1 + 0,3}{1,05 \cdot 10 \cdot 10^3} = 1,037 \text{ ма}, \end{aligned}$$

что больше ранее выбранных по формулам (215) и (216) величин базовых и коллекторных токов транзисторов.

По соотношениям (200) и (202) вычисляем:

$$|U''_{к1}| = U''_{к2} = \frac{12 \cdot 5,6 \cdot 10^3 - 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 5,6 \cdot 10^3 \cdot 10^3}{5,6 \cdot 10^3 + 10^3} \approx 10 \text{ в}$$

и проверяем соотношения (221):

$$U_{m1} = U_{m2} = 10 - 0,1 = 9,9 \text{ в,}$$

что больше заданных в условиях расчета величин.

Таким образом, проверка показывает, что триггер рассчитан правильно.

При экспериментальном исследовании рассчитанного в данном примере триггера было установлено, что его надежная работа осуществлялась при изменении напряжений источников питания на 40%. Например, при напряжении  $E_{к2} = +12 \text{ в}$  допустимое изменение напряжения  $E_{к1}$  составляло от  $-7 \text{ в}$  до  $-18 \text{ в}$ . При напряжении  $E_{к2} = 8 \text{ в}$  работоспособность триггера не нарушалась при изменении напряжения  $E_{к1}$  в пределах от  $-5 \text{ в}$  до  $-14 \text{ в}$ . Напряжению  $E_{к1} = -12 \text{ в}$  соответствовали допустимые пределы изменения напряжения  $E_{к2} = 7-19 \text{ в}$ , а величине  $E_{к1} = -17 \text{ в}$  соответствовали напряжения  $E_{к2} = 11-27 \text{ в}$ , при которых триггер работал устойчиво. Токи, потребляемые от источников питания при  $|E_{к1}| = E_{к2} = 12 \text{ в}$ , имели значения:

при закрытых транзисторах

$$I''_{Eк2} = 2,9 \text{ ма;}$$

$$I''_{Eк1} = 3,2 \text{ ма.}$$

при открытых транзисторах

$$I'_{Eк1} = I'_{Eк2} = 12,6 \text{ ма.}$$

Соответственно потребляемая мощность составляла:  $P' = 0,302 \text{ вт}$ ;  $P'' = 0,073 \text{ вт}$ ;  $P = 0,188 \text{ вт}$ , что достаточно хорошо согласуется с расчетными данными.

## 15. Способы запуска триггера

Работа триггера возможна в *режиме счетного и раздельного запуска*, а также в *режиме восстановления входных импульсов*.

При *счетном запуске* короткие входные импульсы одной полярности поступают на общий вход триггера. Счетный запуск может осуществляться через диоды на базы или коллекторы обоих транзисторов. В режиме счетного запуска триггеры применяются в качестве делителей частоты следования входных импульсов, либо пересчетных устройств. При этом частота следования выходных импульсов триггера оказывается в два раза меньшей частоты следования импульсов запуска. В пе-



решетных устройствах формирование импульсов запуска осуществляется с помощью дифференцирующих цепочек из прямоугольных импульсов, снимаемых с предыдущего триггера. Поскольку питание коллекторных цепей в триггере на транзисторах разного типа проводимости производится от двух источников напряжения взаимнопротивоположной полярности, счетный запуск триггера через диоды на коллекторы обоих транзисторов

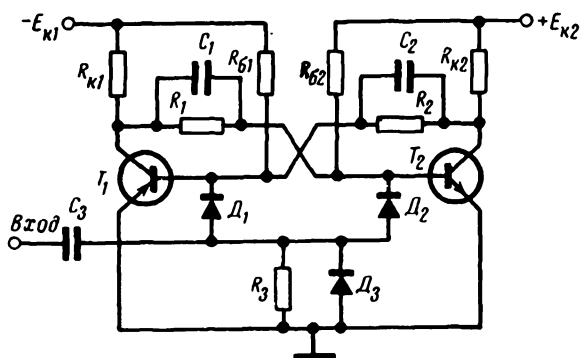


Рис. 18. Схема триггера со счетным запуском через диоды на базы обоих транзисторов.

применяется сравнительно редко в связи с тем, что для надежного запуска необходимо применять две дифференцирующие цепочки.

Схема счетного запуска триггера через диоды на базы обоих транзисторов показана на рис. 18. Из прямоугольных импульсов, поступающих на вход триггера, на выходе дифференцирующей цепочки  $C_3R_3$  формируются положительные и отрицательные импульсы треугольной формы. Положительные импульсы через разделительные диоды  $D_1$  и  $D_2$  поступают на базы транзисторов триггера, вызывая его переключениис. Для устранения отрицательных импульсов на выходе дифференцирующей цепочки вместо сопротивления  $R_3$  часто включают диод  $D_3$ . В том случае, если оба транзистора триггера закрыты, потенциал базы транзистора  $T_1$  положителен, а потенциал базы  $T_2$  отрицателен относительно корпуса устройства, причем напряжения база — эмиттер обоих транзисторов по абсолютной величине составляют десятые доли вольта. Следовательно, диод  $D_1$  закрыт и по-

ложительный запускающий импульс поступает через диод  $D_2$  на базу транзистора  $T_2$ , открывая его и вызывая опрокидывание триггера. В случае, когда оба транзистора триггера открыты, потенциал базы  $T_1$  отрицателен, а потенциал базы  $T_2$  положителен относительно корпуса устройства и положительный импульс запуска через диод  $D_1$  поступает на базу транзистора  $T_1$ , вызывая очередное опрокидывание триггера. Некоторым недостатком

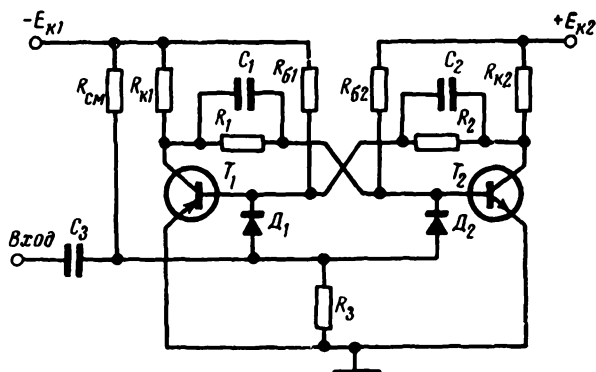


Рис. 19. Помехозащищенная схема триггера со счетным запуском через диоды на базы обоих транзисторов.

рассмотренного способа счетного запуска триггера является слабая устойчивость цепи запуска к самопроизвольным срабатываниям и помехам, вызванная тем, что один из разделительных диодов  $D_1$  или  $D_2$  оказывается открытым.

Модификация этой схемы дана на рис. 19. За счет сопротивления  $R_{см}$  на сопротивлении  $R_3$  создается потенциал, закрывающий диоды  $D_1$  и  $D_2$ . Меняя величину  $R_{см}$ , можно полностью исключить срабатывание схемы от помех.

*Раздельный запуск* триггера осуществляется импульсами одноименной полярности, подаваемыми поочередно на два входа триггера. Например, на рис. 20 показана схема раздельного запуска триггера через диоды  $D_1$  и  $D_2$  на базы транзисторов. Сопротивления  $R_{см1}$  и  $R_{см2}$  в этой схеме предназначены для создания отрицательного смещения на анодах разделительных диодов. Подобный запуск обычно применяется при выработке на

выходе триггера различного рода стробирующих импульсов.

При работе в *режиме восстановления импульсов* на один из входов триггера поступает (например, с радио-

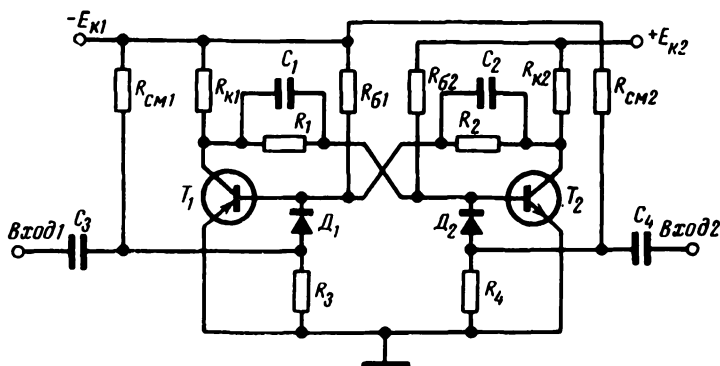


Рис. 20. Схема триггера с раздельным запуском через диоды на базы обоих транзисторов.

приемного устройства) искаженный прямоугольный импульс. На коллекторах триггера при этом формируется качественный прямоугольный импульс. Для уменьшения

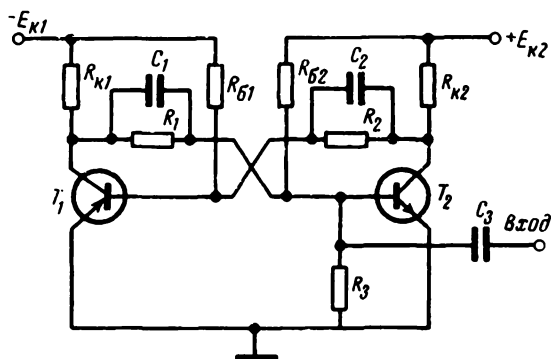


Рис. 21. Схема триггера с запуском через дифференцирующую цепь на базу одного транзистора.

влияния предыдущих устройств на работу триггера зачастую входной импульс предварительно дифференцируется цепочкой  $C_3R_3$  (рис. 21). Два треугольных импульса чередующейся полярности, сформированные на вы-

ходе дифференцирующей цепочки, затем последовательно поступают на базу одного из транзисторов, вызывая прямое и соответственно обратное переключение триггера.

## 16. Переходные явления и способы повышения быстродействия триггера

Переходные явления возникают во время переключения триггера из одного состояния устойчивого равновесия в другое. *От длительности протекания переходных процессов зависит быстродействие триггера.*

Суммарная длительность стадий подготовки, регенерации и восстановления различна для процессов прямого и обратного переключения триггера. При подаче на вход триггера равномерно отстоящих импульсов запуска с уменьшением наибольшего из времен прямого или обратного переключения обратно пропорционально возрастает максимально возможная частота переключения (быстродействие) триггера. Помимо параметров элементов триггера на длительность переходных процессов существенно влияют способы и характеристики цепей запуска.

Рассмотрим переходный процесс прямого переключения триггера при подаче на базу одного из закрытых транзисторов, например,  $T_2$  (рис. 21), через дифференцирующую  $RC$  цепочку прямоугольного импульса положительной полярности. Будем полагать, что длительность входного импульса велика по сравнению с временем протекания переходных процессов в триггере. В результате прохождения положительного скачка входного напряжения через дифференцирующую цепочку на ее выходе формируется положительный треугольный импульс. В стадии подготовки с появлением на выходе импульса запуска сначала включается транзистор  $T_2$  и отрицательный скачок его коллекторного напряжения через ускоряющий конденсатор  $C_2$  передается на базу транзистора  $T_1$ . Длительность процесса включения транзистора  $T_2$  соответствует промежутку времени между моментом поступления на вход импульса запуска и моментом, когда напряжение база — эмиттер транзистора  $T_1$ , понижаясь, достигнет напряжения  $U_{\text{б01}}$ , при котором начинает появляться прямой базовый ток выходного транзистора  $T_1$ . Время включения входного транзи-

стора  $T_2$  зависит от величины входного тока, значения ускоряющей емкости  $C_2$ , параметров транзистора  $T_2$  и величины скачка напряжения на базе транзистора  $T_1$ , при котором начинает открываться выходной транзистор. Это время оценивается по формуле (70), в которой необходимо принять параметры транзистора  $T_2$ , а значение коэффициента  $n$  определить из соотношения

$$n = \frac{U''_{б1} - U_{б01}}{I_{кн2} R_{к2}},$$

где  $U''_{б1} - U_{б01}$  — запирающее напряжение на базе  $T_1$  в исходном состоянии устойчивого равновесия триггера.

При этом предполагается, что падение напряжения на ускоряющей емкости в процессе передачи скачка напряжения с коллектора  $T_1$  на базу  $T_2$  пренебрежимо мало.

При проектировании быстродействующих устройств необходимо стремиться к уменьшению запирающего напряжения  $U''_{б1} - U_{б01}$ , при которых значение коэффициента  $n$  не превышает 0,1. При небольших величинах  $n$  так же, как и при больших включающих токах, время включения, определенное по формуле (70), имеет порядок  $\tau_\alpha$ .

Приблизительно такой же порядок имеет и время включения транзистора  $T_1$ , определяемое между моментом появления базового тока и моментом достижения коллекторным током такого значения, когда коэффициент усиления петли положительной обратной связи, увеличиваясь, достигнет единицы.

Общая длительность *стадии подготовки* при прямом переключении триггера составляет:

$$t'_{\text{подг}} \approx t_{\text{г.кл}} \approx 2\tau_\alpha.$$

В следующей *регенеративной стадии* происходит лавинообразный процесс открывания транзисторов. Вследствие действия положительной обратной связи в ходе этой стадии резко возрастают прямые токи, протекающие через транзисторы. Стадия оканчивается в тот момент, когда коллекторный ток входного транзистора, увеличиваясь, достигнет значения тока насыщения  $I_{кн2}$ . Эквивалентная схема триггера в стадии регенерации при прямом его опрокидывании показана на рис. 22. В этой

схеме не учитываются сравнительно малые входные сопротивления транзисторов и опущены весьма большие сопротивления  $R_{б1}$  и  $R_{б2}$ . Данная схема аналогична ранее исследованной в работе [Л. 3] эквивалентной схеме триггера на транзисторах одностипной проводимости

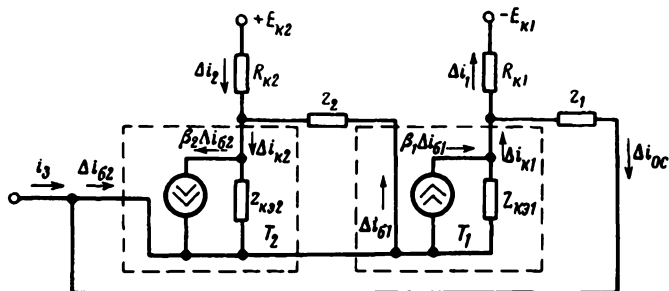


Рис. 22. Эквивалентная схема триггера в регенеративной стадии при прямом переключении.

в стадии регенерации. Разница состоит лишь в том, что транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  в данной схеме поменялись местами по сравнению с ранее исследованной схемой. С учетом этого обстоятельства можно записать переходные характеристики тока коллектора входного транзистора  $H_{к2}(\theta)$  и тока коллекторной нагрузки выходного транзистора  $H_1(\theta)$  в виде

$$H_{к2}(\theta) \approx \frac{1}{2} \left[ \frac{m^2 - m \left(1 - \frac{1}{\lambda}\right)}{(m-1)^2} \left( e^{\frac{m-1}{m}\theta} - 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{m^2 - m \left(1 - \frac{1}{\lambda}\right)}{(m+1)^2} \left( 1 - e^{-\frac{m+1}{m}\theta} \right) \right] - \frac{1}{\lambda} \frac{\theta}{m^2 - 1}; \quad (223)$$

$$H_1(\theta) \approx \frac{1}{2\lambda} \left[ \frac{m}{(m-1)^2} \left( e^{\frac{m-1}{m}\theta} - 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{m}{(m+1)^2} \left( 1 - e^{-\frac{m+1}{m}\theta} \right) \right] - \frac{1}{\lambda} \frac{m\theta}{m^2 - 1}, \quad (224)$$

где относительное время

$$\theta = 0,82\alpha \frac{t}{\tau_\alpha}, \quad (225)$$

а коэффициенты  $m$  и  $\lambda$  равны:

$$m = \frac{C}{\frac{0,2}{f_{\alpha} R_K} + C_{K0}}; \quad (226)$$

$$\lambda = 1 + 0,82 \eta_{\alpha} R_K C_{K0}. \quad (227)$$

Здесь  $C_{K0}$  — средняя емкость коллектора транзистора. В конце регенеративной стадии скачок коллекторного тока выходного транзистора равен:

$$\Delta i_{K2}(\theta_p) = H_{K2}(\theta_p) i_3 = I_{K2}, \quad (228)$$

где  $i_3$  — ток запуска.

Определяя из соотношений (223) и (228) с учетом (226) и (227) значение  $\theta_p$ , затем в соответствии с выражением (225) находим длительность регенеративной стадии  $t'_p$ . Например, полагая  $R_K = 1$  ком,  $f_{\alpha} = 1$  МГц,

$C_{K0} = 50$  пф и  $C = 500$  пф, имеем  $\lambda = 1,25$  и  $m = 2$ . Зависимость значения  $H_{K2}(\theta)$  для этого случая показана на рис. 23. На рис. 24 для этого же случая показан график зависимости относительного времени регенерации  $\theta_p$  от относительной величины тока запуска  $i_3/I_{K2}$ . Как видно из приведенных графиков при  $i_3/I_{K2} = 0,3 \div 0,8$ , длительность регенеративной стадии составляет  $t'_p = (2 \div 3) \tau_{\alpha}$ .

В конце регенеративной стадии повышается коллекторное напряжение транзистора  $T_1$ , причем конечное значение коллекторного напряжения  $U_{K1}(t'_p)$  в конце стадии регенерации является начальной величиной для оценки изменения коллекторного напряжения на стадии восстановления. Изменение тока в коллекторном сопротивлении  $R_{K1}$  может быть определено по формуле

$$i_{K1}(\theta) = H_1(\theta) i_3,$$

где значение  $H_1(\theta)$  определяется выражением (224).

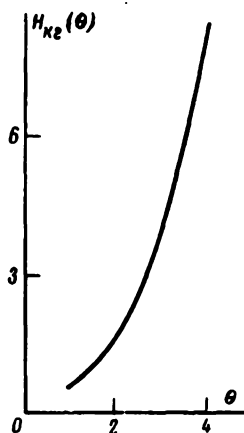


Рис. 23. Переходная характеристика тока коллектора транзистора  $T_2$  при  $\lambda = 1,25$  и  $m = 2$ .

Величина скачка напряжения на коллекторе  $T_1$  равна:

$$\Delta u_{к1}(\theta) = i_{к1}(\theta) R_{к1}. \quad (229)$$

В конце регенеративной стадии значение скачка коллекторного напряжения определяется соотношением

$$\Delta u_{к1}(\theta_p) = i_{к1}(\theta_p) R_{к1} = H_1(\theta_p) i_3 R_{к1} = H_1(\theta_p) \frac{i_3}{I_{кн2}} I_{кн2} R_{к1}. \quad (230)$$

В триггере обычно величины коллекторных токов насыщения транзисторов равны, т. е.  $I_{кн2} = I_{кн1}$ , а величина  $I_{кн1} R_{к1} \approx 0,8 E_{к1}$ . Коллекторное напряжение транзи-

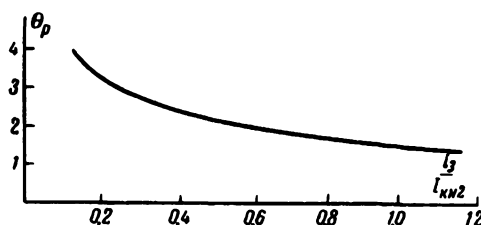


Рис. 24. График зависимости относительного времени регенерации  $\theta_p$  от относительного тока запуска  $i_3/I_{кн2}$ .

стора  $T_1$  в начале регенеративной стадии также равно  $U''_{к1} \approx 0,8 E_{к1}$ . Поэтому напряжение на коллекторе  $T_1$  в конце регенеративной стадии  $U'_{кр}$  при прямом переключении триггера определяется из соотношения

$$\begin{aligned} U'_{кр} = U''_{к1} - \Delta U_{к1}(\theta_1) &\approx U''_{к1} \left[ 1 - H_1(\theta_p) \frac{i_3}{I_{кн2}} \right] \approx \\ &\approx 0,8 E_{к1} \left[ 1 - H_1(\theta_p) \frac{i_3}{I_{кн2}} \right], \end{aligned} \quad (231)$$

где напряжение  $E_{к1}$  учитывается со своим знаком ( $E_{к1} < 0$ ).

Например, полагая  $i_3/I_{кн2} = 0,35$  и принимая прежние значения величин  $\lambda$  и  $m$ , в соответствии с рис. 24 определяем  $\theta_p = 2,5$ , а по формулам (224), (230) и (231) находим  $H_1(\theta_p) = 0,73$ ;  $\Delta U_{к1}(\theta_p) = 0,35 \cdot 0,73 U''_{к1} = 0,25 U''_{к1}$ ;  $U'_{кр} = 0,75 U''_{к1} \approx 0,6 E_{к1}$ .

Таким образом, в конце регенеративной стадии скачок коллекторного напряжения транзистора  $T_1$  состав-



ляет около 25% от полного изменения коллекторного напряжения в процессе прямого переключения триггера, а потенциал коллектора относительно эмиттера повышается со значения  $U''_{к1}$  до величины  $U'_{кр} \approx 0,75U''_{к1}$ .

В *стадии восстановления* производится разряд формирующих конденсаторов, например  $C_1$ , через переход база — эмиттер открытого транзистора  $T_2$  и эмиттер — коллектор  $T_1$  через сопротивление  $R_1$ , а также через сопротивление  $R_{к1} + R_{б2}$  и источники питания. Напряжение на коллекторе  $T_1$  в стадии восстановления изменяется по закону

$$u_{к1}(t) = U'_{к1} - (U'_{к1} - U'_{кр}) e^{-\frac{t}{\tau'_B}}, \quad (232)$$

где  $U'_{к1}$  — напряжение на коллекторе в новом состоянии устойчивого равновесия триггера, а постоянная времени восстановления

$$\tau'_B \approx C_1 (r_{эк1} + r_{бэ2}), \quad (233)$$

поскольку суммарное сопротивление переходов открытых транзисторов  $r_{эк1} + r_{бэ2} \ll R_1$  и  $r_{эк1} + r_{бэ2} \ll R_{к1} + R_{б2}$ .

Длительность стадии восстановления  $t'_B$  определяется из того условия, что в конце процесса переключения напряжение  $U_{к1}(t'_B) = 0,1U''_{к1}$ . Учитывая, что для германиевых транзисторов  $U'_{к1} \approx 0$ , а напряжение  $U'_{кр} \approx 0,75U''_{к1}$ , из соотношения (232) имеем  $0,1U''_{к1} \approx$

$$\approx 0,75U''_{к1} e^{-\frac{t'_B}{\tau'_B}}, \text{ откуда} \quad t'_B \approx 2\tau'_B. \quad (234)$$

Например, при  $C_1 = 500 \text{ нф}$  и  $r_{бэ2} + r_{эк1} = 300 \text{ ом}$  имеем  $\tau'_B = 0,15 \text{ мксек}$ .

Полная длительность  $t'_B$  переходного процесса при прямом переключении триггера определяется по формуле

$$t'_B = t'_{подг} + t'_p + t'_B. \quad (235)$$

В частности, при  $f_a = 1 \text{ МГц}$ ,  $\tau_a = 1/2\pi f_a \approx 0,15 \text{ мксек}$ ;  $t'_{подг} \approx 2\tau_a = 0,3 \text{ мксек}$ ;  $t'_p \approx 2,5\tau_a = 0,4 \text{ мксек}$ ;  $t'_B = 2\tau'_B = 0,3 \text{ мксек}$  имеем  $t'_B \approx 1 \text{ мксек}$ .

Рассмотрим далее процесс *обратного переключения триггера*, который начинается после поступления

отрицательного перепада входного напряжения. Треугольный импульс отрицательной полярности, формирующийся на выходе дифференцирующего конденсатора, поступая на базу транзистора  $T_2$ , уменьшает его базовый ток. Коллекторный ток входного транзистора начинает изменяться с некоторой задержкой на время рассасывания  $t_{\text{расс2}}$ . Время рассасывания неосновных носителей заряда в области базы  $T_2$  определяется по формулам (72) и (73). С изменением коллекторного тока входного транзистора через время  $t_{\text{расс2}}$  относительно момента поступления скачка входного напряжения начинается уменьшение прямого базового тока транзистора  $T_1$ . Его коллекторный ток начинает уменьшаться с задержкой на время рассасывания  $t_{\text{расс1}}$  относительно начала уменьшения базового тока выходного транзистора. Следовательно, *общее время стадии подготовки при обратном переключении триггера равно:*

$$t''_{\text{подг}} = t_{\text{расс1}} + t_{\text{расс2}}, \quad (236)$$

где при больших включающих сигналах значения  $t_{\text{расс1,2}}$  определяются по формуле (73).

В регенеративной стадии уменьшаются прямые токи, протекающие через транзисторы, и возрастают абсолютные значения потенциалов коллекторов относительно эмиттеров транзисторов.

Эквивалентная схема триггера в регенеративной стадии при обратном опрокидывании аналогична схеме, показанной на рис. 22, с той разницей, что приращения токов изменяют направление на обратное. Изменение коллекторного тока начинается со значения  $I_{\text{кн}}$ , а в конце регенеративной стадии коллекторный ток транзистора  $T_2$  уменьшается до нуля. *Длительность регенеративной стадии  $t''_{\text{р}}$*  при обратном опрокидывании триггера приблизительно соответствует времени регенерации  $t'_{\text{р}}$  при прямом его опрокидывании.

В ходе регенеративной стадии уменьшается потенциал коллектора транзистора  $T_1$ , причем скачок коллекторного напряжения к концу регенерации, так же как и при прямом опрокидывании триггера, составляет:

$$\Delta U''_{\text{к1}} \approx \Delta U'_{\text{к1}} \approx 0,25 U''_{\text{к1}}, \quad (237)$$

а коллекторное напряжение транзистора  $T_1$  изменяется со значения  $U'_{\text{к1}} \approx 0$  до величины

$$U''_{\text{кр}} = U'_{\text{к1}} + \Delta U''_{\text{к1}} \approx \Delta U''_{\text{к1}}. \quad (238)$$

Коллекторное напряжение в конце регенеративной стадии является начальным значением при расчете длительности стадии восстановления.

Напряжение на коллекторе транзистора  $T_1$  в ходе стадии восстановления изменяется по закону

$$u_{к1}(t) = U''_{к1} - (U''_{к1} - U''_{кр}) e^{-\frac{t}{\tau''_в}}, \quad (239)$$

где  $U''_{к1}$  — коллекторное напряжение транзистора  $T_1$  в новом состоянии устойчивого равновесия триггера.

Длительность стадии восстановления  $t''_в$  определяется из условия достижения коллекторным напряжением в конце ее значения

$$U_{к1}(t''_в) = 0,9U''_{к1}. \quad (240)$$

Из последних соотношений имеем:

$$0,9U''_{к1} = U''_{к1} - (U''_{к1} - 0,25U''_{к1}) e^{-\frac{t''_в}{\tau''_в}}, \quad (241)$$

откуда  $t''_в \approx 2\tau''_в$ .

При обратном опрокидывании триггера заряд конденсатора производится через сопротивление  $R$ , а также  $R_{1,1} + R_{62}$  и источники питания. Поэтому постоянная времени заряда равна:

$$\tau''_в \approx C_1 \left[ \frac{R_1(R_{к1} + R_{62})}{R_1 + R_{к1} + R_{62}} \right]. \quad (242)$$

В действительности постоянная времени будет несколько меньшей в связи с тем, что на заряд конденсатора влияют обратные токи переходов закрытых транзисторов.

Полное время обратного переключения триггера определяется из соотношения

$$t''_п = t''_{подг} + t''_р + t''_в. \quad (243)$$

Например, при  $I_{кн}/\Delta I_6 = 4$ ;  $S = 2$ ;  $\tau_\alpha = 0,15$  мксек и  $a_1 = 0,7$  в соответствии с формулой (73) имеем  $t''_{подг} \approx 1,2$  мксек;  $t''_р \approx 2,5$  мксек;  $\tau_\alpha = 0,4$  мксек. Для триггера, в котором  $C_1 = C_2 = 500$  пф;  $R_1 = R_2 = 8,2$  ком;  $R_{к1,2} = 1$  ком;  $R_{61,2} = 10$  ком, получим  $\tau''_в = 2,35$  мксек;  $t''_в = 4,7$  мксек;  $t''_п = 5,3$  мксек.

Как видно из рассмотренных примеров, длительность регенеративной стадии при прямом и обратном пере-

ключении триггера примерно одинакова. В то же время *длительность стадии подготовки и особенно восстановления при обратном переключении триггера значительно больше, чем при прямом. Следовательно, наибольшее быстроедействие триггера может быть обеспечено при запуске последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью, не равной двум.* В частности, при запуске на базу транзистора типа *n-p-n* длительность положительного импульса должна быть в 3—5 раз меньше, чем временной интервал между импульсами.

При запуске же последовательностью прямоугольных импульсов со скважностью, равной двум, быстроедействие триггера обратно пропорционально длительности его обратного переключения. Поскольку длительность обратного переключения больше, чем прямого, для *повышения быстроедействия необходимо применять меры по уменьшению длительностей стадий подготовки и восстановления при закрывании ранее открытых транзисторов.* Для этой цели, с одной стороны, нужно *предотвращать глубокое насыщение транзисторов, и с другой стороны, — уменьшать постоянную времени заряда форсирующих конденсаторов.* Однако в связи с тем, что использование ненасыщенного режима работы транзисторов, как указывалось раньше, приводит к снижению надежности работы триггера в широком температурном диапазоне и при колебаниях напряжений источников питания, в данном триггере могут быть рекомендованы схемы автоматического предотвращения глубокого насыщения транзисторов, основанные на применении нелинейной обратной связи [Л. 3]. Длительность же стадии восстановления может быть уменьшена путем использования малой емкости ускоряющих конденсаторов либо уменьшением эквивалентного сопротивления цепи заряда. Однако уменьшение емкости ускоряющих конденсаторов приводит к увеличению длительности регенеративной стадии вследствие уменьшения коэффициента усиления петли обратной связи и даже к потере работоспособности триггера при чрезмерно малых емкостях  $C_1$  и  $C_2$  из-за увеличения реактивного сопротивления цепи обратной связи. Поэтому уменьшать емкости ускоряющих конденсаторов меньше значений  $C_{1,2} < 250 \text{ нф}$  нецелесообразно. Уменьшение длительности стадий восстановления за счет снижения эквивалентного сопротивления цепи заряда может осуществляться как путем вы-

бора подходящих значений сопротивлений  $R_{1,2}$ ,  $R_{к1,2}$ ,  $R_{б1,2}$  так и видоизменения триггера. В частности, как видно из соотношений (241) и (242), длительность стадии восстановления при обратном переключении триггера сокращается с уменьшением любого из этих сопротивлений, что может быть достигнуто, например, выбором небольших напряжений источников питания. Однако последнее не всегда допустимо, поскольку при этом уменьшается амплитуда выходных импульсов.

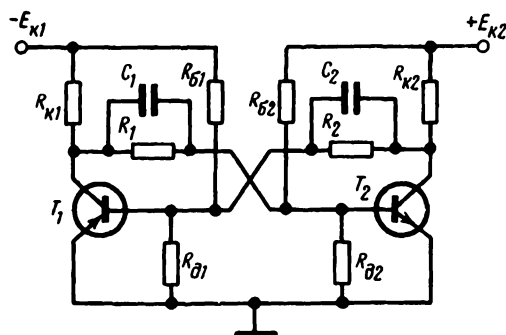


Рис. 25. Схема триггера с добавочными сопротивлениями  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$ .

Другой путь снижения эквивалентного сопротивления в цепи заряда ускоряющих конденсаторов заключается в схемном видоизменении триггера путем включения в его состав дополнительных элементов. Например, длительность стадии восстановления сокращается при включении между базой и эмиттером обоих транзисторов небольших добавочных сопротивлений  $R_{д1}$  и  $R_{д2}$ , как показано на рис. 25. При включении этих сопротивлений в формуле (242) необходимо вместо сопротивлений  $R_{б1,2}$  использовать результирующее сопротивление  $R_{б1,2} \parallel R_{д1,2}$ . Поскольку  $R_{д1,2} \ll R_{б1,2}$ , то постоянная времени заряда конденсатора снижается. Кроме того, при включении сопротивлений  $R_{д1,2}$  снижается насыщение транзисторов, что также благоприятно сказывается на уменьшении длительности процесса обратного переключения триггера за счет сокращения стадии подготовки. Помимо этого, при включении добавочных сопротивлений  $R_{д1,2}$  уменьшается запирающее напряжение  $U''_б - U_{б0}$  на базе закрытых транзисторов, благодаря

чему снижается и длительность стадии подготовки при прямом переключении триггера.

Аналогичное сокращение длительности переходных процессов при обратном переключении триггера за счет включения добавочных сопротивлений  $R_{д1,2}$  достигается и в случае счетного запуска.

При выборе значения  $R_{д1,2}$  его надо брать гораздо больше входных сопротивлений транзисторов  $T_1, T_2$  по постоянному току.

Как уже указывалось раньше, имеется оптимальное значение емкости ускоряющих конденсаторов, при которых достигается наибольшее быстроедействие триггера. Например, на рис. 26 показан экспериментальный график зависимости максимальной частоты переключения

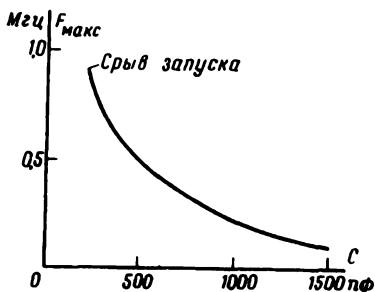


Рис. 26. График зависимости максимальной частоты переключения триггера от величины ускоряющих емкостей.

максимальной частоты переключения  $F_{\max}$  от величины ускоряющих емкостей  $C_1 = C_2$  в триггере на транзисторах типа П15 и П11 с параметрами  $R_{к1,2} = 1 \text{ ком}$ ;  $R_{1,2} = 8,2 \text{ ком}$ ;  $R_{б1,2} = 10 \text{ ком}$ ;  $R_{д1,2} = 1,2 \text{ ком}$  при его раздельном запуске короткими импульсами длительностью  $\tau_{\text{и}} = 0,2 \text{ мксек}$ .

Из этого рисунка видно, что оптимальное значение ускоряющих емкостей составляет  $C_{1,2} = 250\text{—}300 \text{ пф}$ , а при меньших значениях емкостей производится срыв запуска триггера. Из рисунка видно, что максимальная частота переключения триггера изменяется приблизительно обратно пропорционально в зависимости от величины ускоряющих емкостей. Последнее обстоятельство подтверждает ранее выведенное положение о том, что время восстановления составляет основную долю длительности обратного переключения триггера. Действительно, если принять, что  $F_{\max} \approx 1/t''_{\text{в}}$ ; а  $t''_{\text{в}} = 2\tau''_{\text{в}} = 2C_{1,2}R_{\text{экв}}$ , то получим обратно пропорциональную зависимость

$$F_{\max} \approx \frac{k}{C_{1,2}};$$

где

$$k = \frac{1}{2R_{\text{экв}}}.$$

## ЛИТЕРАТУРА

1. Азьян Ю. М., Берестовский Г. П., Капцов Л. Н., Ржевский К. С., Сенаторов К. Я., Полупроводниковые триоды в регенеративных схемах, Госэнергоиздат, 1959.
2. Степаненко И. П., Основы транзисторной техники, МИФИ, 1960.
3. Конопов Б. Н., Симметричные триггеры на плоскостных полупроводниковых триодах, Госэнергоиздат, 1960.
4. Рубинов М., Новое семейство транзисторных переключающих схем, в сб. «Применение транзисторных и магнитных элементов в цифровых вычислительных машинах», перевод с английского под ред. В. К. Любченко и С. М. Никулина, изд-во «Советское радио», 1960.
5. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, Гостехиздат СССР, 1961.
6. Мсерович Л. А., Зеличенко Л. Г., Импульсная техника, изд-во «Советское радио», 1954.
7. Ицхоки Я. С., Импульсные устройства, изд-во «Советское радио», 1959.
8. Тищенко А. М., Лебедев Б. М., Штерк М. Д., Климушев Б. Я., Федоринин А. А., Егорычев В. И., под ред. М. Д. Штерка, Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах, изд-во «Советское радио», 1964.
9. Прессман Л. И., Расчет и проектирование схем на полупроводниковых приборах для цифровых вычислительных машин, Изд-во иностр. лит., 1963.
10. Носов И. Р., Хазанов Б. И., Температурная стабилизация усилителей напряжения на полупроводниковых триодах, «Радиотехника», 1958, т. 13, 2.
11. Лоу, Эндерс, Зевелс, Вельдхауэр, Ченг, Основы полупроводниковой электроники, перевод с английского под ред. Е. И. Гальперина, изд-во «Советское радио», 1958.
12. Korn Joel, Transistorisierter Schmitt-Trigger-Spannungsdiskriminator beliebig kleiner Hysteresse. Патент ФРГ, кл. 21a' 36/18 (НОЗк) № 1160006.
13. Миллман Я., Тауб Г., Импульсные и цифровые устройства, перевод с английского Ф. С. Соловейчика и Н. М. Шулейкина под ред. Л. А. Мсеровича, Госэнергоиздат, 1960.
14. Транзисторы и полупроводниковые диоды, Справочник под общ. ред. И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1963.
15. Справочник по полупроводниковым диодам и транзисторам, под общ. ред. Н. Н. Горюнова, изд-во «Энергия», 1964.

16. Доронкин Е. Ф., Температурная стабилизация полупроводниковых мультивибраторов с помощью термозависимых сопротивлений и кремниевых диодов, Изв. вузов «Радиотехника», № 6, 1959.

17. Червецов В. В., Константиновский А. Г., О стабилизации мультивибраторов на полупроводниковых триодах, Изв. вузов МВО. «Радиотехника», № 5, 1958.

18. Beter R. H., Bradley W. E., Bronn R. B., Rubi-noff M., Surface barrier transistor switching circuits, Conw. Record IRE, P. 4, 1955, p. 139—145.

19. Кривицкий Б. Х., Автоматические системы радиотехнических устройств, Госэнергоиздат, 1962.

20. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств, Госэнергоиздат, 1961.

21. Мартынов Е. М., Бесконтактные переключающие устройства, Госэнергоиздат, 1961.

22. Перлов Б. В., Караеров Е. Х., О расчетных соотношениях в транзисторных триггерах с неоновыми лампами, «Радиотехника», 1967, т. 22, № 4.

23. Дроздов Е. А., Прохоров В. И., Пятибратов А. П., Основы вычислительной техники, Воениздат, 1961.

24. Кораблев Л. Н., Лампы с холодным катодом, Изд-во АН СССР, 1961.

25. Эффруси М. М., Стабилитроны и неоновые лампы, Госэнергоиздат, 1958.

26. Богданов И. В., Автоматическое измерение частоты, Воениздат, 1962.

27. Korn Joel, Der transistorisierte Schmitt-Trigger als Spannungsdiskriminator hoher Genauigkeit und kleiner Hysterese. Internationale Elektronikische Rundschau, № 4, 1964.

28. Korn Joel, Transistorisierter Schmitt-Trigger-Spannungsdiskriminator beliebig kleiner Hysterese. Патент ФРГ, кл. 21a' 36/18 (НОЗк) № 1159019 от 18.06.64.

29. Титов В. В., Измерительные спусковые устройства, изд-во «Энергия», 1964.

30. Перлов Б. В., Караеров Е. Х., О расчетных соотношениях в триггере на транзисторах с разнотипной проводимостью, «Радиотехника», т. 23, № 3, 1968.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Введение</b> . . . . .	<b>3</b>
<b>Глава первая. Триггер с эмиттерной связью на транзисторах разного типа проводимости</b> . . . . .	<b>7</b>
1. Общая характеристика триггера . . . . .	7
2. Процессы, происходящие в триггере при изменении входного напряжения . . . . .	8
3. Расчетные соотношения . . . . .	16
4. Расчет триггера по постоянному току . . . . .	22
5. Переходные процессы в триггере . . . . .	36
<b>Глава вторая. Пороговые уровни в триггере с эмиттерной связью и их стабильность</b> . . . . .	<b>49</b>
6. Пороговые токи и напряжения на базе входного транзистора . . . . .	49
7. Пороговые уровни триггера для различных вариантов схем его запуска . . . . .	55
8. Термостабильность пороговых напряжений триггера . . . . .	66
9. Стабильность пороговых уровней при колебаниях напряжений источников питания . . . . .	72
10. О влиянии нагрузки на пороговые уровни триггера . . . . .	75
<b>Глава третья. Триггер с коллекторно-базовыми связями на транзисторах разного типа проводимости</b> . . . . .	<b>78</b>
11. Общая характеристика триггера . . . . .	78
12. Физические процессы в триггере . . . . .	79
13. Расчетные соотношения . . . . .	83
14. Порядок расчета триггера по постоянному току . . . . .	87
15. Способы запуска триггера . . . . .	95
16. Переходные явления и способы повышения быстродействия триггера . . . . .	99
<b>Литература</b> . . . . .	<b>110</b>