

ОБ ОДНОМ СПОСОБЕ УМЕНЬШЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПЕРЕБРОСА ЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ

В. К. Дущенко

Х а р ь к о в

Электронные реле широко применяются в радиотехнике, им посвящено много работ, однако по данной тематике решены еще не все вопросы. Это объясняется значительным повышением рабочих частот импульсных схем, что, с одной стороны, требует выявления возможных ресурсов классических схем электронных реле, а с другой, — разработки различных усовершенствований, позволяющих повысить их верхнюю граничную частоту работы. К числу последних можно отнести применение ускоряющих емкостей, обратных связей через эмиттерные повторители и т. д.

Одним из основных параметров электронного реле является время переброса из одного устойчивого состояния в другое. Большинство исследователей это время определяет при помощи переходной характеристики усилительного прибора. Такой способ имеет то преимущество, что результирующие выражения являются функциями от обычно используемых параметров усилительных приборов и могут непосредственно применяться для инженерных расчетов.

К недостаткам способа следует отнести то, что, как правило, точное аналитическое выражение переходной характеристики остается неизвестным, а это в основе снижает качество расчетов. Даже приблизительные его результаты настолько громоздки, что их почти всегда приходится упрощать. Полученные таким образом простые расчетные выражения являются только довольно грубым приближением и в большинстве случаев не отражают качественной стороны процесса.

Известен другой классический способ анализа схем электронных реле, когда рассматриваемая схема представляется в виде некоторого эквивалентного усилителя, охваченного положительной обратной связью. При этом усилитель имеет вид четырехполюсника с известными входным и выходным сопротивлениями и паразитными параметрами. Усилитель считается нелинейным, причем предполагается известной зависимость его коэффициента усиления (или выходного напряжения) от напряжения на входе. Последняя зависимость обычно задается графически и называется обобщенной характеристикой усиления.

Считается, что все выходное напряжение по цепи обратной связи передается на вход, поэтому в той же системе координат можно нанести прямую обратной связи. Оказывается, что по относительному положению данной прямой и обобщенной характеристики усиления можно судить о режиме работы электронного реле. Расчетные выражения получаются достаточно простыми и позволяют оценить влияние параметров элементов на время переброса, поскольку в основном весь расчет сводится к определению харак-

теристики усиления обычного усилителя постоянного тока. Однако в общем случае трудно установить аналитическую зависимость между параметрами усилительного прибора и формой обобщенной характеристики усиления, что является недостатком всего способа.

Поскольку в настоящей статье нас интересует в основном качественная сторона процесса, этот недостаток не столь существен.

Рассмотрим эквивалентную схему электронного реле (рис. 1).

Со стороны выхода усилитель представляет собой некоторое сопротивление, которое меняется приблизительно от нуля при насыщенном триоде до величины нагрузки R_k , если считать триод непроводящим в закрытом состоянии. При расчете можно брать его среднее значение

$$R_{cp} = \frac{1}{2} R_k.$$

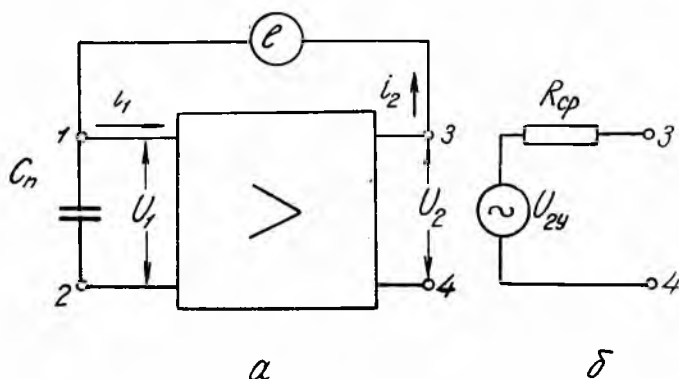


Рис. 1. Эквивалентная схема электронного реле.

Таким образом, если в некоторый момент времени происходит приращение тока Δi_2 , то напряжение на выходе должно получить приращение

$$\Delta U_2 = -\Delta i_2 R_{cp}. \quad (1)$$

Знак минус означает, что увеличению тока i_2 должно соответствовать увеличение падения напряжения на нагрузке R_k и, следовательно, уменьшение напряжения U_2 .

Учитывая влияние емкости C_n и базового тока, это приращение Δi_2 можно выразить как

$$\Delta i_2 = i_1 + C_n \frac{dU_1}{dt}, \quad (2)$$

где i_1 — входной ток усилителя.

Объединив выражения (1) и (2), получаем

$$-\Delta U_2 = U_{2y} - U_2 = \Delta i_2 R_{cp} = i_1 R_{cp} + \tau_n \frac{dU_1}{dt}.$$

Здесь U_{2y} относится к усилителю, а U_2 — к цепи обратной связи, откуда

$$U_2 = U_{2y} - i_1 R_{cp} - \tau_n \frac{dU_1}{dt}, \quad (3)$$

где $\tau_n = C_n R_{cp}$ — постоянная времени.

Выражение (3) можно переписать в виде

$$U_{2y}^* - U_2 = \tau_n \frac{dU_1}{dt}, \quad (4)$$

где

$$U_{2y}^* = U_{2y} - i_1 R_{\text{ср.}} \quad (5)$$

Если известна характеристика $U_{2y}^* = f_{2y}(U_1)$, то режим работы электронного реле определяется однозначно. В качестве примера рассмотрим обобщенную кривую усиления, показанную на рис. 2. Предположим, что в начальном состоянии 1 — линия обратной связи, проходящая через эту точку, отсекает на вертикальной оси отрезок, равный некоторому значению $e = e_0$. При уменьшении напряжения обратной связи, рабочая точка перемещается вправо и занимает некоторое неустойчивое критическое положение 2, которое при дальнейшем уменьшении переходит в новое устойчивое состояние 3. При последующем уменьшении напряжения обратной связи состояние системы не изменится, а рабочая точка будет перемещаться вправо по верхнему плечу характеристики.

С увеличением напряжения e , рабочая точка будет перемещаться влево, занимая последовательно положения 3, 4, 5. Точка 5 характеристики рис.

2, а аналогична по устойчивости точке 2, и при увеличении напряжения обратной связи система вынуждена перейти в точку 6.

На основании рис. 2, а можно строить рабочие характеристики электронного реле, выражающие зависимость $U_1 = f(e)$ и $U_2 = f(e)$. Эти характеристики приведены на рис. 2, б, в, где точки, отвечающие одинаковым состояниям системы, обозначены цифрами, совпадающими с указанными на рис. 2, а.

Рассмотрим в общих чертах, как влияет вид характеристики на процесс переброса (скачка) напряжения. В первом приближении указанные перебросы можно считать мгновенными, однако на практике вследствие влияния паразитных параметров схемы они всегда совершаются в конечные промежутки времени. Переброс соответствует изменению напряжения на какую-то определенную величину, причем это изменение происходит с известной скоростью. Очевидно, что при постоянной скорости переброса,

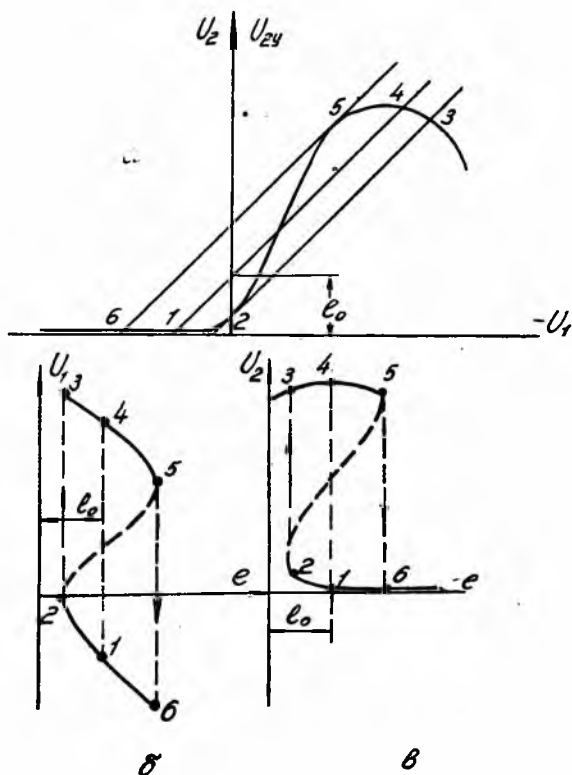


Рис. 2. Обобщенная характеристика усиления (а) и рабочие характеристики электронного реле (б, в).

определяемой паразитными параметрами схемы, время его тем меньше, чем меньше величина изменения напряжения. Уменьшение времени переброса, определяющего длительность фронтов формируемого импульса, приводит к повышению верхней граничной частоты работы такого электронного реле.

Найдем время скачка. Полученное ранее уравнение (4) можно переписать как

$$\frac{dt}{\tau_n} = \frac{dU_1}{U_{2y}^* - U_2} \quad (6)$$

или, интегрируя обе части уравнения (6),

$$\frac{t}{\tau_n} = \int_{U_0}^{U_1} \frac{dU_1}{U_{2y}^* - U_2}, \quad (7)$$

где U_0 — начальное напряжение на входе для $t = 0$.

Под разностью напряжений $U_{2y}^* - U_2$ подразумевается разность напряжений, соответствующих обобщенной характеристике усиления и прямой обратной связи.

Так как в уравнении (7) величины U_{2y}^* и U_2 следует рассматривать как функции от U_1 , аналитическое решение интеграла осложняется необходимостью предварительного аналитического аппроксимирования характеристики усиления. Обобщенную характеристику усиления можно аппроксимировать тремя прямыми, как показано на рис. 3; при этом получаем

$$U_{2y}^* = \text{const} \approx 0 \quad \text{для} \quad U_{10} \geq U_1 \geq U_{50}; \quad (8)$$

$$U_{2y}^* = k_1(U_{10} + U_1) \quad \text{для} \quad U_{20} \geq U_1 \geq U_{10}; \quad (9)$$

$$U_{2y}^* = k_2(U_{40} - U_1) \quad \text{для} \quad U_{30} \geq U_1 \geq U_{20}, \quad (10)$$

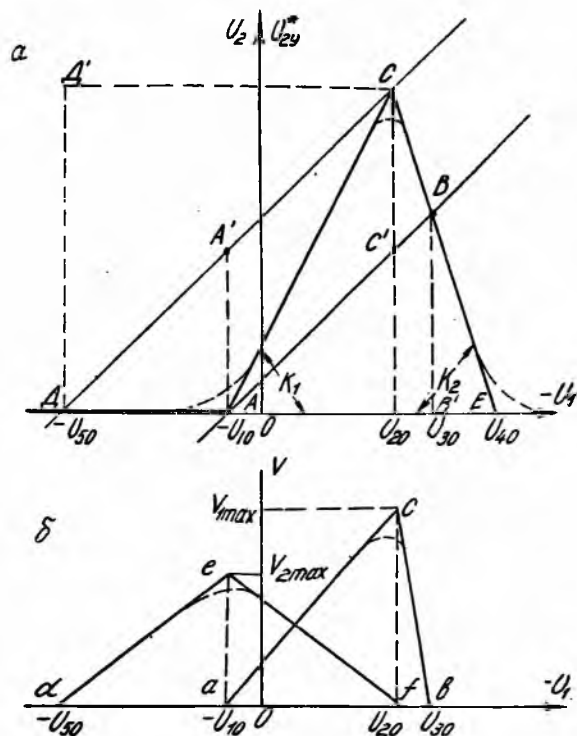
Рис. 3. Аппроксимация обобщенной характеристики усиления (а) и эпюры скоростей изменения напряжения (б).

где k_1 и k_2 равны тангенсам углов наклона прямых. Прямая обратной связи описывается выражением (11) в случае перехода из точки А в точку В

$$e = U_1 + U_{10}, \quad (11)$$

а из точки С в точку Д

$$e = U_{50} + U_1 = k_1(U_{10} + U_{20}) - U_{20} + U_1. \quad (12)$$



Подстановка значений (8) — (12) с последующим интегрированием уравнения (7) приводит к неопределенности, которая не раскрывается. Аналитическое решение интеграла (7) можно заменить следующим рассуждением. Переход системы из точки A в точку B происходит со скоростью, которая определяется из уравнения (4),

$$V_1 = \frac{dU_1}{dt} = \frac{U_{20}^* - U_2}{\tau_n}. \quad (13)$$

Но, как видно из рис. 3, б, разность $U_{20}^* - U_2$ не остается постоянной и проходит через некоторое максимальное значение, определяемое отрезком CC' , которое равно

$$V_{1\max} = \frac{CC'}{\tau_n} = \frac{(k_1 - 1)(U_{10} + U_{20})}{\tau_n}. \quad (14)$$

Средняя же скорость может быть представлена в виде

$$V_{1cp} = \frac{\int_{U_{10}}^{U_{20}^*} V_1 dU_1}{U_{10} + U_{30}}, \quad (15)$$

где интеграл, стоящий в числителе выражения, не что иное, как площадь треугольника abc (рис. 3, б).

Учитывая это, получаем

$$V_{1cp} = \frac{1}{2\tau_n} (k_1 - 1)(U_{10} + U_{20}). \quad (16)$$

С другой стороны, напряжение U_2 изменяется на величину BB' при переходе из точки A в точку B , поэтому время перехода можно определить как

$$t_{AB} = \frac{BB'}{V_{1cp}} = 2\tau_n \frac{U_{10} + U_{30}}{(k_1 - 1)(U_{10} + U_{20})} \quad (17)$$

или, выразив U_{30} через U_{40} , получаем в несколько другом виде

$$t_{AB} = 2\tau_n \frac{k_2}{(k_1 - 1)(k_2 + 1)} \frac{U_{40} + U_{10}}{U_{20} + U_{10}}. \quad (18)$$

Рассуждая аналогично предыдущему, при переходе из точки C в точку D для средней скорости скачка

$$V_{2cp} = \frac{(U_{10} + U_{20})(U_{50} - U_{10})}{2\tau_n(U_{60} + U_{20})} \quad (19)$$

и для времени скачка

$$t_{CD} = 2\tau_n \frac{k_1}{k_1 - 1}. \quad (20)$$

Время t_{AB} соответствует отпиранию триода и по установившейся терминологии может быть определено, как длительность переднего фронта импульса; время t_{CD} соответствует запираанию открытого триода и определяет длительность заднего фронта импульса.

Проанализируем выражения (18) и (20). Для того чтобы любая схема электронного реле функционировала нормально, должно выполняться условие $k_1 > 1$. Это, очевидно, (рис. 3, а) и соответствует углу наклона переднего ската обобщенной характеристики усиления больше 45° . В другом предельном теоретическом случае при включении в цепь обратной

связи идеального переключателя угол наклона оказывается равным 90° , т. е. $k_1 = +\infty$.

Рассмотрим длительность скачков при этих двух предельных случаях. Все же скачки в реальных схемах определяются промежуточными положениями.

В случае $k_1 = 1$ на основании выражений (18) и (20)

$$t_{AB} = \infty \text{ и } t_{CD} = \infty. \quad (21)$$

В случае $k_1 = \infty$

$$t_{AB} = 2\tau_n \frac{k_2}{1+k_2} \frac{U_{40} + U_{10}}{U_{2m}}; \quad t_{CD} = 2\tau_n, \quad (22)$$

где U_{2m} — максимальное напряжение на выходе, которое получается при $U_1 = U_{20}$.

В последнем случае учитывается, что условие $k_1 = \infty$ выполняется, если $U_{10} = U_{20}$. Таким образом, из сравнения выражений (21) и (22) видно, что форма обобщенной характеристики усиления существенно влияет на длительность фронтов в электронных реле, причем наиболее подходящей с этой точки зрения является характеристика, у которой $k_1 = \infty$, т. е. угол наклона равен 90° . Максимально достигаемая длительность заднего фронта оказывается вдвое большей постоянной времени паразитных параметров схемы. Меньшая длительность переднего фронта может быть при увеличении коэффициента усиления эквивалентного усилителя; уменьшается она также при уменьшении основания треугольника ACE (рис. 3, а). Последнее достигается при работе триодов усилителя в области, далекой от насыщения.

Возможно также применение переключающих устройств в цепи обратной связи, фиксирующих задний скат обобщенной характеристики усиления. Требуемая переключающая цепь для фиксирования как переднего, так и заднего скатов обобщенной характеристики усиления может быть реализована в виде делителя напряжения, состоящего из обычного сопротивления и зависящего от напряжения резистивного элемента. Ослабление, даваемое делителем, регулируется напряжением смещения или заданным управляющим сигналом.

Конечно, для существенной коррекции обобщенной характеристики усиления нелинейный резистивный элемент должен обладать более резкими переключающими характеристиками, чем полупроводниковый триод. Возможна схема электронного реле, где в качестве переключающего элемента используется полупроводниковый диод. Вполне очевидно, что обобщенная характеристика этой схемы полностью определяется характеристикой и переключающими свойствами диода.

Критерий устойчивости схемы можно записать в виде

$$k = k_u F < 1, \quad (23)$$

где k_u — коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи;
 F — коэффициент ослабления переключающего устройства, равный

$$F = \frac{R_{вх}}{R_{г} + R_{вх}}. \quad (24)$$

Из выражений (23) и (24) ясно, что величина $R_{г}$ должна быть достаточно большой, чтобы схема находилась в устойчивом состоянии. Необходимо также, чтобы выполнялось условие значительного изменения сопротивления при заданной амплитуде управляющего напряжения. Это все предъявляет жесткие требования к переключающему элементу.

Особенностью $p-n$ -переходов является относительно большое изменение их проводимости при изменении полярности подводимого к ним напряжения. Отношение этих проводимостей для различных типов $p-n$ -переходов неодинаково и колеблется в пределах единиц — десятков тысяч.

Математический анализ позволяет утверждать, что в первом приближении при открытом переходе напряжение на выходе не зависит от свойств перехода, при закрытом — полностью ими определяется. Наиболее подходящими в качестве переключающих элементов являются переходы с возможно меньшими токами насыщения. Переключающие свойства улучшаются также при уменьшении всех внешних сопротивлений, поэтому, рассчитывая схемы, следует обеспечивать их минимальную величину. Это в первую очередь относится к коллекторным нагрузкам, сопротивлениям связи и входным сопротивлениям триодов. Легко показать, что температурная стабильность схем определяется температурным коэффициентом γ и зависимостью тока насыщения I_s от температуры. Повышение температуры приводит к уменьшению коэффициента ослабления и увеличению коэффициента просачивания в результате значительной температурной зависимости тока насыщения.

Однако следует отметить, что при снижении переключаемого напряжения влияние температуры ослабляется благодаря противоположным знакам температурных коэффициентов γ и тока насыщения. С этой точки зрения более целесообразна работа схем при низких напряжениях. Минимальная величина их определяется допустимыми коэффициентами ослабления и просачивания, которые также уменьшаются с понижением напряжения.

Существенное влияние на переключающие свойства диода оказывает емкость перехода; это влияние особенно значительно при закрытом переходе. В случае открытого перехода активное его сопротивление гораздо меньше емкостного и им можно пренебречь. Закрытый переход может быть представлен в виде параллельного соединения емкости и сопротивления, причем в некоторых случаях влияние емкости является преобладающим и определяет модуль полного сопротивления.

Для упрощения выкладок нелинейную емкость по аналогии с емкостью коллекторного перехода транзистора можно заменить некоторой эквивалентной линейной емкостью. Влияние ее особенно существенно для быстродействующих схем. В качестве примера можно сказать, что емкость в 1 пф на частоте 10 мГц при переключаемом напряжении в 5 в обеспечивает ток в нагрузке порядка 150 мкА , тогда как ток насыщения у современных диодов не превышает нескольких микроампер, а зачастую бывает и гораздо меньше.

Рассмотрим сравнительные характеристики полупроводниковых триодов и различных типов диодов, чтобы выяснить целесообразность их применения в качестве переключающих элементов. Полупроводниковый триод можно представить как некоторый переключающий элемент, характеризующийся зависимостью коллекторного тока от напряжения на базе (или тока базы).

Для сравнительной оценки целесообразно ввести понятие крутизны характеристики тока в случае триода и тока диода, находимых как относительное изменение тока при изменении напряжения на одинаковую величину. Аналитически крутизна может быть выражена в качестве производной тока по напряжению: для диода она равна

$$\frac{di}{dU_x} = \gamma I_s \exp(\gamma U_d), \quad (25)$$

а для триода при экспоненциальной аппроксимации

$$\frac{di_k}{dU_0} \cong 1,783 \frac{I_{k0}}{U_0} \exp\left(\frac{U_0}{U_0} - 1\right). \quad (26)$$

Сравнение выражений (25) и (26) позволяет утверждать, что при равных напряжениях относительная крутизна характеристики $p-n$ -перехода бóльшая, чем полупроводникового триода, так как показатель степени при экспоненте, который является определяющим, в первом случае больше, чем во втором. Таким образом, применение $p-n$ -переходов в качестве переключающих элементов в комбинации переход-транзистор в большинстве случаев оправдывает себя.

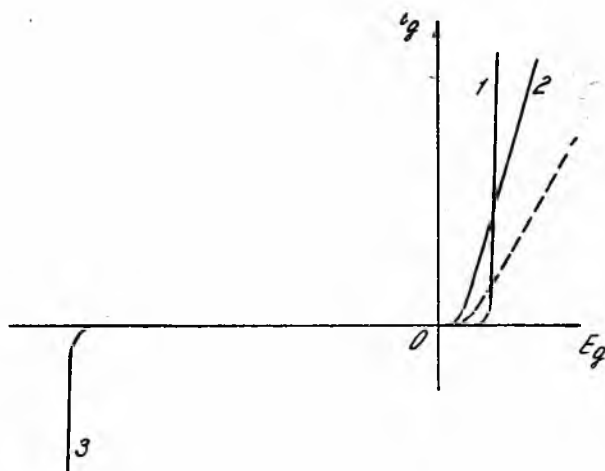


Рис. 4. Сравнительные вольт-амперные характеристики $p-n$ -переходов.

Рассмотрим сравнительные характеристики $p-n$ -переходов, изготовленных по различной технологии (рис. 4). Здесь показаны три различных характеристики полупроводниковых диодов. Кривая 1 является вольт-амперной характеристикой германиевого точечного триода, кривая 2 описывает обычный плоскостной диод, а кривая 3 относится к кремниевому стабилитрону. Все три характеристики более близки к характеристике идеального переключателя, чем характеристика обычного плоскостного триода, которая показана пунктиром.

В случае применения в качестве переключающего элемента стабилитрона может быть использован участок зенеровского пробоя, так как экспериментальные исследования подтверждают существование области характеристики, где ток не зависит от температуры. Проверялась также стабильность этих характеристик во время и после ряда термотренировок. В результате испытаний [1] можно сделать вывод, что эта область вольт-амперной характеристики отличается высокой степенью стабильности.

Как было показано выше, на качество переключения существенно влияет изменение сопротивления. Вследствие этого зависимость сопротивления от напряжения смещения представляет особый интерес. Плоскостные диоды имеют высокое отношение сопротивлений в зависимости от смещения, на несколько порядков превышающее это же соотношение для точечных диодов [2].

Для применения в схемах электронных реле важен диапазон изменения сопротивления от нескольких сот *ом* до единиц *мегаом*, поэтому пре-

имущества кремниевых плоскостных диодов не так существенны. Характеристика участка зенеровского пробоя имеет меньшую величину отношения сопротивлений, чем в предыдущих случаях, минимальные сопротивления получаются порядка 800—1000 ом , что может считаться допустимым для использования в схемах электронных реле.

Анализ зависимости емкости от смещения для рассматриваемых типов диодов показывает, что емкость кремниевых плоскостных диодов достаточно велика, чтобы сделать их непригодными для применения в рассматриваемых схемах. Изменение переходной емкости со смещением относительно мало, но абсолютная ее величина достаточно велика по сравнению с точечными диодами.

Это особенно относится к тонкослойным диодам, таким как стабилитроны. Требуемые качества могут быть получены и с обычными плоскостными диодами, но их переключающие свойства, учитывая очень большое отношение сопротивлений, в закрытом состоянии определяются только емкостью. При малой ее величине могут быть разработаны отличные электронные реле. Это в первую очередь относится к микросплавным диодам.

Более удовлетворительными переключающими элементами с точки зрения емкости являются точечные диоды. Достаточно большие для транзисторных схем сопротивления в закрытом состоянии и относительно малые — порядка нескольких сот ом и меньше — в открытом при малых емкостях (от 0,5 до 1,5 пф) делают их удобными для такого применения. Существенным их недостатком является относительно большая зависимость переходного сопротивления от температуры. Это приводит к смещению точки открывания триода в сторону меньших значений при увеличении напряжения, и порог срабатывания схемы оказывается плавающим, что во многих случаях нежелательно.

Если еще учесть, что переключающая характеристика точечных диодов далека от идеальной, то их применение в схемах электронных реле, работающих в интервале температур, становится менее желательным и заставляет вновь обратиться к кремниевым плоскостным диодам с малой собственной емкостью. Наиболее отвечающими полученным выше требованиям являются микросплавные кремниевые диоды. При относительно небольшой собственной емкости (10—15 пф) перепад сопротивлений в открытом и закрытом состоянии составляет у них 10^6 — 10^7 раз. При не очень высоких частотах работы эти диоды могут служить идеальными переключателями.

ЛИТЕРАТУРА

¹ С. М. Шерайзин. Применение полупроводниковых диодов для повышения стабильности релаксационных генераторов. «Электросвязь», 1963, № 12.

² Там же.