

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ РЕЛЕ

М. С. РОЙТМАН, В. И. ОРЛОВ

(Представлена научным семинаром факультета автоматики и вычислительной техники)

В настоящее время ощущается острая необходимость в создании простых, высоконадежных электронных реле с напряжением срабатывания ниже 50 мв при токе менее 10 мка.

Прогресс последних лет в области модуляторов с малым дрейфом нуля, позволяет создавать электронные реле с напряжением срабатывания порядка 20 мкв при $I_{ср} \leq 10^{-8}$ а. Однако такие устройства сложны (они представляют собой сочетание модулятора, усилителя и окончного релейного каскада), далеко не всегда удовлетворяют требованиям надежности и обладают значительно меньшим быстродействием (в несколько раз), чем электронные реле без модуляции сигнала. Основным недостатком существующих электронных реле без предварительного усиления является значительная величина напряжения и тока срабатывания.

Последнее вызвано тем, что существующие ключевые схемы с линейной нагрузкой в коллекторной цепи требуют для перевода триода из режима «отсечки» в режим «насыщения» подачи значительного по величине тока в базу.

Стремление к созданию простых электронных реле с минимальным напряжением срабатывания побудило авторов провести детальное исследование возможности работы полупроводниковых триодов в релейном режиме при малых входных сигналах. Эта возможность представляет собой интерес потому, что в случае ее реализации можно создать простые электронные реле с весьма малой мощностью срабатывания. Последнее следует непосредственно из рассмотрения зависимости мощности сигнала, требуемого для изменения коллекторного тока на $m\%$, от режима работы триода (рис. 1)¹⁾.

Известно, что для перевода ППТ в насыщенное состояние необходим ток базы $I_{бн} \geq \frac{U_k}{R_э \cdot \beta}$, где U_k — напряжение питания схемы, $R_э$ — эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи, в простейшем случае оно равно сопротивлению нагрузки R_n , β — коэффициент усиления по току. Для уменьшения величины $I_{бн}$, насыщающего триод, требуется увеличить R_n . Однако этот очевидный путь уменьшения входного сигнала практически не применим из-за наличия у триодов сквозного

¹⁾ Такой ход кривой объясняется тем, что при очень малых сигналах заряды вытекают из базы, при больших, — инжектируются в базу, а при определенном входном напряжении токи компенсируются.

коллекторного тока $I'_{ко}$ и резкой его зависимости от температуры. Например, для германиевого триода с $\beta=50$ и $I_{ко}=2$ мка при $U_{к}=10$ В и $t^{\circ}=20^{\circ}\text{C}$ можно свести $I_{бн}$ к величине 5 мка, увеличив $R_{н}$ до $\frac{U_{к}}{I_{бн} \cdot \beta} = 40$ к. В этом случае даже при отсутствии сигнала на $R_{н}$ па-

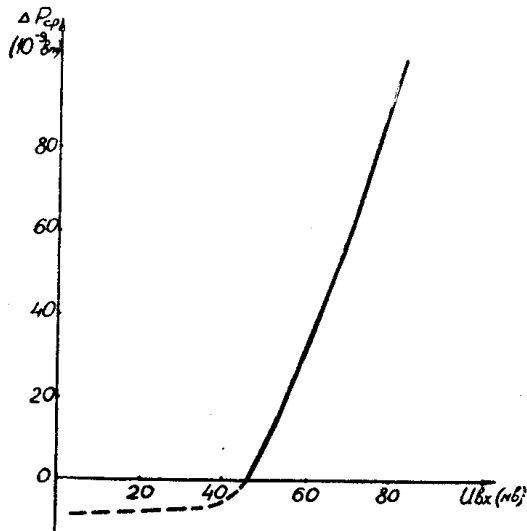


Рис. 1.

дает напряжение $I'_{ко} \cdot R_{н} \approx 4$ в. При увеличении температуры окружающей среды всего на $(8-10^{\circ}\text{C})$ это падение напряжения удвоится

и почти все напряжение источника окажется приложенным к сопротивлению нагрузки $R_{н}$. Существенно уменьшить указанный недостаток, применив в качестве нагрузки линейное термозависимое сопротивление, практически не удастся. Следовательно, для уменьшения влияния сквозного коллектора тока $I'_{ко}$ необходимо применять сравнительно небольшие сопротивления нагрузки ($R_{н} \leq 10$ ком).

С целью уменьшения мощности срабатывания и увеличения нелинейности между входным и выходным напряжениями желательно в качестве нагрузки применение нелинейного элемента с малым статическим ($r_{ст}$) и боль-

шим динамическим ($R_{дин}$) сопротивлениями. В этом случае, при отсутствии входного сигнала $U_{н} = I'_{ко} \cdot r_{ст}$, а при подаче сигнала $U_{н} = I'_{ко} \cdot r_{ст} + \Delta I_{к} \cdot R_{дин}$. Очевидно, что мощность срабатывания будет тем меньшей, а релейность характеристики тем большей, чем больше отношение $R_{дин}/r_{ст}$. Легко заметить, что нелинейный элемент может быть успешно применен лишь в случае, если изменения $I_{к}$, вызванные не входным сигналом (например, изменение температуры окружающей среды), приведут к $\Delta U_{к} = \Delta I_{к} \cdot r_{ст}$. Таким образом, оптимальным был бы элемент, который имел бы:

1. Малое статическое сопротивление.
2. Большое динамическое сопротивление.
3. Температурные характеристики, совпадающие с характеристикой триода.

Малое статическое сопротивление позволяет иметь небольшое начальное падение напряжения на нагрузке, которое остается незначительным даже при повышении температуры, когда резко увеличивается сквозной коллекторный ток.

Большое динамическое сопротивление позволяет получить высокую чувствительность ключа.

При повышении температуры статическое сопротивление нагрузочного элемента должно уменьшаться, что приведет к компенсации влияния увеличивающегося коллекторного тока триода.

Указанным выше требованиям более или менее удовлетворяет р-п переход (в простейшем случае плоскостной диод). Схема реле напряжения с диодом в качестве сопротивления нагрузки приведена на рис. 2. Вольтамперные характеристики реле могут быть получены совмещением характеристики диода в непроводящем направлении и триода (рис. 3).

Нетрудно заметить, что реле будет нормально работать лишь при условии, что $I_{к0}$ триода меньше обратного тока диода I_d . В этом случае падение напряжения на диоде будет меньше 0,3 в при отсутствии сигнала на базу триода. Подача на базу открывающего напряжения приводит

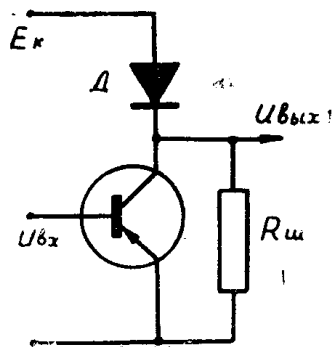


Рис. 2. Схема реле с диодом в качестве нагрузки.

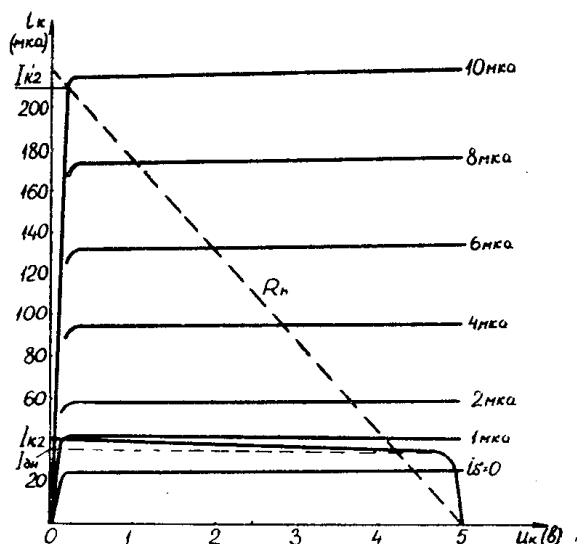


Рис. 3.

к увеличению коллекторного тока I_k и, как только I_k станет равным $I_{к1} = I_d$, триод начнет переводиться в режим насыщения. Из рассмотренного рис. 3 ясно, что для перевода триода в режим насыщения в случае применения диода в качестве нагрузочного сопротивления необходим ток $I_{бн2}$ много меньший, чем при R_n постоянном (линейном) сопротивлении ($I_{к2} \gg I_{к2}$). Нами было проверено около 50 реле, собранных по схеме рис. 2. Усредненные экспериментальные характеристики приведены на рис. 4.

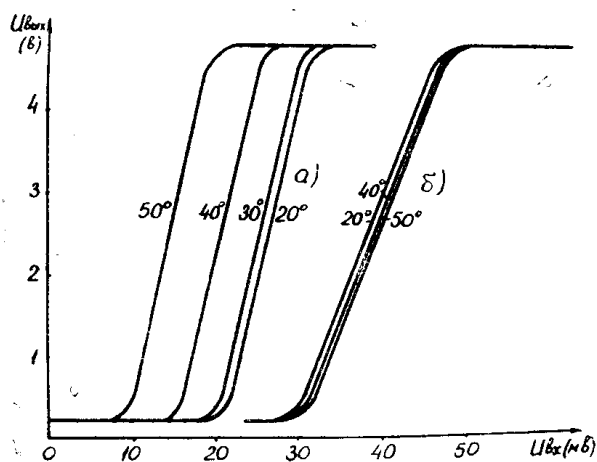


Рис. 4.

Температурная нестабильность схемы определяется несколько большей, чем у диода, температурной зависимостью тока отсечки триода при сопротивлении цепи базы свыше $R_{б макс}$. Термокомпенсация схемы может быть выполнена путем шунтирования триода сопротивлением. Крутизна выходной характеристики при этом, разумеется, падает.

Основные недостатки схем с диодами определяются неуправляемостью их характеристик, а также малыми величинами и значительным разбросом обратных токов диодов $I_{\text{д}}$. Более гибкой является схема с применением в качестве нагрузки полупроводникового триода (рис. 5).

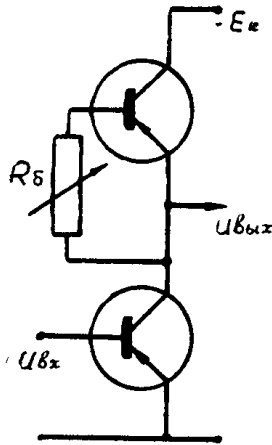


Рис. 5. Схема реле с триодом в качестве нагрузки.

Изменяя величину сопротивления $R_{\text{б}}$, можно в достаточно широких пределах регулировать коллекторный ток верхнего триода от $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}}(1 + \beta_i)$ при короткозамкнутом $R_{\text{б}}$ до $I_{\text{к}} = I_{\text{к0}} \cdot \beta$ при $R_{\text{б}} = \infty$, что позволяет без подбора триодов получать реле напряжения с одинаковыми характеристиками.

Применяя однотипные триоды, можно получить хорошую температурную стабильность схемы.

Характерной особенностью работы ключевых схем с нелинейной нагрузкой является то, что ни один из триодов не работает в режиме отсечки. При срабатывании ключа один из триодов (нагрузочный) выходит из режима насыщения, а другой входит в него. В результате все напряжение источника, первоначально приложенное к нижнему (рабочему) триоду, оказывается приложенным к верхнему (нагрузочному) триоду. Таким образом, для осуществления переключения достаточно увеличить коллекторный ток триодов, согласно рис. 6, на величину

$$\Delta I_{\text{к}} \approx 2 \frac{U_{\text{к}}}{r_{\text{к}}^*} \quad (1)$$

где $U_{\text{к}}$ — напряжение питания ключа;

$r_{\text{к}}^*$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода для схемы с общим эмиттером.

Анализируя формулу (1), можно установить предельную чувствительность схемы ключа с нелинейной нагрузкой.

Воспользуемся известными соотношениями [1]

$$\Delta I_{\text{к}} = \Delta I_{\text{б}} \cdot \beta \quad \text{и} \quad r_{\text{к}}^* = \frac{r_{\text{к}}}{1 + \beta}$$

где $\Delta I_{\text{б}}$ — приращение базового тока;

β — коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ;

$r_{\text{к}}$ — дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ.

Подставляя в (1), имеем

$$\Delta I_{\text{б}} = \frac{2U_{\text{к}}}{r_{\text{к}} \cdot \alpha}, \quad (2)$$

где $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$ — коэффициент передачи тока в схеме с ОБ.

При выводе выражения для $r_{\text{к}}$ считаем, что величина дифференциального сопротивления коллекторного перехода зависит от двух явлений в триоде:

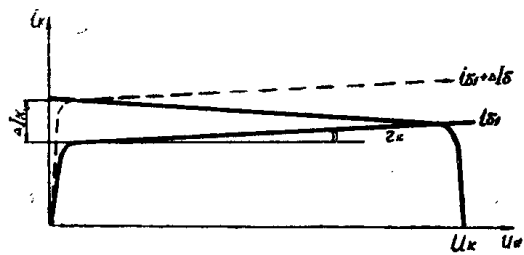


Рис. 6.

- 1) модуляции ширины базы;
 - 2) ударной ионизации в области коллекторного перехода.
- Величина коллекторного тока в схеме с ОБ определяется как

$$I_k = \alpha_m \cdot I_\vartheta + I_{ko}, \quad (3)$$

где α_m — коэффициент передачи по току с учетом ударной ионизации, равный

$$\alpha_m = M \cdot \alpha = M \cdot \gamma \left(1 - \frac{w^2}{2L^2} \right),$$

здесь $M = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_k}{U_m} \right)^n}$ — коэффициент ударной ионизации,

γ — коэффициент инжекции,
 w — ширина базы,
 L — диффузионная длина.

Подставляя значение α_m в (3), имеем

$$I_k = M\gamma \cdot I_\vartheta \left(1 - \frac{w^2}{2L^2} \right) + I_{ko}. \quad (4)$$

Известно, что $\frac{dw}{dU_k}$ определяется через физические параметры как [1]

$$\frac{dw}{dU_k} = - \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2qN_d}} \cdot \frac{1}{\sqrt{U_k}}. \quad (5)$$

Дифференцируя (4) по U_k и используя выражение (5), получим

$$\frac{dI_k}{dU_k} = \frac{1}{r_k} = \gamma I_\vartheta \left[\frac{\frac{nU_k^{n-1}}{U_m^n}}{\left(1 - \frac{U_k}{U_m} \right)^2} + \frac{\frac{w}{L^2} \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{2qN_d}} \cdot \frac{1}{\sqrt{U_k}}}{\left(1 - \frac{U_k}{U_m} \right)^n} \right].$$

После подстановки выражений для α_m и $\frac{1}{r_k}$ в формулу (2) получим

$$\Delta I_6 = \frac{2nI_\vartheta}{\left(\frac{U_m}{U_k} \right)^n - 1} + \frac{2I_\vartheta \cdot \sqrt{U_k}}{\sqrt{\frac{2qN_d}{\varepsilon_0 \varepsilon}} \left(\frac{L^2}{w} - \frac{w}{2} \right)}. \quad (6)$$

Первое слагаемое в формуле (6) отражает влияние ударной ионизации на величину ΔI_6 , второе — влияние модуляции ширины базы.

Чтобы производить расчеты по формуле (6), необходимо знать величину напряжения лавинного пробоя U_m , которое определяется по формуле

$$U_m = a \rho_6^m,$$

где ρ_6 — удельное сопротивление базы.

Коэффициенты a, m, n для различных типов базы приведены в табл. 1.

Таблица 1

Материал	Тип базы	n	a	m
Германий	электронная	3	83	0,6
	дырочная	5	52	0,6
Кремний	электронная	5	86	0,65
	дырочная	3	23	0,75

Для примера оценим величину ΔI_6 для триодов типа П26 при $U_k = 30$ В и $I_3 = 0,1$ ма,

$$\rho_6 = 3 \text{ ом. см,}$$

$$N_D = 10^{15} \text{ 1/см}^3,$$

$$L = 0,1 \text{ мм,}$$

$$\omega = 40 \text{ мк.}$$

Величина ΔI_6 получается равной 6 мка.

Формула (6) позволяет установить зависимость чувствительности ключа от режима работы триода и от температуры.

Чувствительность ключа уменьшается пропорционально увеличению I_3 , а при малых значениях U_k пропорционально $\sqrt{U_k}$. Однако при дальнейшем увеличении U_k начинает наблюдаться явление ударной ионизации (особенно при повышенной температуре) и поэтому зависимость чувствительности от U_k получается более резкой.

Зависимость от температуры достаточно сложна и имеет минимум в области температур близких к нулевой.

При повышении температуры основное влияние на чувствительность оказывает первое слагаемое формулы (6), а точнее уменьшение величины напряжения лавинного пробоя U_m , что приводит к понижению чувствительности.

С понижением температуры начинает уменьшаться коэффициент усиления по току, что, естественно, приводит к понижению чувствительности.

Коэффициент усиления по току при понижении температуры и при малом токе I_3 уменьшается, в основном, за счет увеличения скорости поверхностной рекомбинации [2].

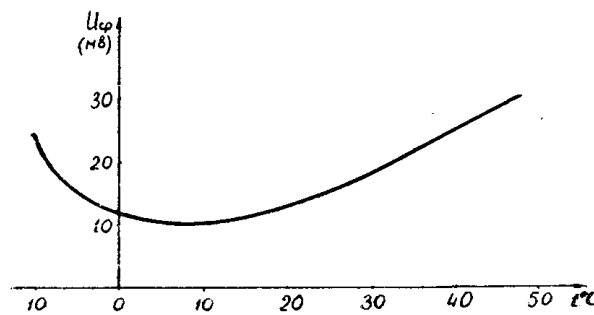


Рис. 7. Зависимость порога срабатывания реле от температуры.

Так как формула (6) выведена без учета явления поверхностной рекомбинации, то пользуясь ею, нельзя установить зависимость уменьшения чувствительности с понижением температуры.

На рис. 7 представлена экспериментальная зависимость U_{cp} (ΔI_6) от температуры для реле на триодах типа П26 при $U_k = 30$ и $I_3 = 0,1$ ма, которая хорошо подтверждает указанные выше вы-

воды относительно зависимости чувствительности от температуры.

Известно, что с целью повышения температурной стабильности коэффициент усиления по току следует увеличить уровень тока I_g [2], однако, согласно (6) это приведет к уменьшению чувствительности. Увеличение тока I_g вызывает дополнительный разогрев переходов у триодов за счет мощности рассеяния. Так как напряжения, приложенные к триодам существенно различные, то и дополнительный разогрев переходов у триодов будет существенно отличаться, что приведет к дополнительной нестабильности схемы при повышении температуры, но диапазон стабильной работы реле в области отрицательных температур при увеличении тока I_g несколько расширяется.

Следовательно, при выборе режима работы схемы следует исходить из конкретных требований, которые ограничивают температурный диапазон, задают требуемую чувствительность и допустимую нестабильность порога срабатывания реле.

Ряд дополнительных преимуществ приобретает электронное реле напряжения при работе совместно со схемой индикации (рис. 8).

В схеме индикации использован обычный релаксационный генератор на неоновой лампочке.

Работа генератора до момента зажигания лампочки описывается уравнением [3]

$$C \frac{du}{dt} = \frac{E + U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) - U}{R + R_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})}$$

При интегрировании в пределах от U_{Γ} до U_3 получим период релаксационных колебаний

$$T = [R + R_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})] : C \cdot \ln \left[\frac{E + U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) - U_{\Gamma}}{E + U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) - U_3} \right], \quad (7)$$

где

$U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$ — напряжение на выходе реле,

$R_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}})$ — выходное сопротивление реле,

U_{Γ} — напряжение гашения лампочки,

U_3 — напряжение зажигания лампочки.

Как видно из формулы (7), частота релаксационных колебаний не остается постоянной, а является функцией входного параметра $U_{\text{ВХ}}$ или $I_{\text{ВХ}}$.

Напряжение дополнительного источника E должно быть меньше напряжения гашения U_{Γ} лампочки, а суммарное напряжение источника E и источника $U_{\text{к}}$ должно быть больше напряжения зажигания.

При $E + U_{\text{ВЫХ}}(U_{\text{ВХ}}) \approx U_3$ начинаются релаксационные колебания.

С увеличением входного параметра период колебаний уменьшается, а при полном срабатывании реле устанавливается постоянная частота колебаний или при определенных величинах R и C колебания срываются и лампочка горит непрерывно.

Наличие такой зависимости периода колебаний от входного параметра позволяет рассматривать данное реле напряжения, разумеется с некоторой степенью приближения, как реле многопозиционное.

Второе достоинство совместной схемы заключается в следующем. Реле напряжения сохраняет высокую чувствительность лишь при рабо-

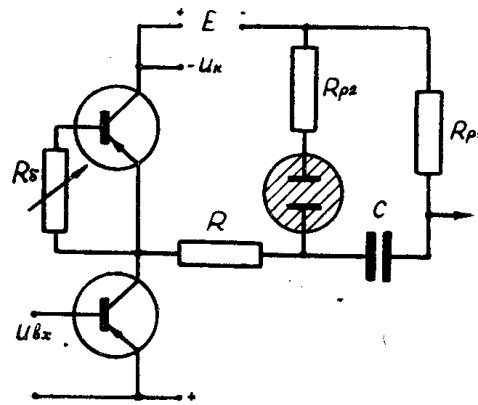


Рис. 8. Электронное реле совместно со схемой индикации.

те на высокоомную нагрузку. Это затрудняет сопряжение релейного каскада с другими схемами на полупроводниковых приборах. Подсоединение релаксационного генератора не вызывает снижения чувствительности реле напряжения, так как до момента зажигания неоновой лампочки генератор совершенно не шунтирует вход реле, а в момент зажигания лампочки следует считать, что информация уже поступила.

Наконец, третье достоинство состоит в том, что в цепи разряда конденсатора C можно поставить сравнительно низкоомное сопротивление R_{p1} или R_{p2} или оба вместе и снимать с них импульсы напряжения, возникающие в моменты разряда конденсатора, амплитудой, приблизительно равной $U_3 - U_2$.

Эти импульсы могут быть использованы для работы последующих импульсных схем, в том числе и схем с низкоомным входом.

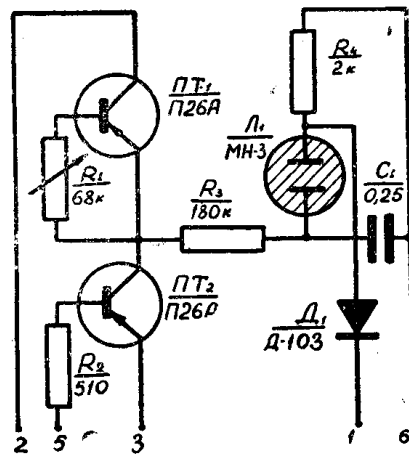


Рис. 9. Принципиальная схема модуля ЭР-1.

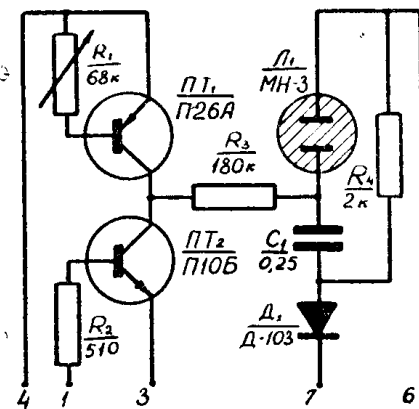


Рис. 10. Принципиальная схема модуля ЭР-2.

Нами разработаны и запущены в серию две практические схемы реле:

1. Для отрицательной полярности входного сигнала модуль ЭР-1 (рис. 9).
2. Для положительной полярности входного сигнала модуль ЭР-2 (рис. 10).

ЛИТЕРАТУРА

1. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
2. Н. С. Яковчук, В. Е. Челноков, М. П. Гейфман. Плоскостные транзисторы. Судпромгиз, 1961.
3. И. М. Капчинский. Методы теории колебаний в радиотехнике. Госэнергоиздат, 1954.
4. М. С. Ройтман, В. И. Орлов, С. А. Гофман. Электронные реле на базе сложных р-п систем. Труды V Всесоюзной конференции по автоконтролю. Новосибирск, 1963.