

А. П. СТАХОВ, В. Н. УДОВИЧЕНКО

(Харьков)

### ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПАРАТОРА, ВЫПОЛНЕННОГО НА ОСНОВЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА

В технике автоматических измерений и контроля получили широкое распространение компараторы напряжений, выполненные на основе различных релаксационных схем (блокинг-генератора, мультивибратора и др.). Свойства и характеристики таких схем в литературе освещены недостаточно [1—4].

На рис. 1 представлена схема так называемого мультивибраторного диодно-регенеративного компаратора. Различают два режима работы регенеративного компаратора: возбужденный и невозбужденный. Режим работы определяется величиной разности сравниваемых напряжений  $\Delta U$  и предшествующим состоянием компаратора. К основным характеристикам компаратора относятся пороговая разность срабатывания  $\Delta U_{ср}$  и пороговая разность отпускания  $\Delta U_{отп}$ . Обычно выполняется соотношение  $\Delta U_{отп} < \Delta U_{ср}$ . Величина  $\Delta U_{гист} = \Delta U_{ср} - \Delta U_{отп}$  называется гистерезисом схемы. При  $\Delta U = \Delta U_{ср}$  и предшествующем невозбужденном состоянии происходит переход компаратора в возбужденное состояние; при  $\Delta U = \Delta U_{отп}$  и предшествующем возбужденном состоянии происходит переход в невозбужденное состояние.

В настоящей статье выводится аналитическое выражение для пороговой разности срабатывания и приведены результаты качественного анализа процессов, лежащих в основе явления гистерезиса мультивибраторного компаратора.

1. Рассмотрим физические процессы при переходе компаратора из невозбужденного в возбужденное состояние. Пусть разность входных напряжений  $\Delta U = U_1 - U_2$  отрицательна (знак указан на рис. 1). В этом случае диоды  $D_2, D_3$  в цепи положительной обратной связи (коллектор ПП<sub>1</sub>,  $C_1, D_3, C_3$ , база ПП<sub>2</sub>, коллектор ПП<sub>2</sub>,  $C_4, D_2, C_2$ , база ПП<sub>1</sub>) ока-

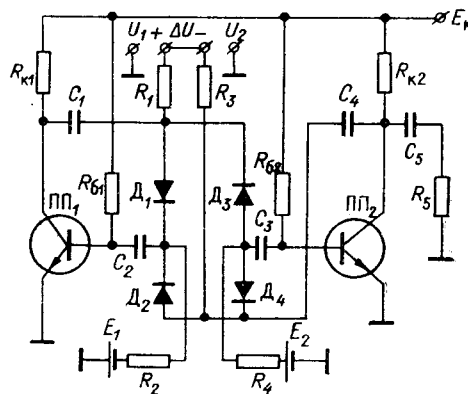


Рис. 1.

зываются запертыми, а рабочие точки диодов  $D_1, D_4$  в цепях отрицательных обратных связей (коллектор ПП<sub>1</sub>,  $C_1, D_1, C_2$ , база ПП<sub>1</sub>; коллектор ПП<sub>2</sub>,  $C_4, D_4, C_3$ , база ПП<sub>2</sub>) находятся на прямой ветви характеристик, т. е. цепь положительной обратной связи разомкнута, а цепи отрицательных обратных связей замкнуты.

По мере уменьшения отрицательной разности входных напряжений диоды  $D_2, D_3$  начинают отпираться, а диоды  $D_1, D_4$  — запираются. При  $\Delta U = \Delta U_{cp}$  соотношение между положительной и отрицательными обратными связями таково, что в схеме выполняется условие самовозбуждения, приводящее к возникновению релаксационного процесса.

На рис. 2 изображена эквивалентная схема невозбужденного компаратора для переменных составляющих в области малых сигналов на этапе, предшествующем самовозбуждению системы. Обозначения на эквивалентной схеме (рис. 3) расшифровываются следующим образом:  $U_1, U_2$  — переменные составляющие напряжений на коллекторах триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub>;  $C_{к1}, C_{к2}$  — коллекторные емкости триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub>;  $h'_{21}, h''_{21}$  — коэффициенты усиления по току триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub> в схеме с общим эмиттером;  $g_1, g_4$  — дифференциальные проводимости диодов  $D_1 — D_4$ ;  $i_{вх1}, i_{вх2}$  — переменные составляющие базовых токов триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub>; Индексы «1», «2», а также «'» и «''» относятся к триодам ПП<sub>1</sub> и ПП<sub>2</sub> соответственно:

$$g_{к1} = \frac{1}{R_{к1}} + \frac{1}{R_1} + h'_{22}; \quad g_{к2} = \frac{1}{R_{к2}} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} + h''_{22}.$$

В дальнейшем примем  $R_1 = R_3 = R_0$ , что практически всегда выполняется.

Процессы в схеме с учетом приведенных предположений описываются системой нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dU_1}{dt} + a_1 U_1 + b_2 U_2 = 0; \\ \frac{dU_2}{dt} + a_2 U_2 + b_1 U_1 = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} a_1 &= (g_{\Sigma 1} + h'_{21} g_1) C_{к1}^{-1}; & a_2 &= (g_{\Sigma 2} + h''_{21} g_4) C_{к2}^{-1}; \\ b_1 &= -h''_{21} g_3 C_{к2}^{-1}; & b_2 &= -h'_{21} g_2 C_{к1}^{-1}; \\ g_{\Sigma 1} &= g_{к1} + g_1 + g_3; & g_{\Sigma 2} &= g_{к2} + g_2 + g_4. \end{aligned}$$

Нелинейность системы (1) вытекает из зависимостей:

$$g_1 = g_1(U_1); \quad g_3 = g_3(U_1); \quad g_2 = g_2(U_2); \quad g_4 = g_4(U_2). \quad (2)$$

Каждая из этих зависимостей имеет вид [3]

$$g(U) = g_p \exp(U/\varphi_p), \quad (3)$$

где  $g_p$  — дифференциальная проводимость диода в рабочей точке;  $\varphi_p$  — экспериментальный температурный потенциал — параметр диода.

Характеристическое уравнение линеаризованной системы (1) можно представить так:

$$\lambda^2 + (a_1 + a_2)\lambda + a_1 a_2 - b_1 b_2 = 0. \quad (4)$$

Запишем соотношения, которые выполняются для любых имеющих физический смысл значений параметров элементов компаратора, определяющих коэффициенты характеристического уравнения (4):

$$a_1 + a_2 > 0; \quad (a_1 + a_2)^2 > 4(a_1 a_2 - b_1 b_2). \quad (5)$$

Из (5) можно сделать вывод, что в линеаризованной системе на фазовой плоскости возможны только два состояния равновесия, а именно: устойчивый узел и седло [5].

Устойчивость системы (1) зависит от знака свободного члена в уравнении (4): при  $a_1 a_2 - b_1 b_2 > 0$  система устойчива (устойчивый узел); при  $a_1 a_2 - b_1 b_2 < 0$  система неустойчива (седло) [5]. Изменение коэффициентов уравнения (4) осуществляется за счет изменения дифференциальных проводимостей диодов  $g_i$  ( $i=1, 2, 3, 4$ ), которые, в свою очередь, зависят от разности сравниваемых напряжений  $\Delta U$ .

Бифуркационные соотношения параметров  $g_i$  соответствуют границе между указанными состояниями равновесия и определяются из условия

$$a_1 a_2 - b_1 b_2 = 0. \quad (6)$$

Выполнению равенства (6) в реальной схеме соответствует начало формирования переднего фронта импульса.

На рис. 3 представлена эквивалентная схема входной цепи компаратора с идеальными генераторами тока. В соответствии с законами Кирхгофа для эквивалентной схемы справедливо:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \Delta U_d + \Delta U_R; \quad \Delta U_d + U_{n1} - U_{n2} = 0; \\ \Delta U_d - U_{d3} + U_{d4} &= 0; \quad I_{r1} - I_1 - I_2 = 0; \quad I_{r2} - I_3 - I_4 = 0, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\Delta U_d$  и  $\Delta U_R$  — составляющие разности входных напряжений компаратора, обусловленные собственно диодной схемой и сопротивлениями  $R_1$  и  $R_3$  соответственно.

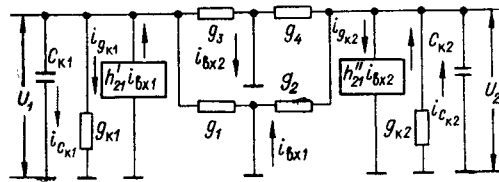


Рис. 2.

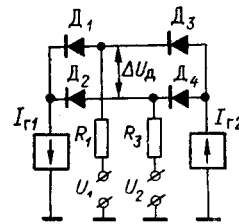


Рис. 3.

Аналитическое выражение для характеристик диодов может быть представлено так [3]:

$$U_{di} = U_{i0} + \varphi_s \ln I_i \quad (i = 1, 2, 3, 4). \quad (8)$$

Параметр  $\varphi_{si}$  будем считать постоянным и равным  $\varphi_s$  — статистически среднему для выбранного типа диодов, параметр  $U_{i0}$  — изменяющимся от диода к диоду.

Аналитическое выражение для соответствующей пороговой разности срабатывания компаратора, обусловленной диодной схемой, получим, решая совместно (6) — (8):

$$\Delta U_{д.сп} = \Delta U_0 - \varphi_s \ln (K^* - 1); \quad (9)$$

где

$$K^* = \frac{(g_{k2} + G_2) G_1 (1 + \varepsilon_2) + (g_{k1} + G_1) G_2 (1 + \varepsilon_3)}{(g_{k1} + G_1) (g_{k2} + G_2) (1 + \varepsilon_2 + \varepsilon_3)}; \quad (10)$$

$$\varepsilon_2 = I_{r1} \left\{ \varphi_s (g_{k2} + G_2) \left[ 1 + \exp \left( - \frac{\Delta U_{д.сп} - \Delta U_0}{\varphi_s} \right) \right] \right\}^{-1}; \quad (11)$$

$$\varepsilon_3 = I_{\Gamma 2} \left\{ \varphi_3 (g_{\kappa 1} + G_1) \left[ 1 + \exp \left( - \frac{\Delta U_{\text{д. ср}} - \Delta U_0}{\varphi_3} \right) \right] \right\}^{-1}; \quad (12)$$

$$G_1 = h_{21}' I_{\Gamma 1} \varphi_3^{-1}; \quad G_2 = h_{21}'' I_{\Gamma 2} \varphi_3^{-1}. \quad (13)$$

Выражение (9) получено для схемы с попарно идентичными диодами (условие попарной идентичности диодов  $\Delta U_{01} = \Delta U_{02} = \Delta U_0$ , где  $\Delta U_{01} = U_{12} - U_{11}$ ;  $\Delta U_{02} = U_{13} - U_{14}$ ). Но даже при этом условии выражение (9) получено в неявном виде, так как  $\varepsilon_2, \varepsilon_3$ , в свою очередь, зависят от  $\Delta U_{\text{д. ср}}$ . Поэтому для вычисления  $\Delta U_{\text{д. ср}}$  по формуле (9) необходимо пользоваться методом последовательных приближений. (Пологая  $\Delta U_{\text{д. ср}} = 0$ , из (11), (12) определяем  $\varepsilon_2$  и  $\varepsilon_3$ , а затем повторяем вычисление.)

Из эквивалентной схемы (см. рис. 3) следует

$$\Delta U_R = R_0 (-I_1 + I_2 + I_3 - I_4). \quad (14)$$

Решая совместно (6) — (9) и (14), получим аналитическое выражение для пороговой разности срабатывания компаратора:

$$\Delta U_{\text{ср}} = \Delta U_0 - \varphi_3 \ln (K^* - 1) + R_0 (I_{\Gamma 1} + I_{\Gamma 2}) \left( \frac{2}{K^*} - 1 \right). \quad (15)$$

Представляет интерес аналитическое выражение для пороговой разности срабатывания симметричной схемы компаратора. Условие симметричности может быть записано в виде

$$h_{21}' = h_{21}'' = h_{21}; \quad I_{\Gamma 1} = I_{\Gamma 2} = I_{\Gamma}; \quad g_{\kappa 1} = g_{\kappa 2} = g_{\kappa}. \quad (16)$$

Принимая во внимание, что для практических схем выполняется условие  $\varepsilon_1 \ll 1$ ,  $\varepsilon_2 \ll 1$ , решая совместно (10) — (12), (16), для симметричной схемы мультивибраторного компаратора найдем

$$K = 2 G (g_{\kappa} + G)^{-1}, \quad (17)$$

где

$$G = h_{21} I_{\Gamma} \varphi_3.$$

Аналитическое выражение для пороговой разности срабатывания симметричной схемы мультивибраторного компаратора с попарно идентичными диодами получим из (15), (17)

$$\Delta U_{\text{ср}} = \Delta U_0 + 2 \varphi_3 \left[ \text{Arth} \frac{g_{\kappa} \varphi_3}{h_{21} I_{\Gamma}} + \frac{g_{\kappa} R_0}{h_{21}} \right]. \quad (18)$$

Из (24) следует, что для уменьшения пороговой разности срабатывания мультивибраторного компаратора необходимо уменьшать  $\varphi_3$  диодов,  $R_0$ ,  $g_{\kappa}$ , увеличивать  $I_{\Gamma}$  и  $h_{21}$  триодов и применять во входной цепи идентичные диоды. Последнее условие наиболее полно может быть выполнено при реализации компаратора в интегральном исполнении. Полученные выводы полностью согласуются с экспериментальными данными.

II. Рассмотрим физические процессы, лежащие в основе явления гистерезиса компаратора. Пусть  $\Delta U$  находится в окрестности  $\Delta U_{\text{ср}}$  и уменьшается. Рассмотрение процессов в схеме начнем с момента времени  $t = t_0$ , соответствующего окончанию формирования заднего фронта импульса. К этому моменту времени конденсатор  $C_2$  заряжается до своего максимального значения  $U_{C_{20}}$ , а конденсатор  $C_3$  — до значения  $U_{C_{30}}$ . Полярности напряжений  $U_{C_2}$  и  $U_{C_3}$  таковы, что диоды  $D_1, D_2$  и  $D_3, D_4$  запираются. Конденсатор  $C_2$  перезаряжается током источни-

ка  $E_1$  по цепи  $E_1, R_2, C_2$ , переход база — эмиттер триода ПП<sub>1</sub>, а конденсатор  $C_3$  — током источника  $E_2$  по цепи  $E_2, R_4, C_3$ , переход база — эмиттер ПП<sub>2</sub>. Перезаряд конденсатора  $C_2$  оканчивается в момент времени  $t=t_2$ , когда напряжение на  $C_2$  уменьшится до такой величины, что диоды  $D_1, D_2$  начнут открываться. Это приводит к тому, что с момента времени  $t_2$  ток  $I_{r1}$  начинает перераспределяться между цепью разряда конденсатора  $C_2$  и цепями диодов  $D_1, D_2$ . Аналогично в момент времени  $t=t_3$  оканчивается перезаряд конденсатора  $C_3$  и ток  $I_{r2}$  начинает перераспределяться между цепью разряда конденсатора  $C_3$  и цепями диодов  $D_3, D_4$ .

Изменение тока  $I_{r1}$  в цепи разряда  $C_2$  эквивалентно воздействию импульса «помехи»  $F_1(t)$  на переход база — эмиттер транзистора ПП<sub>1</sub>, а изменение тока  $I_{r2}$  в цепи разряда  $C_3$  эквивалентно воздействию импульса «помехи»  $F_2(t)$  на переход база — эмиттер транзистора ПП<sub>2</sub>. Рабочие точки транзисторов ПП<sub>1</sub> и ПП<sub>2</sub> к этому моменту находятся на активных участках характеристик. Импульсы помех  $F_1(t), F_2(t)$  вызывают соответствующую реакцию транзисторов ПП<sub>1</sub> и ПП<sub>2</sub>, которые совместно с остальными элементами схемы образуют нелинейную систему с обратными связями, параметры которой, в свою очередь, зависят от импульсов «помех»  $x_1(t), x_2(t)$  на коллекторах триодов компаратора. Параметры импульсов помех на коллекторах триодов  $[x_1(t), x_2(t)]$  определяются параметрами элементов схемы, режимом их работы, а сами импульсы «помех»  $x_1(t), x_2(t)$  имеют физический смысл для пороговой разности отпускания  $\Delta U_{отп}$ , при которой происходит срыв релаксационных колебаний в схеме, так как в противном случае (в области генерации) импульсы «помех» перерастают в регенеративный процесс.

На рис. 4 приведена осциллограмма напряжений на коллекторах компаратора (получена на двухлучевом осциллографе ДЭО-1), на которой зафиксирован момент срыва колебаний в компараторе и сопровождающие его импульсы «помех»  $x_1(t), x_2(t)$ .

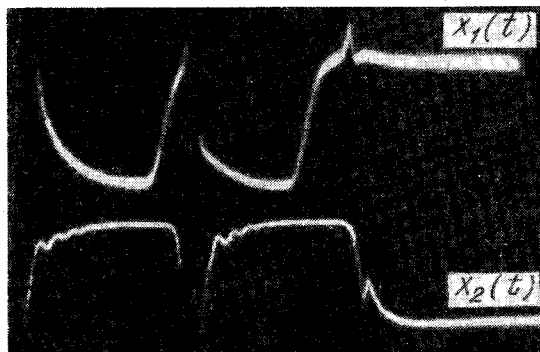


Рис. 4.

Описанные выше физические процессы в схеме на этапе, предшествующем переходу компаратора из возбужденного в невозбужденное состояние, могут быть удовлетворительно описаны системой нелинейных неавтономных дифференциальных уравнений второго порядка, рассмотрение и анализ которой совместно с (15)

позволяют сделать следующие выводы. Гистерезис компаратора на основе мультивибратора возрастает по мере: а) увеличения  $h_{21}$  триодов ПП<sub>1</sub>, ПП<sub>2</sub>; б) увеличения тока смещения диодов входной цепи компаратора ( $I_{r1}, I_{r2}$ ); в) увеличения коллекторных сопротивлений  $R_{K1}, R_{K2}$ ; г) уменьшения  $\varphi_0$  диодов входной цепи компаратора. Нетрудно заметить, что требования уменьшения пороговой разности срабатывания и гистерезиса компаратора являются противоречивыми.

III. На рис. 5, а, б приведены экспериментальные зависимости для величины гистерезиса компаратора, полученные с помощью прибора,

описанного в [6]. Представляет интерес участок характеристики  $\Delta U_{\text{гист}} = f(\varphi_3, I_r)$  для  $\varphi_3 = 70 \cdot 10^{-3}$  в при малых величинах  $I_r$ . Уменьшение величины гистерезиса при увеличении  $I_r$  можно объяснить влиянием емкости  $p-n$  переходов диодов входной цепи компаратора на условия возникновения колебаний в возбужденном компараторе.

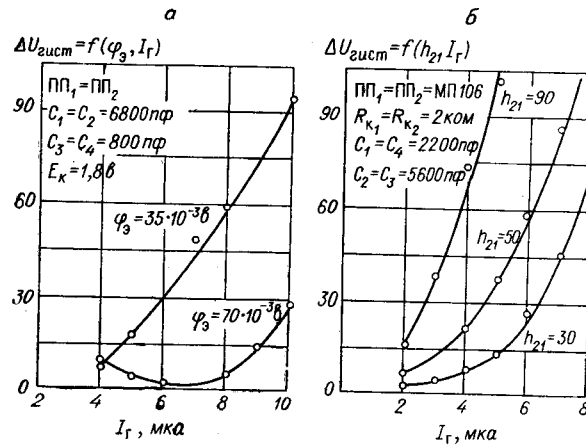


Рис. 5.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. L. C. Merril, T. L. Slater. Linear Sweepvoltage Generator and Precision Amplitude Comparator, Using Transistors.— Electrical Communication, 1956, v. 33, № 3.
2. В. З. Найдоров. Полупроводниковый преобразователь непрерывной величины в цифровой эквивалент.— ИВУЗ, Радиотехника, 1960, № 5.
3. А. П. Стахов. Исследование диодно-регенеративного компаратора со смещением рабочих точек диодов.— Приборы и системы автоматки, вып. 3. Харьков, Изд-во ХГУ, 1966.
4. А. П. Стахов. Результаты исследования балансного диодно-регенеративного компаратора с трансформаторной обратной связью.— В сб. «Управляемые вычислительные машины и системы». М., «Энергия», 1967.
5. А. А. Андронов, А. А. Витт, С. Э. Хайкин. Теория колебаний. М., Физматгиз, 1959.
6. В. М. Гусятин, А. П. Стахов, В. Н. Удовиченко. Прибор для исследования и контроля параметров компараторов. М., ГОСИНТИ, 1968.

Поступила в редакцию  
 11 марта 1968 г.,  
 окончательный вариант  
 8 декабря 1968 г.