

ОДНОТАКТНАЯ ИМПУЛЬСНАЯ ЛИНИЯ ЗАДЕРЖКИ

Л. К. Самойлов

Таганрог

Импульсные линии задержки широко используются во многих областях радиотехники, автоматики и вычислительной техники. Имеется большое число типов импульсных линий задержки, использующих различные способы хранения и сдвига информации. Сдвиг информации на один разряд может происходить за один, два, три, реже четыре такта. Соответственно по числу требуемых тактирующих импульсов различают однотоктные, двухтактные, трехтактные и т. д. импульсные линии задержки. Наиболее простыми, с точки зрения управления, являются однотоктные линии задержки. В настоящее время известны однотоктные импульсные линии задержки, построенные на ферритах с прямоугольной петлей гистерезиса [1]. Низкая частота работы ферритов не позволяет использовать такие схемы на частотах выше 150—200 кГц.

Предлагаемая схема однотоктной импульсной линии задержки позволяет сдвигать импульсы от низких частот и, как показывают проведенные расчеты, вплоть до диапазона частот $7\div 8$ мГц. С отдельных ячеек импульсной линии задержки можно снимать промежуточное значение информации в виде прямоугольных импульсов напряжения, строго определенных во времени и по длительности. Схема, будучи рассчитана на одну частоту, удовлетворительно работает в достаточно широком диапазоне частот, превышающем $\pm 10\%$. Малая чувствительность схемы к отклонениям питающих напряжений, простота согласования линии с различными комплексами элементов позволяют широко применять описываемую линию задержки.

Схема однотоктной импульсной линии задержки и временные диаграммы, поясняющие работу ее, приведены на рис. 1. Рассмотрим принцип работы схемы. Когда на вход усилителя записи триод T_1 приходит сдвигаемый импульс, триод насыщается; в его коллекторной цепи протекает ток. При этом в магнитном поле коллекторного трансформатора T_p запасается энергия. По окончании входного импульса триод T_1 закрывается и на его коллекторе за счет э. д. с. самоиндукции появляется выброс напряжения, которым заряжается конденсатор C_1 через диод D_2 . Триод T_2 в это время заперт положительным остаточным напряжением на диоде D_4 , создаваемым тактирующими импульсами. Диод D_3 также смещен в обратном направлении тактирующим импульсом, что предотвращает разряд конденсатора через входную цепь триода. По окончании запирающего тактирующего импульса диод D_3 и триод T_2 открываются, и часть тока разряда конденсатора C_1 идет в базу триода. Спротивление R_4 служит для более полного разряда остаточного напряжения на конденсаторе, что исключает возможность появления помехи при окончании следующего тактирующего импульса. В цепи коллектора триода

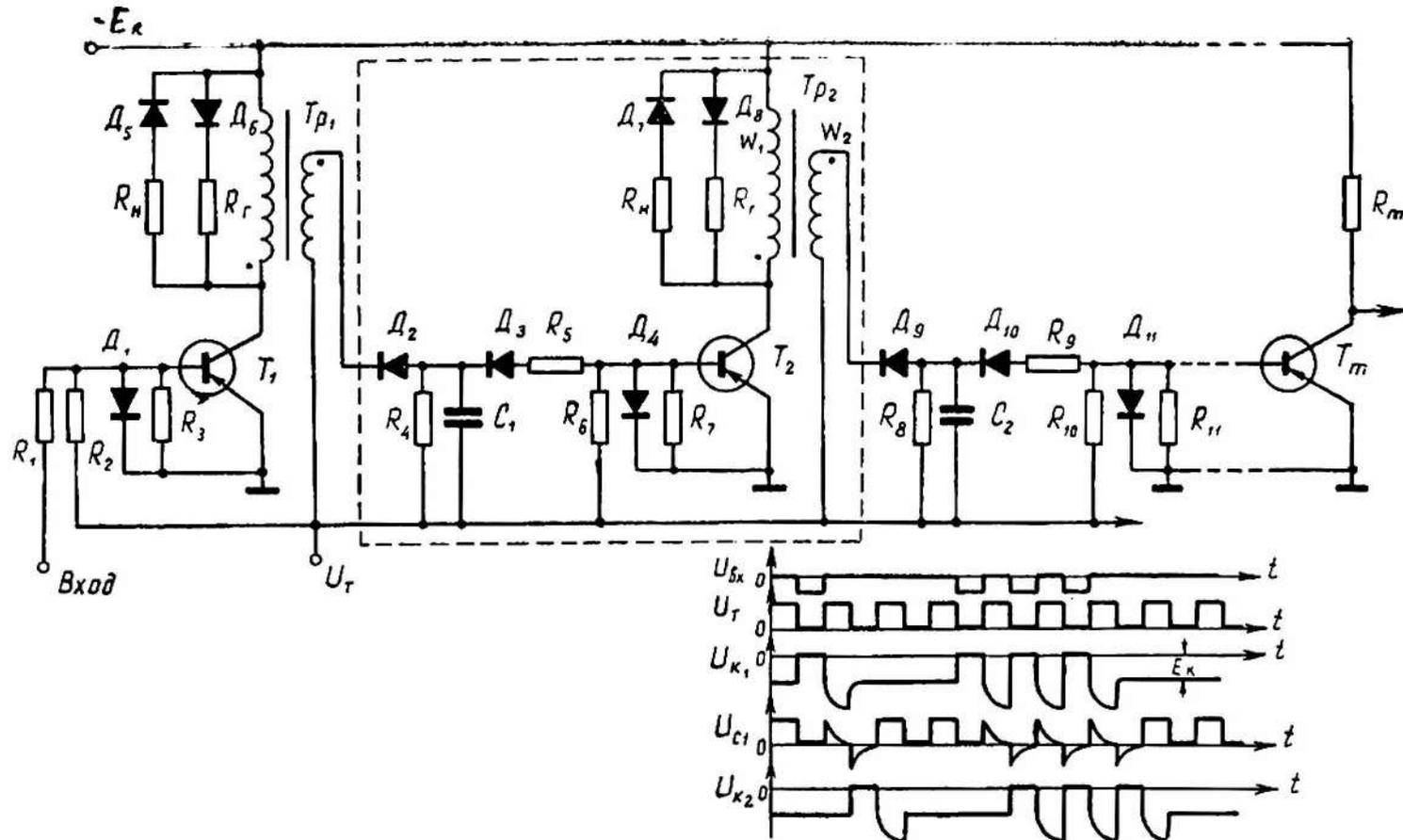


Рис. 1. Принципиальная схема одноканальной импульсной линии задержки и временные диаграммы, поясняющие ее работу

T_2 так подобраны величины сопротивления нагрузки R_n и индуктивности первичной обмотки коллекторного трансформатора L , что транзистор T_2 насыщен в течение всего времени до следующего тактирующего импульса. При этом в магнитном поле трансформатора T_p запасается энергия. Приходящий положительный тактирующий импульс закрывает триод T_2 и на его коллекторе происходит выброс напряжения за счет энергии, накопленной в магнитном поле коллекторного трансформатора. Этот выброс напряжения заряжает конденсатор C_2 . Сопротивление нагрузки оказывает влияние только в тот момент, когда триод открыт, т. е. во время формирования положительного импульса на коллекторе. При соответствующих значениях коэффициента трансформации и других элементов схемы, напряжение на конденсаторе C_2 в конце заряда будет равно U_{c_1} . По окончании следующего тактирующего импульса процессы в конденсаторе C_2 повторяются аналогично процессам в конденсаторе C_1 . Положительный импульс на коллекторе триода T_3 будет сдвинут на один такт по сравнению с импульсом на коллекторе T_2 . Сопротивления R_6 и R_7 служат для создания режима работы триода по постоянному току. Величина сопротивления R_6 также определяет скорость рассасывания несущих носителей из области базы. Сопротивление R_7 необходимо для предотвращения колебаний в контуре, образованном паразитной емкостью $C_k + C_0$ и первичной обмоткой трансформатора.

Целью настоящей работы является решение вопроса о принципиальной возможности построения описанной выше схемы, обоснование выбора диодов и триодов, определение величин элементов, входящих в схему, максимальной частоты работы линии задержки и минимального сопротивления нагрузки на каждое звено.

При рассмотрении процессов, происходящих в линии, примем следующие допущения.

1). Коэффициент усиления триода по току в схеме с общим эмиттером β не зависит от величины эмиттерного тока и в случае режима насыщения триода

$$\beta = (0,6 \div 0,8) \beta_0, \quad (1)$$

где β_0 — коэффициент усиления для случая малого сигнала.

2). Магнитные характеристики сердечников коллекторного трансформатора не зависят от величины тока коллектора.

Ниже рассматриваются отдельные этапы переходного процесса при передаче импульса.

Разряд конденсатора. Анализ схемы начинаем с этапа разряда конденсатора C_1 . Предположим, что конденсатор C_1 заряжен до напряжения U_{c_1} . Величина энергии, запасенная в электрическом поле его до начала разряда,

$$\mathcal{E}_{c_1} = \frac{C_1 U_{c_1}^2}{2}. \quad (2)$$

По окончании тактирующего импульса конденсатор C_1 начинает разряжаться через прямое сопротивление диода D_3 , сопротивления R_5 , R_6 , R_7 и входное сопротивление транзистора T_2 ($R_{вх}$). Последнее изменяется в процессе разряда, но как показывают эксперименты, для германиевых транзисторов в режиме насыщения при $U_{c_1} \geq 3 \div 4$ в величина $R_{вх} \approx 150 \div 200$ ом.

Наличие температурных потенциалов эмиттерного перехода транзистора T_2 и диода D_3 приводит к тому, что при разряде на конденсаторе остается часть напряжения. Сопротивление R_4 , величина которого

в 3—5 раз больше основного сопротивления в цепи разряда, уменьшает это остаточное напряжение в 2—4 раза в течение действия запирающего импульса. Это предотвращает возможность появления помехи на коллекторе T_2 при окончании следующего тактирующего импульса.

Введем обозначения:

$$\sigma = \frac{R_6 R_7}{(R_6 + R_7) R_{вх}}; \quad (3)$$

$$\rho = \frac{R_5 + R_{д3} + \frac{\sigma}{1 + \sigma} R_{вх}}{R_4}; \quad (4)$$

$$\tau_p = \frac{C_1}{1 + \rho} \left(R_5 + R_{д3} + \frac{\sigma}{1 + \sigma} R_{вх} \right). \quad (5)$$

Как указывалось выше, процесс разряда конденсатора происходит в два этапа. Это можно записать так:

$$U_{c_1} = \begin{cases} U_{c_0} e^{-\frac{t}{\tau_p}} & \text{для } 0 \leq t \leq t_u \\ U_{c_0} e^{-\frac{t_u}{\tau_p}} e^{-\frac{t-t_u}{C_1 R_4}} & \text{для } t_u < t < 2t_u. \end{cases} \quad (6)$$

Выполняя обычное условие разряда конденсатора, имеем

$$\tau_p = \frac{t_u (1 + 2\rho)}{2,3 (1 + \rho)}. \quad (7)$$

Чтобы конденсатор успел разрядиться, его величина должна быть равна

$$C_1 = \frac{t_u (1 + 2\rho)}{2,3 \left(R_5 + R_{д3} + \frac{\sigma}{1 + \sigma} R_{вх} \right)}. \quad (8)$$

С повышением температуры на коллекторе транзистора могут появляться импульсы помехи за счет модуляции тока $I_{к.о}$ в цепи базы тактирующими импульсами. Сопротивления R_6 и R_7 , шунтирующие вход транзистора, стабилизируют его работу в диапазоне температур. Как показывает опыт, при шунтировании входа транзистора сопротивлением не более 1,5—2 ком, что соответствует $\sigma \leq 10$ —15, линия работает нормально во всем температурном диапазоне работы транзисторов.

Длительность переднего фронта импульса на коллекторе определяется по известным формулам [2]. Как показывают эксперименты и расчеты, обычно $t_{\phi} \leq 0,1 t_u$ вплоть до самых высоких частот, так как скорость насыщения транзистора в начальный момент достаточно велика.

При разряде конденсатора C_1 транзистор находится в насыщении. В цепи коллектора при этом протекает ток насыщения ($I_{к.н}$). Обычно сопротивление переходов эмиттер—коллектор насыщенного триода (r_n) и собственное сопротивление потерь трансформатора (r_n) величины одного порядка и значительно меньше R_n . Тогда, раскладывая экспоненциальный член в ряд и ограничиваясь первым членом, можно записать

$$I_{к.н} = E_k \left\{ \frac{1}{R_n} + \frac{t}{L} \left[1 - \frac{(r_n + r_n)}{2L} t \right] \right\}. \quad (9)$$

Ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора к началу действия следующего тактирующего импульса, равен

$$I_p = \frac{E_k t_u}{L} \left[1 - \frac{(r_n + r_n)}{2L} t_u \right]. \quad (10)$$

Величина энергии, запасенная в магнитном поле трансформатора к началу следующего тактирующего импульса,

$$\mathcal{E}_L = \frac{E_{\kappa u}^2}{2L} \left[1 - \frac{(r_n + r_n)}{2L} t_u \right]^2. \quad (11)$$

Как показывают расчеты, легко выполнить условие в схеме, чтобы

$$\frac{r_n + r_n}{2L} t_u \leq 0,15. \quad (12)$$

Обозначим отношение энергии, запасенной в магнитном поле трансформатора к началу действия следующего тактирующего импульса, к энергии, запасенной в электрическом поле конденсатора C_1 до начала разряда его, как K_s , — коэффициент усиления по энергии

$$K_s = \frac{\mathcal{E}_L}{\mathcal{E}_{c_1}} = 0,72 \frac{m^2 t_u^2}{LC}, \quad (13)$$

где

$$m = \frac{E_{\kappa}}{U_{\kappa}}; C = C_1 = C_2 = \dots = C_m. \quad (14)$$

В течение всего времени разряда конденсатора C_1 транзистор должен находиться в режиме насыщения. Пользуясь методом заряда [2], [3] и учитывая значения из выражений (6), (9), условие насыщения можно записать как:

$$R_n = \frac{m^2 t_u (1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p) (1 - \theta)}{C [m t_u \sigma \beta (\theta - \gamma) - 1,4 K_s (1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p)]}, \quad (15)$$

где

$$\theta = e^{-\frac{t_u}{\tau_n}}; \gamma = e^{-\frac{t_u}{\tau_p}}; \quad (16)$$

τ_n — время жизни неосновных носителей в области базы в режиме насыщения.

Зависимость $R_n = f(m)$ имеет вид вогнутой кривой (рис. 2). Для практики лучше использовать левую ветвь кривой, где, как будет показано ниже (22), накладываются более легкие условия при выборе величины конденсатора C_1 . Величина сопротивления нагрузки имеет физический смысл, если

$$m \geq \frac{1,4 K_s (1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p)}{\sigma \beta t_u (\theta - \gamma)}. \quad (17)$$

Также нетрудно показать, что при оптимальной величине m

$$m_{\text{опт}} = \frac{2,8 K_s (1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p)}{\sigma \beta t_u (\theta - \gamma)} \quad (18)$$

значение R_n минимально и равно

$$R_{n \text{ min}} = \frac{5,6 K_s (1 - \theta)}{C t_u} \left[\frac{(1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p)}{\sigma \beta (\theta - \gamma)} \right]^2. \quad (19)$$

Из уравнения (15) получим выражение для m

$$m = \frac{C R_n \sigma \beta (\theta - \gamma)}{2(1 + \sigma)(1 + \rho)(\tau_n - \tau_p)(1 - \theta)} \pm \sqrt{\left[\frac{C R_n \sigma \beta (\theta - \gamma)}{2(1 + \sigma)(1 + \rho)(\tau_n - \tau_p)(1 - \theta)} \right]^2 - \frac{1,4 K_s C R_n}{t_u (1 - \theta)}}. \quad (20)$$

Для частного случая, когда $\tau_n = \tau_p$, выражения (15), (16), (17), (18), (19) примут вид

$$R_n = \frac{m^2 t_u (1 + \sigma) (1 - \gamma) (1 + 2\rho)^2}{C [5,3m\sigma\gamma (1 + \rho) - 1,4K_s (1 + \sigma) (1 + 2\rho)^2]} ;$$

$$m \geq \frac{0,26K_s (1 + \sigma) (1 + 2\rho)^2}{\sigma\gamma (1 + \rho)} ;$$

$$m_{\text{онт}} = \frac{0,52K_s (1 + \sigma) (1 + 2\rho)^2}{\sigma\gamma (1 + \rho)} ;$$

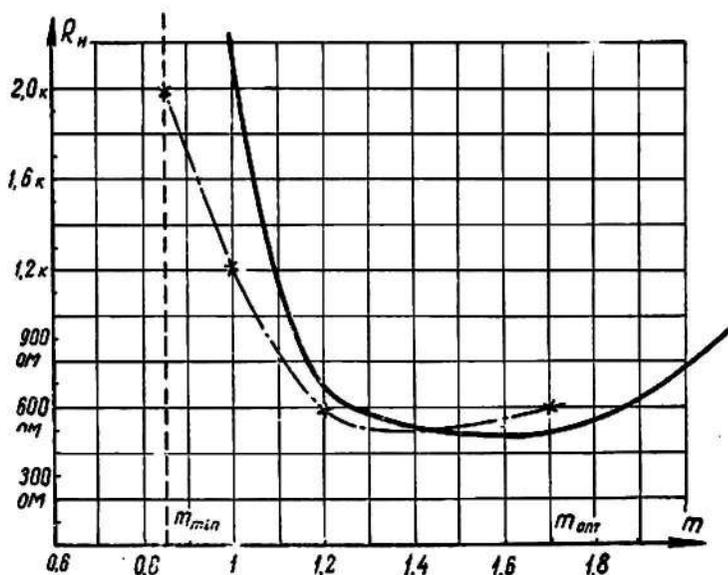


Рис. 2. Зависимость $R_n = f(m)$ для линии задержки при $t_u = 0,165 \cdot 10^{-6}$ с; транзистор П416А (— расчет; - - - эксперимент)

$$R_{n \text{ min}} = \frac{0,2K_s t_u (1 - \gamma)}{C} \left[\frac{(1 + \sigma) (1 + 2\rho)^2}{\sigma\gamma (1 + \rho)} \right]^2 ;$$

$$m = \frac{2,62CR_n \sigma\gamma (1 + \rho)}{(1 + \sigma) (1 - \gamma) (1 + 2\rho)^2 t_u} \pm$$

$$\pm \sqrt{\left[\frac{2,62CR_n \sigma\gamma (1 + \rho)}{(1 + \sigma) (1 - \gamma) (1 + 2\rho)^2 t_u} \right]^2 - \frac{1,4K_s CR_n}{t_u (1 - \gamma)}} . \quad (21)$$

Заряд конденсатора и длительность заднего фронта импульса на коллекторе. Как указывалось выше, с запирающим транзистора на коллекторе его происходит выброс напряжения, который через трансформатор и диод заряжает конденсатор C_2 . Заряд конденсатора происходит согласно эквивалентной схеме (рис. 3). Как показывает расчет, процесс в контуре, образованном индуктивностью рассеивания L_s , емкостью коллекторного перехода C_k и паразитной емкостью трансформатора C_0 , всегда носит аperiodический характер и им можно пренебречь, если выполнить условие, что $L_s \leq 5\% L$. С достаточной для практики точностью можно пренебречь влиянием $C_k + C_0$ на процесс заряда конден-

сатора C_2 , если коэффициент трансформации $n = \frac{W_1}{W_2}$ будет удовлетворять условию

$$n \leq \sqrt{\frac{C_2}{20(C_k + C_0)}}. \quad (22)$$

С увеличением емкости конденсатора C_2 увеличивается ток коллектора и потребление тока от генератора тактирующих импульсов, что нежелательно. Поэтому в дальнейших расчетах будем использовать условие (22) только со знаком равенства.

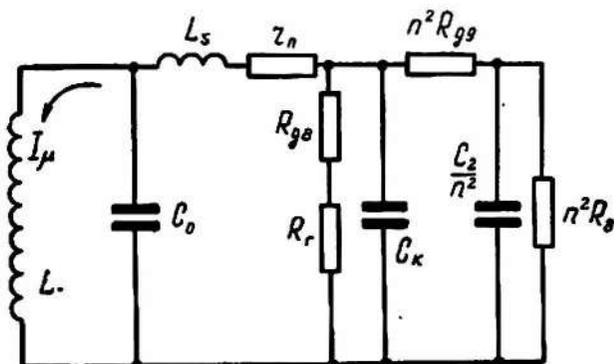


Рис. 3. Эквивалентная схема заряда конденсатора C_2

Решением уравнения колебательного процесса заряда конденсатора C_2 являются известные выражения:

$$i = \frac{I_\mu}{\omega} e^{-\frac{R_{\text{пот}}}{2L} t} \sin(\omega t - \varphi);$$

$$U_c = U_0 e^{-\frac{R_{\text{пот}}}{2L} t} \sin \omega t, \quad (23)$$

где $R_{\text{пот}}$ — полное сопротивление потерь контура;

$\varphi = \text{arctg} \frac{2L\omega}{R_{\text{пот}}}$. Обычно $n^2 R_{\text{д9}} + r_n \ll R_r$ и $n^2 R_{\text{д9}} + r_n \ll n^2 R_s$, что позволяет записать

$$R_{\text{пот}} = \frac{L(R_r + R_{\text{д8}} + n^2 R_s) + C_2(n^2 R_{\text{д9}} + r_n)(R_r + R_{\text{д8}})R_s}{C_2(R_r + R_{\text{д8}})R_s} \quad (24)$$

и

$$\omega = \sqrt{\frac{n^2}{LC} - \left(\frac{R_{\text{пот}}}{2L}\right)^2}. \quad (25)$$

Процесс заряда конденсатора заканчивается, когда $i = 0$, но, полагая длительность заднего фронта импульса на коллекторе $t_\phi \leq 0,1 t_u$ и учитывая принятые допущения, можно записать условие заряда

$$\omega t_u = 1,1 \frac{\pi}{2}. \quad (26)$$

В результате заряда в электрическом поле конденсатора C_2 должна запастись энергия, по величине равная \mathcal{E}_{c1} . Энергия в контуре при этом должна уменьшаться в K_3 раз, что соответствует

$$e^{-\frac{R_{\text{пор}}}{2L} t_u} = \frac{1}{\sqrt{K_3}} \quad \text{или} \quad \frac{R_{\text{пор}}}{L} t_u = \ln K_3. \quad (27)$$

Подставляя в (23) значения из выражений (13), (26), (27), можно выразить это условие в виде

$$\left(\frac{m}{n}\right)^2 = \frac{5.6 K_3}{12 + (\ln K_3)^2}. \quad (28)$$

Как видно из приведенного графика зависимости $K_3 = f\left(\frac{m}{n}\right)$ (рис. 4),

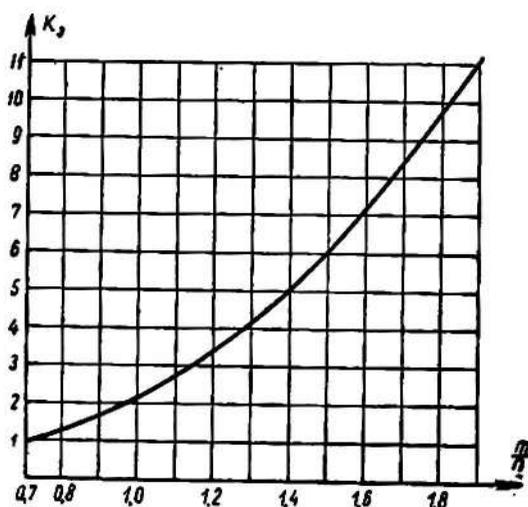


Рис. 4. Зависимость $K_3 = f\left(\frac{m}{n}\right)$

величина коэффициента усиления по энергии может быть больше единицы, что дает принципиальную возможность построения многозвенной линии без затухания импульсов. Коэффициент усиления по энергии не зависит от параметров транзистора, что позволяет применять данный принцип в схемах с другими активными элементами.

Допустимая величина R_r определится подстановкой в (27) значений из формулы (24)

$$R_r + R_{д8} = \frac{n^3 L}{C_2 \left(L \frac{\ln K_3}{t_u} \right) - n^2 R_{д9} - r_n - \frac{L}{R_4}}. \quad (29)$$

После окончания процесса заряда конденсатора начинается нежелательный колебательный процесс в контуре, образованной индуктивностью L и $C_k + C_p$. Энергия в этом контуре, согласно (22), пренебрежимо мала, но колебания могут вызвать помеху на сопротивлении нагрузки и снизить устойчивость работы линии. Чтобы колебания отсутствовали, необходимо в этом контуре сделать процесс аperiodическим.

При этом должно соблюдаться условие

$$R_r + R_{дз} \leq 0,5 \sqrt{\frac{L}{C_k \div C}}. \quad (30)$$

Принимая, что

$$n^2 R_{дз} + r_n \leq \frac{0,15 L \ln K_s}{t_u} \quad (31)$$

и подставляя в (30) значения из (4), (8), (22), (28), (31), можно показать, что для выполнения условия (30) коэффициент усиления по энергии не должен быть меньше

$$K_s \geq e^{\frac{2,9\rho}{1+2\rho}} \pm \sqrt{0,895 + 0,7 \left(\frac{\rho}{1+2\rho}\right)^2}. \quad (32)$$

Учитывая значение из выражений (8), (22), (28) и подставляя их в уравнение (15), можно определить величину последовательного сопротивления в цепи базы

$$\begin{aligned} R_b + R_{дз} &= \frac{1,55 (1 + 2\rho) \beta^2 R_n^2 \sigma^2 t_u^3 (\theta - \gamma)^2 (C_k \div \\ &\div C_0) [12 + (\ln K_s)^2]}{K_s [(1 + \sigma)(\tau_n - \tau_p)]^2 \{5R_n (C_k \div \\ &\div C_0) [12 + (\ln K_s)^2] + t_u (1 - \theta)\}^2} - \frac{\sigma}{1 + \sigma} R_{вх}; \\ R_b + R_{дз}|_{\tau_n = \tau_p} &= \frac{43,5 t_u (\sigma \beta \gamma R_n)^2 (1 + \rho)^2 (C_k \div \\ &\div C_0) [12 + (\ln K_s)^2]}{K_s (1 + 2\rho)^4 (1 + \sigma)^2 \{5R_n (C_k \div \\ &\div C_0) [12 + (\ln K_s)^2] + t_u (1 - \gamma)\}^2} - \frac{\sigma}{1 + \sigma} R_{вх}. \end{aligned} \quad (33)$$

Подставляя в (13) значения из выражений (22), (28), определим величину индуктивности

$$L = \frac{t_u^2}{5 (C_n \div C_0) [12 + (\ln K_s)^2]}. \quad (34)$$

С момента прихода запирающего импульса в цепи базы течет обратный ток в течение времени рассасывания неосновных носителей из области базы. Транзисторы, применяемые в схеме, имеют минимальное значение коэффициента усиления по току β и максимальное β_{\max} . При определении заднего фронта импульса необходимо учитывать худшие условия рассасывания неосновных носителей (транзисторы с β_{\max}), что позволит использовать транзисторы в схеме без отбора по β . Полагая, что амплитуда тактирующих импульсов U_T примерно равна U_c и, принимая длительность заднего фронта импульса на коллекторе равной $0,1 t_u$, можно показать, пользуясь методом заряда, что

$$\begin{aligned} R_b &= \frac{\sigma R_n \beta_{\max} (1 + \rho) (\tau_{n \max} - \tau_p) (\theta_\phi - 1)}{\sigma C \beta_{\max} R_n (\theta_{\max} - \gamma) + m \theta_{\max} (1 + \sigma) (1 + \rho) (\tau_{n \max} - \tau_p)}; \\ R_b|_{\tau_n = \tau_p} &= \frac{\sigma R_n \beta_{\max} t_u (1 + 2\rho)^2 (\theta_\phi - 1)}{\theta_{\max} [5,3 \sigma C \beta_{\max} R_n (1 + \rho) + m t_u (1 + \sigma) (1 + 2\rho)^2]}. \end{aligned} \quad (35)$$

где $\theta_{\max} = e^{-\frac{t_u}{\tau_{n \max}}}$; $\theta_\phi = e^{-\frac{0,1 t_u}{\tau_{n \max}}}$; $\tau_{n \max}$ — время жизни неосновных носителей в области базы транзисторов с β_{\max} .

Величина σ определяет температурную стабильность схемы. Как указывалось выше, обычно $\sigma \leq 10 \div 15$. Но сопротивление R_6 , входящее в σ , определяется из допустимой величины t_ϕ и может уменьшаться до значения, когда σ будет меньше величины, принятой в начале расчета. Это приведет к тому, что значение сопротивления R_7 станет отрицательным. Чтобы избежать этого, определим необходимую величину σ при $R_7 = \infty$. Если полученное в результате расчета σ будет больше величины, определяемой температурной стабильностью, то его уменьшают до необходимой величины. Это уменьшение производится подключением сопротивления R_7 . Если σ получится меньше $10 \div 15$, то эту величину принимают для дальнейших расчетов. Условие температурной стабильности при этом выполняется с запасом, и надблюдность в сопротивлении R_7 отпадает ($R_7 = \infty$). Таким образом, установка сопротивления R_7 в схему зависит от частотных и температурных свойств транзистора. Учитывая, что при $R_7 = \infty$ $\sigma = \frac{R_6}{K_{вх}}$, и используя значения из выражений (22), (28), (20), (21), можно получить необходимую величину σ

$$\sigma = \frac{A}{2} - 1 + \sqrt{\left(\frac{A}{2} - 1\right)^2 - 1}, \quad (36)$$

где

$$A = \frac{2,6 (\theta_\phi - 1) (\beta^2 t_u R_H)^2 (\tau_{н\max} - \tau_r) (\theta - \gamma)^2 (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]}{K_3 R_{вх} (1 + \rho) (\tau_n - \tau_p)^2 (\theta_{\max} - \gamma) \{t_u (1 - \theta) + 5R_H (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]\}^2};$$

$$A |_{\tau_n = \tau_p} = \frac{97 (\theta_\phi - 1) (\beta^2 \gamma R_H)^2 (\tau_{н\max} - \tau_p) (1 + \rho)^3 (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]}{K_3 R_{вх} (\theta_{\max} - \gamma) (1 + 2\rho)^2 \{t_u (1 - \gamma) + 5R_H (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]\}^2};$$

$$A |_{\tau_{н\max} = \tau_p} = \frac{0,68 (\theta_\phi - 1) \beta^2 R_H^2 t_u (\theta - \gamma)^2 (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]}{K_3 R_{вх} \theta_{\max} (1 + \rho)^2 (\tau_n - \tau_p)^2 \{t_u (1 - \theta) + 5R_H (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]\}^2}. \quad (37)$$

Величина σ , согласно (36), имеет физический смысл, если $A \geq 4$. Но брать значение $A < 6$ нецелесообразно в связи с большим потреблением тока от генератора тактирующих импульсов. Накладывая это условие на выражения (37), можно определить минимальную величину коэффициента усиления по току

$$\beta \geq \sqrt{\frac{K_3 R_{вх} (1 + 2\rho)^2 (\theta_{\max} - \gamma) \{t_u + 5R_H (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]\}^2}{3,2 R_H^2 \gamma^2 (\theta_\phi - 1) (C_K + C_0) (\tau_{н\max} - \tau_p) (1 + \rho) [12 + (\ln K_3)^2]}};$$

$$\beta |_{\tau_{н\max} = \tau_p} \geq \sqrt{\frac{1,65 K_3 R_{вх} \theta_{\max} (1 + \rho) \{t_u (1 - \theta_{\max}) + t_u R_H^2 \gamma^2 (\theta_\phi - 1) (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]\}^2}{3,2 R_H^2 \gamma^2 (\theta_\phi - 1) (C_K + C_0) [12 + (\ln K_3)^2]}}. \quad (38)$$

Формулы (38) выведены с предположением, что $\tau_p \gg \tau_n$. В большей части остального диапазона соотношений τ_n и τ_p эти формулы дают завышенные (иногда на 20—30%) значения β . Если есть необходимость получить более точное значение минимальной величины β , то это можно сделать методом итераций, используя выражение (37).

Ток, проходящий через первичную обмотку коллекторного трансформатора и сопротивление нагрузки, не должен превышать допустимую

величину $I_{к.д}$ для данного триода. Подставляя в формулу (9) для $I_{к.н}$ величину из (34), можно определить минимальную длительность сдвигаемых импульсов

$$t_{u \min} \geq \frac{5E_k R_n (C_n \div C_0) [12 + (\ln K_3)^2]}{I_{н.д} R_n - E_k} \quad (39)$$

Ток в контуре в конце процесса заряда конденсатора C_3 равен нулю. Исходя из этого, можно показать, что величина выброса напряжения на коллекторе равна $E_k \frac{n}{m}$. Тогда величина максимального напряжения на коллекторе

$$U_{k \max} = E_k \left(1 + \frac{n}{m}\right) \quad (40)$$

Последнее звено линии задержки может быть нагружено только на активное сопротивление, как показано на рис. 1. Минимально допустимая величина этого сопротивления определяется из тех же условий, что и при выборе величины сопротивления R_n (15). Пользуясь полученными формулами, можно рассчитать элементы линии. Исходными данными для расчета являются длительность импульса и сопротивление нагрузки. В начале расчета задаются величиной $\rho = 0,2 \div 0,3$ и ориентировочным значением C_0 . Транзистор необходимо выбирать по величине допустимого тока коллектора $I_{н.д}$. Чем выше частотные свойства транзистора, тем меньше потребление тока от генератора тактирующих импульсов. Необходимо отметить, что к диоду D_4 , шунтирующему базу, предъявляются повышенные требования, в отношении времени восстановления обратного сопротивления. Значение элементов схемы в первом приближении не зависят от величины питающего напряжения. При выборе величины E_k необходимо учитывать, что минимальное его значение E_k зависит от типа триода, характеристик диодов, значения напряжения на конденсаторе и для германиевых транзисторов лежит в пределах $2,0 \div 3,5$ в. Максимальное значение E_k ограничивается максимально допустимым напряжением на коллекторе. Амплитуда тактирующего напряжения должна быть равна или больше $1,2 \frac{E_k}{m}$.

Для проверки полученных соотношений были рассчитаны и собраны однозвенные и многозвенные линии задержки на тактовую частоту 3 мГц. Проверка производилась в режиме динамического триггера, когда вход одного звена линии задержки соединялся с выходом его. Транзисторы, используемые в схемах, имели минимальную величину β . В ячейку вносилась информация, которая хранилась в ней. Сопротивление нагрузки уменьшалось до срыва колебаний. При определении величины R_n учитывалось прямое сопротивление диода D_7 . В качестве генератора тактирующих импульсов использовалась двухтактная ключевая схема на транзисторах типа П609. Результаты эксперимента приведены на графике (рис. 2.), где изображены теоретическая и экспериментальная зависимости $R_n = f(m)$. Минимальная величина напряжения коллекторного питания лежит в пределах $3,0 \div 4,0$ в. Верхний предел напряжений ограничивался допустимым напряжением на коллекторе и равнялся 12 в. Линия удовлетворительно работает в температурном диапазоне до $+60^\circ \text{C}$. Ниже приводятся данные линии задержки на тактовую частоту 3 мГц при расчетном значении $R_n = \infty$; $m = 0,51$; $n = 0,4$;

$$R_5 + R_{д3} + \frac{\sigma}{1+\sigma} R_{вх} = 2,7 \text{ ком}; R_4 = 11 \text{ ком}; C = 40 \text{ пф};$$

$$R_6 = 1,4 \text{ ком}; R_7 = 520 \text{ ом}; L = 30 \text{ мкн.}$$

Все диоды типа Д20. Транзисторы типа П416А $\beta_0 \geq 50$. На рис. 5 приведены осциллограммы напряжения на конденсаторе, коллекторе транзистора и сопротивлении нагрузки линии задержки на восемь разрядов в режиме рециркуляции.

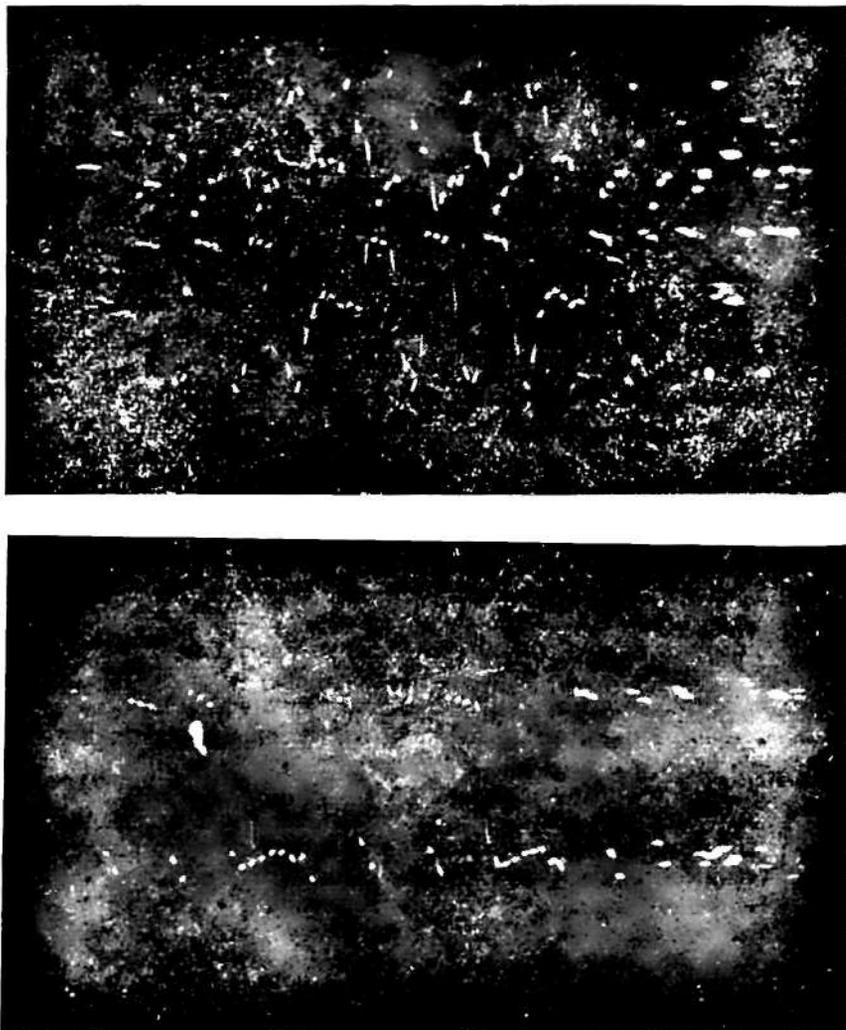


Рис. 5. Осциллограммы напряжения:
 а — на конденсаторе C_2 ; б — на коллекторе T_2 ; в — на сопротивлении нагрузки. Длительность одной метки 50 нсек

ЛИТЕРАТУРА

1. Е. А. Дроздов, В. И. Прохоров, А. П. Пятибратов. Основы вычислительной техники. Военгиз, 1964.
2. И. П. Степаненко. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, 1963.
3. К. С. Спиридонов, В. И. Вертоградов. Дрейфовые транзисторы. Изд-во «Советское радио», 1964.