

Рис. 13.12.3. Усилитель по схеме перекрестно-симметричного моста.

13.13. Усилитель сигналов с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ): режим *D*

Принцип работы усилителей этого класса, получившего название класс *D*, состоит в том, что выходной каскад возбуждается импульсами прямоугольной формы. Скважность последовательности импульсов должна быть пропорциональной амплитуде полезных сигналов. Усилители ШИМ (можно встретить и другое название этого способа импульсной модуляции, например, ДИМ – длительно-импульсная модуляция) позволяют получить более высокий, чем у усилителей класса *B*, КПД. Это преимущество особенно проявляется в малосигнальном режиме (при усилении сигналов низкого уровня). Кроме того, возможен режим непосредственного усиления цифровых сигналов (без предварительного преобразования в аналоговую форму). Мощность на выходе усилителя ШИМ в зависимости от коэффициента модуляции α

$$P_L = \frac{(\alpha U_n)^2}{8(R_S + R_L + R_{CV})}, \quad (13.13.1)$$

где R_S – сопротивление насыщения транзистора, R_{CV} – сопротивление катушек индуктивности фильтра, R_L – сопротивление катушки громкоговорителя.

Случай аналоговых входных сигналов

На рис. 13.13.1 показана структура и поясняется принцип работы ШИМ-усилителя в случае, когда на его вход подаются аналоговые сигналы. Генератор на входе вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов с постоянной частотой следования f_S . Следующий за ним интегратор преобразует прямоугольные импульсы в треугольные. Функцию непосредственно модулятора выполняет компаратор, который сравнивает эти полученные сигналы $u_k(t)$ со входными НЧ-сигналами $u_c(t)$. Сигнал на выходе компаратора имеет вид последовательности прямоугольных импульсов с частотой следования f_S . Ширина импульсов при этом пропорциональна амплитуде (мгновенным значениям) входного сигнала. Затем последовательность прямоугольных импульсов поступает на усилитель мощности, работающий в ключевом режиме (в режиме насыщения). Фильтр НЧ подавляет несущую f_S , ее гармоники и боковые полосы спектра модуляции, после чего на выходе получается усиленный аналоговый сигнал. Как это следует из теоремы отсчетов, частота дискретизации f_S , как минимум,

должна быть вдвое больше максимальной частоты передаваемого сигнала f_e . Процессы коммутации (как и нелинейные элементы схемы) вызывают появление боковых полос с частотами $nf_s \pm mf_e$. Поэтому для облегчения фильтрации частота дискретизации на практике выбирается в пределах $f_s = 200 \dots 500$ кГц. В каскадах компаратора наряду с быстродействующими биполярными транзисторами применяются и полевые транзисторы, особенно МОП-структуры, вертикальной МОП-структуры с v -образной канавкой, которые свободны от эффектов накопления зарядов, и быстродействие которых достаточно велико. Коэффициент нелинейных искажений усилителей класса D лежит в пределах от 0,01 до 0,1%.

Случай цифровых входных сигналов

В случае когда на вход усилителя подаются цифровые сигналы (например, от проигрывателей компакт-дисков, цифровых магнитофонов R-DAT и др.), в работу должен вступить преобразователь типа цифра-цифра, с помощью которого входной сигнал непосредственно преобразуется в последовательный одноразрядный сигнал импульсно-кодовой модуляции (ИКМ). Такое преобразование может быть реализовано путем повышения частоты дискретизации, например, до 10 МГц (цифровая интерполяция, передискретизация). Длина кодовых слов такого выходного сигнала затем преобразуется с 16 разрядов до одного, а возникающие при этом шумы квантования отфильтровываются (например, с помощью цифровой ОС в диапазоне

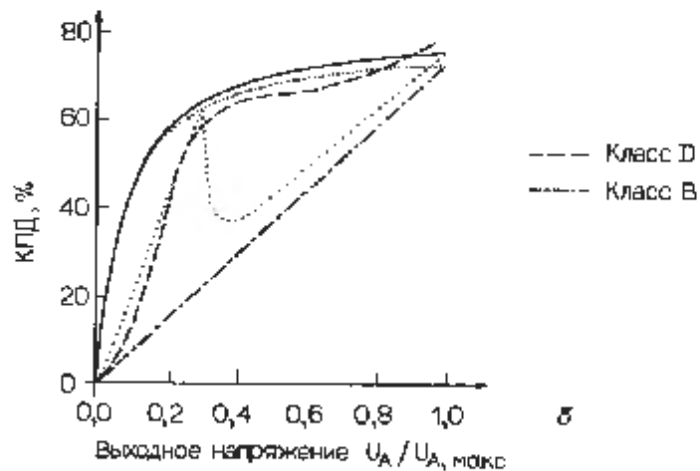
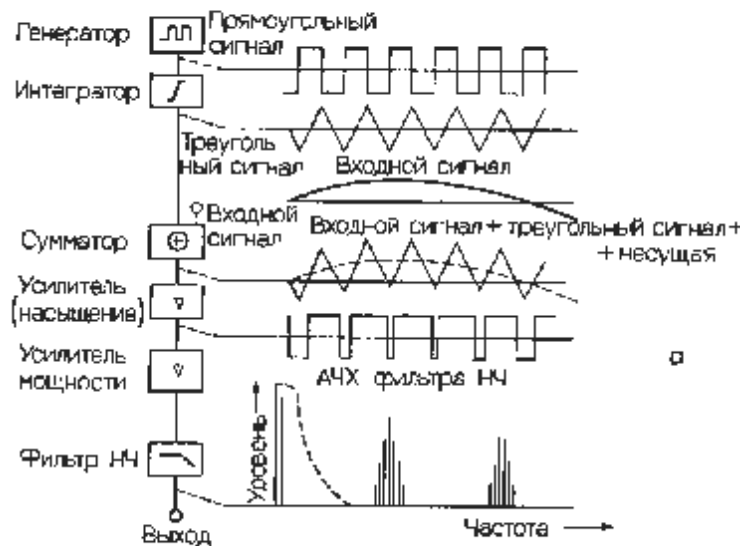


Рис. 13.13.1. Структурная схема усилителя ШИМ (режим D) [13.16] (а), графики КПД для разных способов ШИМ (б).

НЧ). Полученный в результате таких преобразований одноразрядный цифровой сигнал в точности соответствует звуковому сигналу ШИМ. Этот сигнал можно подавать непосредственно на усилитель мощности.

13.13.1. Разновидности ШИМ

Один из основных критериев разделения способа ШИМ на несколько видов — это количество различных уровней импульсов, а именно два ($+U_{\text{max}}$ и $-U_{\text{min}}$) или три ($+U_{\text{max}}$, U_{max} и 0) уровня. Первый вид соответствует так называемому режиму *AD*, второй — режиму *BD*. Разновидности ШИМ отличаются и способом изменения ширины импульсов. По этому признаку различают одностороннего и двустороннего ШИМ. В первом случае ширина импульсов изменяется смещением только одного фронта — переднего или заднего. Во втором случае смещаются оба фронта импульсов симметрично относительно центральной точки. Смещения совершаются на временной шкале, а точка симметрии есть момент тактирования. При односторонней ШИМ в качестве опорного сигнала используется последовательность пилообразных импульсов U_R , при двусторонней ШИМ — последовательности импульсов треугольной формы U_R . Кроме того, способ двусторонней ШИМ может быть реализован путем симметричного смещения фронтов относительно только одного периода дискретизации ("one sample") или по два периода ("two sample"), что позволяет вдове уменьшить частоту коммутации (эффективная тактовая частота).

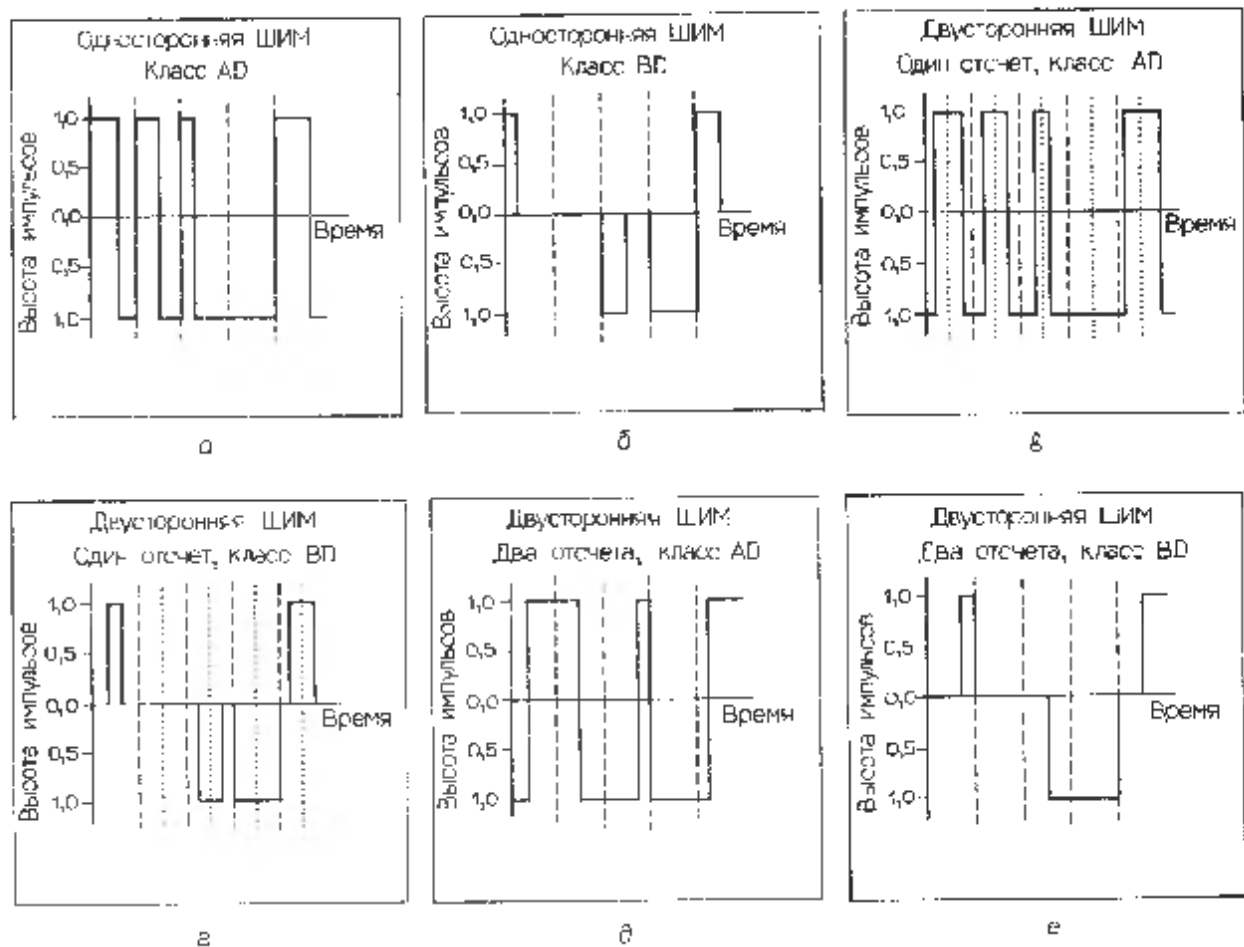


Рис. 13.13.2. Формы сигналов при разных способах ШИМ [13.35].

Разновидности ШИМ отличаются и по виду сигнала, используемого в качестве модулирующего. Модулирующими сигналами могут быть либо непосредственно аналоговый сигнал (ШИМ со случайной дискретизацией), либо сигнал, подвергнутый предварительному преобразованию схемой фиксированной дискретизации (схема выборки и хранения). В случае ШИМ сигнал представляет собой равномерную последовательность импульсов, синхронизированную тактовой частотой (ШИМ с равномерной дискретизацией). В случае ШИМ со случайной дискретизацией дополнительные нелинейные искажения (по крайней мере теоретически) не возникают. Что же касается второго случая, то здесь дело в принципе обстоит по-другому. Изменения формы импульсов всегда приводят к нелинейным искажениям (продукты интермодуляции) исходного звукового сигнала. Но их можно уменьшить, увеличивая отношение q частоты дискретизации f_s к частоте сигнала f_c так, чтобы $q = f_s/f_c \gg 1$. На практике частоты дискретизации f_s в усилителях ШИМ лежат в пределах 500 кГц...1 МГц.

Расчеты нелинейных искажений позволяют сделать следующие обобщающие выводы. В режиме AD (модуляция по двум уровням импульсов) искажения меньше, чем в режиме BD (модуляция по трем уровням). Симметричная ШИМ (смещение двух фронтов импульсов) благоприятнее способа модуляции смещения одного фронта, поскольку при ее реализации исключаются четные искажения. Реализация высококачественных цифровых усилителей мощности, работающих с ШИМ в чистом виде, представляется проблематичной, так как даже при $q = 25$ искажения достигают 0,3% (это случай, когда $f_c = 20$ кГц и $f_s = 500$ кГц). Поскольку на вход подаются сигналы в цифровом виде, то применять для снижения искажений обратную связь довольно сложно.

13.13.2. Критерии реализации

Усилители мощности ШИМ обычно работают в режиме насыщения, поэтому их мощность рассеяния очень мала.

$$P_{\text{т.общ}} = U_x \cdot I_{\text{max}}, \quad (13.13.2)$$

здесь U_x — напряжение насыщения транзистора, I_{max} — максимальный выходной ток. К ней добавляются потери, обусловленные конечной длительностью процессов коммутации (рис. 13.13.1, б).

В усилителях класса D причинами нелинейных искажений могут быть

- частоты и режим коммутации;
- недостаточная линейность фронтов треугольных импульсов (в случае аналоговых входных сигналов);
- присутствие в схеме фильтров НЧ.

Наиболее критичным является выходной каскад мощного коммутатора. В случае ШИМ нелинейные искажения возникают в нем, если идентичны характеристики передачи при замкнутом и разомкнутом состояниях каскада. Эту проблему можно исключить, применяя в этих каскадах специальные полевые МОП-транзисторы с симметричной относительно нулевой точки характеристикой I_D/U_{DS} .

Для того чтобы уменьшить длительность процессов коммутации мощных транзисторных каскадов, а также для того, чтобы она была одинакова во всем диапазоне уровней коммутируемых сигналов, рекомендуется применять блокирующий диод, который не допускает насыщения транзистора. Этой же цели способствует постоянный ток покоя при неполном возбуждении транзистора.

Критичным является и фильтр НЧ, включенный на выходе. Для того чтобы удовлетворить требованиям электромагнитной совместимости (при имеющихся пор-

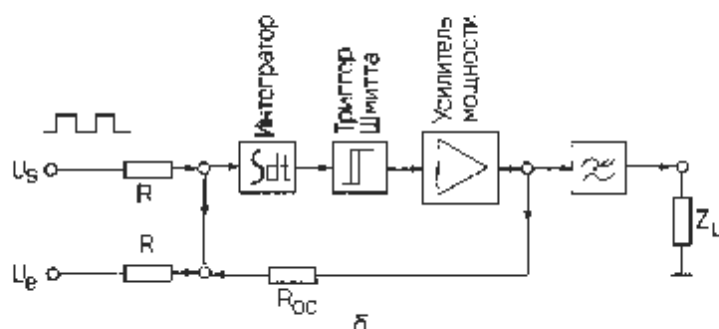
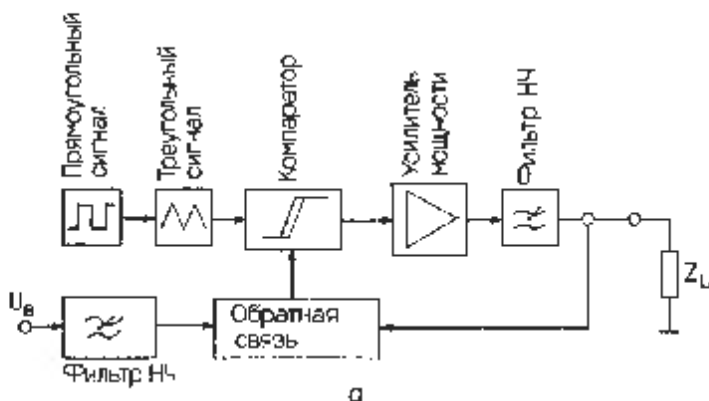


Рис. 13.13.3. Обратная связь в усилителях ШИМ. Принцип работы усилителя ШИМ с ОС (а), эквивалентная структурная схема с интеграторами (б).

мах администраций связи), остаточная амплитуда коммутационных сигналов должна быть менее 1 мВ (затухание около 100 дБ). Поскольку передаваемая мощность в таких системах достаточно велика, то применять здесь можно только LC-фильтры на катушках индуктивности с воздушным (без железа) сердечником.

13.13.3. Обратная связь

Для улучшения линейности характеристик передачи импульсных усилителей можно использовать обратную связь, как и в обычных усилителях, работающих с непрерывными сигналами (рис. 13.13.3). Первым на структурной схеме является преобразователь прямоугольных импульсов в треугольные, который соответствует интегратору (фильтр с крутизной скатов 6 дБ/окт). Если интеграторами заменить также входной и выходной фильтры НЧ, то входной сигнал компаратора

$$\int u_s dt + \int u_e dt + \int u_n dt = \int (u_s + u_e + u_n) dt. \quad (13.13.2a)$$

Из уравнения следует, что для преобразования сигнала в схеме перед компаратором достаточно иметь один интегратор (рис. 13.13.3, б).

Глубина обратной связи и ее максимум зависят от качества фильтрации сигналов и отношения $f_S : f_{e, \max}$. Чем выше несущая частота f_S , тем глубже может быть обратная связь. Обычно она составляет около 20 дБ.

13.13.4. Пример схемы

На рис. 13.13.4 приведена схема простого усилителя с ПИМ [13.38]. В качестве модулятора здесь используется триггер Шмитта с ОС (мультивибратор). Частота следования импульсов мультивибратора зависит от степени заряда конденсатора С,

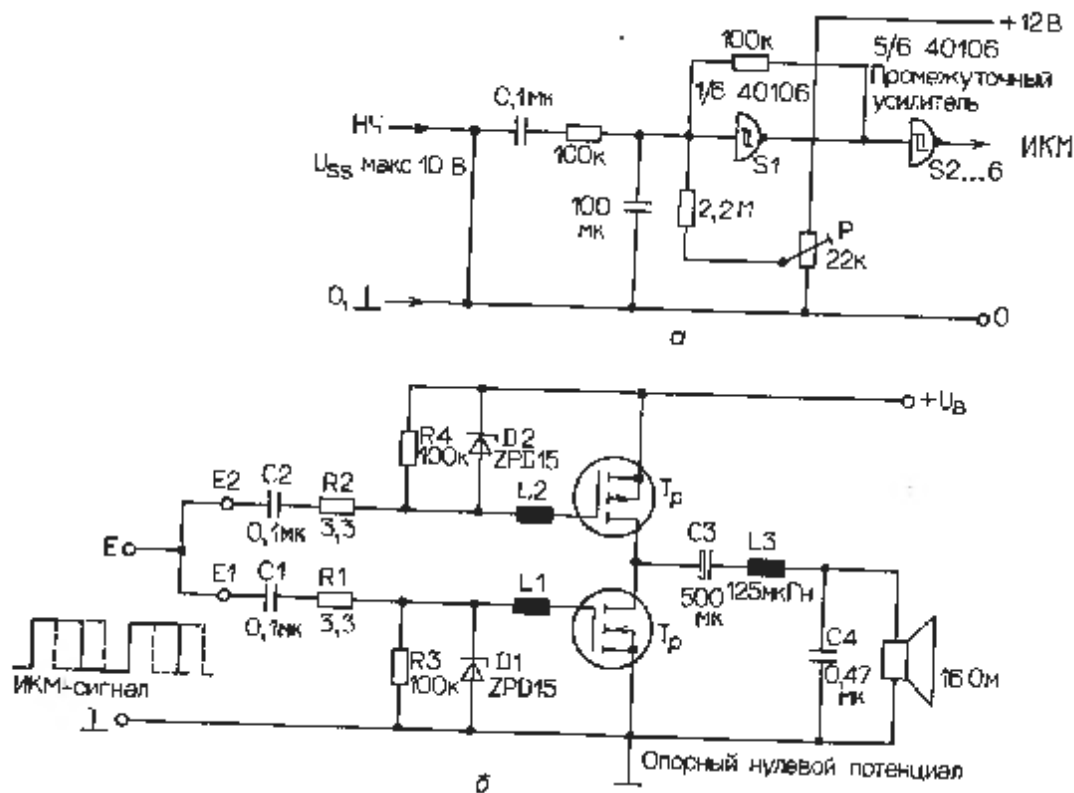


Рис. 13.13.4. Простой модулятор ШИМ (а), схема оконечного каскада усилителя ШИМ (б) [13.38].

заряжаемого током входного сигнала. Потенциометр P предназначен для симметрирования схемы при короткозамкнутом входе.

Выходной каскад выбран на мощных полевых ИКМОП-транзисторах по схеме с общим истоком. Стабилизатор служит для защиты схемы от перенапряжений, а ферритовые дроссели $L1$ и $L2$ - для предупреждения самовозбуждений. Разброс параметров транзисторов, особенно по сопротивлению насыщения, может привести к увеличению нелинейных искажений. Сгладить эти различия можно путем параллельного включения нескольких полевых транзисторов с каналом p -типа. Входная емкость C_{GS} (затвор - исток) составляет 2...5 нФ, поэтому внутреннее сопротивление источника R_0 должно быть небольшим (не более 20 Ом). Параметры фильтра НЧ на выходе рассчитываются по сопротивлению R_L и граничной частоте f_g по формулам:

$$C4 = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot R_L}, \quad L3 = 2\pi \cdot f_g \cdot R_L. \quad (13.13.3)$$

13.14. Мощность рассеяния, охлаждение

Максимально допустимая мощность рассеяния является одним из важнейших параметров транзисторов, работающих в усилителях мощности. Мощность рассеяния P_T представляет собой сумму всех мощностей, преобразуемых элементом схемы в тепло:

для диода

$$P_T = I_D U_D = I_D U_{т\omega B};$$

для стабилитрона (диода Зенера)

$$P_T = I_D U_Z; \quad (13.14.1)$$

для транзистора

$$P_T = I_C U_{CE} + I_B U_{BE} = I_C U_{CE}.$$

Такого же математического форму имеют известные уравнения теплового баланса. Поэтому чисто формально тепловые величины можно представлять соответствующими им величинами электрических эквивалентных схем:

$$\begin{aligned} \text{теплота} & \rightarrow \text{электрический ток,} \\ \text{температура} & \rightarrow \text{электрическое напряжение,} \\ \text{теплопроводность} & \rightarrow \text{электрическое сопротивление.} \end{aligned} \quad (13.14.2)$$

Тепловое сопротивление R_{th} , переносимое тепло P_{th} и разность температур (в градусах Кельвина или Цельсия) ΔT связаны между собой зависимостью

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_{th}} = \frac{\Delta T}{P_{th}} \text{ [K/W]}. \quad (13.14.3)$$

Тепловая эквивалентная схема полупроводника приведена на рис. 13.14.1, а. Для нее справедливы

$$P_{th} = \frac{T_J - T_U}{\sum R_{th}}; \quad \sum R_{th} = R_{SU} + (R_{GK} + R_{KU}) \parallel R_{GU}. \quad (13.14.4)$$

Из этого уравнения можно получить зависимость максимально отводимого тепла $P_{th,max}$ от температуры полупроводника T_J , температуры окружающей среды T_U и суммы тепловых сопротивлений R_{th} . В нестационарном режиме, например, при однократных всплесках мощности, необходимо дополнительно учитывать и теплоемкость материалов (рис. 13.14.1, б). Тепловые сопротивления основных типов корпусов полупроводниковых приборов приведены на рис. 13.14.2.

Мощность, рассеиваемая плоской алюминиевой пластиной $P_{th,K}$, толщина которой d (см), площадь F (см²) и отношение сторон $a:b$, при конвекционном охлаждении обдуванием с обеих сторон можно рассчитать по приближенным формулам:

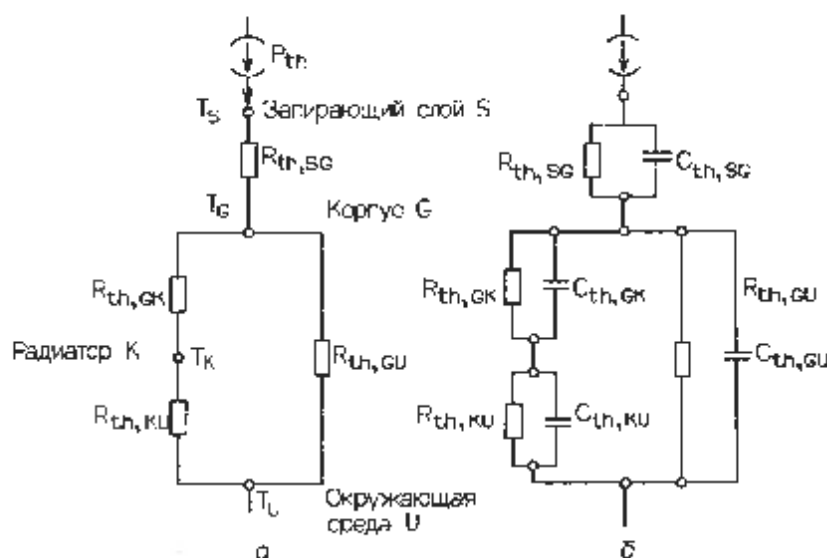


Рис. 13.14.1. Тепловая эквивалентная схема замещения транзистора: стационарный режим (а), нестационарный режим (б).