

С 344.35
С - 302

16 VI 1967

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

P13 - 3275



Б.Ю. Семенов

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

АНАЛИЗ ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА
АМПЛИТУДНОГО КОДИРОВЩИКА ПОВЫШЕННОЙ
ТОЧНОСТИ

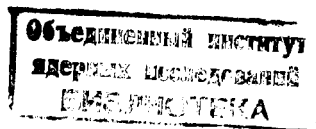
1967.

P13 - 3275

Б.Ю. Семенов

**АНАЛИЗ ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА
АМПЛИТУДНОГО КОДИРОВЩИКА ПОВЫШЕННОЙ
ТОЧНОСТИ**

5009/1 нр.



В в е д е н и е

Улучшение качественных показателей кодировщика, построенного по схеме амплитуда-время, (т.е. уменьшение дифференциальной и интегральной нелинейностей, уменьшение зависимости результата анализа от длительности входного импульса, уменьшение минимальной длительности входного импульса, анализируемого еще с допустимой погрешностью, уменьшение дрейфов и т.д.) в значительной мере зависит от улучшения соответствующих показателей зарядного устройства (З.У.). Известно, что З.У. простейшего типа из-за наличия нелинейного элемента (с характеристикой, отличной от идеальной релейной) свойственны: значительная дифференциальная нелинейность, большая зависимость результата измерения от длительности входного импульса и т.д. В ряде работ /3,6,8/ показано, что в З.У. с обратной связью эти погрешности могут быть значительно снижены. В (Л1) отмечается, что З.У. такого типа имеют склонность к самовозбуждению и перерегулированию, что приводит к понижению надежности и к появлению аномально больших погрешностей. Действительно, возможности самовозбуждения и перерегулирования в З.У. с обратной связью имеются (как и в большинстве систем с обратной связью), однако, рациональным построением отдельных каскадов вероятность этого можно свести к нулю. Очевидно, что из-за достаточной сложности системы получение хороших результатов в отношении надежности и качества невозможно без предшествующего теоретического анализа, цель которого - получение простых и вместе с тем достаточно точных выражений, описывающих процессы в схеме и позволяющих рационально произвести выбор параметров, оптимизировать выходной результат (быстродействие, запас устойчивости и т.д.).

Вопросы устойчивости и переходной характеристики для такой схемы затронуты в работе /3/. Однако автор /3/, предлагая правильный подход к анализу системы, в дальнейшем, к сожалению, допускает ряд грубых неточностей, что приводит к искаженному толкованию процессов и неверным рекомендациям по выбору значений отдельных величин.

Далее рассматривается схема З.У. (рис. 1 и 2 в своей основе подобны ранее опубликованным в /8,3,8/). На рис. 2 приведена расчетная схема, где опущены некоторые вспомогательные элементы, не влияющие на результаты приводимого здесь анализа. Ввиду особой важности схемы согласователей импедансов (СИ) (см. также /1/, стр. 89) здесь опробованы четыре варианта СИ с исполнением первого каскада:

- 1) на полевом транзисторе,
- 2) на электронной лампе 6Ж1Б,
- 3) на нувисторе 8С51Н,
- 4) на составном транзисторе из кремниевых типа П503.

Однако подробный анализ этих интересных схем не производится, так как ввиду значительного объема материала по этому вопросу он должен рассматриваться отдельно.

Для проведения анализа З.У. разделено на ряд отдельных каскадов. При этом предполагается (кроме случаев оговоренных особо) отсутствие влияния каскадов друг на друга. Допустимость такого разделения будет подтверждаться каждый раз соответствующими выкладками, ссылками на литературу или экспериментом.

Полезность разделения по сравнению с другими способами, предполагающими решение системы уравнений, полученных (тем или иным способом) на основе рассмотрения общей эквивалентной схемы устройства, состоит в том, что:

- 1) сразу же (за счет исходных пренебрежений) понижается порядок общего дифференциального уравнения системы (было бы 8-го порядка, а в данном случае 5-го);
- 2) характеристическое уравнение системы получается в разрешенном относительно корней виде (решение уравнения 8-ой или даже 5-ой степени - непростая задача);

3) точное решение на основе рассмотрения общей эквивалентной схемы устройства в конечном счете не дает более точного результата из-за сильной зависимости параметров эквивалентной схемы транзисторов от режима и экземпляра. При применении же предлагаемого способа может быть получен даже более точный результат, так как коэффициент при "р" (см. далее) представляет собою постоянные времена элементарных звеньев, аппроксимирующих каскад, и могут быть определены довольно точно в простейшем эксперименте по снятию двух или трех точек логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАХ), т.е. здесь решается вопрос об оптимальной аппроксимации.

4) простота получения и резкое упрощение выражений, связывающих постоянные времена элементарных звеньев с параметрами элементов эквивалентной схемы, создают предпосылки для изучения изменения первых при вариации вторых, что содействует выбору оптимального решения.

Выражения для передаточных функций разомкнутой $[K_p(p)]$, замкнутой $[K_z(p)]$ систем, а также передаточной функции всего устройства $[K_{zy}(p)]$

При исследовании устойчивости и переходной характеристики необходимо иметь выражение для $K_p(p)$, $K_z(p)$ и $K_{zy}(p)$ через параметры элементов эквивалентной схемы. Выразим вначале $K_p(p)$, $K_z(p)$ и $K_{zy}(p)$ через передаточные функции каскадов, оперируя правилами эквивалентных преобразований структурных схем (см., например, Л.7 стр. 44). Размыкая систему в точке e_1 (рис. 1 и 2) для $K_p(p)$ получим:

$$K_p(p) = K_{p(e_1 \rightarrow e'_1)}(p) = K_1(p) K_2(p) K_{эп}(p) K_{сш}(p) \quad (1)$$

Заметим, что под $K_1(p) K_2(p)$ следует понимать передаточную функцию усилителя (от e_1 до e_3), а поэтому введем обозначение:

$$K_y(p) = K_{y(e_1 \rightarrow e_3)}(p) = K_1(p) K_2(p). \quad (2)$$

Обозначим также

$$K'_y(p) = K'_{y(e_1 \rightarrow e'_3)}(p) = K_1(p) K'_{2(e_2 \rightarrow e'_3)}(p), \quad (3)$$

Проведем в схеме преобразование, а именно, будем считать в схеме $C_K = 0$, но $C_\Theta \neq C_D$, как в Л.2, а $C_\Theta = C_D + SR_N C_K$. Допустимость такого преобразования подтверждается выполнением соотношений:

$$SR_N C_K \gg R_N C_K,$$

$$C_D \gg C_K.$$

Рассмотрение эквивалентной схемы дает следующее выражение для $K'_y(p)$

[$K''_y(p)$]

$$K'_y(p) = K_0 \frac{T_1 p + 1}{a_0 p^2 + a_1 p + 1} \quad (10^x)$$

где

$$K_0 = K_{0(e_1 \rightarrow e_3)} = \frac{r_D S R_N}{r'_B + r_D + R_1} \quad (11)$$

коэффициент усиления по напряжению на малых частотах, а

$$T_1 = R_1 C_1 \quad (12)$$

постоянная времени корректирующей цепочки,

$$a_0 = \frac{r'_B}{r'_B + r_D + R_1} R_1 C_1 r_D C_\Theta, \quad (13)$$

$$a_1 = \frac{r'_B + r_D}{r'_B + r_D + R_1} R_1 C_1 + \frac{r'_B + R_1}{r'_B + r_D + R_1} r_D C_\Theta \quad (14)$$

Представим знаменатель выражения (10) в виде

$$(T_y p + 1)(\gamma_1 T_1 p + 1). \quad (15)$$

x) Подробности вывода формулы даны в Приложении 1.

$$K''_y(p) = K''_{y(e_{ВХ} \rightarrow e_3)}(p) = K_5(p) K_2(p), \quad (4)$$

$$K'''_y(p) = K'''_{y(e_{ВХ} \rightarrow e_3)}(p) = K_5(p) K'_2(p). \quad (5)$$

С учетом (1), (2) для разомкнутой системы получим:

$$K_p(p) = K_y(p) K_{ЭП}(p) K_{Cu}(p). \quad (6)$$

Для замкнутой системы из рис. 1 с учетом (2) и (6) будем иметь

$$K'_{Э(e_5 \rightarrow e_4)}(p) = K'_Э(p) = \frac{K_p(p)}{[1 + K_p(p)] K_{Cu}(p) K_1(p)} \quad (7)$$

Или для

$$K_Э(p) = K_{Э(e_{ВХ} \rightarrow e_4)}(p) = \frac{K_p(p) K_5(p)}{[1 + K_p(p)] K_{Cu}(p) K_1(p)} \quad (8)$$

Передаточная функция зарядного устройства при этом

$$K_{Эу}(p) = K_{Эу(e_{ВХ} \rightarrow e_{ВЫХ})}(p) = K_Э(p) K_{РС}(p) \quad (9)$$

Выражения для передаточной функции каскадов через параметры элементов эквивалентных схем

Передаточная функция усилительного каскада на транзисторе $T_1 K'_y(p) [K'''_y(p)]$

Для определения $K'_y(p) [K'''_y(p)]$ используем гибридную эквивалентную схему транзистора, изображенную на рис. 5, где введены следующие обозначения (см. также Л.2):

$$C_D = \frac{h_{21Э}}{2\pi f_T r_D}; \quad S = \frac{h_{21Э}}{r_D}; \quad r_D = h_{11Б} (1 + h_{21Э}) - r'_B$$

Очевидно, что

$$\begin{cases} T_y \gamma_1 T_1 = a_0 & (16) \end{cases}$$

$$\begin{cases} T_y + \gamma_1 T_1 = a_1 & (17) \end{cases}$$

Легко показать, что если

$$r_d C_\varepsilon \gg R_1 C_1, \quad (18)$$

$$R_1 \gg r'_b, \quad (19)$$

$$R_1 \gg r_d, \quad (20)$$

(а это имеет место в данной схеме), то большая из искомых величин T_y будет равна примерно a_1 или с учетом (18), (19), (20):

$$T_y = r_d C_\varepsilon, \quad (21)$$

а γ_1 с учетом (12), (13), (15), (18), (19), (20)

$$\gamma_1 = \frac{r'_b}{r'_b + r_d + R_1}. \quad (22)$$

Тогда для $K'_y(p)$ окончательно получим:

$$K'_y(p) = \frac{K_0(T_1 p + 1)}{(T_y p + 1)(\gamma_1 T_1 p + 1)}, \quad (23)$$

где K_0 , T_1 , T_y и γ_1 представлены выражениями (11), (12), (21) и (23).

Выражение (23) определяет частотную характеристику усилительного каскада. Сравнение этой характеристики с характеристикой эмиттерного повторителя на аналогичном по типу транзисторе (например, по Л.2 с учетом значений величин T_1 и $\gamma_1 T_1$), позволяет сделать вывод, что в области частот с по-

ложительным значением коэффициента усиления (в дб.) передаточную функцию эмиттерного повторителя можно положить равной единице, а, следовательно, считать $K'_y(p) = K_y(p)$.

Тогда для $K_y(p)$ получим:

$$K_y(p) = K_{y(e_1 \rightarrow e_3)}(p) = \frac{K_0(T_1 p + 1)}{(T_y p + 1)(\gamma_1 T_1 p + 1)}. \quad (24)$$

С учетом выведенных формул и приведенного выше замечания из сопоставления рис. 1 и 2 для $K_1(p)$, $K_2(p)$, $K_5(p)$ можно записать:

$$K_1(p) = K_{1(e_1 \rightarrow \text{ос})}(p) = \frac{K'_0(T_1 p + 1)}{\gamma_1 T_1 p + 1}, \quad (25)$$

$$K_2(p) = K_{2(e_2 \rightarrow e_3)}(p) = \frac{K''_0}{T_y p + 1}, \quad (26)$$

$$K_5(p) = K_{5(\text{вх} \rightarrow e_5)}(p) = \frac{K'''_0}{\gamma'_1 T'_1 p + 1}, \quad (27)$$

где

$$K'_0 = \frac{r_d}{r'_b + r_d + R_1}, \quad (28)$$

$$K''_0 = S R_H, \quad (29)$$

$$K'''_0 = \frac{r_d}{r'_b + r_d + R'_1}, \quad (30)$$

$$T'_1 = R'_1 C_1. \quad (31)$$

Передаточная функция эмиттерного повторителя на транзисторе

$$T_{\text{э}} \quad K_{\text{эп}}(p)$$

Для вывода $K_{\text{эп}}(p)$ используем эквивалентную схему каскада, изображенную на рис. 7, где r - активное дифференциальное сопротивление диода, (Д) в прямом направлении, R - добавочное сопротивление, C - запоминающая (зарядная) емкость. Остальные обозначения те же, что и ранее.

При выводе $K_{\text{эп}}(p)$ положено $Z_{\text{вых эп}}(p) = 0$.

$$Z_{\text{Д}}(p) = r, \quad C_{\text{КТ}_3} = 0$$

В интересующей нас области частот и диапазонов значений r , R и C это не приводит к искажению качественной картины процессов и не снижает значительно точности получаемых выражений.

Заметим, однако, что при $R + r = 0$, т.е. при работе совокупности ЭП₁ и ЭП₂ на чисто емкостную нагрузку система может возбуждаться (Л.2). Таким образом, минимально допустимое значение R должно определяться анализом общей эквивалентной схемы ЭП₁ и ЭП₂ с учетом всех входящих в нее параметров. Теоретическое исследование этого явления приводит к громоздким выкладкам, ценность которых снижается из-за сильной нелинейности параметров эквивалентной схемы. Поэтому в данной работе требуемое минимальное значение R (из условия отсутствия местной генерации) определялось экспериментально рассмотрением ЛАХ совокупности ЭП₁ и ЭП₂ при различных значениях R и C . Интересно отметить, что произведение соответствующих R_{min} и C в интервале значений $C = 1-10$ т.п.ф. остается в первом приближении постоянным, что говорит о возможности аппроксимации совокупности (при рассмотрении данного явления) в виде элементарного колебательного звена (контра L , C , R), где значение R_{min} определяет критическое затухание^{х)}.

Если R выбрано правильно, то принятое решение относительно $Z_{\text{вых эп}}(p)$, $Z_{\text{Д}}(p)$, $C_{\text{КТ}_3}$ остается в силе.

Рассмотрение эквивалентной схемы дает следующее выражение:

х) Утверждение: R_{min} - определяет (должно создавать) критическое затухание^{х)} более справедливо при рассмотрении устойчивости всей замкнутой системы (стр. 17 формула 49).

$$K_{\text{эп}}(p) = K_{\text{эп}(\text{э}_3 \rightarrow \text{э}_4)}(p) = \frac{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}{(T_{\text{эп}} p + 1)(\gamma_3 T_3 p + 1)} \quad (32)$$

где

$$T_2 = RC, \quad (33)$$

$$T_3 = \frac{C_{\text{Д}}}{S}, \quad (34)$$

$$T_{\text{эп}} = (r + R)C, \quad (35)$$

$$\gamma_3 = 1 + \frac{r' \beta}{r + R} \quad (36)$$

Учет нелинейности особенно существен при рассмотрении процессов в каскаде ЭП₂ ввиду большого диапазона изменений зарядного тока при наличии в цепи нелинейных элементов - зарядного диода и транзистора T_3 .

При рассмотрении процесса заряда, видимо, будет полезно разделить его весьма условно на три стадии.

1-ая стадия - начало заряда. Процесс очень интенсивного заряда (ток достигает значений 0,2-0,4 а). При этом справедливы соотношения:

$$r' \ll R, \quad (37)$$

$$R_{\text{вых эп}}^I > R \quad \text{или} \quad (38)$$

$$R_{\text{вых эп}}^I \gg R. \quad (39)$$

(В этой стадии оказывают также сильное влияние неучтенные L диода и $C_{\text{КТ}_3}$).

Очевидно, что характер переходного процесса и запасы устойчивости на этой стадии нас мало интересуют.

Максимальная величина зарядного тока может служить одним из критериев для выбора диода Д и транзистора Т₃.

II - ая стадия - продолжение заряда. В связи с уменьшением зарядного тока выполняется соотношение:

$$R''_{\text{вых эп}} \ll R. \quad (40)$$

Остается в силе (37), поэтому

$$(R + r)'' \approx R. \quad (41)$$

Значение параметров элементов на этой стадии оказывает решающее влияние на устойчивость системы и характер переходного процесса.

III - ая стадия - завершение заряда. Зарядный ток становится малым. При этом значение $(R + r)$ изменяется в интервале

$$R \leq (R + r) < r_{\text{диола обр.}} \quad (42)$$

Передаточная функция согласователя импедансов СИ

$$K_{\text{с.и.}}(p)$$

Выкладками, аналогичными предыдущим, можно показать, что передаточная функция различных схем СИ с достаточной для данного рассмотрения точностью может быть представлена в виде:

$$K_{\text{с.и.}}(p) = K_{\text{с.и.}(\sigma_4 \rightarrow \sigma_1)}(p) = \frac{1}{T_{\text{с.и.}} p + 1}. \quad (43)$$

Экспериментально полученные значения постоянной времени $T_{\text{с.и.}}$ и частоты верхнего среза $f_{\text{в.с.}} = \frac{1}{2\pi T_{\text{с.и.}}}$ для СИ различного исполнения приведены в таблице 1.

Т а б л и ц а 1

	Тип элемента, установленного в первом каскаде СИ		
	Полевой транзистор 2N 2498	Кремниевый транзистор П503	Электронная лампа 6Ж1Б (нубистор 6С51Н)
$T_{\text{с.и.}}$ (нсек)	29	23	5,5
$f_{\text{в.с.}}$ (Мгц)	5,5	7	30

Передаточная функция цепочки RC. $K_{\text{RC}}(p)$.

Очевидно, что

$$K_{\text{RC}}(p) = K_{\text{RC}(\sigma_4 \rightarrow \sigma_{\text{ВЫХ}})}(p) = \frac{1}{T_2 p + 1}, \quad (44)$$

где

$$T_2 = RC.$$

Допустимость отдельного рассмотрения этой цепочки на II - ой стадии заряда следует из соотношений (40) и (41).

Выражение передаточной функции разомкнутой системы

$K_p(p)$ через параметры элементов эквивалентных схем

Заменяя в (6) $K_y(p)$, $K_{\text{эп}}(p)$, $K_{\text{с.и.}}(p)$ их выражениями, согласно (24), (32) и (43), для $K_p(p)$ получим:

$$K_p(p) = K_{p(\sigma_1 \rightarrow \sigma_1)}(p) = \frac{K_0 (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}{(T p + 1)(\gamma_1 T_1 + 1)(T_{\text{эп}} p + 1)(\gamma_3 T_3 p + 1)(T_{\text{с.и.}} p + 1)} \quad (45)$$

В таблице 2 даны формулы T_1 , $\gamma_1 T_1$ и приведены их численные значения для

некоторого сочетания значений параметров эквивалентных схем, оговоренного в примечании к таблице.

Исследование З.У. на устойчивость

В данном случае, учитывая наличие и структуру выражения (45), удобно применять для исследования устойчивости метод, основанный на рассмотрении логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАХ). Известно, что исследование замкнутой системы, состоящей из устойчивых звеньев (каскадов) на устойчивость, с применением ЛАХ и фазовой характеристики (ФХ) сводится к построению ФХ в интервале частот от нуля до частоты f_0 , соответствующей точке пересечения ЛАХ с прямой нулевого усиления ($\mu = 20 \lg |K_p(p)| = 0$) с последующим рассмотрением поведения ФХ в этом интервале ($0 < f < f_0$). Если при этом $\phi(f) > \pi + \phi(f=0)$, то система неустойчива. Это очевидно, так как если $\phi(f) \geq \pi + \phi(f=0)$ при $0 < f < f_0$ (т.е. при $\mu > 0$), то отрицательная обратная связь превращается в положительную, а устройство-из усилителя в генератор. Построение ЛАХ и ФХ по выражению (45) не представляет труда и может быть произведено методами, описанными, например, в работах [5,7].

В данном случае такого построения не требуется, так как лишь на основании анализа выражения (45) с учетом численных значений T_1 и $\gamma_1 T_1$, представленных в таблице 2, можно иметь определенное суждение об устойчивости, запасах устойчивости, влиянии отдельных элементов на устойчивость, а также об изменениях запасов устойчивости при вариациях некоторых величин.

Постоянные времени T_2 , $\gamma_2 T_2$ и $\gamma_1 T_1$ вследствие их малости, а также частичной взаимной компенсации (T_3 - числитель, а $\gamma_1 T_1$ - знаменатель) впредь можно не учитывать, так как ЛАХ звеньев, содержащих эти величины, имеет существенное отклонение от прямой $O_{дб}$ лишь в области частот

$f > f_1 = \frac{1}{2\pi T_1 (\gamma_1 T_1)^0} > f_0$. Поэтому они не могут влиять на ЛАХ разомкнутой системы в интервале частот $0 < f < f_0$. Рассмотрение таблицы 2 совместно с рис. 3 хорошо иллюстрирует сказанное. С учетом этого, а также (33), (35) и (41) выражение для $K_p(p)$ на второй стадии будет представлено в виде:

Таблица 2

$T_i = \varphi_i [$ парамет. эквив.сх.]	Числитель $K_p(p)$		Знаменатель $K_p(p)$		T_{cu}	
	$T_1 = R_1 C_1$	$T_2 = RC$	$T_3 = \frac{C_2}{S}$	$T_4 = (2+R)C$		$T_5 = \frac{z_1'}{z_2' + z_3' + R_1} R_1 C$
T_1 (нсек)	расчетн. 1) 0+68 эксперимен. 1) 0+68	2) 75 2) 75	3) 0,53	2), 75	1) 4) 0+0,68 1) 4) 0+0,68	-
$f_1 = \frac{10^3}{2\pi T_1}$ [мгц]	расчетн. 1) 2+1,06 эксперимен. 1) 2+1,06	2) 2,1 2) 2,1	3) 300	2) 2,1 2) 2,1	1) 4) 230+230 1) 4) 230	5,5 -30 -

1. При $R_1 = 5,1 \text{ к}, 0 \leq C_1 \leq 13 \text{ пф}$
2. При $R = 12 \text{ ом}, c = 6200 \text{ пф}, z = 0$, т.е. на второй стадии процесса.
3. При следующих значениях параметров транзистора T_3 $z_1' = 60 \text{ ом}, z_2' = 0,5 \text{ к}, z_3' = 0,5 \text{ к}, C_2 = 80 \text{ пф}, S = 150 \text{ мв/в}$.
4. При значениях параметров транзистора T_1 $z_1' = 60 \text{ ом}, z_2' = 0,9 \text{ к}, S = 60 \text{ мв/в}, C_2 = 100 \text{ пф}, C_4 = 5 \text{ пф}, (C_3 = C_2 + S_2, C_4 = 2300 \text{ пф})$, а также $R_1 = 5,1 \text{ к}, R_2 = 7,5 \text{ к}$.

$$K''_p(p) = \frac{K_0(T_1 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_{cu} p + 1)} \quad (46)$$

Рассмотрим два случая: первый $0 \leq T_1 \leq T_{cu}$ и второй $T_1 > T_{cu}$.
 В первом случае ($0 \leq T_1 \leq T_{cu}$). С учетом соотношения $T_y \gg T_{cu}$ (T_1) см. табл. 2 система устойчива с запасом по фазе, примерно равным $\phi_{\Sigma} = -\frac{\pi}{2}$ при любых значениях K_0 , T_y , T_{cu} , T_1 . (Утверждение справедливо, конечно, лишь при выполнении принятых ранее исходных для ряда пренебрежений соотношений, однако это не ограничивает сильно диапазон допустимых изменений K_0 , T_y , T_{cu}).

Во втором случае ($T_1 > T_{cu}$):

1) При слабой степени выполнения неравенства - устойчива и с большим запасом. 2) При сильной степени, особенно при $T_1 \gg T_{cu}$ - теряет устойчивость, так как область положительного значения модуля коэффициента и усиления ($\mu = 20 \lg |K_p| > 0$) достигает частот существенного влияния ранее неучтенных звеньев.

Рис. 3 может служить хорошей иллюстрацией рассмотренных здесь случаев.

На третьей стадии процесса при условии $T_1 = T_{cu}$ выражение для $K''_p(p)$ может быть представлено в виде:

$$K''_p(p) = \frac{K_0(T_2 p + 1)}{(T_y p + 1)(T_{\Sigma} p + 1)} \quad (47)$$

где T_{Σ} вследствие изменения сопротивления диода D изменяется на интервале

$$T_2 < T_{\Sigma} < r \text{ диода обр. } C \quad (48)$$

Так как при этом характеристическое уравнение системы 2-ой степени и с положительными коэффициентами, то система и здесь будет всегда устойчива. Но с малым запасом в некотором интервале изменения T_{Σ} . В момент времени при котором T_{Σ} становится равным T_y , запасы устойчивости по модулю и фазе мало отличны от нуля. Незавершенность заряда емкости в этот момент и кратковременность такого состояния дают некоторые гарантии от нежелательных явлений.

Эксперимент

На рис. 3 (график 1) представлена полученная экспериментально ЛАХ разомкнутой системы при значениях параметров согласно таблице 2. Разветвления графика 1 "а", "б", "г" получены соответственно при значениях $C_1 = 0$, 4 пф; 10 пф. Разветвление "в" соответствует ЛАХ идеального апериодического звена. Легко убедиться, что данная ЛАХ полностью подтверждает теоретические выкладки.

Выводы

1. В З.У. с данной структурой могут быть получены высокие запасы устойчивости (на втором этапе заряда) при:

а) введения в схему резистора R с величиной, определяемой соотношением

$$R > r'' \quad (49)^x$$

(при этом $T_{\Sigma} = T_2$),

б) выполнении соотношений

$$T_1 = T_{cu} \quad (50)$$

$$T_3 < \frac{1}{2\pi f_0} \quad (51)$$

$$\gamma_3 T_3 < \frac{1}{2\pi f_0} \quad (52)$$

$$\gamma_1 T_1 < \frac{1}{2\pi f_0} \quad (53)$$

(толкование f_0 - см. стр. 13)

^{x)} Второе условие для выбора R . Первое дано на стр. 10.

2. Следует внимательно относиться к выбору величины T_y , так как не всегда ее меньшее значение (т.е. применение в качестве T_1 более высоко-частотного транзистора) более благоприятно.

3. Высокие запасы устойчивости могут быть получены при значениях K_0 значительно больших, чем принятые здесь. При этом T_y должно быть увеличено так, чтобы остались в силе соотношения (51), (52), (53).

Выражение для передаточной и переходной функции замкнутой системы $Y_{\Sigma}(p)$

Подставляя в (8) выражения для $K_1(p)$ (25), $K_5(p)$ (27) и $K_{cu}(p)$ (43) получим:

$$K_{\Sigma}(p) = K_{\Sigma(\text{вх} \rightarrow \text{вых})}(p) = \frac{K_p(p)(T_{cu}p+1)(\gamma_1 T_1 p+1) K_0'''}{[1+K_p(p)](T_1 p+1)(\gamma_1' T_1' p+1) K_0'} \quad (54)$$

если $R_1' = R_1$, то $\gamma_1' = \gamma_1$, (55)

$$T_1' = T_1, \quad (56)$$

$$K_0' = K_0''', \quad (57)$$

положив также

$$T_1 = T_{cu},$$

будем иметь:

$$K_{\Sigma}(p) = \frac{K_p(p)}{1+K_p(p)}.$$

Из (58), (46) (т.е. с учетом ранее принятых пренебрежений (51), (52), (53) и для случая $t > R$) получаем

$$K_{\Sigma}(p) = K_0 \frac{1}{T_y' p + 1}, \quad (58)$$

где

$$K_0 = \frac{K_0}{1+K_0}, \quad (60)$$

$$T_y' = \frac{T_y}{1+K_0}, \quad (61)$$

Выражение (60), определяющее процессы на второй стадии, представляет собой передаточную функцию элементарного аperiodического звена с монотонной переходной характеристикой, определяемой как

$$h_{\Sigma}(t) = K_0 (1 - e^{-t/T_y'}).$$

Таким образом, соотношения (41), (50), (51), (52), (53), (55), (56), (57) следует рассматривать как одни из путей обеспечения монотонности переходного процесса в замкнутой системе на второй стадии процесса заряда.

Выражение для передаточной и переходной функций зарядного

$$\text{устройства } K_{\Sigma y}(p) = K_{\Sigma y(\text{вх} \rightarrow \text{вых})}(p)$$

Влияние нелинейности диода

Без учета влияния диода D передаточная функция устройства может быть представлена в виде:

$$K_{\Sigma y}(p) = K_{\Sigma y(\text{вх} \rightarrow \text{вых})}(p) = \frac{K_0}{(T_y' p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (63)$$

Переходная функция

$$h_{\Sigma y}(t) = K_0 (1 - A_1 e^{-t/T_y'} - A_2 e^{-t/T_2}), \quad (64)$$

где

$$A_1 = \frac{T_y'}{T_y' - T_2}, \quad (65)$$

$$A_2 = \frac{T_2}{T_2 - T'_y} \quad (66)$$

Известно, что системы, имеющие передаточную функцию вида (63), т.е. переходную вида (64), где T'_y и T_2 - положительные действительные числа не могут иметь перерегулирования. Сопоставление численных значений T_2 и T'_y , а также рассмотрение экспериментально снятых осциллограмм (рис. 4) показывает, что переходный процесс в замкнутой системе ($e_{вх} \rightarrow e_{вых}$) заканчивается еще при достаточно больших токах диода D , при которых неравенство (41) остается в силе, т.е. выражение для передаточной функции справедливо и на завершающем этапе переходного процесса в замкнутой системе. Таким образом, достаточными условиями для монотонности переходного процесса ($e_{вх} \rightarrow e_4$) следует считать все ранее принятые соотношения (41), (50), (51), (52), (53), (55), (56), (57) и в дополнение к этому соотношение

$$T_2 > \frac{T_y}{1 + K_0} \quad (67)$$

обеспечивающее выполнение неравенства (41) (т.е. отсутствие влияния диода), в течение всего переходного процесса в замкнутой системе, вплоть до его завершения. Дальнейшие процессы в системе, связанные с наличием нелинейного элемента (диода) при незавершенном заряде емкости C , носят характер медленного возмущения в виде

$$U_D = \phi(|\text{заряда}|) \quad \text{т.е.} \quad U_D = \phi_1(t)$$

которое обрабатывается системой практически без задержки и поэтому не способно вызвать перерегулирования.

Относительная временная погрешность системы $[\epsilon(t)]$.

Для $\epsilon(t)$ положим

$$\epsilon(t) = \frac{e_{вх} 1(t) - e_{вх} 1(t) h_{зy}(t)}{e_{вх} 1(t)} \quad (68)$$

Очевидно, что $\epsilon(t)$ будет представлять собой относительную временную погрешность системы при входном воздействии $e_{вх} 1(t)$. Из (68) и (64), учитывая, что $K_0 = 1$, найдем:

$$\epsilon(t) = A_1 e^{-t/T'_y} + A_2 e^{-t/T_2} \quad (69)$$

Или при $T' \ll T_2$ приближенно

$$\epsilon(t) = e^{-t/T_2} \quad (70)$$

Учет влияния диода приводит к появлению еще одного члена в выражениях (69) и (70) в виде $\frac{U_D}{1 + K_0}$, однако при достаточно большом K_0 этой составляющей погрешности можно пренебречь. Наличие выражений (69) и (70) позволяет предъявлять определенные требования в отношении минимального значения длительности входного импульса τ_{min} и ее изменений $\Delta \tau$ при известном ограничении для $\epsilon(t)$. При $\epsilon(t)_{доп} = 5 \cdot 10^{-3}$ и значениях параметров системы согласно таблице 2, используя формулу (70), получим:

$$\tau_{min} > 0,4 \text{ мксек.}$$

Э к с п е р и м е н т

На рис. 3 (график 2) представлена полученная экспериментально ЛАХ замкнутой системы при значениях параметров согласно таблице 2. Хорошее совпадение участка ЛАХ с прямой, имеющей наклон 20 дБ/декаду, говорит в пользу допустимости представления передаточной функции замкнутой системы выражением (63). Получаемое из эксперимента значение T'_y находится в хорошем согласии с (61). Представленные на рис. 4 осциллограммы сняты при тех же условиях, т.е. при значениях параметров системы согласно таблице 2, кроме осциллограмм e_4 и $e_{вых}$, изображенных на рис. 4б. пунктиром, которые сняты при значениях $C = 1000$ пф $R = 75$ ом. Здесь также имеется хорошее согласие с теорией.

В ы в о д ы

1. В З.У. с данной структурой может быть надежно обеспечена монотонность переходного процесса путем выполнения соотношений (41), (50), (51), (52), (53), (55), (56), (57), (67).

2. Большее быстродействие системы при сохранении монотонности может быть достигнуто при применении в качестве T_3 наиболее высокочастотного транзистора из имеющихся (так как при этом может быть выбрано меньшее R при неизменном C).

3. В пределах, обеспечивающих сохранение вышеуказанных соотношений, величины K_0 , $T_{СИ}$ и C не влияют на время и монотонность переходного процесса, что говорит о возможности:

- а) увеличения при необходимости K_0 ;
- б) применения в качестве СИ схем различной широкополосности, т.е. различного исполнения;
- в) применения в качестве запоминающей емкости значительно большей, чем ранее применявшиеся (без увеличения времени заряда), что важно для уменьшения различного рода погрешностей.

ПРИЛОЖЕНИЕ I

Определение выражения для $K'_y(p)$

Найдем это выражение, используя метод направленных графов (см., например, Л.4). На рис. 6 изображен граф сигналов для эквивалентной схемы (рис.5), где "p" - оператор дифференцирования (остальные обозначения прежние). Известно, что

$$K'_y(p) = K'_y(e_1 - e_3) = \frac{\sum_k F_k \Delta_k}{\Delta} \quad (1)$$

где F_k - k-ый путь от e_1 до e_3 ; Δ_k - определитель, не касающийся этого пути; Δ - определитель системы.

Любой определитель (Δ и Δ_k) может быть найден в виде:

$$\Delta = 1 - \sum_m L_m^{(1)} + \sum_m L_m^{(2)} - \sum_m L_m^{(3)} + \dots,$$

где $L_m^{(r)}$ - произведение m-ой возможной r некасающихся контуров.

Контуров графа и допустимые комбинации вида $L_m^{(r)}$

Непосредственно из рис. 6 запишем:

$$L_1 = -r_d C_{\Sigma} p; \quad L_2 = -\frac{r'_b (R_1 C_1 p + 1)}{R_1};$$

$$L_3 = -\frac{(R_1 C_1 + 1) r'_b}{R_1}; \quad L_1 L_2 = \frac{r'_b r_d C_{\Sigma} p (R_1 C_1 p + 1)}{R_1}$$

Определитель системы

$$\Delta = 1 - L_1 - L_2 - L_3 + L_1 L_2$$

или после подстановки значения L_k и преобразований получим:

$$\Delta = \frac{r'_b + r_d + R_1}{R_1} (a_0 p^2 + a_1 p + 1), \quad (2)$$

где

$$a_0 = \frac{r'_b}{r'_b + r_d + R_1} R_1 C_1 r_d C_{\Sigma}, \quad (3)$$

$$a_1 = \frac{1}{r'_b + r_d + R_1} [(r'_b + r_d) R_1 C_1 + (r'_b + R_1) r_d C_{\Sigma}] \quad (4)$$

Сумма путей $\sum_k F_k \Delta_k$

Путь от e_1 до e_3 один и некасающихся контуров не имеет. Тогда

$$\sum_k F_k \Delta_k = F_1 = -\frac{(R_1 C_1 p + 1) r_d S R_H}{R_1} \quad (5)$$

Выражение для передаточной функции $K'_y(p)$

На основании (1), (2), (3), (4) и (5) для $K'_y(p)$ получим:

$$K'_y(p) = K_{y\{e_1 \rightarrow e_3\}}(p) = \frac{K_0(T_1 p + 1)}{a_0 p^2 + a_1 p + 1}, \quad (6)$$

где

$$K_0 = - \frac{r_d S R_n}{r'_6 + r_d + R_n} \quad (7)$$

$$T_1 = R_1 C_1 \quad (8)$$

а a_0 и a_1 представлены выражениями (3), (4).

ПРИЛОЖЕНИЕ II

Определение выражения для $K_{ЭП}(p)$

Найдем это выражение, используя метод направленных графов. На рис. 8 изображен граф сигналов эквивалентной схемы ЭП₂ (рис. 7).

Контурсы графа и допустимые комбинации $L_m^{(r)}$

Непосредственно из рис. 8 запишем:

$$L_1 = -r_d C_d p; \quad L_2 = -\frac{r_d}{r'_6}; \quad L_3 = -\frac{r_d S (RCp + 1)}{r'_6 C p}$$

$$L_4 = -\frac{r_d S r}{r'_6}; \quad L_5 = -\frac{(RCp + 1)}{r'_6 C p}; \quad L_6 = -\frac{r}{r'_6};$$

$$L_1 L_3 = \frac{r_d C_d p (RCp + 1)}{r'_6 C p}; \quad L_1 L_6 = \frac{r_d C_d p}{r'_6}$$

Определитель системы

$$\Delta = 1 - \sum_1^6 L_i + L_1 L_3 + L_1 L_6$$

Подставляя выражения для L_i и производя преобразования, получим:

$$\Delta = \frac{1}{r'_6 (r_d S + 1) C^3 p} (a_0 p^2 + a_1 p + 1), \quad (1)$$

где

$$a_0 = \frac{C_d}{S} (r'_6 + r + R) C, \quad (2)$$

$$a_1 = \frac{C_d}{S} + (r + R) C. \quad (3)$$

В (2), (3) записаны приближенные значения a_0 и a_1 с учетом соотношения $r_d S \gg 1$, т.е. принято $r_d S + 1 \approx r_d S$

Сумма произведений путей на некасающиеся определители $\sum_k F_k \Delta_k$

$$F_1 = \frac{r_d S (RCp + 1)}{r'_6 C p}; \quad \Delta_1 = 1, \quad (4)$$

$$F_2 = \frac{RCp + 1}{r'_6 C p}; \quad \Delta_2 = 1 + r_d C_d p,$$

$$F = \sum_{k=1}^2 F_k \Delta_k = F_1 + F_2 \Delta_2,$$

Подставляя полученные выражения для F_k и Δ_k в (4) и преобразуя, получим:

$$F = \frac{1}{r'_6 (r'_6 S + 1) C^3 p} (b_0 p^2 + b_1 p + 1), \quad (5)$$

где

$$b_0 \cong RC \frac{C_D}{S}; \quad (6)$$

$$b_1 \cong RC + \frac{C_D}{S}. \quad (7)$$

При выводе (6) и (7) опять же учтено соотношение $r'_6 S \gg 1$, т.е. принято $r'_6 S + 1 \cong r'_6 S$

Передаточная функция $K_{\text{ЭП}}(p)$

$$K_{\text{ЭП}}(p) = \frac{b_0 p^2 + b_1 p + 1}{a_0 p^2 + a_1 p + 1} \quad (8)$$

Представим числитель и знаменатель (8) в виде:

$$b_0 p^2 + b_1 p + 1 = (T_2 p + 1)(T_3 p + 1)$$

$$a_0 p^2 + a_1 p + 1 = (T_{\text{ЭП}} p + 1)(\gamma_3 T_3 p + 1)$$

так как $T_2 T_3 = b_0$, а $T_2 + T_3 = b_1$, то, непосредственно из (8) и (7), получим:

$$T_2 = RC, \quad (9)$$

$$T_3 = \frac{C_D}{S}. \quad (10)$$

Для $T_{\text{ЭП}}$ и $\gamma_3 T_3$ аналогично имеем $T_{\text{ЭП}} \gamma_3 T_3 = a_0$, а $T_{\text{ЭП}} + \gamma_3 T_3 = a_1$, но так как при $(r'_6 + r'_D + R)C \gg \frac{r'_D}{S}$ (см. (2) и (3)) $a_1^2 \gg 4 a_0$, то большая из постоянных времени (обозначим ее $T_{\text{ЭП}}$) будет равна примерно

$$T_{\text{ЭП}} \cong a_1 \cong (r + R)C, \quad (11)$$

а значение γ_3 с учетом (10)

$$\gamma_3 = \frac{a_0}{T_{\text{ЭП}} T_3} \cong 1 + \frac{r'_6}{r + R} \quad (12)$$

Окончательно для $K_{\text{ЭП}}(p)$ получим:

$$K_{\text{ЭП}}(p) = K_{\text{ЭП}}(e_3 \rightarrow e_4) (p) = \frac{(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}{(T_{\text{ЭП}} p + 1)(\gamma_3 T_3 p + 1)}, \quad (13)$$

где T_2 , T_3 , $T_{\text{ЭП}}$ и γ_3 определяются выражениями (9), (10), (11) и (12) соответственно.

Л и т е р а т у р а

1. Л.Р. Горн, Б.И. Хазанов. Схема амплитудно-временного преобразования для многоканальных анализаторов на транзисторах. Сб. статей "Многоканальные измерительные системы в ядерной физике", Госатомиздат, 1963.
2. Г.В. Войшвилло. Анализ широкополосных транзисторных усилителей. Сб. статей "Полупроводниковые приборы и их применение. Выпуск 16, "Советское радио", 1966.
3. А.Н. Утюжников. Предварительная обработка информации с детекторов излучения. Диссертация, Дубна 1965.
4. С. Мэзон, Г. Циммерман. Электронные цепи, сигналы и системы. Изд-во иностранной литературы, 1964.
5. Э.И. Гитис. Автоматика радиоустановок "Энергия", 1964.
6. В.И. Приходько, В.Г. Тишин. Амплитудный кодировщик на 4096 каналов. Препринт ОИЯИ 2492, Дубна 1965.
7. Н.Т. Кузовков. Теория автоматического регулирования. Оборонгиз, 1957.
8. R. Chase IRE Trans. on Nucl. Sci. NS-9, 1, p.4 (1962)

Рукопись поступила в издательский отдел
13 апреля 1967 г.

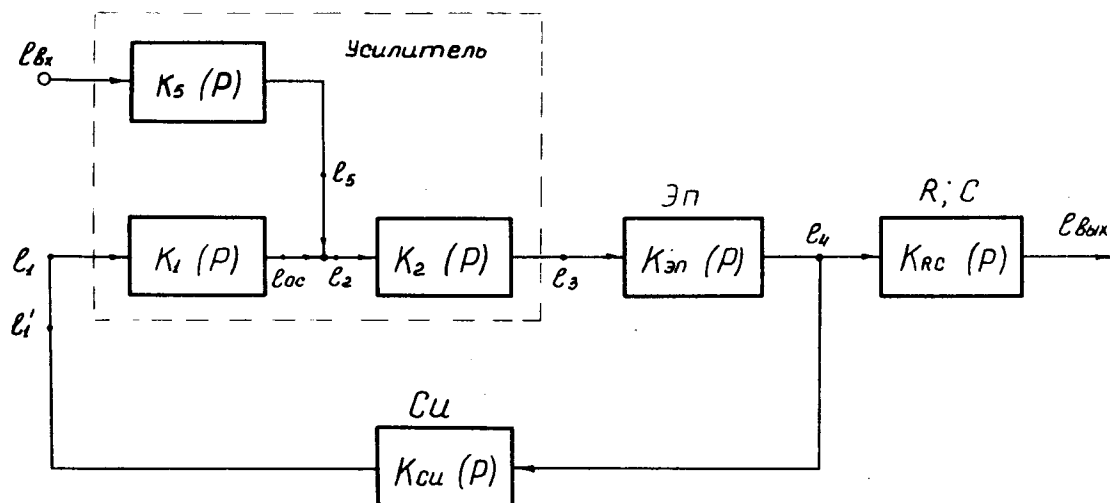


Рис. 1. Структурная схема зарядного устройства.

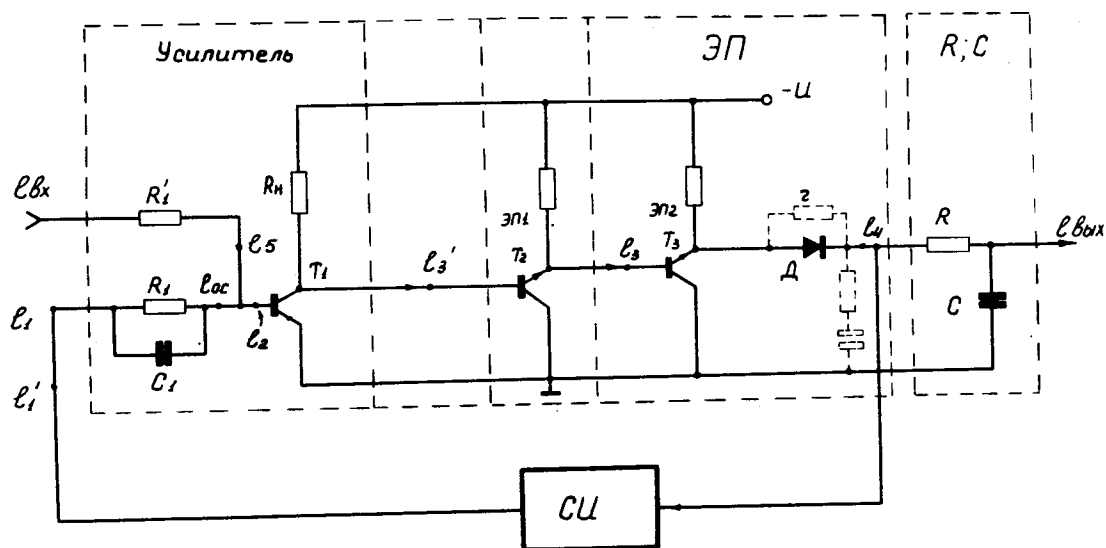


Рис. 2. Расчетная принципиальная электрическая схема зарядного устройства.

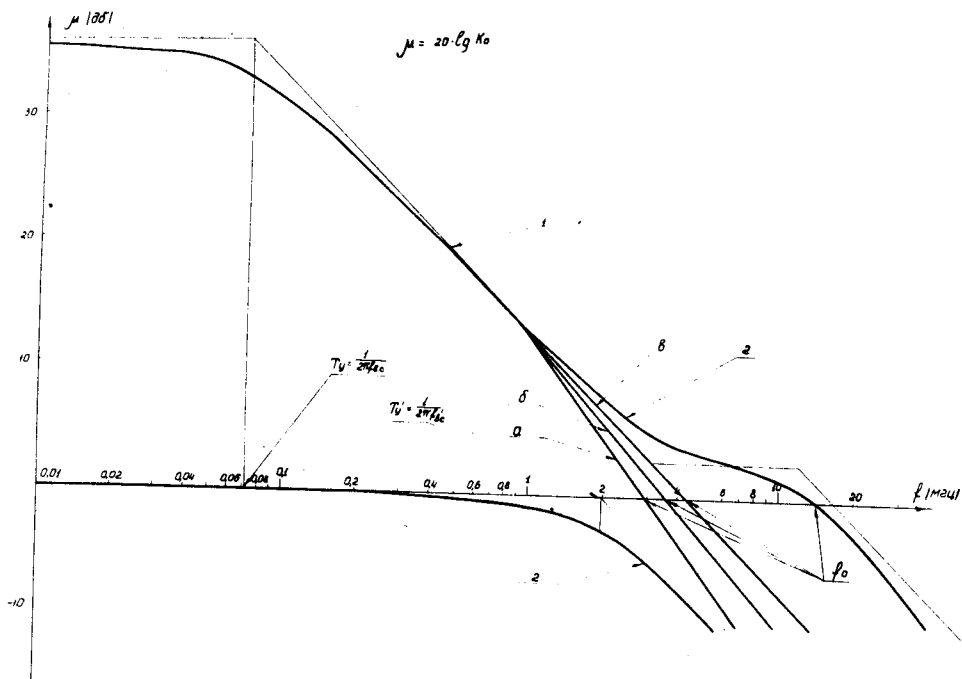


Рис. 3. Логарифмические амплитудно-частотные характеристики: 1 - разомкнутой, 2 - замкнутой систем.

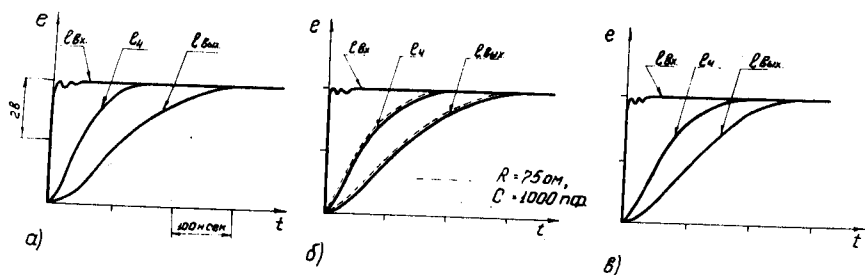


Рис. 4. Осциллограммы сигналов в зарядном устройстве со значением параметров элементов системы согласно таблице 2 (кроме указанного здесь случая ($R = 75 \text{ ом}, C = 1000 \text{ пф}$)) и СИ, исполненном: а) на электронной лампе 6Ж1Б (6С514), б) на полевом транзисторе (2 N2498), в) на кремниевом транзисторе (П503А).

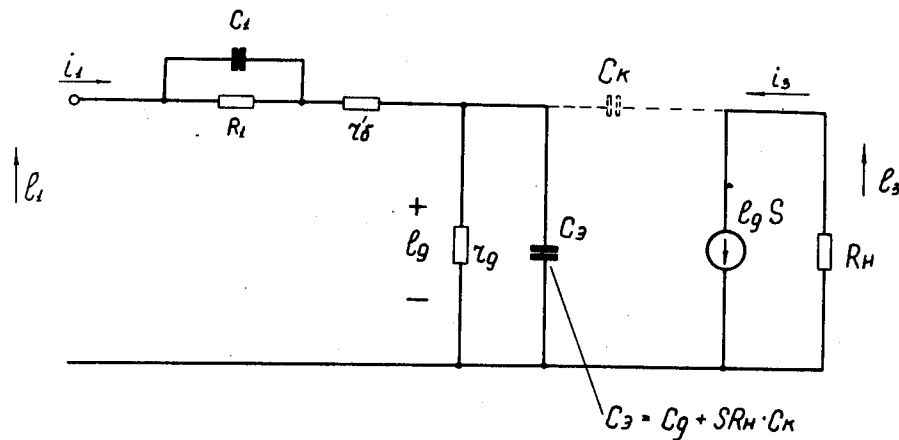


Рис. 5. Эквивалентная схема каскада на транзисторе T_1 .

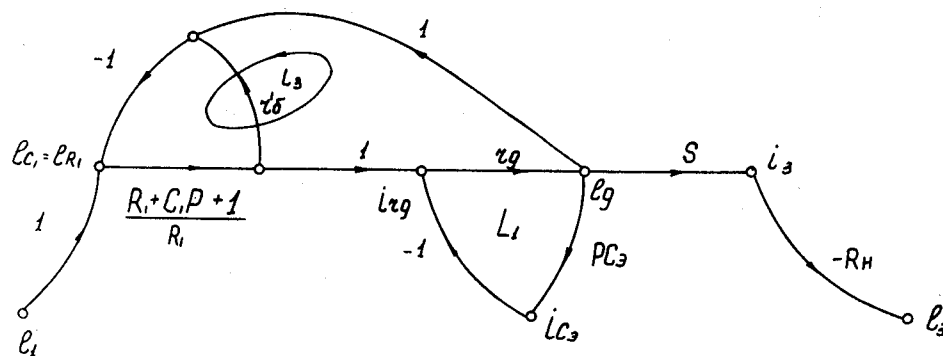


Рис. 6. Граф эквивалентной схемы каскада на транзисторе T_1 .

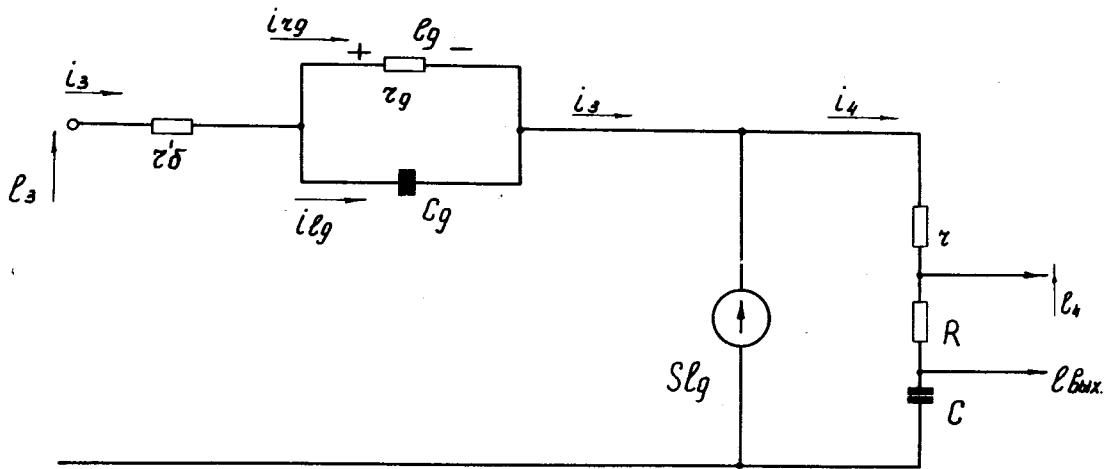


Рис. 7. Эквивалентная схема эмиттерного повторителя на транзисторе T_3 .

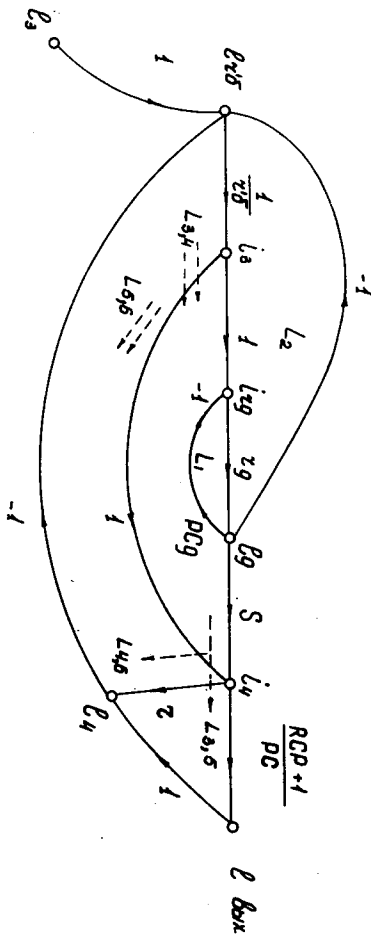


Рис. 8. Граф эквивалентной схемы эмиттерного повторителя на транзисторе T_3 .