

C-302

ОБЪЕДИНЕННЫЙ
ИНСТИТУТ
ЯДЕРНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна



13 - 3277

ЛАБОРАТОРИЯ ЯДЕРНЫХ ПРОБЛЕМ

Б.Ю. Семенов, В.В. Гришин

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА
АМПЛИТУДНОГО КОДИРОВЩИКА
ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

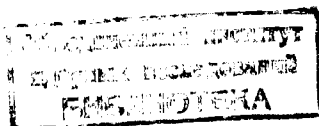
/Согласователь импедансов/

1967.

13 - 3277

Б.Ю. Семенов, В.В. Гришин

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА
АМПЛИТУДНОГО КОДИРОВЩИКА
ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ
/Согласователь импедансов/



5029/3 пр.

1. Согласователь импедансов (С.И.)

На рис. 1 представлена блок-схема зарядного устройства с обратной связью, позволяющая получить достаточно малую дифференциальную нелинейность, обусловленную недозарядом хранирующей емкости. Коэффициент передачи такого устройства ($K_{\text{евх}} \rightarrow \text{евых}_i$) равен следующей величине:

$$K_{\text{з.у.}} = \frac{e_{\text{вых}}}{e_{\text{вх}}} = \frac{K_{\text{у}} K_{\text{эп}}}{1 + K_{\text{у}} K_{\text{эп}} K_{\text{си}}} . \quad (1)$$

Если $K_{\text{у}} \gg 1$; $K_{\text{эп}} \approx 1$, то

$$K_{\text{з.у.}} \approx \frac{1}{K_{\text{си}}} . \quad (2)$$

Таким образом, в этом случае коэффициент передачи полностью определяется свойствами элемента, стоящего в цепи обратной связи, т.е. согласователем импедансов. Данное утверждение не снимает определенных требований к величинам $K_{\text{у}}$ и $K_{\text{эп}}$. Здесь только подчеркивается, что требования к постоянству $K_{\text{си}}$ более высокие. Вышесказанное, а также наличие прямой связи входа согласователя импедансов с запоминающей емкостью, позволяют сделать вывод о сильном влиянии С.И. на общую погрешность зарядного устройства^{/1/}, и, следовательно, о необходимости тщательного анализа этого элемента. По этой причине к С.И. предъявляются особые требования, которые можно разделить на две категории:

1. Для уменьшения влияния С.И. на величины запоминающей емкости и

разрядного тока, т.е. для уменьшения вклада С.И. в дифференциальную нелинейность, образующуюся в процессе разряда запоминающей емкости, следует стремиться:

- 1) к уменьшению изменений входного тока С.И. ($i_{вх\ сн}$),
- 2) к стабилизации величины входной емкости ($C_{вх\ сн}$).

В случае малости полных величины $J_{вх}$, $C_{вх}$ выполнение требований 1, 2 облегчается.

II. Для уменьшения вклада С.И. в дифференциальную нелинейность З.У., возникающую в процессе заряда и в момент окончания разряда^{х)} из-за непостоянства коэффициента передачи, следует стремиться:

- 1) к уменьшению собственной дифференциальной нелинейности С.И. ($\delta_{сн}$)^{хх)} и уровня шумов ($e_{ш.сн}$).

Предельные значения величин (I , i , C , ΔC)_{вх сн} определяются, в основном, первым элементом (каскадом) С.И. В качестве первого элемента могут быть применены:

- 1) электронные лампы,
- 2) полевые транзисторы,
- 3) кремниевые высокочастотные транзисторы.

Установка тех или иных элементов в первом каскаде С.И. определяет не только возможные предельные значения величин (I , i , C , ΔC)_{вх сн}, но и построение последующих каскадов. Поэтому имеет смысл разбиение С.И. по группам в соответствии с видом прибора, используемого в качестве первого элемента.

х) Часть усилителя З.У. и схема С.И. обычно используется также и для получения сигнала окончания разряда.

хх) В соответствии, например, с Л2 дифференциальная нелинейность может быть записана следующим образом: $\delta_1 = dK/K_1$ или в конечных приращении: $\delta_1 = \Delta K/K_1 = \frac{K_1 - K_{1+1}}{K_1}$, где $K_1 = \left(\frac{de_{вых}}{de_{вх}} \right)$ - коэффициент передачи С.И. в точке $e_{вх1}$ ($e_{вых1}$).

2. С.И. с первым каскадом на электронной лампе

На рис. 2 и 3^{х)} изображено несколько схем С.И. с первым каскадом на электронной лампе (6Ж1Б, 6С51Н).

В этом случае величины (I , i , C , ΔC)_{вх сн}, по существу, являются параметрами электронной лампы и могут быть определены следующим образом:

- $I_{вх\ сн} = I_{с1}$ - ток утечки сетки первой,
- $i_{вх\ сн} = i_{с1}$ - изменение тока утечки сетки первой,
- $C_{вх\ сн} = C_{вх.л}$ - входная емкость лампы,
- $\Delta C_{вх\ сн} = \Delta C_{вх.л}$ - изменение входной емкости лампы.

В таблице 1 представлены справочные и измеренные максимальные значения вышеуказанных величин в случае использования электронных ламп 6Ж1Б и 6С51Н. При рассмотрении таблицы 1 можно сделать вывод, что в этом случае вклад в дифференциальную нелинейность из-за присоединения входа С.И. к запоминающей емкости практически отсутствует.^{хх)}

Анализ эквивалентной схемы дает следующие выражения для коэффициента передачи катодного повторителя ($K_{кп1,2,3,4}$) и его дифференциальной нелинейности ($\delta K_{кп1,2,3,4}$)

$$K_{кп1,2,3,4} = K_{е_{вх} \rightarrow e_1} = \frac{SR'_k}{1 + SR'_k}, \quad (3)$$

$$\delta K_{кп1,2,3,4} = \gamma_1 \frac{\Delta S}{S}, \quad (4)$$

где

$$R'_k = R_k \parallel r_{вх\ п1} = R_k \parallel \beta R'_n \quad (5)$$

$$R'_n = R_{э} \parallel R_n,$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{1 + SR'_n} \quad (6)$$

х) Предполагается, что второй каскад (П1) в схемах на рис. 2б, 3а, б выполнен аналогично изображенному на рис. 2а.

хх) Здесь и в дальнейшем будем считать, что ($C_{зап}$) мин ≥ 1000 пф, а ($I_{раз}$) мин ≥ 100 мка.

Таблица I

Параметр С.И.	Рис.2а,3а (6Ж1Б)		Рис.2б,3б (6С51Н)	
	Справочные значения	Измеренные значения	Справочные значения	Измеренные значения
Входной ток $I_{вх}$ (мкА)	0,1	I) < 0,005	0,1	I) < 0,005
Изменение входного тока при $e_{вх} = +10$ в $C_{вх}$ (мкА)	-	< 0,005	-	< 0,005
Входная емкость $C_{вх}$ (пФ)	4,8±0,95	5,85	4,75± 0,75	6,7
Изменение входной емкости $\Delta C_{вх}$ (пФ)	-	≈ 0	-	≈ 0

I) Измерения проводились при $U_a = 70$ в $I_a = 2$ ма

На основании анализа эквивалентной схемы эмиттерного повторителя для коэффициента передачи ($K_{п1}$) и его дифференциальной нелинейности, получим:

$$K_{п1} = K_{e_{i \rightarrow e_{вых}}} = \frac{\beta R'_и}{r_1 + \beta R'_и} \quad (7)$$

$$\delta_{п1} = \gamma_2 \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} - \frac{\Delta r_1}{r_1} \right) \quad (8)$$

где

$$r_1 = r_б + r_э (1 + \beta) = h_{иэ} \cdot r_э, \quad \gamma_2 = \frac{r_1}{r_1 + \beta R'_и}$$

Известно, что:

$$K_{си} = K_{e_{вх} \rightarrow e_{вых}} = K_{кп} K_{п1} \quad (9)$$

а

$$\delta_{си} = \delta_{\Sigma} = \delta_{K_{кп}} + \delta_{п1} \quad (10)$$

Таблица 2 дает представление о численных значениях погрешностей в рассматриваемых схемах и позволяет сделать соответствующие выводы.

3. Согласователь импедансов на полевом транзисторе

На рис. 4 представлен С.И. с первым каскадом на полевом транзисторе, выполненном в виде простейшего истокового повторителя. Коэффициент передачи ($K_{ип}$) и его дифференциальная нелинейность ($\delta_{K_{ип}}$), погрешность, обусловленная изменением емкостей ($\Delta C_{э.и.}$; $\Delta C_{э.с.}$), могут быть представлены выражениями:

$$K_{ип} = K_{e_{вх} \rightarrow e_{i1}} = \frac{SR'_и}{1 + SR'_и} \quad (11)$$

$$\delta_{K_{ип}} = \frac{1}{1 + SR'_и} \frac{\Delta S}{S} \quad (12)$$

$$\delta_{\Delta C_{э.с.}} = \frac{\Delta C_{э.с.}}{C_{э.с.}} \quad (13)$$

$$\delta_{\Delta C_{э.и.}} = \frac{\Delta C_{э.и.}}{C_{э.и.}} \quad (14)$$

где

$$R'_и = R_и \parallel r_{вхп}$$

Таблица 2

Каскад Параметр	П1	КП1	КП2	КП3	КП4
S [$\frac{mA}{\delta}$]		1) 2,45	1) 2,6	1) 2,45	1) 2,6
ΔS [$\frac{mA}{\delta}$]		2) 0,5	2) 0,8	3) 0	3) 0,16
$\delta_{K_{np}}$ %		0,42	0,6	0	0,03
β	4) 44	X			
$\Delta \beta$	5) -2				
Z_c [ом]	4) 500				
ΔZ_c [ом]	5) -140				
$\delta_{K_{np}}$ %	0,06				
$\delta_{\Sigma} \% (\delta_{Cu})$		0,50	0,70	0,06	0,09

- 1) При напряжении анод-катод $U_{aK} = 70$ в. и токе анода $I_a = 2$ ма;
- 2) При возмущении в виде: $e_a = -10$ в. - приращение анодного напряжения
 $i_a = +0,6$ ма. - приращение тока анода;
- 3) При возмущении в виде: $e_a = -10$ в. $i_a = 0$
- 4) При напряжении коллектор-эмиттер $U_{кЭ} = 12$ в. и токе коллектора $I_k = 3$ ма;
- 5) При возмущениях в виде: $e_k = -10$ в. - приращение напряжения коллектор-эмиттер,
 $i_k = +2$ ма. - приращение коллекторного тока.

В таблицу 3 сведены экспериментально полученные значения S , S_{Σ} , $S_{\Sigma.и.}$, $(\Delta S, \Delta S_{\Sigma.и.}, \Delta S_{\Sigma.и.})$ при указанных там же режимах, а также K_{np} и δ_{np} , вычисленные с использованием формул (11), (12), (13) и (14).

Полученное значение $\delta_{np} = 2,4\%$ ($\delta_{np} = \sum \delta_i$) в ряде случаев совершенно неприемлемо. Основной вклад в δ_{np} происходит за счет изменения $S_{\Sigma.и.} = \phi[U_{\Sigma.и.}(I_{и})]$ и $K_{np} = \phi(\Delta S)$.

Применение токостабилизирующего каскада по типу используемых в схемах на рис. 3а и 3б позволяет получить для $\delta_{\Delta S_{\Sigma.и.}}$ и $\delta_{K_{np}}$ следующие значения:

$$\delta_{\Delta S_{\Sigma.и.}} / I_{и} = \text{const} \approx 0 \quad (\text{так как при этом } U_{\Sigma.и.} = \text{const})$$

$$\delta_{K_{np}} / I_{и} = \text{const} \approx 0,1\% \quad (\Delta S = 0,02 \text{ ма/в}), \text{ тогда}$$

$$\delta_{np} = \delta_{\Delta S_{\Sigma.и.}} + \delta_{K_{np}} + \delta_{\Delta S_{\Sigma.и.}} \approx 0,2\%$$

Для ряда применений, даже в кодировщиках повышенной точности, значение величины $\delta_{np} = 0,2\%$ вполне приемлемо.

Дальнейшее уменьшение δ_{np} может быть достигнуто стабилизацией, с помощью положительной обратной связи, напряжения затвор-сток ($U_{\Sigma.и.}$). При этом значения составляющих $\delta_{\Delta S_{\Sigma.и.}}$ и $\delta_{K_{np}}$ могут быть сведены до сотых и тысячных долей процента. Применение в этом случае последующего каскада в виде простейшего эмиттерного повторителя, видимо, не рационально, так как его собственная дифференциальная нелинейность достигает значений (0,05-0,1)%. На рис. 5 изображены две схемы С.И. с последующим каскадом в виде сложного повторителя на транзисторах T_4 и T_5 (П2 и П3). В схеме на рис. 5а. положительная обратная связь, стабилизирующая $U_{\Sigma.и.}$, образована резистором R_1 . Транзисторы T_2 и T_3 обеспечивают неизменность тока истока (стока). В схеме на рис. 5б транзистор T_3 обеспечивает стабилизацию тока истока, а положительная обратная связь образована элементами: C_T, R_3, R_2, C_1, T_2 . Схема, подобная изображенной на рис. 5а, применена в зарядном устройстве кодировщика, описанного в работе /3/. Отметим, что введение положительной обратной связи может вызвать самовозбуждение схемы. С этой точки зрения применение в качестве элемента положительной обратной связи стабилизатора,

Таблица 3

Параметр	Условия эксперимента	
	Режим I $U_{ис} = 15$ в $I_c = 0,5$ ма	Режим II $U_{ис} = 5$ в $I_c = 1$ ма
S [$\frac{мв}{б}$]	0,95	1,3
C_{3u} [пф]	19	24
C_{3c} [пф]	6	7,2
K_{un}	0,945	0,962
I_3 [мка]	0	0
При переходе от режима I к режиму II $\Delta U_{ис} = -10$ в $\Delta I_c = +0,5$ ма		
ΔS [$\frac{мв}{б}$]	+0,35	
ΔC_{3u} [пф]	+5	
$\delta_{\Delta C_{3u}}$ %	0,5	
ΔC_{3c} [пф]	+1,2	
$\delta_{\Delta C_{3c}}$ %	0,1	
$\delta_{K_{un}}$ %	1,8	
$\delta_{un} = \delta_{\Delta C_{3u}} + \delta_{\Delta C_{3c}} + \delta_{K_{un}}$ %	2,4	

как в С.И. авторов /3/, нерационально. Использование вместо стабилитрона резистора R_3 (рис. 5а), который вместе с емкостью $C_{пар}$ образует интегрирующее звено, и установка интегрирующей цепочки $R_2 C_1$ (рис. 5б) устраняют возможность самовозбуждения. Введение $R_3, R_2 C_1$ создает задержку сигнала обратной связи, однако, разумный выбор величин этих элементов с учетом длительности входного импульса не снижает качественных показателей схемы. Рассмотрение формул, приведенных в таблице 4 с учетом замечаний (см. выше) о погрешности $\delta_{ин}$, позволяет сделать вывод о возможности получения чрезвычайно малых величин общей дифференциальной нелинейности для этих схем, способных удовлетворить даже возрастающие требования будущего.

4. С.И. с первым каскадом на кремниевом транзисторе

Наибольшее распространение в настоящее время получили С.И. с первым каскадом на кремниевом транзисторе. Здесь малые изменения входного тока могут быть получены лишь при применении сложного (составного) повторителя со стабилизацией токов эмиттеров транзисторов и напряжений база-коллектор.

При достаточно хорошей стабилизации погрешность, обусловленная изменением величин $\beta_1, \beta_2, \beta_3, C_{вх}$ и r_1 , отсутствует, а общая погрешность такой схемы будет равна погрешности, вызванной изменением входного тока, определяемого через входное сопротивление С.И. ($r_{вх}$). На рис. 6 представлена одна из схем такого типа и ее упрощенная эквивалентная схема. Из рассмотрения эквивалентной схемы получены следующие выражения для $r_{вх}$:

$$r_{вх} = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)(1 + \beta_3)r_{вх} \quad (15)$$

В таблице 5 представлены значения $\beta = \phi(I_э)$, близкие к предельно возможным для предварительно отобранных транзисторов типа П503А.

Таблица 5

$I_э$ (мка)	2	8	80
β	1,3	3	10

Таблица 4

Тип II Параметр	П2	П3	П1
K_n	*) $\frac{\beta_1 \beta_2 z_{k2} R_n}{z_1 z_2 + \beta_1 \beta_2 z_{k2} R_n}$	*) $\frac{\beta_1 \beta_2 R_n}{z_1 + \beta_2 \beta_1 R_n}$	$\frac{\beta R_n}{z_1 + \beta R_n}$ ($z_1' = z_{k2} + z_{k1} (1 + \beta)$)
z_{k2}	$\beta_2 R_n // z_{k2} \approx \beta_2 R_n$	$\beta_1 (\beta_2 R_n // z_{k2}^*) \approx z_{k1}$ ($z_{k2}^* = z_{k1} / \beta_1$)	$\beta R_n // z_{k1} \approx \beta R_n$
z_{k1}	$\frac{z_1}{\beta_1 \beta_2}$	$\frac{z_1}{\beta_1 \beta_2}$	$\frac{z_1'}{\beta}$
δ_{kni}	$\frac{z_1 z_2}{\beta_1 \beta_2 z_{k2} R_n} \left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} - \frac{\Delta z_1}{z_1} - \frac{\Delta z_2}{z_2} \right)$	$\frac{z_1}{\beta_1 \beta_2 R_n} \left(\frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} - \frac{\Delta z_1}{z_1} \right)$	$\frac{z_1'}{\beta R_n} \left(\frac{\Delta \beta}{\beta} - \frac{\Delta z_1'}{z_1'} \right)$

*) Индекс 1 относится к П4
Индекс 2 относится к П5
 $z_1 = z_{k2} + z_{k1} (1 + \beta_1)$
 $z_2 = z_{k2} + z_{k1} (1 + \beta_2)$

Оценочное значение общей дифференциальной нелинейности, с учетом (15) и таблицы 5 при $\gamma_{вх.п} = 250$ к, будет равно 0,3%. Видимо, при усложнении последующего каскада (увеличении $\gamma_{вх.п}$) это значение может быть уменьшено.

К крупному недостатку такой схемы следует отнести плохую передачу сигнала отрицательной полярности, т.е. спад положительного импульса передается со значительной задержкой, что в ряде случаев нежелательно.

5. Частотные свойства С.И. различного исполнения

Рассмотрение экспериментально полученных логарифмических амплитудно-частотных характеристик С.И. различного исполнения показало, что их частотные свойства с хорошим приближением могут быть отражены передаточной функцией вида

$$K_{си}(p) = \frac{1}{T_{си} p + 1}, \quad (16)$$

т.е. передаточной функцией элементарного аperiodического звена. Значение величины постоянной времени $T_{си}$ и соответствующее ей значение верхней частоты среза $f_{в.с.} = \frac{1}{2\pi T_{си}}$ для СИ различного исполнения представлены в таблице 6.

Таблица 6

Параметр	Тип элемента, установленного в первом каскаде СИ		
	Полевой транзистор 2N2498	Кремниевый транзистор П503А	Электронная лампа 6Ж1Б (нуvistор 6С51Н)
$T_{си}$ (нсек.)	29	23	5,5
$f_{в.с.}$ (МГц)	5,5	7	30

Влияние частотных параметров (т.е. значение величины $T_{си}$) на качество работы зарядного устройства достаточно полно освещено в работе /5/ и поэтому здесь не рассматривается.

З а к л ю ч е н и е

Проведенное рассмотрение убедительно показывает, что без учета конкретных требований и условий нельзя сделать категорического заявления о преимуществах одних схем перед другими.

Авторы надеются, что данная работа облегчит рациональный выбор и расчет С.И. при известных требованиях к зарядному устройству и условиях (напряжение, питание, токи потребления и т.д.).

В заключение приносим нашу благодарность сотрудникам Лаборатории ядерных проблем ОИЯИ А.А. Стахину и В.Т. Шевченко за проведение монтажных и наладочных работ, а также экспериментов.

Л и т е р а т у р а

1. Л.С. Горн, Б.И. Хазанов. Схема амплитудно-временного преобразования для многоканальных анализаторов на транзисторах. Сб. статей. Многоканальные измерительные системы в ядерной физике. Госатомиздат, 1963 г.
2. Е.И. Рехин и др. Преобразователь временных интервалов в цифровой код. Сб. статей. Многоканальные измерительные системы в ядерной физике. Госатомиздат, 1963 г.
3. В.И. Приходько, В.Г. Тишин. Амплитудный кодировщик на 4096 каналов. Препринт ОИЯИ, 2492, Дубна 1965.
4. R. L. Chase. IRE Nat. Conv. Rec. 1959 vol 7, part 0, 19f.
5. Б.Ю. Семенов. Анализ зарядного устройства амплитудного кодировщика повышенной точности. Препринт ОИЯИ, P13-3275, Дубна 1967 г.

Рукопись поступила в издательский отдел
13 апреля 1967 г.

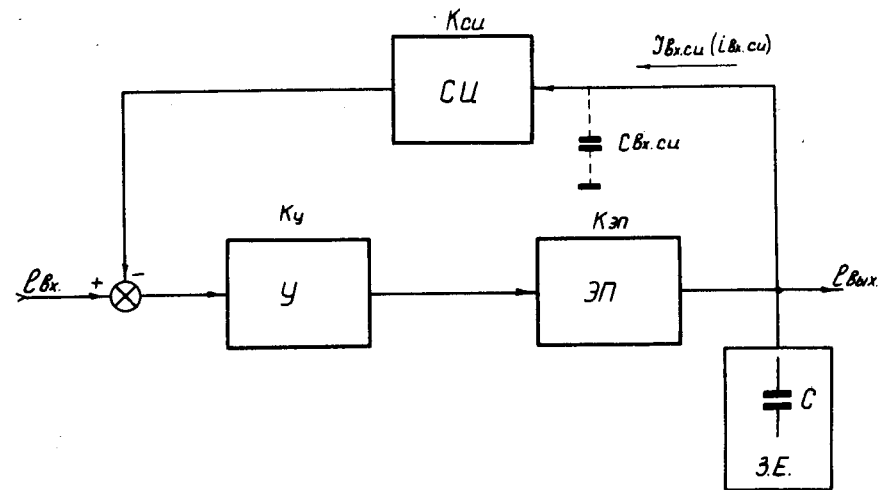


Рис. 1. Блок-схема зарядного устройства.

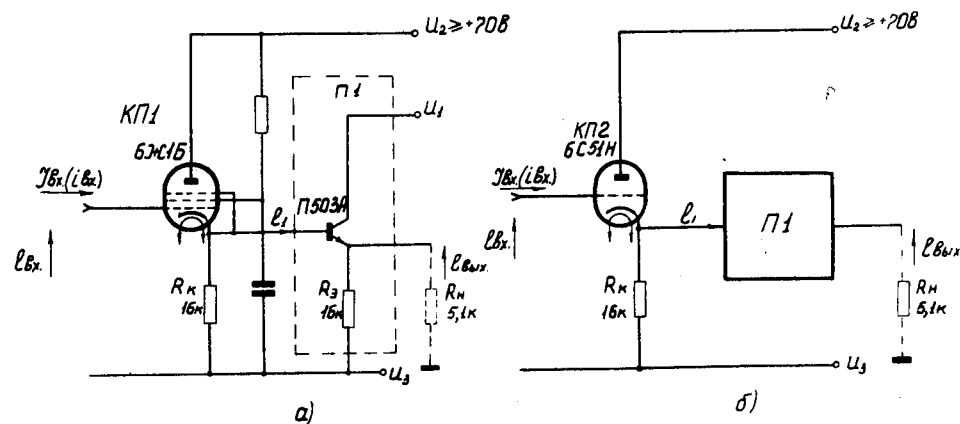


Рис. 2. С.И. с первым каскадом в виде простого катодного повторителя.

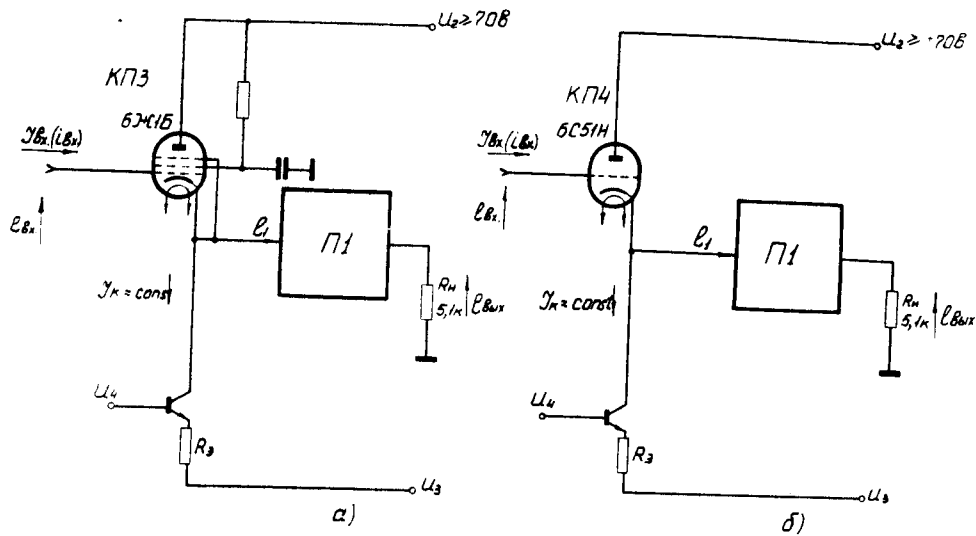


Рис. 3. С.И. с первым каскадом в виде катодного повторителя со стабилизацией катодного тока.

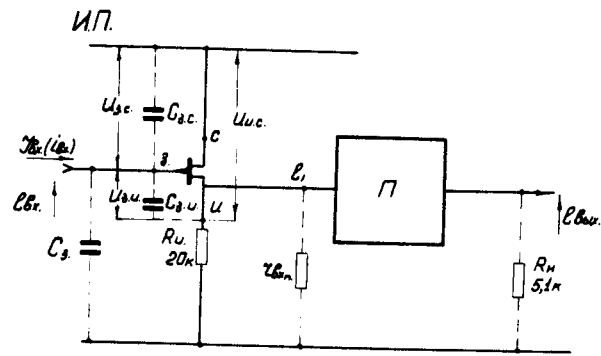


Рис. 4. С.И. с первым каскадом в виде истокового повторителя на полевом транзисторе.

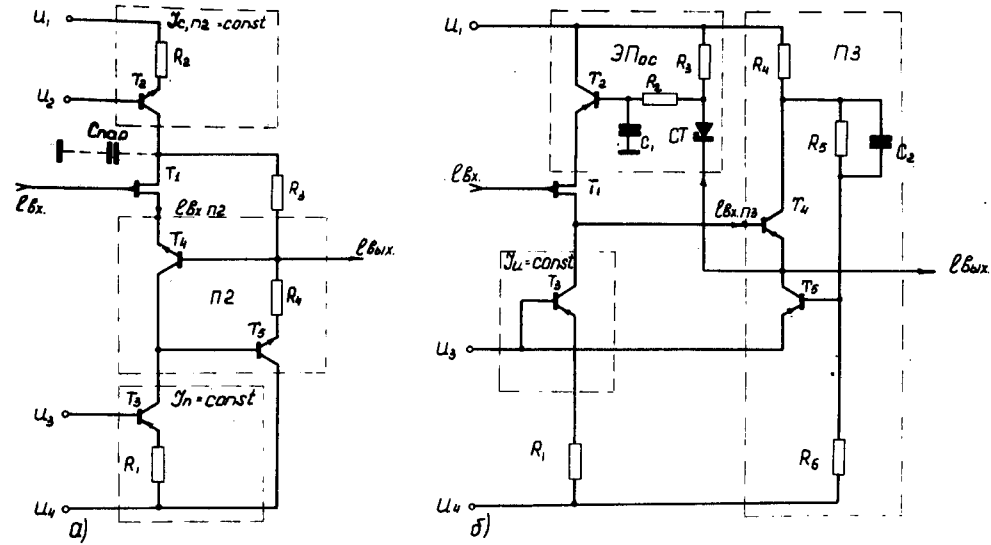


Рис. 5. С.И. на полевом транзисторе со стабилизацией тока истока и напряжения затвор-сток.

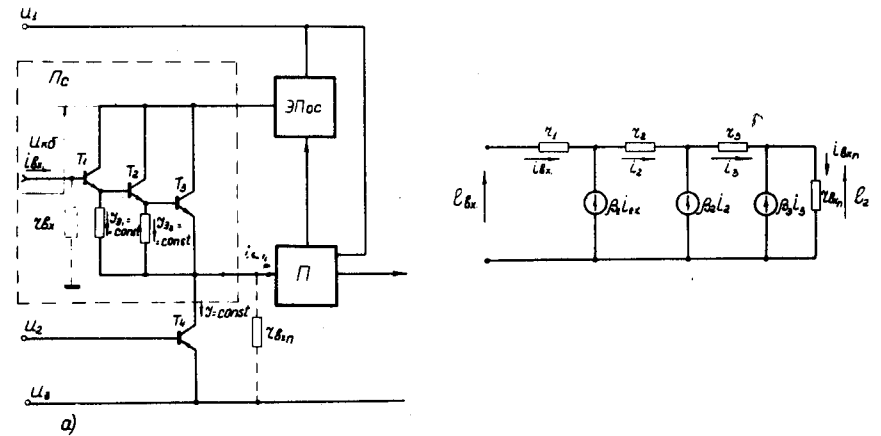


Рис. 6. а) С.И. с первым каскадом на составном транзисторе (T_1-T_3) из кремниевых типа П503А.
б) эквивалентная схема каскада (T_1-T_3).