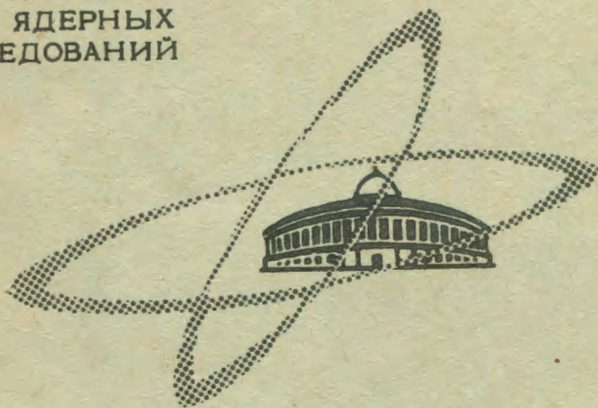


Д-721

ОБЪЕДИНЕННЫЙ  
ИНСТИТУТ  
ЯДЕРНЫХ  
ИССЛЕДОВАНИЙ

Дубна

13 - 3913



М. Дражев, Р. Краузе, С. Паржицкий

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА  
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АМПЛИТУДНЫХ  
ХАРАКТЕРИСТИК  
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ТРАКТОВ

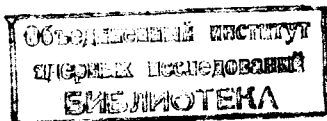
ЛАБОРАТОРИЯ НЕЙТРОННОЙ ФИЗИКИ

1968

13 - 3913

М.Дражев, Р.Краузе, С.Паржицкий

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА  
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ АМПЛИТУДНЫХ  
ХАРАКТЕРИСТИК  
СПЕКТРОМЕТРИЧЕСКИХ ТРАКТОВ



Устройства, входящие в состав современных спектрометрических трактов, обладают высоким постоянством основных параметров, например, их коэффициент усиления должен сохраняться с точностью порядка  $10^{-3}$  при изменении температуры окружающей среды, напряжения питания, амплитуды рабочих импульсов и т.п.

Чтобы измерять и контролировать изменения такого порядка с достаточной достоверностью, соответствующий измерительный комплекс (источник эталонных контрольных сигналов и система индикации) должен позволять проводить измерения с точностью в несколько раз выше, т.е. порядка 0,01 – 0,05 %. Подобные комплексы применяются все чаще не только в качестве измерительных, но и в качестве управляющих, т.е. при их помощи поддерживается постоянным общий коэффициент усиления спектрометрических трактов высокого разрешения /1,3,4/.

Для этих целей, как правило, используются прецизионные генераторы релейного типа с высокой стабильностью (порядка  $10^{-4}$ ), а в качестве системы индикации – амплитудные анализаторы с большим числом каналов (например, 5000). К сожалению, такие многоканальные анализаторы обычно являются частью измерительных центров и при разработке, как и в предварительных исследованиях, которые часто длятся довольно долго,

их применение не является возможным. Использование прецизионных генераторов релейного типа в каждой экспериментальной установке также не всегда целесообразно.

Исходя из вышеизложенных соображений, для настройки и контроля спектрометрических трактов был разработан измерительный комплекс, состоящий из простого генератора контрольных импульсов с высокой стабильностью и прецизионного порогового устройства. Измерения проводятся путем сравнения амплитуды импульсов  $U_{вх}$  с некоторым порогом  $U_0$  при помощи чувствительного устройства индикации. При этом должно соблюдаться условие  $U_{вх} \approx U_0$ .

Таким образом, точность измерения (как и во всех нулевых методах) определяется в первом приближении точностью, с которой задается порог, и чувствительностью индикаторного устройства сравнения. Для этой цели можно применять обычный амплитудный анализатор с небольшим числом каналов, а в ряде случаев — импульсный милливольтметр в сочетании с осциллографом.

При использовании этого метода неточность измерений, возникающая из-за ошибки индикаторного устройства, уменьшается в

$$\frac{U_{вх} - U_0}{U_{вх}} \text{ раз.}$$

Так, например, при определении амплитуды одновольтовых импульсов с помощью индикатора класса точности 1, работающего на диапазоне 30 мв, вводимая ошибка составит только  $3 \cdot 10^{-4}$ .

## Генератор контрольных сигналов

К генератору контрольных сигналов, применяемому для измерений в спектрометрических трактах, предъявляются специфические требования по отношению к форме, частоте следования, длительности и амплитуде импульсов. Это, в первую очередь, требования, связанные с постоянством амплитуды сигналов  $/2,4-10/$ , которая должна сохраняться во время измерений со стабильностью порядка  $10^{-4}$ .

Во избежание дополнительных ошибок в измерениях из-за различия формы сигналов от детекторов и от генератора желательно, чтобы последние имитировали точно детекторные импульсы (или чтобы, по крайней мере, времена нарастания и длительность контрольных и детекторных импульсов были бы того же порядка).

Из других соображений (более удобное исследование переходных характеристик, простота схемного решения и т.д.) в большинстве случаев целесообразно не точное моделирование, но использование импульсов прямоугольной формы, с минимальным следом горизонтальной части, без выбросов и переходных процессов. Такое же решение принято для описываемого генератора контрольных сигналов ( Г К С ).

Так как Г К С предназначен, в первую очередь, для контрольных измерений, проверки и настройки, частота следования импульсов выбрана  $\approx 1000$  имп/сек. В случае, когда Г К С используется только в качестве источника референтных импульсов для стабилизации спектрометрического тракта желательно предусмотреть и более низкую частоту следования (например, с запуском от сети 50 имп/сек), имея в виду конечную емкость каналов анализатора и общее время, в течение которого проводится эксперимент.

Длительность импульсов в описываемом Г К С, исходя из параметров, применяемых в спектрометрическом тракте устройств, и конкретных условий эксперимента выбрана равной  $10^{-6}$  сек, при необходимости она без особых затруднений может быть увеличена.

Следует отметить, что в большинстве случаев стабильность частоты повторения контрольных импульсов, а также их длительность имеют второстепенное значение.

Амплитуда контрольных импульсов согласована с уровнями сигнала в элементах спектрометрической аппаратуры, ее максимальная величина составляет 10, 1, 0,1 и 0,01 в.

Шаг регулирования выходной амплитуды принят равным 0,01 максимальной величины.

Чтобы упростить схемное решение и уменьшить влияние коммутирующих элементов <sup>/2,4/</sup> на стабильность амплитуды выходных импульсов, роль задающего генератора и ключевого устройства в Г К С выполняется блокинг-генератором, а стабилизация амплитуды проводится на его выходе (см. рис. 1).

С целью получения более равномерной формы вершины импульса выбран вариант блокинга с базисным конденсатором и дополнительной ( $R_{41}, C_6$ ) коррекцией. Компенсация температурной зависимости амплитуды импульсов Г К С вследствие изменения напряжения питания, напряжения на транзисторе в насыщенном состоянии, тока через транзистор в "закрытом" состоянии и температурной зависимости стабилитрона на выходе осуществляется при помощи термистора ( $R_{45}$ ) в делителе базы. В случае применения скомпенсированных стабилитронов (например, типа

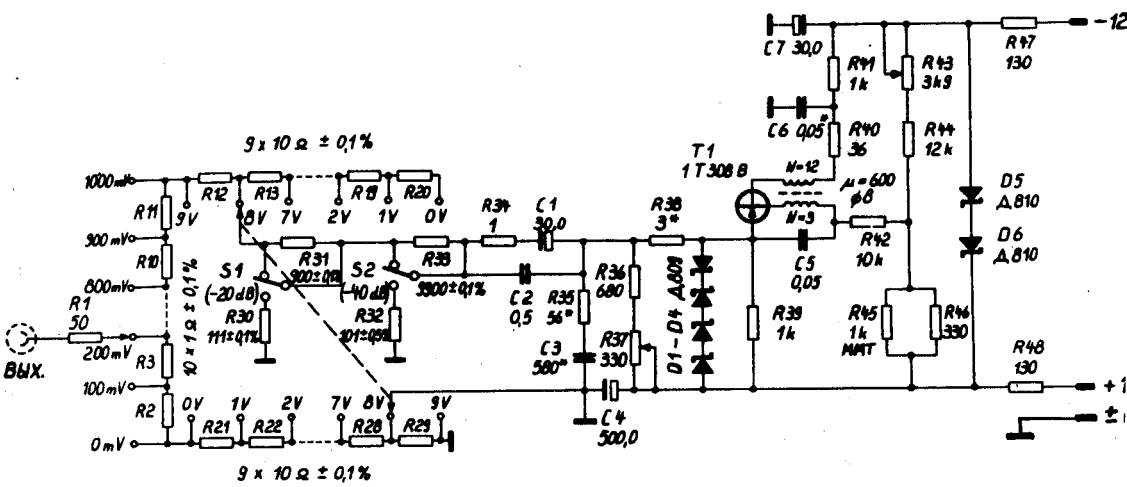


Рис. 1. Принципиальная схема генератора контрольных сигналов.

Д 818), температурный коэффициент  $TKU$  которых порядка  $10^{-3} - 10^{-7}$ , схемное решение упрощается (нет необходимости в компенсирующих стабилитронах), температурная зависимость уменьшается, и в базисной цепи должно быть подобрано другое соотношение сопротивлений.

Зависимость амплитуды сигнала на выходе генератора от изменения напряжения источника питания  $\Delta U_{пит} \pm 12$  в (или  $\pm 24$  в) может быть представлена в виде:

$$\frac{\Delta U_v}{U_v} \approx \frac{\Delta U_{пит.}}{U_{пит} \eta_{экв}}, \quad (1)$$

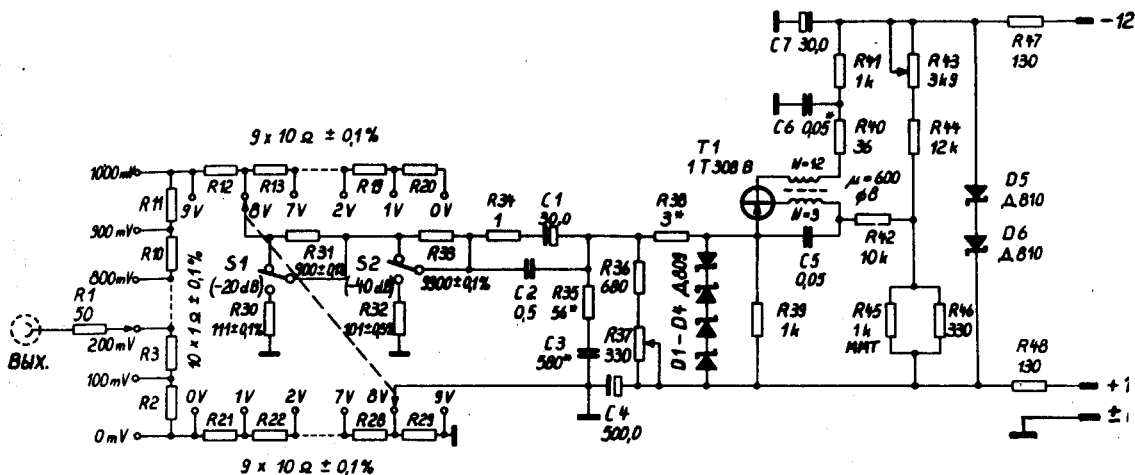


Рис. 1. Принципиальная схема генератора контрольных сигналов.

Д 818), температурный коэффициент  $TKU$  которых порядка  $10^{-3} - 10^{-7}$ , схемное решение упрощается (нет необходимости в компенсирующих стабилитронах), температурная зависимость уменьшается, и в базисной цепи должно быть подобрано другое соотношение сопротивлений.

Зависимость амплитуды сигнала на выходе генератора от изменения напряжения источника питания  $\Delta U_{\text{пит}} \pm 12$  в (или  $\pm 24$  в) может быть представлена в виде:

$$\frac{\Delta U_v}{U_v} = \frac{\Delta U_{\text{пит.}}}{U_{\text{пит}} \eta_{\text{экв}}}, \quad (1)$$



где  $\eta$  экв. - эквивалентный коэффициент стабилизации, который определяется коэффициентом стабилизации напряжения питания  $\eta_1$  и коэффициентом стабилизации выходных импульсов  $\eta_2$ .

$$\eta_1 = \left( \frac{R + R_{11}}{R_{11}} \right) \frac{U_0}{U_{\text{пит}}} \quad (2)$$

Здесь  $R$  - общее последовательное сопротивление двух стабилизаторов в цепи питания ( $R_{47}$  и  $R_{48}$  на рис. 1),

$R_{11}$  - их общее дифференциальное сопротивление, а

$U_0$  - их удвоенное номинальное напряжение стабилизации.

Коэффициент стабилизации  $\eta_2$  на выходе Г К С дается выражением:

$$\eta_2 = \left( 1 + \frac{R_{\text{экв}}}{R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{экв}}}{R_{111}} \right) \frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{и}}} \quad (3)$$

$R_{\text{экв}}$  - общее последовательное сопротивление в цепи выходного стабилизатора,

$R_{111}$  - дифференциальное сопротивление скомпенсированного стабилизатора,

$R_{\text{н}}$  - сопротивление нагрузки,

$U_{\text{ст}}$  - напряжение стабилизации скомпенсированного стабилизатора,

$U_{\text{и}}$  - амплитуда нестабилизированных импульсов.

Экспериментальная проверка показала, что при изменении постоянного напряжения питания на  $\pm 1\%$  амплитуда импульсов меняется не больше, чем на  $8 \cdot 10^{-5}$  для  $U_{\text{пит}} = \pm 12$  в (рис. 2) и примерно на  $1,5 \cdot 10^{-6}$  в случае использования источника питания с напряжением  $\pm 24$  в.

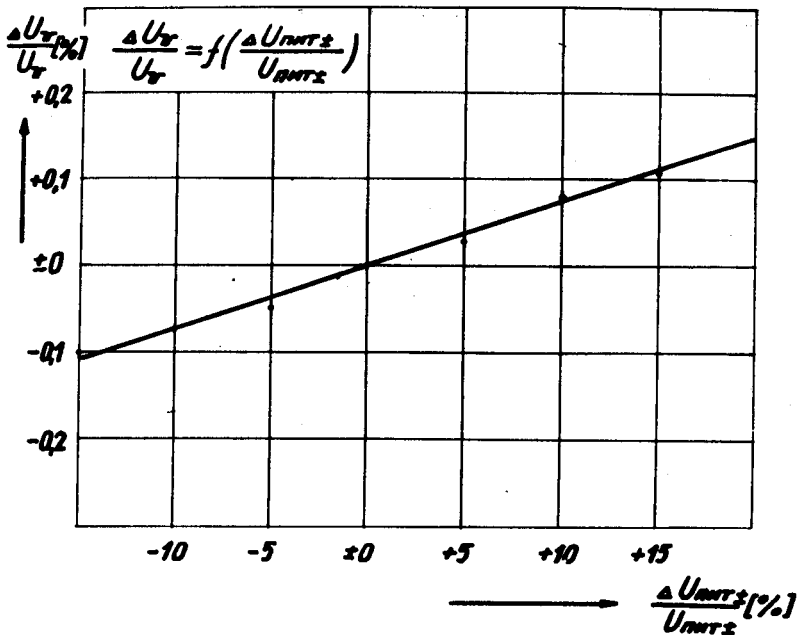


Рис. 2. Относительное изменение амплитуды импульсов на выходе генератора (в процентах) как функция относительного изменения постоянного напряжения питания ( $\pm 12$  в).

Зависимость амплитуды импульсов  $U_v$  от температуры окружающей среды в первом приближении может быть представлена следующим образом. Имея в виду, что

$$U_v = U_{ст} - U_{оз} \quad , \quad (4)$$

где  $U_{оз}$  - напряжение "пьедестала" на эмиттере из-за тока через "закрытый" во время паузы транзистор, изменение амплитуды выходных импульсов  $\Delta U_v$  при изменении температуры на  $\Delta t$  будет:

$$\Delta U_{V_t} \approx \Delta U_{CT_t} + \Delta U_{CT_i} - \Delta U_{OЭ_t} \quad (5)$$

Здесь  $\Delta U_{CT_t} = \Delta t \text{TKU}_{CT}$  - непосредственное изменение напряжения на стабилитроне из-за изменения температуры ( $\text{TKU}_{CT}$  - температурный коэффициент стабилитрона),  $\Delta U_{CT_i}$  - изменение напряжения на стабилитроне из-за изменения тока через него ( вследствие изменения напряжения питания схемы, обусловленного температурной зависимостью стабилитронов в цепи питания),  $\Delta U_{OЭ_t}$  - изменение напряжения "пьедестала" из-за изменения температуры.

Изменение напряжения на стабилитроне из-за изменения его тока можно выразить:

$$\Delta U_{CT_i} \approx \Delta I_{CT} R_{iII} \approx \frac{\Delta t (\text{TKU}_0 + \text{TKU}_{ЭК} - \text{TKU}_{CT})}{R_{ЭКВ}} R_{iII} \quad (6)$$

(где  $\text{TKU}_0$  - температурный коэффициент изменения напряжения промежуток эмиттер - коллектор в насыщенном состоянии  $\approx 0,15 \cdot 10^{-3}$  в/ $^{\circ}\text{C}$ ).

Зависимость напряжения "пьедестала" от температуры в первом приближении дается соотношением <sup>/13/</sup>:

$$\Delta U_{OЭ_t} \approx R_{Э} I_0 e^{\alpha \Delta t} \quad (7)$$

где:  $R_{Э}$  - сопротивление в эмиттерной цепи ( $R_{Э}$  на рис. 1),  $I_0$  ток через "закрытый" транзистор для некоторой исходной температуры и  $\alpha$  - температурный коэффициент материала транзистора (для германия  $\alpha \approx 0,075/^{\circ}\text{C}$ ).

Тогда изменение амплитуды импульса в зависимости от изменения температуры можно выразить:

$$\Delta U_{\nu} \approx \Delta t \text{TKU}_{\text{ст}} + \Delta t \frac{R_{\text{II}}}{R_{\text{ЭКВ}}} (\text{TKU}_0 + \text{TKU}_{\text{ЭК}} - \text{TKU}_{\text{СТ}}) - R_{\text{Э}} I_0 e^{a\Delta t} \quad (8)$$

Так как обычно

$$\Delta U_{\text{СТ}} + \Delta U_{\text{СТ}} - \Delta U_{\text{ОЭ}} > 0,$$

то на практике подбором величины резистора  $R_{40}$  можно добиться достаточно полной компенсации температурной зависимости, степень которой ограничивается лишь нелинейным вкладом отдельных составляющих (рис.3), и для изменений температуры от  $15^{\circ}$  до  $45^{\circ}\text{C}$  амплитуда сохраняется со

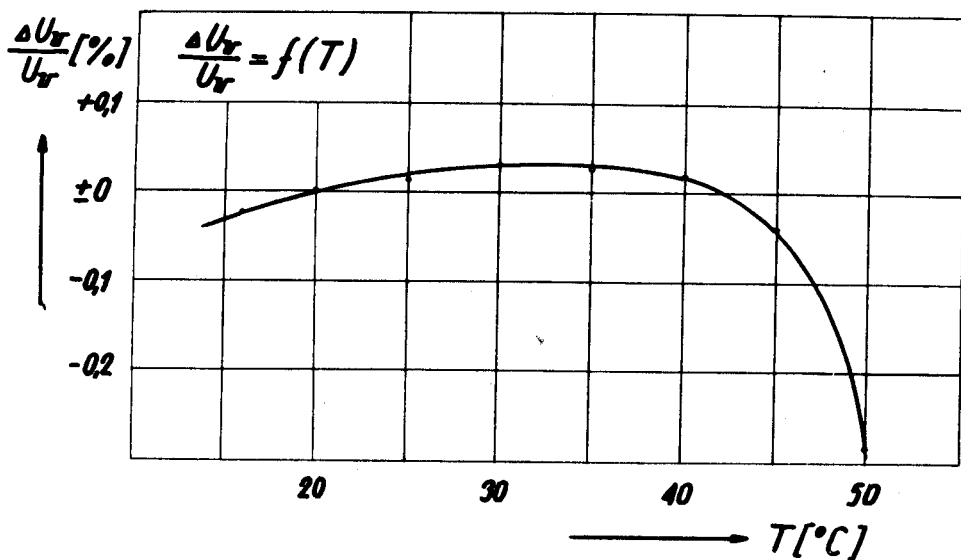


Рис. 3. Относительное изменение амплитуды импульсов как функция изменения температуры окружающей среды.

стабильностью не хуже  $\pm 0,03\%$  (или в дифференциальном виде не хуже, чем  $5 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ ).

Зависимость длительности и частоты следования импульсов от изменений напряжения питания и температуры представлена на рис. 4, 5, 6 и 7, а характер установления температурного баланса после первоначального включения - на рис. 8.

При реализации Г К С особое внимание необходимо обратить на следующее:

- 1) Резисторы в выходном делителе должны быть высокостабильными (например, типа С2-13 класса 0,1 или, в крайнем случае, типа БЛП), отобранными с точностью 0,01 - 0,05% из партии одного выпуска.
  - 2) При монтаже делителя следует принять все меры, чтобы свести к минимуму паразитные индуктивности и сопротивления соединительных элементов.
  - 3) Желательно подвергнуть стабилитроны предварительной тренировке в течение 200 - 500 часов.
  - 4) Чтобы избежать случайных изменений в температурном режиме отдельных деталей генератора (из-за конвекции) весь монтаж необходимо защитить соответствующим экраном.
- Основные параметры генератора контрольных сигналов приведены в таблице 1.

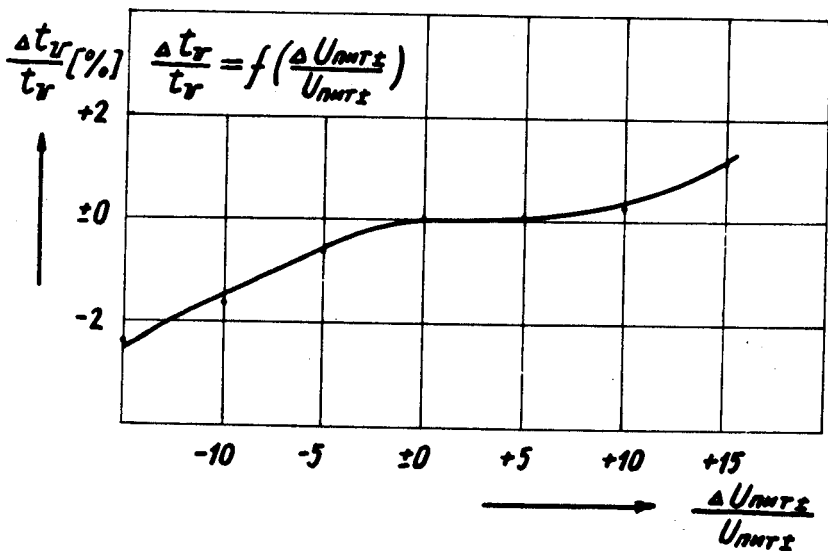


Рис. 4. Относительное изменение длительности импульсов как функция изменения напряжения питания ( $\pm 12$  в).

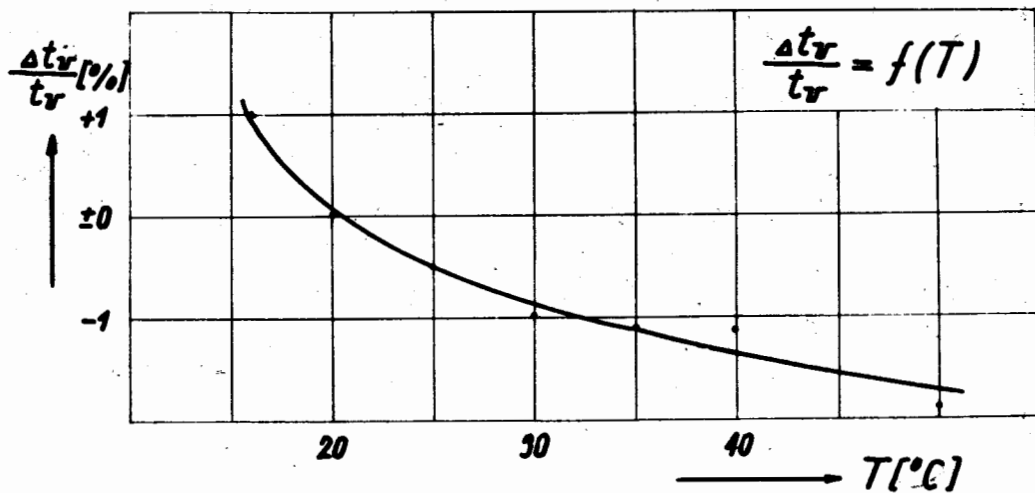


Рис. 5. Относительное изменение длительности импульсов как функция изменения температуры окружающей среды.

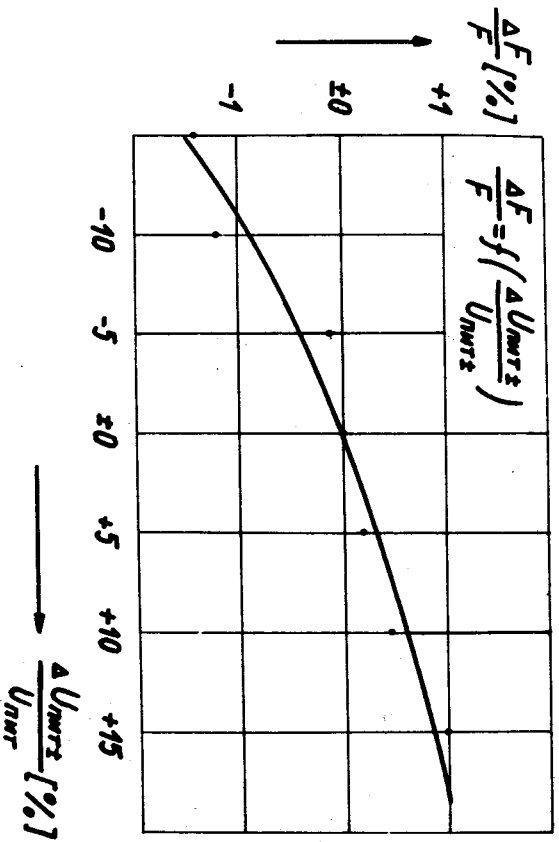


Рис. 6. Относительное изменение частоты следования импульсов как функ-  
ция изменения напряжения питания ( $\pm 12$  в.).



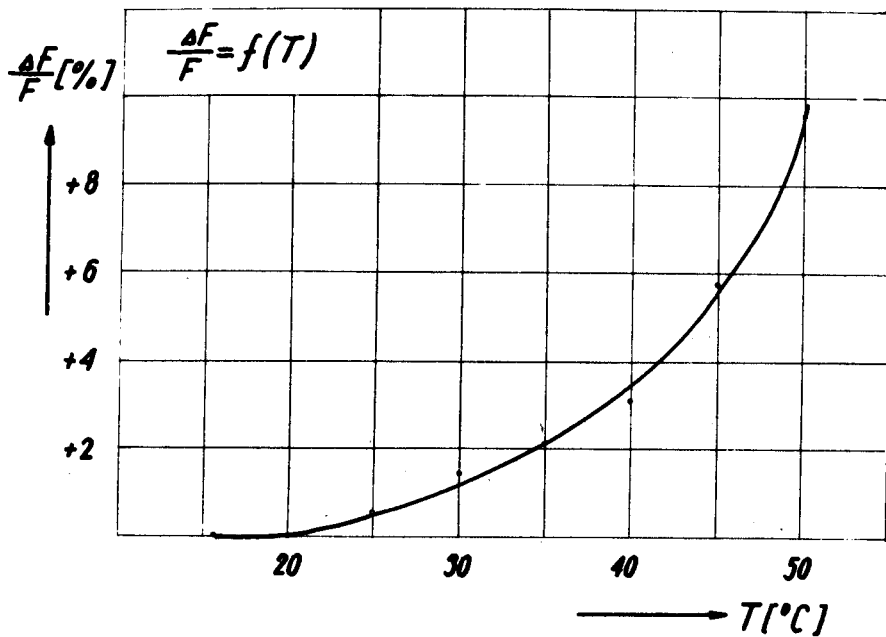


Рис. 7. Относительное изменение частоты следования импульсов как функция изменения температуры окружающей среды.

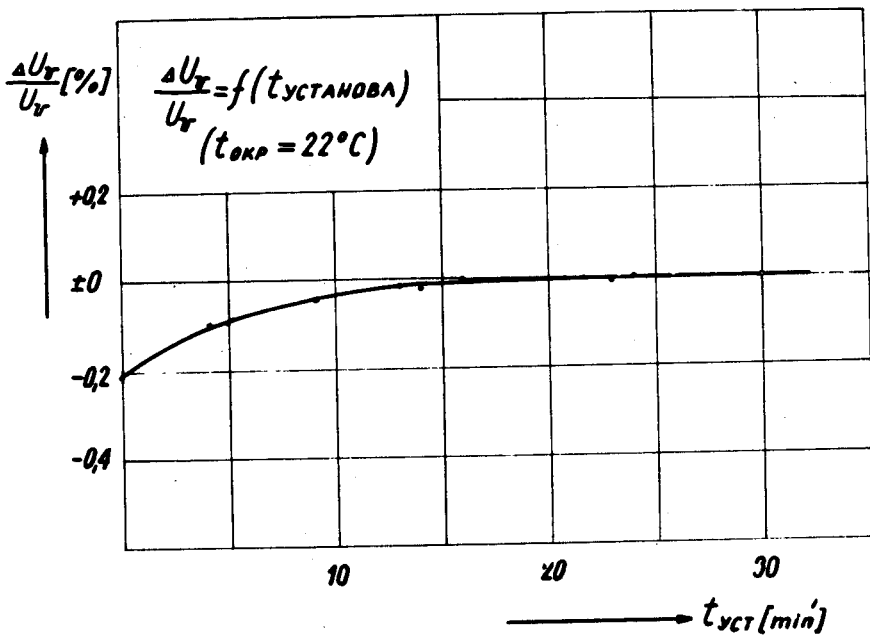


Рис. 8. Относительное изменение амплитуды импульсов после включения (время установления).

Таблица 1

## Основные параметры генератора контрольных сигналов

Характеристика	Примечание
1. Амплитуда выходных импульсов	0 - 10 в (через 0,1 в) 0 - 1 в (через 10 мв) 0 - 0,1 в (через 1 мв) 0 - 0,01 в (через 0,1 мв)
2. Полярность выходных импульсов отрицательная	
3. Частота следования импульсов	1000 имп/сек
4. Длительность импульсов	$10^{-6}$ сек
5. Время нарастания импульсов	$100 \cdot 10^{-9}$ сек
6. Время спада импульсов	$200 \cdot 10^{-9}$ сек
7. Неравномерность горизонт. участка	$5 \cdot 10^{-4}$
8. Температурная зависимость амплитуды импульсов	$3,5 \cdot 10^{-4}$ для измерений температуры от $15-45^{\circ}\text{C}$
9. Зависимость амплитуды импульсов от питания	$8 \cdot 10^{-5}/\%$ ( $1,5 \cdot 10^{-5}/\%$ для питания $\pm 24$ в)
10. Время установления после первоначального включения	15 мин
11. Питание	+ 12 в $12 \cdot 10^{-3}$ а - 12 в $12 \cdot 10^{-3}$ а
12. Число транзисторов	1

*Пороговое устройство*

В качестве порогового устройства в измерительной установке используется экспандерный блок <sup>/12/</sup>, амплитуда выходных импульсов которого в первом приближении является разностью величин входного импульса

$U_{вх}$  и порога  $U_0$ , т.е.

$$U_{\text{вых}} = \lambda (U_{\text{вх}} - U_0), \quad (9)$$

где  $\lambda$  — коэффициент передачи:

$$\lambda = \begin{cases} 0 & \text{при } U_{\text{вх}} < U_0 \\ \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} - U_0} & \text{при } U_{\text{вх}} > U_0. \end{cases} \quad (10)$$

В реальном пороговом устройстве, однако, характер передаточной функции сложнее: когда  $U_{\text{вх}} < U_0$  на выходе появляется некоторый сигнал "пролезания", кроме того коэффициент передачи не является постоянным и он уменьшается в значительной степени, когда амплитуда выходных импульсов небольшая.

Чтобы уменьшить ошибки измерения, экспандерный блок работает в режиме сравнения, т.е. амплитуда входных импульсов определяется по величине напряжения порога, соответствующего некоторой минимальной нормированной амплитуде  $U_{\text{инд}}$  на выходе:

$$U_{\text{вх}} = U_0 + U_{\text{инд}}. \quad (11)$$

Очевидно, что первостепенное значение здесь будет иметь точность, с которой определяется величина порогового напряжения  $U_0$  и стабильность, с которой оно поддерживается. В качестве источника пороговых напряжений проще всего использовать температурно скомпенсированный стабили-

тров (с температурным коэффициентом порядка  $10^{-5}$ ), а точное деление осуществлять при помощи прецизионного гелипота с высокой линейностью (например, 0,02%). Последняя обязательно должна быть проверена измерительным потенциометром или вольтметром цифрового типа. Когда гелипот не обладает необходимой точностью, величину порога можно определять вышеуказанными устройствами.

Чтобы обеспечить достаточно высокое входное и низкое выходное сопротивление, в экспандерном блоке (см. рис. 9) предусмотрены входной и составной выходной эмиттерный повторители (см. рис. 10 и 11). Благодаря дополнительной обратной связи эмиттер-база в повторителях, эквивалентное входное сопротивление увеличивается в

$$\frac{1}{1 - K_{\text{эп}}} \quad \text{раз}$$

( $K_{\text{эп}}$  - коэффициент перевода эмиттерного повторителя) и величина  $R_{\text{вх}}$  превышает 100 ком при сравнительно низкоомных цепях по постоянному току.

В коллекторной цепи входного эмиттерного повторителя введена дополнительная нагрузка, дающая возможность скомпенсировать в значительной степени пролезание сигнала (амплитуда пролезавшего сигнала и шума при  $U_{\text{вх}} = 9$  в и  $U_0 = 10$  в приблизительно 0,5 мв). В пороговом устройстве применена двухдиодная цепочка сравнения, которая позволяет улучшить температурную стабильность и уменьшить коэффициент передачи, если  $U_{\text{вх}} < U_0$ . Так как измерения ведутся в режиме сравнения, амплитуда сигнала на выходе небольшая и оба диода открыты:

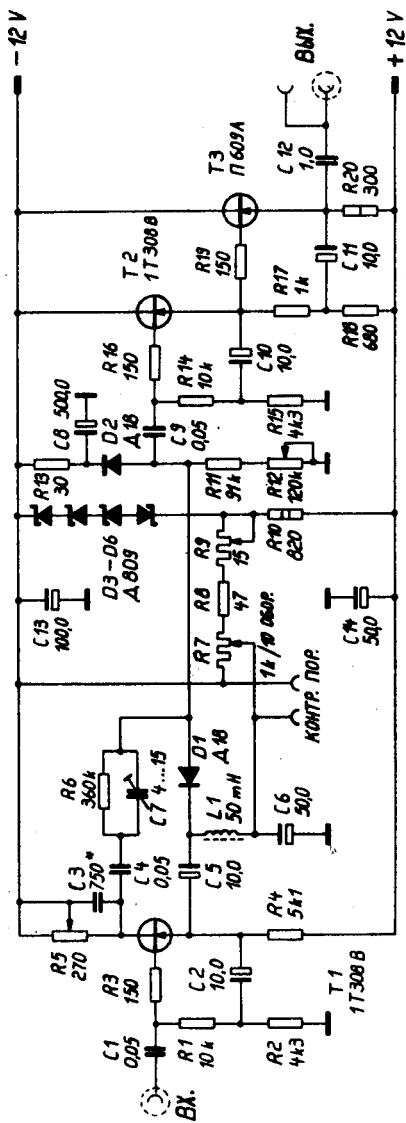


Рис. 9. Принципиальная схема экспандерного блока, используемого как устройство сравнения амплитуд.

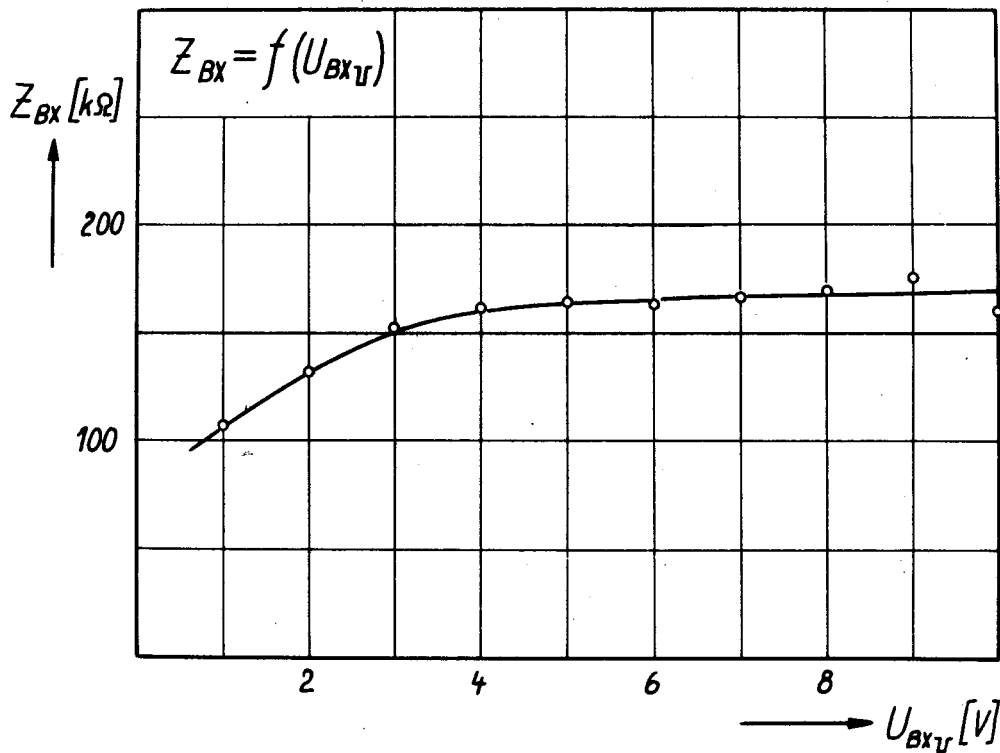


Рис. 10. Полное входное сопротивление экспандерного блока как функция амплитуды входных импульсов.

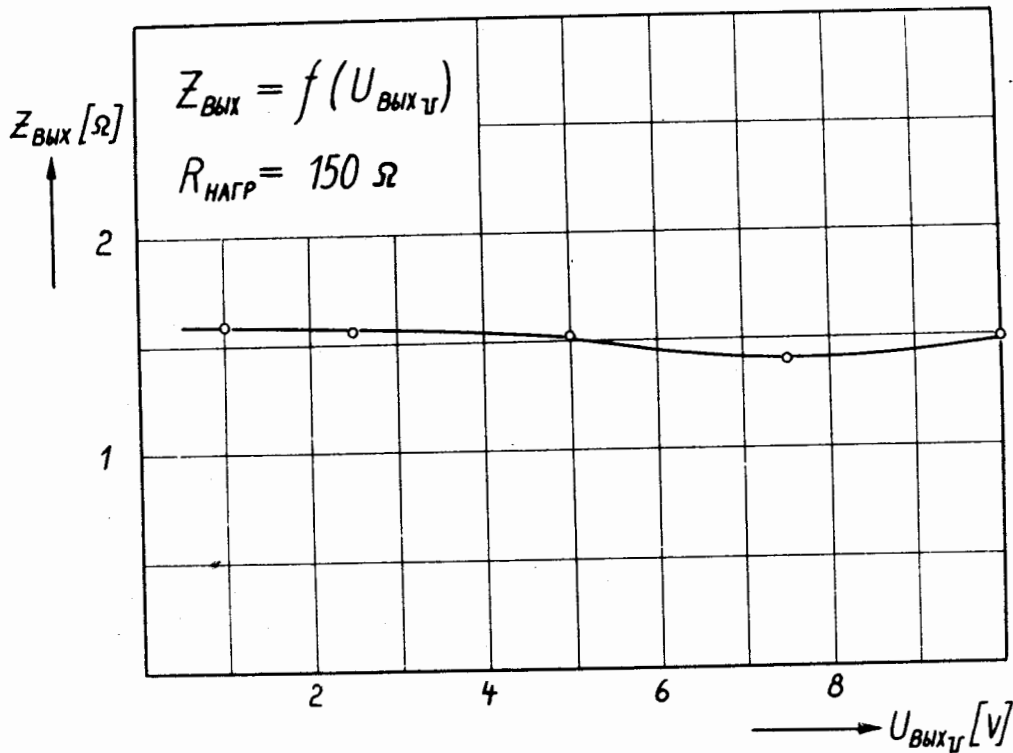


Рис. 11. Внутреннее сопротивление экспандерного блока как функция амплитуды выходных импульсов.



$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} - U_0 - U_{D_1} + U_{D_2}, \quad (12)$$

и чтобы обеспечить температурную стабильность необходимо использовать одинаковые диоды с одинаковым напряжением на них, т.е. протекающие через них в момент отсчёта токи должны быть равными  $I_{D_1} = I_{D_2}$ .

Имея в виду, что  $I_{D_2} = \frac{1}{2} I_{D_{20}}$  ( $I_{D_{20}} = \frac{U_{\text{в}}}{R}$  - ток через параллельный диод  $D_2$ , когда  $U_{\text{вх}} < U_0$  и последовательный диод  $D_1$  не проводит),  $U_{\text{в}}$  - напряжение источника подпитывания диодной цепочки через сопротивления  $R_{11}$  и  $R_{12}$  и т.к. входное сопротивление второго эмиттерного повторителя много больше сопротивления открытого диода  $D_2$ , можно определить амплитуду выходного импульса, для которой соблюдается условие температурной компенсации:

$$U_{\text{вых к}} = U_{D_{20}} - U_{D_2}, \quad (13)$$

где  $U_{D_{20}}$  и  $U_{D_2}$  - потенциалы на диоде  $D_2$  в случае, когда через него проходит ток  $I_{D_{20}}$  и  $I_{D_2}$ , соответственно:

$$\begin{aligned} U_{D_{20}} &= \kappa \ln I_{D_{20}} + \xi \\ U_{D_2} &= \kappa \ln \frac{1}{2} I_{D_{20}} + \xi \end{aligned} \quad (14)$$

(здесь  $\kappa$  и  $\xi$  - коэффициенты; для диодов типа Д18  $\kappa = 0,03 + 0,06$ ), или условие температурной компенсации соблюдается, если амплитуда выходного сигнала будет:

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx k \ln 2 \approx 0,7 \text{ к.}$$

(В описываемом приборе величина  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ИНД}}$  составляет примерно 20 мВ).

На рис. 12 показаны результаты измерений амплитуды импульсов ГКС, полученные непосредственно из отсчёта напряжения порога  $U_0$  на

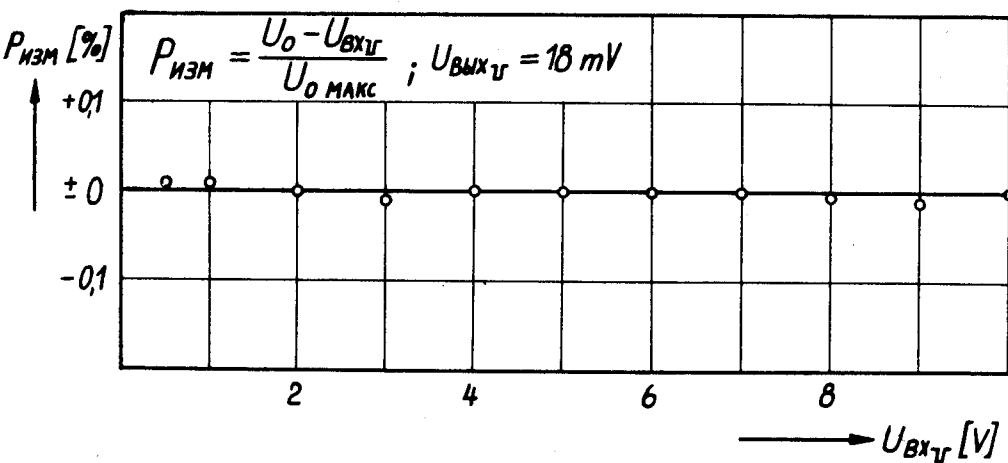


Рис. 12. Максимальное отклонение (в процентах) при измерении амплитуды импульсов от генератора контрольных сигналов.

прецизионном гелипоте при  $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ИНД}} = 18 \text{ мВ}$ . Из рисунка видно, что величина отклонения не превышает 0,01-0,015% (сюда входят и ошибка, вводимая ГКС).

Поведение измерительного устройства при изменении постоянного напряжения питания ( $\pm 12 \text{ в}$ ) представлено графиком, показанном на рис. 13.

Для стабилизированного источника питания с коэффициентом стабилизации около 50 ошибка, вводимая 10% изменением напряжения сети, не превышает 0,01%.

Температурная зависимость измерительного устройства для различных амплитуд входных импульсов показана на рис. 14 и не превышает  $\pm 0,04\%$  для изменения температуры окружающей среды от 20 до  $50^{\circ}\text{C}$ , а в дифференциальном виде термостабильность не хуже чем  $4 \cdot 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ .

Основные параметры экспандерного блока в случае использования его для измерения амплитуд импульсов приведены в таблице 2.

Таблица 2

Основные параметры экспандерного блока при использовании его как устройства для сравнения амплитуд

Характеристика	Примечание
1. Амплитуда выходных импульсов	0 - 10 в.
2. Полярность входных импульсов	отрицательная
3. Полярность выходных импульсов	отрицательная
4. Входное сопротивление	$> 100 \cdot 10^3$ ом
5. Выходное сопротивление	$< 2$ ом
6. Сопротивление нагрузки	150/100/ом
7. Относительное отклонение от линейности в диапазоне от 1 до 10 в	$\pm 0,01\%$
8. Шумы и пролезание импульса на выходе при $U_{вх} = 9$ в и $U_0 = 10$ в	$< 0,5 \cdot 10^{-3}$ в.
9. Температурная зависимость	не хуже $\pm 0,04\%$ для изменения температуры от 20 до $50^{\circ}\text{C}$
10. Питание	+ 12 в, $58 \cdot 10^{-3}$ а - 12 в, $58 \cdot 10^{-3}$ а
11. Число транзисторов	3

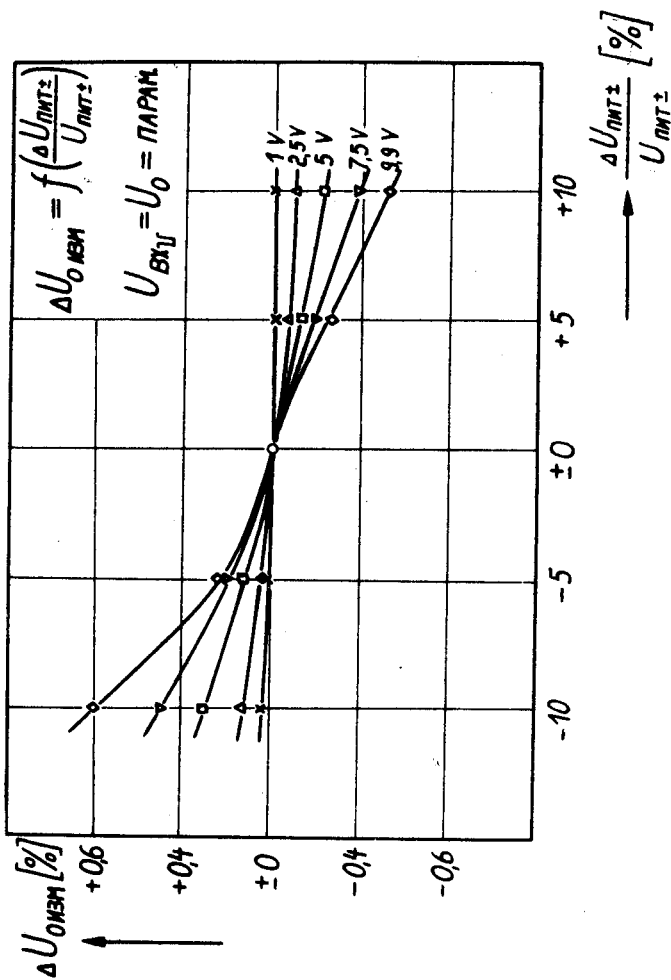


Рис. 13. Относительная ошибка, вводимая изменением постоянного напряжения питания для различных входных амплитуд ( $U_{\text{ВХ}} = U_0$ ).

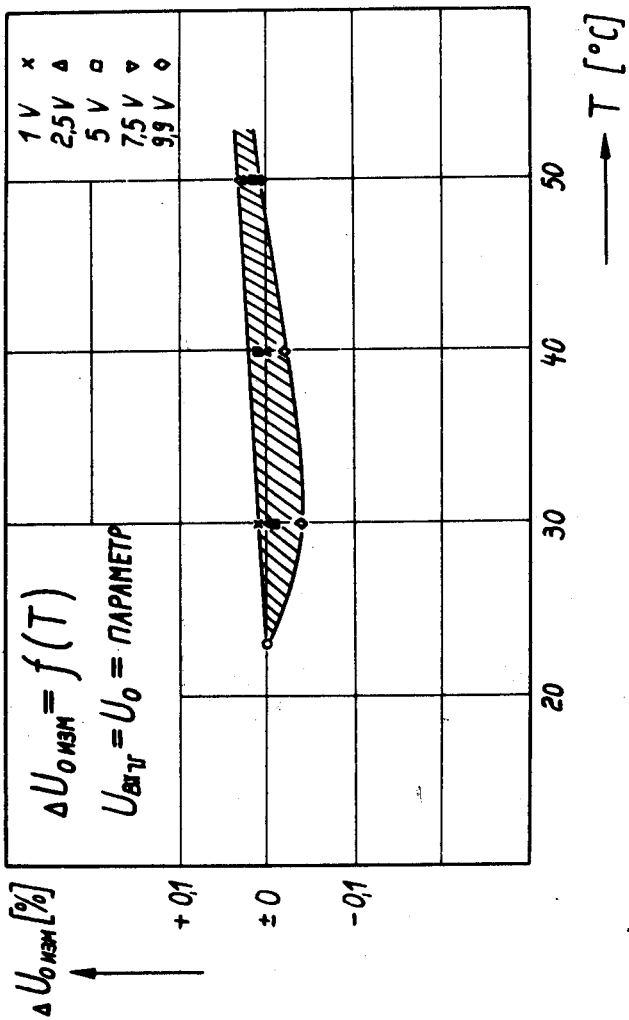


Рис. 14. Температурная зависимость измерительного устройства для различных амплитуд входных импульсов ( $U_{\text{вх}} = U_0$ ).

## Л и т е р а т у р а

1. Приходько В.И., Тишин В.Г. Препринт ОИЯИ Р-2707, Дубна 1966.
2. Имаев Э.Г. и др. Препринт ОИЯИ Р13-3246, Дубна 1967.
3. Приходько В.И., Тишин В.Г. Препринт ОИЯИ 2492, Дубна 1965.
4. Chase R. IEEE Trans on NS, NS-9, 54 (1962).
5. Елдашев В. и др. Докл. на VII конф. по ядерн. электронике, Москва 1967.
6. Липин А., Софиев Г. Докл. на VII конф. по ядерн. электронике, Москва 1967.
7. Распутный В. и др. Докл. на VII конф. по ядерн. электронике, Москва 1967.
8. Csanky L. et al. Atomki Közlemenyek 9, 1, 2 (1967) Debrecen.
9. Маграчёв З.В. Вольтметры одиночных импульсов, Энергия, М., 1967.
10. Black W., Nucl. Instr. Methods, 53, N2 (1967).
11. Носов Ю.Р. Полупроводниковые импульсные диоды, Советское радио, М., 1965.
12. Дражев М.Н. Спектрометр быстрых нейтронов по времени пролета  
Диссертация, ОИЯИ, Дубна 1968.
13. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.  
Энергия, М., 1967.
14. Brust R., Schonfeld E. Nucl. Instrum Methods 53, 2 (1967).

Рукопись поступила в издательский отдел

4 июня 1968 года.