

ТАРТУСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

*Учебное пособие  
для участников курсов  
повышения квалификации*

*II*

ТАРТУ 1962



1 X1 A-9793

ТАРТУСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

КАФЕДРА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ФИЗИКИ

*Учебное пособие  
для участников курсов  
повышения квалификации*

**II**

*Некоторые вопросы радиозлектроники*

ТАРТУ 1962



## НЕКОТОРЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ СЛАБЫХ ПОСТОЯННЫХ СИГНАЛОВ

### ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

В. Реабен и О. Сакс

#### 1. МОДУЛЯЦИОННЫЕ МЕТОДЫ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКЕ

Применение модуляционных методов в электронной технике измерения постоянных величин внесло существенный вклад в эту область измерений, особенно благодаря развитию синхронного детектирования и применению глубокой обратной связи (рис.1-1, В,Г и Д).

Модуляционный метод применяется в основном в следующих целях:

1. для измерения слабых постоянных напряжений (токов) и для коррекции нуля усилителей постоянного тока (в более простых случаях модуляторы на кремниевых диодах, в области микровольт на низком импедансе - контактные преобразователи, в области милливольт на высоком импедансе - динамические конденсаторы; о них более подробно во второй главе);

2. для измерения сопротивлений ( $R$ ,  $G$ ) или проводимостей с помощью более стабильных усилителей переменного тока в мостовых и дифференциальных схемах (непосредственные электрические измерения, термисторы, термометры сопротивления, фотосопротивления и т.д.);

3. для снижения внутренних шумов физических приемников (болметры, фотосопротивления, катушки ядерных и электронных резонансных спектрометров и т.д.). Выигрыш в отношении сигнал/шум получается при условии, если мощность шумов физического приемника в области низких частот выше, чем при частоте модуляции.

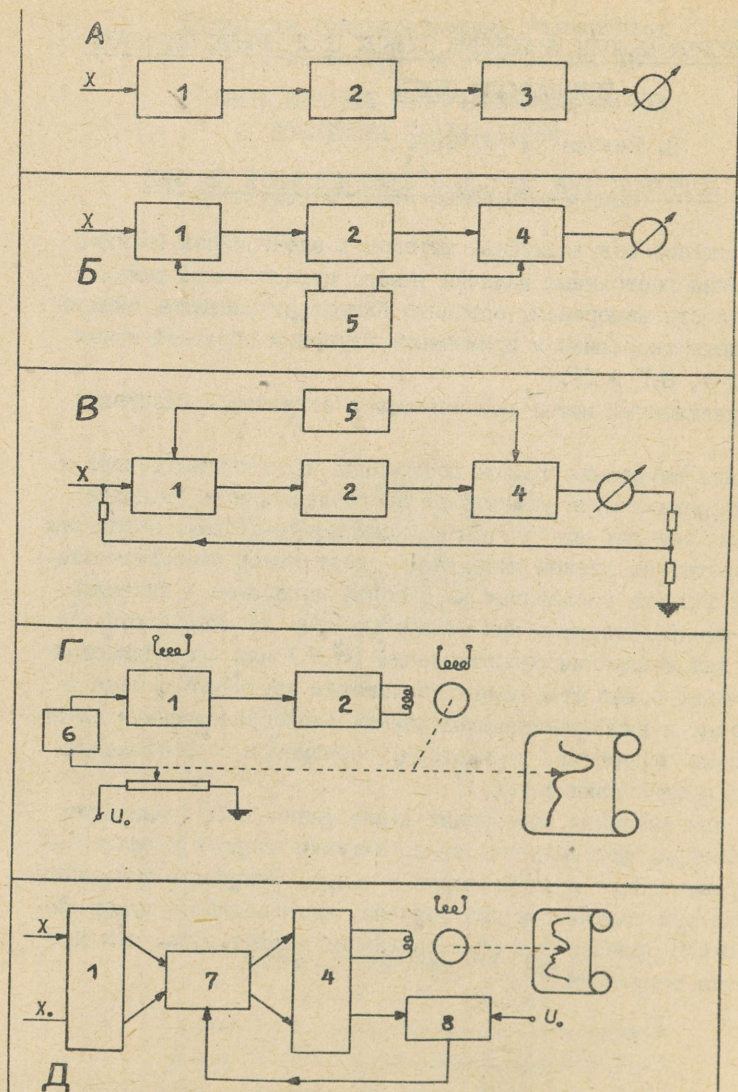


Рис. 1 - 1.

1. Модулятор. 2. Усилитель. 3. Простой детектор.  
 4. Синхронный детектор. 5. Генератор. 6. Датчик. 7. Регулируемый усилитель. 8. Дифференциальный усилитель.

Однако это не всегда так. Например, спектор шума фотоэлектронных умножителей практически "белый" и существенного выигрыша от модулятора не будет. В этих случаях единственным эффективным способом снижения уровня шумов приемника является его охлаждение;

4. для исключения поляризационных явлений при изучении различных физико-химических явлений, в случае неомических контактов и т.д.;

5. для применения следящих приводов переменного тока в целях регистрации процесса (электронные мосты и потенциометры, рис.1) или измерения отношения (автоматические спектрофотометры, нефелометры и т.д., рис. 1-1, Д);

6. для измерения напряжения, тока и напряженности электрического и магнитного полей с помощью нелинейных диэлектрических и магнитных элементов по методу выделения и селективного усиления второй гармоники (напр. магнитный усилитель с выпрямлением четных гармоник).

Из структурных схем, приведенных на рис. 1-1, следует предпочитать варианты В, Г и Д, где модулятор работает в качестве нуль-органа и схема охвачена отрицательной обратной связью. В этом случае требования к стабильности усилителя, модулятора и генератора могут быть значительно снижены. Применение варианта Б (рис. 1-1) менее желательно. Схема А вообще не удовлетворяет из-за нелинейности диодов вблизи нуля и отсутствия селективности по фазе и полярности. Поэтому, на наш взгляд, например, схемы лампового вольтметра МПГ-1, моста переменного тока УМ-3 и т.д. следует считать морально устаревшими.

Что касается места включения модуляторов, то всегда желательно установить их в самое начало измерительного тракта. Например, в случае световых измерений обычно более рационально модулировать свет, а не напряжение на диоде ФЭУ или на выходе светового приемника.

Обязательная литература:

1. Д.Е. Плонников, Электронные усилители автоматических конденсаторов, М. 1960, стр. 7-22.

Рекомендуемая литература:

2. Л.Ф. Куликовский и А.М. Мелик-Шахназаров, Компенсаторы переменного тока, М.-Л. 1960.

3. А.Ф. Мельнев и др., Основные принципы регистрации спектров в инфракрасных спектрофотометрах (обзор). Приборы и техника эксперимента (ПТЭ), № 1, 1958.

## П. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

### 1. Введение

Бурное развитие науки и техники беспрестанно требует новых приборов, предел чувствительности которых был бы лучше, чем у существующих. В настоящее время уже не редки усилители постоянного тока чувствительностью по напряжению порядка  $10^{-6}$  в и по току  $10^{-16}$  а. Такая чувствительность обеспечивается в большинстве случаев преобразованием напряжения или тока в переменные. В последнее время нашли также применения т. н. фотокомпенсационные усилители, в которых преобразование сигнала не применяется, но предельная чувствительность достигает  $10^{-8}$  вольт. Последние в данных материалах не рассматриваются.

Целью этой главы не является глубокое и детальное рассмотрение вопросов конструирования входных устройств усилителей постоянного тока. Материал настоящей главы является лишь руководством для инженерно-технических работников (неспециалистов по данному вопросу) для ознакомления в общих чертах с проблемой усиления слабого постоянного напряжения и тока.

### 2. О свойствах усилителей постоянного тока

Усилителями постоянного тока называют такие усилители, коэффициент усиления которых не уменьшается при понижении частоты вплоть до нуля.

Схемы усилителей постоянного тока весьма разнообразны. По схемам входных устройств их можно разделить на две большие группы:

1. схемы без преобразования входного сигнала, когда усиление осуществляется на частоте сигнала;
2. схемы с модуляцией входного сигнала, когда усиление происходит на несущей частоте.

Недостатком всех усилителей постоянного тока является медленное самопроизвольное изменение выходного напряжения, т.н. дрейф, который в усилителях постоянного тока первой группы значительно больше, чем второй группы. По этой причине в настоящее время во всех случаях, где это возможно, используются усилители с преобразованием сигнала.

О причинах дрейфа выходного напряжения усилителей постоянного тока без преобразования говорится в литературе:

(2), стр. 243-251;

(3), стр. 291-303 и др.

Даже при строго стабильных источниках питания и специально подобранных лампах не удается уменьшить порядок величины дрейфа за час наблюдения ниже 1 мв. Но необходимость использования в усилителях сложные стабилизаторы или аккумуляторы не соответствует современному техническому уровню.

Типичные структурные схемы усилителей постоянного тока с преобразованием сигнала рассматривались в первой главе.

Во многих случаях оказывается возможным использовать частоту преобразования, совпадающую с частотой питающей сети, или двойную частоту сети. В этом случае схема усилителя упрощается - отпадает генератор.

Возбуждение преобразователя и ключевое напряжение синхронного детектора получают тогда от сетевого трансформатора. Таковыми являются усилители постоянного тока автокомпенсаторов типов ЭПП, ПС и др.

(1), стр. 37-41.

Автокомпенсаторами называют различные автопотенциометры, самобалансирующие мосты и подобные им приборы, в основу которых положена непрерывная автоматическая балансировка измерительной схемы. В автокомпенсаторах применяется всегда стопроцентная обратная связь. Усилитель постоянного тока работает в них в качестве нуль-индикатора.

В усилителях постоянного тока со стрелочным прибором также применяется глубокая отрицательная обратная связь, в большинстве случаев 90-99%. Такие усилители и их модуля-

торы имеют много общего с нуль-индикаторами автокомпенсаторов. Благодаря этому, анализ и выводы Д.Е. Полонникова (1) применимы также для усилителей, на выходе которых находится синхронный детектор + стрелочный прибор, а не реверсивный двигатель.

### 3. Модуляторы и их основные свойства

В усилителях постоянного тока в качестве преобразователей или модуляторов нашли применение различные устройства:

1. контактный преобразователь;
2. емкостный преобразователь;
3. магнитный усилитель;
4. кремниевые диоды;
5. фотосопротивление;
6. фотодиоды и фотоэлементы;
7. преобразователь с использованием эффекта Холла.

Но только немногие из вышеприведенных устройств оправдали себя в практике. Обзор их основных свойств имеется в (1), стр. 129-142.

При обработке литературы следует обратить больше внимания на контактные и емкостные преобразователи. Контактный преобразователь является самым распространенным, универсальным и, может быть, самым доступным преобразователем в настоящее время. Он применяется как при низкой, так и высокой чувствительности как в усилителях напряжения, так и в усилителях тока.

Усилители с емкостным преобразователем остались до сих пор непревзойденными по чувствительности как по току, так и по заряду.

При чтении материала следует сравнить входные устройства с различными модуляторами по следующим признакам:

1. чувствительность по напряжению;
2. чувствительность по току;
3. входное сопротивление;
4. величина дрейфа;
5. коэффициент модуляции  $m$ ;
6. передаточный коэффициент  $K_{\Pi}$ .

Коэффициентом модуляции называется отношение эффективного переменного напряжения, генерируемого модулятором, к входному постоянному напряжению.

Передачным коэффициентом входной цепи усилителя постоянного тока с преобразованием сигнала будем называть отношение выходного эффективного напряжения первой гармоники к входному постоянному напряжению.

Материалы о преобразователях:

- а) магнитный модулятор -  
(1), стр. 129-134;
- б) модулятор на кремниевых диодах -  
(1), стр. 135-137;
- в) модуляторы на фотодиодах и фотоэлементах -  
(1), стр. 138;
- г) модулятор на фотосопротивлении -  
(1), стр. 138-139;
- д) модулятор с использованием эффекта Холла -  
(1), стр. 139-140;
- е) динамический конденсатор -  
(1), стр. 140-141, 220-222, 225-227;
- ж) вибропреобразователь -  
(1), стр. 141-142, 217-220.

#### 4. Трансформаторные входные устройства с контактным вибропреобразователем

При обработке материала (1), стр. 142-167, больше внимания обратить на следующее.

1. Рекомендуемые схемы трансформаторных входных устройств с контактным вибропреобразователем различаются в основном по методам ослабления паразитной переменной составляющей.

2. При трансформаторном входном устройстве на постоянном токе предельная чувствительность в большинстве случаев ограничена не шумами (как в устройстве без трансформатора), а паразитной термоэлектродвижущей силой, вызывающей дрейф напряжения на выходе.

(1), стр. 145-147.

4. Использование резонансных свойств трансформаторного входного устройства значительно упрощает проблему ослабления паразитной переменной составляющей. Применение резонансного трансформаторного устройства целесообразно в тех случаях, когда в преимуществе требования минимальных габаритов, максимальных входного сопротивления и передаточного коэффициента.

(1), стр. 151-155, 165-166.

5. При нерезонансном трансформаторе достигается большая чувствительность и большое отношение сигнала к помехам. Вибропреобразователь должен работать с перекрытием контакта (стр.155).

(1), стр.166.

6. К отрицательным особенностям трансформаторного входа следует отнести сравнительно высокую стоимость, чувствительность к внешним переменным магнитным полям, сравнительно небольшое входное сопротивление.

#### 5. Бестрансформаторные входные устройства с контактным вибропреобразователем

При обработке материала (1), стр. 167-195, больше внимания обратить схемам 6-9, результатам их анализа и рекомендациям автора книги, обращая меньше внимания на математические выкладки.

Подчеркиваем наиболее важные выводы:

1. Бестрансформаторные входные устройства уступают трансформаторным по чувствительности, т.е. обеспечивают меньшее отношение полезного сигнала к помехам.

2. Преимущества бестрансформаторных схем состоят в

а) возможности обеспечить весьма высокое входное сопротивление;

б) нечувствительности к внешним магнитным полям;

в) их простоте.

Рекомендация автора книги для выбора схемы входного устройства приведены на стр. 195.

## 6. Входные устройства высокочувствительных по току усилителей с контактным вибропреобразователем

Усилители высокой чувствительности по току предназначены для работы от датчиков с очень большим внутренним сопротивлением. Входные устройства таких усилителей должны быть поэтому также высокоомными. Но большое входное сопротивление вызывает ряд трудностей: возрастает уровень различных помех, существенную роль начинают играть шумы входной цепи, возрастает дрейф нуля, уменьшается коэффициент преобразования, увеличивается входная постоянная времени.

При обработке материала (1), стр. 196-203, следует обратить больше внимания на результаты, приведенные на стр. 203.

Входное сопротивление выше  $2 \cdot 10^9$  ом при помощи контактного преобразователя без компенсации паразитных емкостей не достигается.

Теоретическая предельная чувствительность определена флуктуационными шумами. При входных сопротивлениях  $10^9$  ом и выше основную роль играют составляющие термощумов входной цепи и шумы, вызванные дробовым эффектом сеточного тока (стр. 210).

Согласно выражениям стр. 205-211, можно повысить чувствительность, уменьшая:

1. полосу пропускания усилителя;
2. сеточный ток первой лампы;
3. время перелета контакта вибропреобразователя;
4. емкость входной цепи относительно земли.

Чувствительность повышается также с увеличением постоянной времени входной цепи.

На фоне шумов теоретический порог чувствительности входного устройства с контактным вибропреобразователем составляет  $10^{-16}$  а, но практически дрейф нуля на несколько порядков превосходит теоретический порог чувствительности. Таким образом, при измерениях с очень высоким входным сопротивлением контактный вибропреобразователь теряет свое основное

преимущество - стабильность нуля.

(1), стр. 217-220.

### 7. Входные устройства высокочувствительных усилителей с динамическим конденсатором

Входное устройство с динамическим конденсатором превышает по чувствительности по току все известные усилительные устройства. Это объясняется двумя особенностями.

1. Динамический конденсатор усиливает сигнал по мощности за счет преобразования механической энергии колебаний пластины в электрическую.

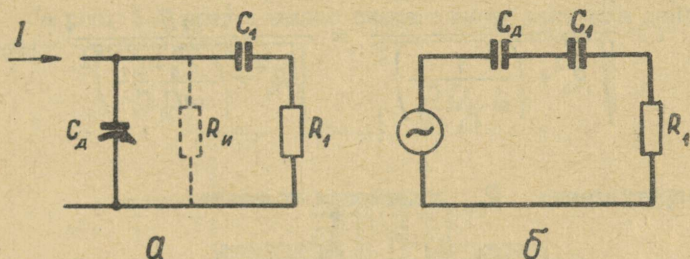


Рис. 2 - I.

Это можно показать на упрощенной схеме рис. 2-1а. Допустим, что динамический конденсатор  $C_d$  и конденсатор связи  $C_1$  имеют общий изолятор с сопротивлением  $R_n$ . Если система  $C_d + C_1$  заряжена до напряжения  $U^*$ , тогда для сохранения этого напряжения надо заряжать систему током

$$I = \frac{U}{R_n}$$

и тратить для этого мощность

$$N_{R_n} = \frac{U^2}{R_n}$$

В то же время динамический конденсатор, как преобразователь, создает переменное напряжение

$$u = mU,$$

где  $m$  — коэффициент модуляции. Периодическое изменение емкости  $C_d$  вызывает колебание заряда от конденсатора  $C_d$  на  $C_1$  и обратно. Поэтому для определения силы переменного тока  $i$  в контуре  $C_d$ - $C_1$ - $R_1$  можно схему на рис. 2-1а заменить эквивалентной схемой на рис. 2-1б, в которой напряжение  $u = mU$  создается последовательным эквивалентным генератором. При определении силы тока  $i$  можно  $R_{и}$  не учитывать, так как  $R_{и} \gg R_1$ :

$$i = \frac{u}{\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{1}{\omega \frac{C_d C_1}{C_d + C_1}}\right)^2}} = \frac{mU}{\sqrt{R_1^2 + \left(\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1}\right)^2}}$$

На сопротивлении  $R_1$  выделяется мощность

$$N_{R_1} = i^2 R_1 = \frac{m^2 U^2 R_1}{R_1^2 + \left(\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1}\right)^2}$$

Возьмем, например,  $C_d = C_1 = 20$  пф,  $f = 320$  гц,  $R_{и} = 10^{15}$  ом,  $m = 0,1$ ,  $R_1 = 10^9$  ом, и имея в виду, что

$$\frac{C_d + C_1}{\omega C_d C_1} \approx 0,5 \cdot 10^8 \ll R_1,$$

можно в выражении для  $N_{R_1}$  опустить компонент емкостного сопротивления

$$N_{R_1} \approx \frac{m^2 U^2}{R_1} \approx 10^{-2} \frac{U^2}{R_1}$$

Сравниваем выражения для  $N_{R_{II}}$  и  $N_{R_I}$ . Имея  $R_{II} = 10^6 R_I$ , получим  $N_{R_{II}} = \frac{U^2}{10^6 R_I}$  и отношение  $N_{R_I} : N_{R_{II}} = 10^4$ .

Подобное усиление сигнала по мощности получается именно за счет энергии механических колебаний пластины.

2. Динамический конденсатор позволяет обеспечить высокое входное сопротивление, определяемое только качеством изоляции динамического конденсатора.

Материалы о входном устройстве с динамическим конденсатором можно найти в литературе:

(3), стр. 350-357,

(1), стр. 220-227.

На рис. 2-2 представлена схема одного варианта динамического конденсатора

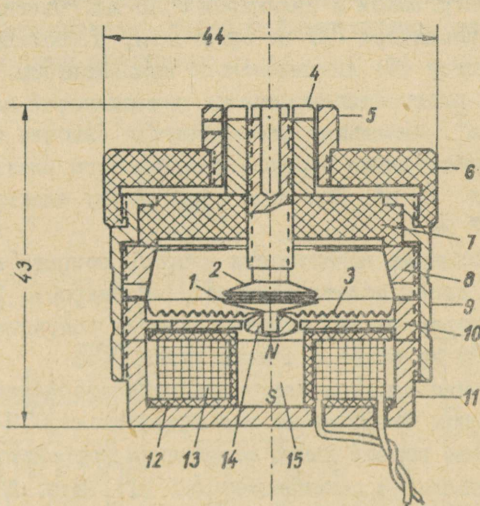


Рис. 2 - 2.

Вибрирующая система состоит из трех деталей: 1-вибрирующий электрод, 3-гофрированная мембрана, 14-якорь в виде небольшого стального диска. Электрод и якорь припаяны или приклеены к мембране. Якорь, находясь в переменном магнитном поле, приводит мембрану с электродом в колебательное движение. Для возбуждения применяется поляризованный электромагнит. Магнитная цепь почти замкнута. Заворы - первый между якорем и постоянным магнитом (15) и второй вокруг якоря - оба около 0,25 мм. Таким образом, обмотка (13) хорошо экранирована и магнитные помехи небольшие.

Неподвижный электрод (2) креплен с резьбой в центре дискового полистиролового изолятора (7). После отрегулировки неподвижный электрод фиксируется контргайкой (4). Последняя одновременно является одним электродом конденсатора связи. Другой электрод (5) в виде цилиндра окружает контргайку. Зазор между контргайкой и цилиндром 0,25 мм. Цилиндр закреплен на резьбе в изоляторе (6) из оргстекла, а последний навинчивается к корпусу (9) динамического конденсатора.

Площадь плоскоотполированных поверхностей электродов 1 и 2 - 1 см<sup>2</sup>. Начальная электрическая емкость неподвижного электрода относительно корпуса и подвижного электрода в состоянии покоя 15 пф. При этом зазор между электродами 1 и 2 - 0,06 - 0,07 мм.

Отполированные поверхности пластин покрыты электролитическим путем слоем золота толщиной 1-3 микрона. При тщательной очистке поверхностей пластин удается получить конденсаторы с дрейфом не более 0,5 мв в сутки.

Оптимальная рабочая частота конденсатора лежит в пределах 300-350 гц. Коэффициент модуляции около 0,2-0,25.

В качестве первой лампы во входном устройстве с динамическим конденсатором рекомендуется (1), стр. 225) использовать пентоды 6Ж1Ж и 6Ж1П. Хороших результатов можно достичь также на лампе 6НЗП. Флуктуационные шумы триодов в большинстве случаев меньше, чем у пентодов. Среди триодов лампа 6НЗП является относительно хорошей по отношению к низкочастотным шумам. За лампу 6НЗП говорит еще и то обстоятельство, что



## 8. Применение обратных связей в усилителях постоянного тока

С помощью обратных связей нельзя непосредственно изменить отношение полезного сигнала к шуму, но в ряде случаев удается повысить чувствительность благодаря увеличению входного сопротивления к изменению постоянного времени входной цепи.

(1), стр. 227-232.

Д.Е. Полонниковым были применены комбинированно отрицательная и положительная обратные связи в усилителе с контактным вибропреобразователем. Этим удалось повысить входное сопротивление усилителя с  $2 \cdot 10^9$  ом без обратной связи до  $5 \cdot 10^{11}$  ом при включении компенсирующей ей обратной связи.

Особенную важность имеет отрицательная обратная связь для уменьшения постоянного времени входного устройства усилителя с динамическим конденсатором. Например, если на входе динамического конденсатора стоит сопротивление  $10^{11}$ - $10^{12}$  ом, а емкости  $C_d + C_1 = 30$  пф, тогда без обратной связи постоянное времени было бы 3-30 секунд. При использовании отрицательной обратной связи возможно уменьшение постоянного времени входа практически до двух порядков.

(1), стр. 232-234.

При обработке материала (1), стр. 234-243, особое внимание следует обратить на схему на стр. 240, на уяснение цикла работы. Электрометрическим усилителем с автоматической компенсации дрейфа нуля достигнута чувствительность, равная теоретической предельной чувствительности.

Для электрометрического усилителя типа ЭМУ-3 на электрометрическом двойном тетроде (без модуляции сигнала) допускается дрейф нуля до 1 мв за 10 минут. Дрейф нуля усилителя с динамическим конденсатором среднего качества обычно не превышает 1 мв в сутки, что соответствует дрейфу по току  $10^{-15}$  а в сутки при входном сопротивлении  $10^{12}$  ом. Сравнивая эти данные, видно, что усилитель с динамическим конденсатором обладает важным преимуществом перед усилителями с электрометрической лампой - стабильностью нуля.

Обязательная литература:

1. Д.Е. Полонников, Электронные усилители автоматических компенсаторов, Физматгиз, 1960, гл.У и У1.

Рекомендуемая литература:

2. К.Э. Эрглис, И.П. Степаненко, Электронные усилители, Физматгиз, 1961.
3. А.М. Бонч-Бруевич, Применение электронных ламп в экспериментальной физике, Гостехиздат, 1955, 1956.

### III. МЕТОДЫ СНИЖЕНИЯ СИНФАЗНЫХ ПОМЕХ И ПОМЕХ 50 ГЦ .

Во многих практически важных случаях (длинные микрофонные линии, применение удаленных датчиков, измерение биопотенциалов в неэкранированных помещениях, в случае безтрансформаторных схем и т.д.) на входе усилителя возникает помеха, амплитуда которой может сотни и тысячи раз превышать амплитуду полезного сигнала. Например, в операционной на входе усилителя биопотенциалов наводки 50 Гц могут иметь величину порядка 300 мВ, полезный сигнал же - 10 мкВ, т.е. относится как 1 : 30000 . Но несмотря на это, оказалось возможным почти полностью исключать эти помехи. Наилучшие результаты достигнуты здесь именно в области электроэнцефалографии, где технический уровень усилителей превышает уровень усилителей в других областях электроники.

Для борьбы с помехами такого типа применяются в основном следующие методы.

1. Экранировка (если это возможно) и выбор точки заземления.

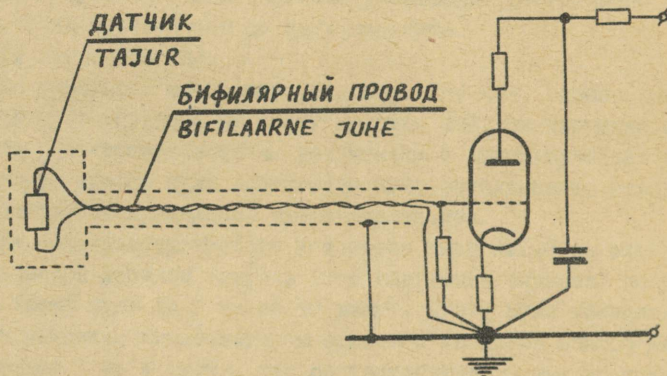


Рис. 3-1 .

2. Снижение синфазных помех с помощью разделительных трансформаторов, коммутируемых конденсаторов, дифференциальных усилителей или добавочных компенсационных усилителей. Следует отметить, что иногда дифференциальный усилитель может оказаться более простым, чем экранировка.

Синфазной помехой называется такое напряжение на симметричном входе, которое равно на обоих проводах относительно земли. Рассмотрим, как возникают синфазные помехи при усилении биопотенциалов в неэкранированном помещении. Если бы применялись двухпроводные электроды, один из которых заземляется, то в цепи заземленного электрода возникает емкостный ток, который и создает напряжение помехи на переходном сопротивлении электрода. Но если применять трехпроводные электроды, из которых два подключены к высокоомным сеточным сопротивлениям, где ток помехи циркулировать не будет, а третий электрод заземляется, то на переходном сопротивлении третьего электрода возникает синфазная помеха относительно обоих дифференциальных электродов.

В области электросвязи, электроакустики и измерительной техники для снижения синфазных помех больше всего применяются разделительные трансформаторы, обе обмотки которых экранированы [1]. Трансформаторы выгодно отличаются высоким коэффициентом фильтрации (до  $10^5$ ), но имеют, к сожалению, низкий входной импеданс и боятся магнитных наводок.

В измерительной технике для измерения постоянных и весьма низкочастотных напряжений иногда применяются коммутируемые конденсаторы. Они свободны от недостатков трансформаторов, их можно использовать в высокоомных цепях, но они, разумеется, более сложны.

Наименьшие коммутационные помехи имеет трехфазная схема. Двухфазная схема работает с противофазными прерывателями (рис. 3-2). Коэффициент фильтрации трехфазной схемы доходит до  $10^5$ .

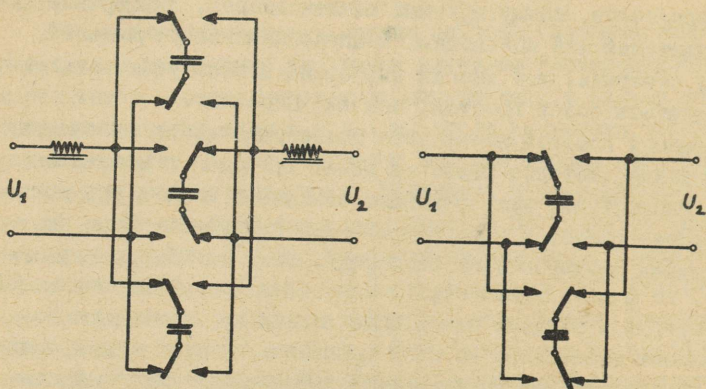


Рис. 3 - 2 .

В области изучения биопотенциалов успешно применяются дифференциальные усилители. Их коэффициент фильтрации доходит до  $10^4$  (рис. 3-3).

По входному сопротивлению и простоте такие схемы превосходят трансформаторные и коммутаторно-конденсаторные схемы. Поэтому можно рекомендовать более широкое применение дифференциальных усилителей и в других областях техники.

В некоторых случаях можно снижать уровень синфазных помех с помощью добавочного компенсационного усилителя. В этом случае экран или третий электрод не заземляется накоротко, а через маленькое сопротивление. С выхода усилителя компенсационный ток подается на это сопротивление в противофазе.

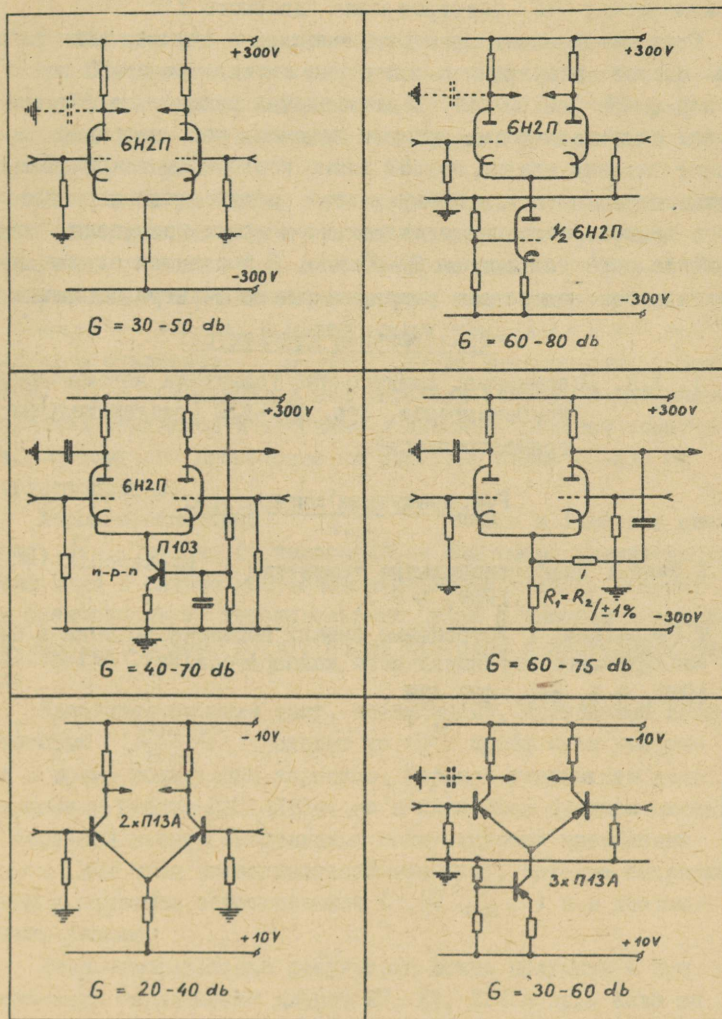


Рис. 3-3.

3. Третий метод снижения помех 50 гц - это применение узкополосных *RC* фильтров типа "двойного Т".

Этот метод может быть рекомендован в случае, если рабочая частота модуляции значительно отличается от 50 гц (напр., 400 или 10 гц). В этом случае применение фильтра может оказаться более простым приемом, чем, например, вариант питания накала первой лампы постоянным током. Фильтр может подключаться в схему в виде последовательного пассивного элемента или последовательно в тракт усилителя, охваченного обратной связью 20-40 дб. В последнем случае селективность полосового заградительного фильтра повышается.

#### Обязательная литература:

1. Д.Е. Плонников, Электронные усилители автоматических компенсаторов, стр. 100-102 (разделительные трансформаторы).

#### Рекомендуемая литература:

2. E.Gass, ( Дифференциальные усилители ) *Elektronik (ЭП)*, 1959, № 9.
3. T.Dauphinee, ( Устранение биений переменного тока в цепи изолирующего потенциального компаратора ) *Rev. Scient.Instr.* 1957, № 6, стр. 467-468.

## 1У. СИНХРОННЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Электрические синхронные детекторы, которые после усилителя переменного тока придают сигналу снова его постоянный вид, можно разделить на 3 группы: полупериодные детекторы, двух-полупериодные детекторы и детекторы с симметричным выходом.

Синхронный детектор является по существу синхронным с частотой модуляции коммутатором, от которого требуется в проводящие периоды очень малое сопротивление ( $R_{np} \rightarrow 0$ ), в непроводящие периоды очень высокое сопротивление ( $R_{непр} \rightarrow \infty$ ) и малое время коммутации ( $\Delta t \rightarrow 0$ ). Наилучшее отношение  $\frac{R_{непр}}{R_{np}}$  имеет механический коммутатор, но, к сожалению, в нем переходы связаны с искрением, вибрацией контактов и неточным и длинным временем коммутации. Поэтому его применение на частотах выше 50-200 гц нецелесообразно.

Хорошее отношение  $\frac{R_{непр}}{R_{np}}$  имеют и ламповые диоды. Но их  $R_{np}$  велико (в килоомах), и они имеют значительный дрейф нуля в случае нестабилизированного накала. Поэтому они превосходны в высоковольтных цепях с высоким импедансом (напр. 100 ком, 30 в), но не пригодны в низкоомных цепях.

Наилучшее решение дают, по-видимому, кремниевые диоды, у которых  $\frac{R_{непр}}{R_{np}}$  доходит до  $10^{10}$ , дрейф нуля умеренный и время коммутации короткое. Хорошие результаты дает применение диодов Д101-Д104, но в ближайшем будущем ожидается серийный выпуск специальных коммутирующих кремниевых диодов (для нужд вычислительной техники), которые сохраняют высокое обратное сопротивление ( $R_{непр}$ ) и в динамическом режиме.

Удовлетворительные результаты можно получить и при применении германиевых диодов Д7, Д2, Д14 и др., если не допустить их нагрева в аппаратуре и осуществить их выбор по максимальным  $R_{непр}$ .

Всеякие схемы с электронными лампами и полупроводниковыми триодами, которые можно встретить в большом количестве

в патентной литературе, более сложны, в большинстве случаев не дают заземленного выхода (что не допускает применения обратной связи) и имеют больший дрейф нуля, чем схемы с кремниевыми диодами.

Ниже приводятся схемы синхронных детекторов в трех исполнениях - с контактными переключателями, диодами с трансформаторной связью и диодами с конденсаторной связью. Последние схемы требуют двух противофазных ключевых напряжений, предпочтительно прямоугольной формы. На средних и высоких частотах (50 гц - 500 кгц) лучше всего применять трансформаторно-диодные схемы, на низких частотах (0,1-50 гц) - контактные схемы. Бестрансформаторные диодные схемы можно рекомендовать для применения в особых случаях, например, в случае работы с различными частотами в широком диапазоне частот.

Двух-полупериодные схемы следует использовать в случаях, когда на выходе требуется большая мощность или когда обратная связь должна работать безынерционно. В последнем случае может оказаться целесообразным для снижения амплитуды пульсации работать и с прямоугольным напряжением сигнала. В случае повышенной выходной мощности рекомендуется [2] схема с двумя диодными мостами.

В усилителях с обратной связью и с умеренным быстродействием можно с успехом использовать более простые однополупериодные схемы - схему с одной обмоткой на сетевом трансформаторе или другую половину контактного модулятора.

Симметричные синхронные детекторы следует применять в случаях, когда детектированию следует усилитель постоянного тока (для получения больших постоянных времени в сеточной цепи или для усиления мощности) или когда нет необходимости в заземлении индикатора. Симметричная схема более простая, чем двух-полупериодная схема (вместо двух трансформаторов или фазовращателей - один), но использует тоже оба полупериода сигнала. Благодаря симметричности синфазные колебания обоих ключевых напряжений компенсируются в этой схеме, которые в двух-полупериодной схеме вызывают помехи (рис. 1,

варианты "з" и "и" ). По этим же причинам стабильность нуля симметричных схем лучше и можно рекомендовать осуществление подобных схем и с электронными лампами (напр., рис. 2, РЖ, 1958, 6873).

В схеме на рис. 4-2 компенсируется, кроме того, возможное различие в длинах полупериодов коммутации.

Для тетектирования счетных гармоник рекомендуется мостовая диодная схема, в диагональ которой включен диод Зенера [3]. Для получения частотной селекции от детектора 2-й гармоники обычно применяется специальная схема формирования ключевого напряжения - основной трансформатор - фазовращатель - двух-полупериодный выпрямитель - контур на двойную частоту - синхронный детектор.

#### Обязательная литература:

1. Н.К. Игнатьев, Основные свойства и характеристики синхронного фильтра. Радиотехника, 1956, № 11.

#### Рекомендуемая литература:

2. Я.Е. Гукайло, Е.С. Марков, Инженерный метод расчета двух типов демодуляторов и сравнительный анализ их. Автоматика и телемеханика, 1952, №6.
3. Дэй Цзы-Синь, Использование полупроводниковых диодов для создания симметричного нелинейного сопротивления. Автоматика и телемеханика, 1961, №3.

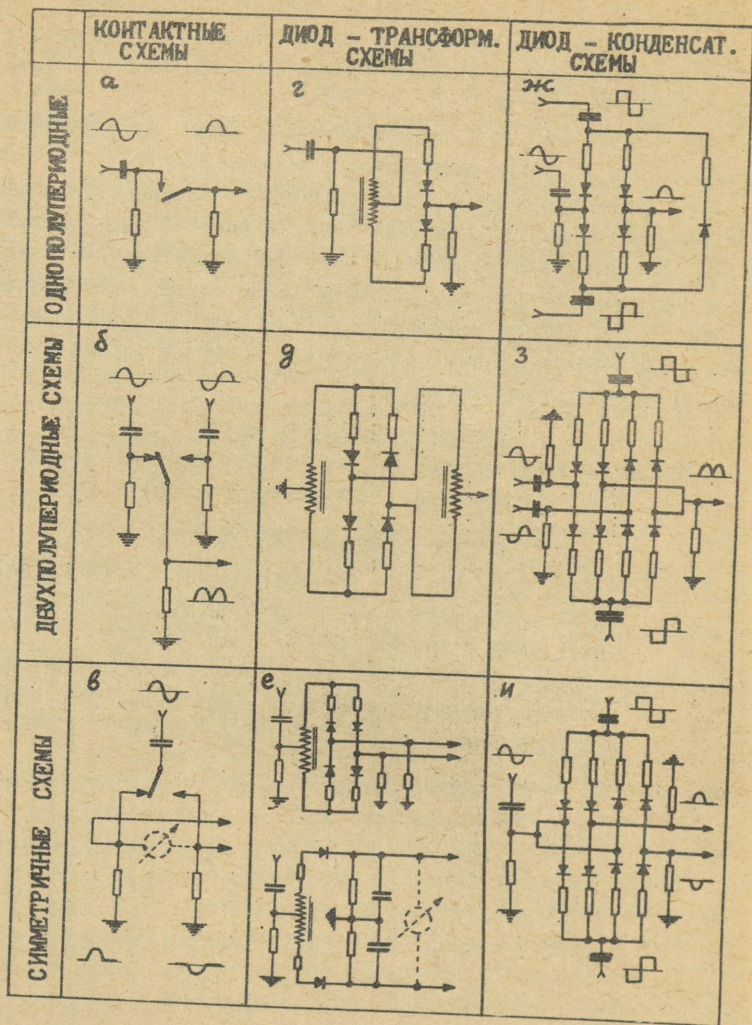


Рис. 4 - I.

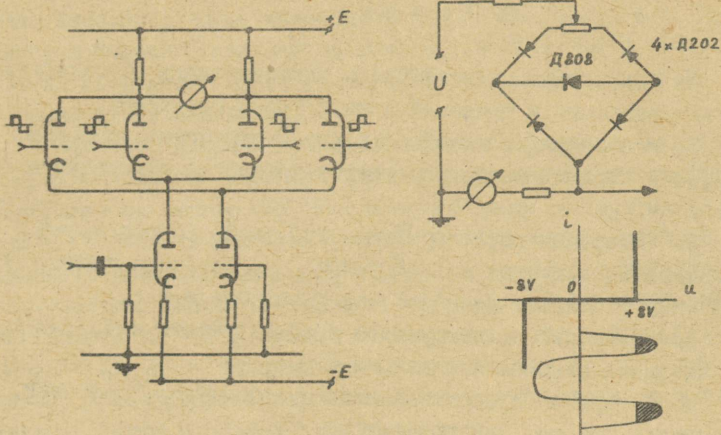


Рис. 4 - 2 .

В. Р е з б е н

На наш взгляд целесообразно рассматривать фотоэлектрические измерения и применения по четырем разделам:

1. Измерения по линейной шкале (оптические аппараты, измерения по люминесценции, светотехнические измерения и т.д.).

2. Измерения по логарифмической шкале (определение концентрации вещества по  $\log \frac{J_0}{J}$ , цветные пирометры, измерения в большом динамическом диапазоне и т.д.).

3. Измерение пульсирующего света (звукое кино, изучение динамики пламени и плазмы и т.д.).

4. Фотореле (средства защиты и автоматики, счетчики, измерители уровня, синхронизаторы и т.д.).

Все эти устройства могут работать либо в ультрафиолетовой, видимой или инфракрасной части спектра.

Приведем некоторые общие рекомендации для выбора фотоэлектрических приемников.

Для л и н е й н о г о р е ж и м а работы больше всего пригодны вакуумные фотоэлементы и фотоэлектронные умножители, а также вентильные фотоэлементы в случае низкомных нагрузочных сопротивлений. Применение фотоэлементов с газовым наполнением и фотосопротивлений здесь нежелательно из-за их нестабильности и нелинейности. Но это не означает, что их вообще не следует применять. Любые элементы могут применяться в линейных системах в качестве нуль-органов или при малых изменениях светового потока. А по спектральным качествам фотосопротивления из  $PbS$ ,  $PbTe$  и  $PbSe$  незаменимы.

В л о г а р и ф м и ч е с к о м р е ж и м е от фотоэлектрических приемников требуется большой динамический диапазон. Необходимый диапазон имеют вакуумные фотоэлементы, фотоумножители и сопротивления из чистых кристаллов  $CdS$  и  $CdSe$ . Вентильные фотоэлементы насыщаются

при выходном напряжении порядка долей вольта, и поэтому приходится для получения большого диапазона измерять в начале диапазона очень малые напряжения, что невыгодно. Применение фотоспротивлений из кристаллов  $PbS$ ,  $PbTe$ ,  $Bi_2S_3$  и т.д. затруднено из-за малой чувствительности и узкого динамического диапазона.

Наиболее ценными элементами для логарифмических измерений являются, по-видимому, фотоэлектронные умножители (ФЭУ). В обратном режиме ФЭУ обеспечивают почти логарифмическую зависимость с диапазоном  $10^4-10^6$ , требуя лишь некоторой дополнительной коррекции для получения точной логарифмической зависимости. Фотоспротивления из  $CdS$  и  $CdSe$  имеют диапазон работы  $10^3-10^5$ . Следует подчеркнуть, что в координатах  $\log J - \log \phi$  их характеристика прямая, что создает для них новые, более широкие перспективы применения также в измерительной технике.

Для измерения пульсирующего света можно использовать любые безынерционные фотоэлектрические приемники. Стабильность и линейность имеют здесь менее существенное значение. Но, по-видимому, новые фотодиоды и фототриоды (ФД, ФТ и др.) будут вытеснять применявшиеся до сих пор умножители ФЭУ-1, ФЭУ-2 и фотоэлементы с газовым наполнением.

В релейных схемах фотоэлементы должны быть простыми, чувствительными и надежными. Иногда добавляется требование безынерционности. Нелинейность здесь значения не имеет. Поэтому в данном случае преимущественное применение могут найти новые чувствительные фотоспротивления типа ТС-К и ТС-Д и фотодиоды-фототриоды типа ФД, ФДК, ФТ. В некоторых случаях, когда требуется высокое разрешение по времени, могут применяться фотоэлементы и более простые фотоумножители.

Для определения спектральной применимости на рис. 1, 2 и 3 приведены кривые спектральной чувствительности для вакуумных фотоэлементов и ФЭУ, для вентильных фотоэлементов и для фотоспротивлений. При выборе следует помнить, что всегда выгоднее иметь такой фотоэлемент (фотоспротивление),

## СПЕКТРАЛЬНАЯ ОБЛАСТЬ

		Ультра-фиолетовая	Видимая	Инфракрасная
Линейные измерения	Слабый свет	ФЭУ-18 Ф-7, Ф-1	ФЭУ-17, ФЭУ-26, ФЭУ-27 ФЭУ-22, ФЭУ-31, Ф-1	Термоэлементы. Диоды ФД. Болометры из <i>Se, Ge и т.д.</i>
	Сильный свет	Ф-4, Ф-7	Ф-4, Ф-6, Ф-2, Ф-3, ЦВ ФЭСС, ФД, ФДК, СФ	Фотосопротивления из <i>PbS, PbTe и PbSe</i>
		Для абсолютных измерений болометры		
Логарифмические измерения	Обращенные ФЭУ	ФЭУ-18	ФЭУ-17, ФЭУ-27, ФЭУ-22	ФЭУ-22
	С электр. логарифм. преобразователем	Ф-7, Ф-4	ФС-КМ, ФС-СМ, Ф2...6 ФС-К, ФС-Д	ЦВ-6
	С оптико-механ. преобр.	Любые приемники в качестве нуль-органов		
Измерения пульсирующего света	Слабый свет	ФЭУ-18	ФЭУ-26, ФТ	ФС-А ФС- <i>PbTe, PbSe</i>
	Сильный свет	Ф-4, Ф-7	ФД, ФДК, Ф2...6 (ФЭУ-1, ФЭУ-2, ЦГ)	ФЭУ-22, ЦВ
Релейные применения	Слабый свет	ФЭУ-18	ФЭУ-20, ФЭУ-26, ФТ, ФС-Д	ФС-А
	Сильный свет	Ф-4, Ф-7, ФС-К	ФС-Д, ФС-К, ФД, Ф2...6	ФС- <i>PbTe, PbSe</i> ФЭУ-22, ЦВ
	Безынерционность	Ф-4, Ф-7, ФЭУ-18	Ф-4, ФЭУ-20, ФЭУ-26, ФД, ФДК, ФТ	

5.  
- 98 -  
Рис. 1.

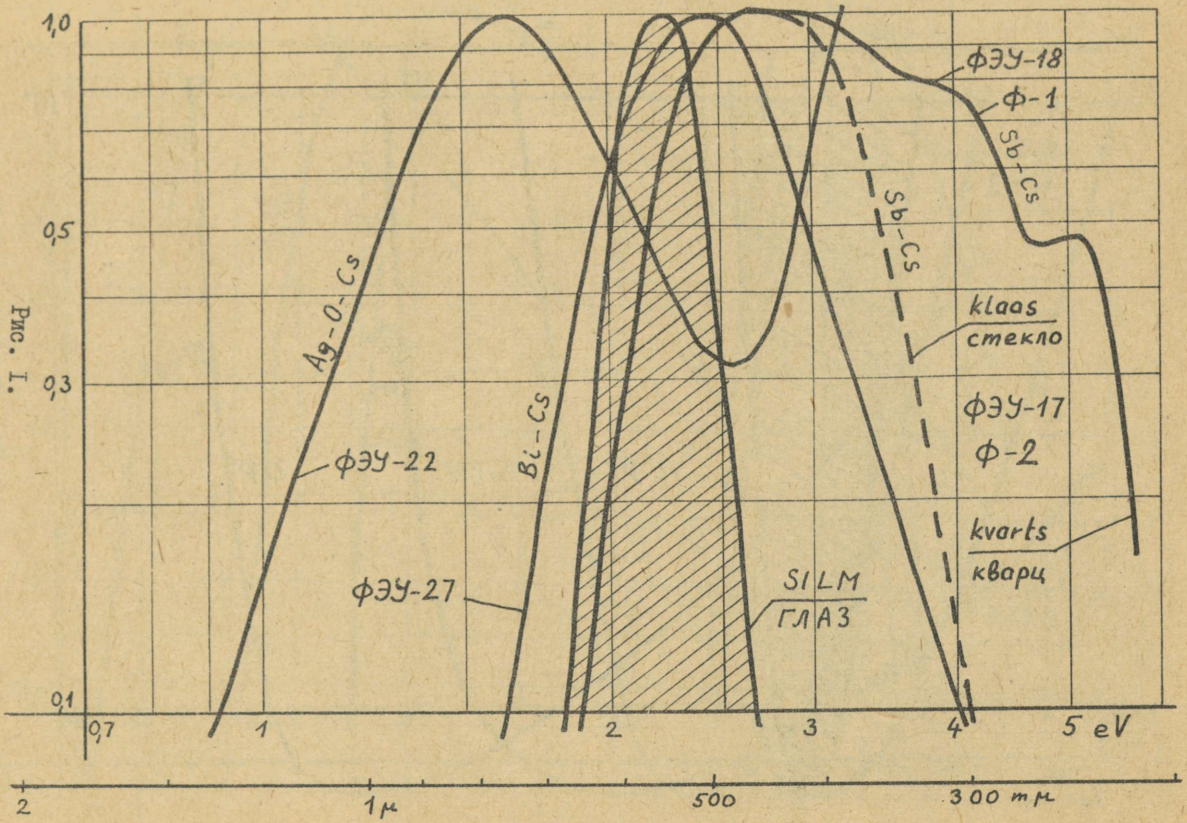
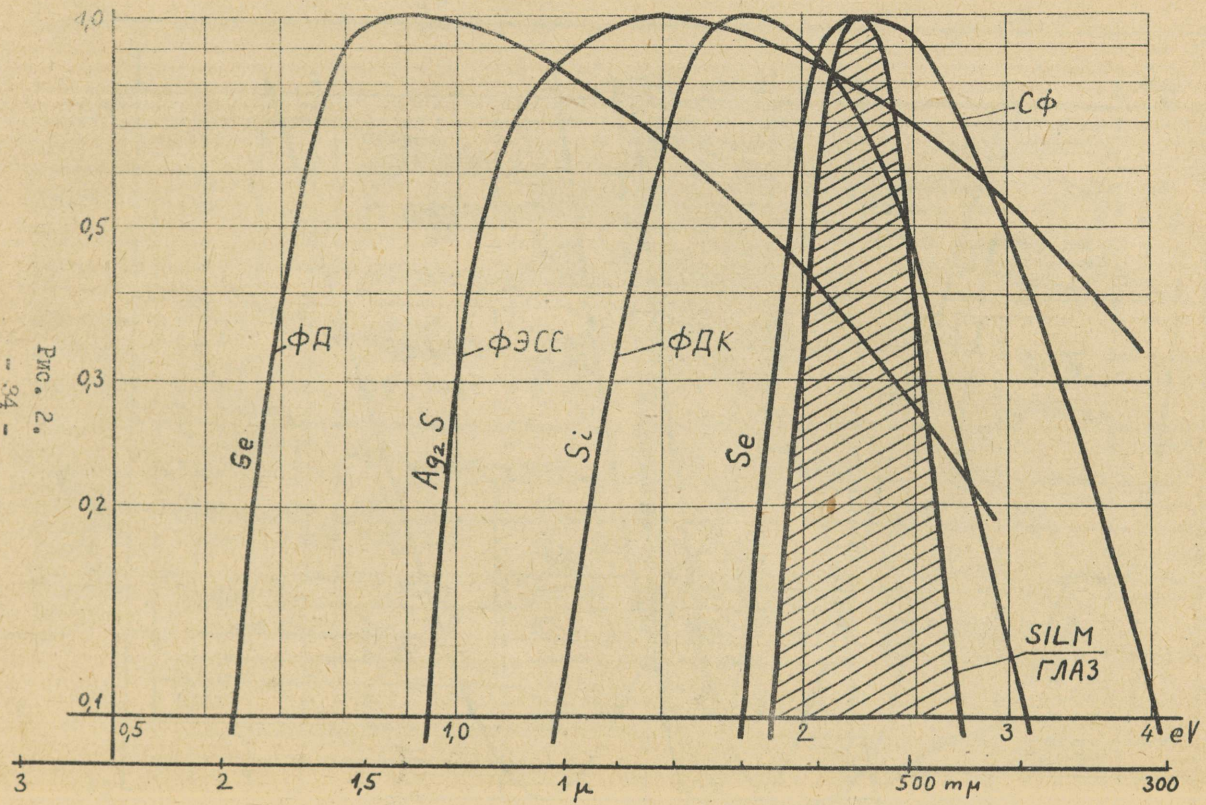
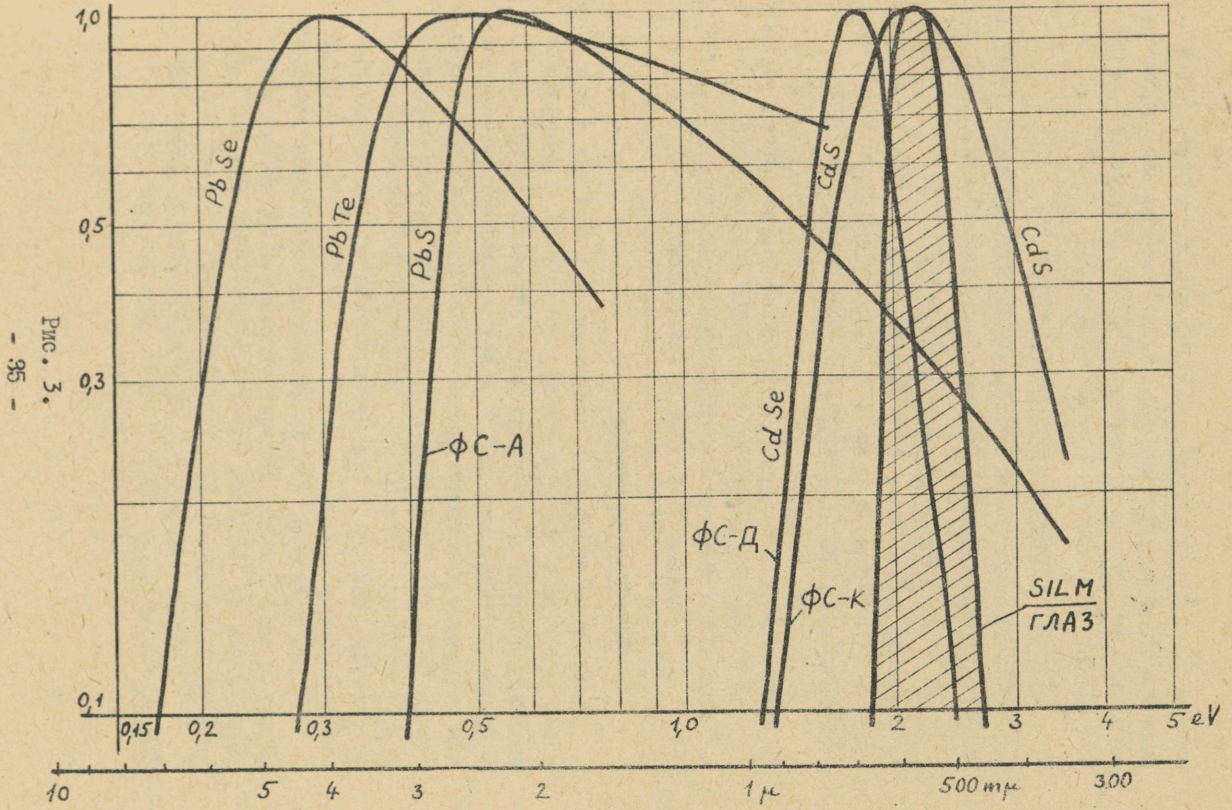


Рис. 2.  
" 94 -





который не имеет излишней чувствительности в более длинноволновом участке спектра, так как с этим связано отношение сигнала к внутренним шумам (напр. ФЭУ-17 значительно лучше, чем ФЭУ-22 в области  $\lambda = 400-600 \text{ м}\mu$ ).

#### Обязательная литература:

1. Свечников С.В., Фотосопротивления как элементы электрической цепи. Автоматика и телемеханика, 1959, №4.

#### Рекомендуемая литература:

2. Коломиец Б.Г., Новые фотосопротивления и области их применения. М., АН СССР, 1960, стр.13.
3. Чечик Н.О. и др., Электронные умножители, М., 1957, стр. 168-188.
4. Кричевский Е.С. и др., Электрооборудование оптико-механических приборов, М., 1958, стр. 244-285.
5. Санин А.А., Электронные приборы ядерной физики, М., 1961, таблицы № 11 и 27 в приложении.

#### 1. Линейные измерения

В случае применения вакуумных фотоэлементов и фотоумножителей основная проблема состоит в измерении малых токов  $10^{-6} - 10^{10}$  а. В измерении токов ниже  $10^{-10}$  а нет необходимости, так как для повышения чувствительности более целесообразно использовать ФЭУ, чем фотоэлемент в предельном режиме работы. С другой стороны, выше  $10^{-6}$  а нагружать фотоэлементы и ФЭУ не следует, так как в противном случае возникают необратимые процессы утомления.

Подчеркиваем, что такие слабые токи лучше всего измерять в виде больших падений напряжений на высокоомных сопротивлениях (шкалами на 10 или 3 в), что заметно снижает роль дрейфа нуля усилителей постоянного тока.

Рекомендуем использовать либо схему катодного повторителя, либо схему, приведенную ниже (рис.4).

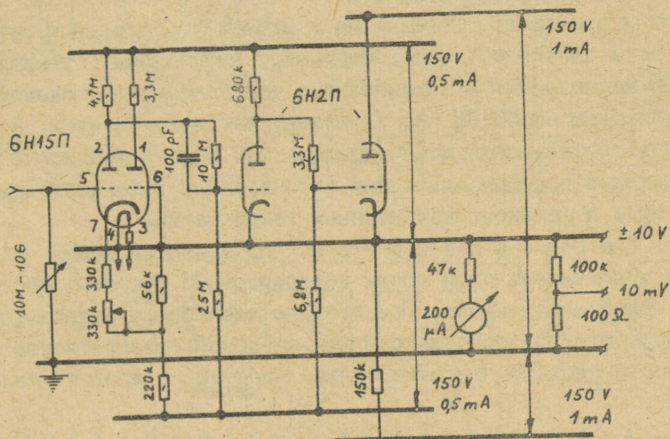


Рис. 4.

Напряжения питания данной схемы нестабилизированы, но она все-таки дает точность порядка 0,5%. Схема является по существу упрощенным операционным усилителем с обратной связью, имеющим балансный вход в заниженном режиме и низкоомный заземленный выход. (В. Резбен, ПТЭ, 1962, № 1).

Питание самих фотоземлентов не вызывает никаких трудностей, так как они как генераторы тока не требуют стабильного напряжения. Но зато ФЭУ требуют очень хорошо стабилизированного напряжения питания. Схема такого стабилизатора приведена в разделе стабилизаторов напряжения (рис. 3).

Вентильные фотоэлементы необходимо включить для получения линейной световой характеристики на малое нагрузочное сопротивление. Здесь удобно применять магнито-электрические приборы с высокой чувствительностью и малым внутренним сопротивлением (особенно для переносных приборов). Применение ламповых усилителей постоянного тока нецелесообразно. Например, выпускаемый промышленностью медицинский оксигемометр с вентильными фотоэлементами и усилителем на 6Н15П не удовлетворяет потребителей. Большая чувствительность можно достичь при помощи усилителей с контактными преобразователями (электронные потенциометры ЭП, ПС и др.) и фотокомпенсационными усилителями.

Термоэлементы применяются ввиду их малой чувствительности почти исключительно вместе с контактными преобразователями. При этом во всех более качественных приборах преобразователь охвачен обратной связью (через сервомотор и реохорд или синхронный детектор и делитель напряжения).

В болометрах инфракрасной техники самым серьезным вопросом являются шумы самих болометров. Для снижения уровня шумов применяется модуляция света (обыкновенно на частоте порядка в 10 гц). Поэтому сами болометры стараются изготовлять по возможности менее инерционными. Для снижения шумов первой лампы усилителя используется, кроме согласования нагрузок, часто еще и дополнительная модуляция с питанием болометрического моста от генератора 2000 гц. Так как из-за эффекта мерцания шумы электронных ламп на частоте 10 гц более высокие, чем на частоте 2000 гц, получается выигрыш в отношении сигнала к шуму.

Блок-схема такого устройства приведена на рис. 5А.

Фотосопротивления имеют, по сравнению с болометрами, более высокую инерционность. Это позволяет применять прямо повышенную частоту модуляции света, что может совпадать с частотой работы сервомотора (рис. 5В).

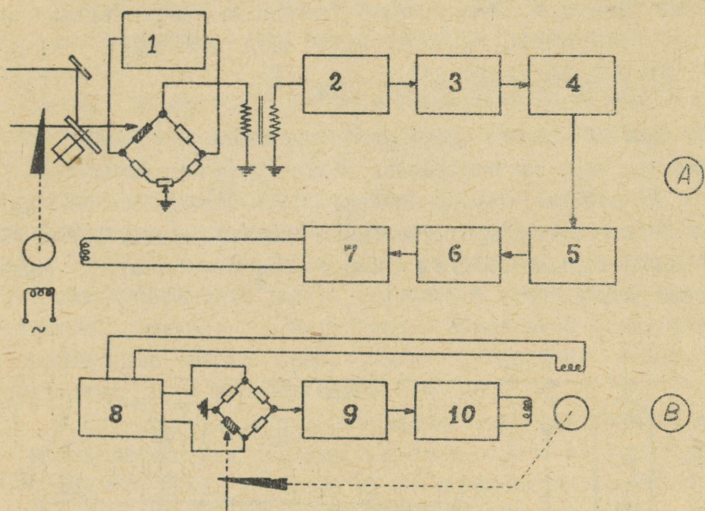


Рис. 5.

1. Генератор 2000 гц.
2. Селективный усилитель 2000 гц.
3. Первый синхронный детектор.
4. Селективный усилитель 10 гц.
5. Второй синхронный детектор.
6. Модулятор 50 гц.
7. Оконечный усилитель 470 гц.
8. Генератор 470 гц.
9. Селективный усилитель 470 гц.
10. Оконечный усилитель 470 гц.

Рекомендуемая литература:

6. Чечик Н.О. и др., Электронные умножители, стр. 290-295.
7. Смит Р. и др., Обнаружение и измерение инфракрасного излучения, М., ИЛ, 1959, стр. 409-425.

2. Логарифмические измерения

В этой области рациональные решения еще твердо не сложились, поэтому затрудняемся дать рекомендации.

Но все же, на наш взгляд, ФЭУ в обратном режиме имеет определенные преимущества. Схема включения ФЭУ в обратном логарифмическом режиме ( $i_{анод} = const$ ) приведена на рис. 6.

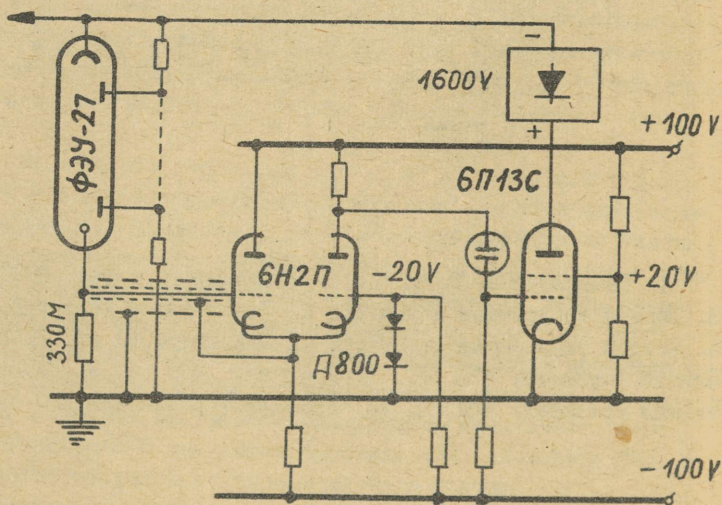


Рис. 6 .

По данной схеме получается приблизительная зависимость  $U = \frac{K}{\sqrt[13]{\Phi}} \approx K - \log \Phi$ . Если необходимо соблюдение точной логарифмической зависимости, то следует выходное

напряжение корректировать диодным функциональным преобразователем.

Применяются также различные логарифмические усилители, которые базируются либо на применении германиевых диодов в области  $U \leq 0,1 \text{ В}$ , либо на применении вакуумных триодов, где сеточный ток приблизительно логарифмически связан с анодным током, либо на применении ламповых диодов в области  $U_a < 0 \text{ В}$  [9].

Однако дрейф нуля подобных схем, как правило, довольно значительный и динамический диапазон не превышает 2-3 порядков. Применение логарифмических усилителей, по-видимому, более целесообразно в случае переменных токов (т.е. в случае модуляции света), где могут применяться либо усилители с лампами типа варимю (напр. 6К4П) с обратной связью, либо последовательно перегружаемые каскады.

Но учитывая, что в оптических приборах нередко вместе с модуляцией света применяются самописцы с сервомоторами переменного тока, то часто лучше всего использовать оптико-механический логарифмический клин в цепи обратной связи.

Такой метод позволяет использовать любые спектральные приемники, которые не слишком инерционны.

Для определения концентрации вещества спектральными методами необходимо, как известно, измерять по закону Бера-Ламберта величину  $\log \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ . Для этого применяются в основном три метода:

1. Измеритель соотношения плюс логарифмический преобразователь. Измерение соотношения проводится обычно с помощью следящей системы и одного двухканального регулируемого усилителя, где два канала для  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  организуются с помощью какой-то селекции (частотная, фазовая или временная). Коэффициент усиления такого регулируемого усилителя (потенциометра) поддерживается автоматически таким образом, чтобы  $\Phi_2 = \text{const}$ , а выходное напряжение  $U_{\text{вых}} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}$ . Следящая система может быть электрической, световой  $\Phi_2$  или механической.

2. Устройство по структурной схеме: модулятор с попеременным включением светового тракта на  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  - фотоэлемент - логарифмический безынерционный преобразователь - синхронный детектор с выделением  $\log \phi_1$  и  $\log \phi_2$  - дифференциальный усилитель с измерением  $\log \phi_1 - \log \phi_2 = \log \frac{\phi_1}{\phi_2}$ .

Такая схема осуществляется весьма просто с помощью ФЭУ: вопрос сводится к измерению переменной составляющей от напряжения питания обращенного ФЭУ (рис.6).

3. Параметрическая схема с использованием экспоненциального разряда конденсатора. Во время  $t = 0$  начинается разряд конденсатора  $K_2$ , напряжение которого  $U_1$  было пропорционально  $\Phi_1$ . На втором конденсаторе  $K_2$  напряжение  $U_2 \equiv \Phi_2$ .

Разряд происходит до момента, когда  $U_1 = U_2$ . Можно показать, что время разряда  $\Delta t \equiv \ln \frac{\phi_1}{\phi_2}$ . Однако практическое осуществление этого принципа встречает ряд трудностей - необходимо иметь усилители фототока и орган сравнения с очень малым дрейфом нуля. Поэтому большой динамический диапазон трудно реализуется.

#### Рекомендуемая литература:

8. P.Narayanan, M.S.Bhalla, Схема линейного денситометра. Rev. Scient. Instr., 1956, № 1.
9. В.И. Дианов-Клоков, Логарифмический фотометр для области 0,7 - 0,2 мк (преобразователь с вакуумным диодом). ПТЭ, 1959, №6.
10. Известия ВУЗ. Серия приборостроения, 1961, №1 (параметрическая схема).

#### 3. Измерение пульсирующего света

Здесь обычно никаких проблем не возникает. Используются самые простые усилители  $RC$ . Можно рекомендовать прежде всего применение фотодиодов с транзисторными усилителями (ФД+П13).

#### 4. Ботореле

Наиболее простые схемы - это фотоспротивления с чувствительным реле и фотоэлементы с безнакальными тиратронами. Некоторые варианты подобных схем приведены на рис. 7

В случае более мощных электромагнитных реле можно применять вместо МГХ-90 строботроны СТН1, которые длительно допускают ток 50 ма и в импульсе до нескольких ампер.

Для быстродействующих стробоскопических счетных и синхронизационных схем можно рекомендовать применение фотодиодов и фотодиодов с транзисторными усилителями. В случае особенно высоких частот оправдывают себя фотоэлектронные умножители, которые в области сцинтилляционных счетчиков имеют разрешающую способность по времени до  $10^{-8}$  -  $10^{-10}$  сек.

#### Рекомендуемая литература:

11. В. Саммер, Фотоэлементы в промышленности, М.-Л., 1961, стр. 149-173.
12. Л.Н. Кораблев, Лампы с холодным катодом, М., 1961.
13. А.В. Ерефеев, Электронные устройства контроля и регулирования тепловых процессов, М.-Л., 1955, § 4-10, 4-11, 4-12 и 4-14.

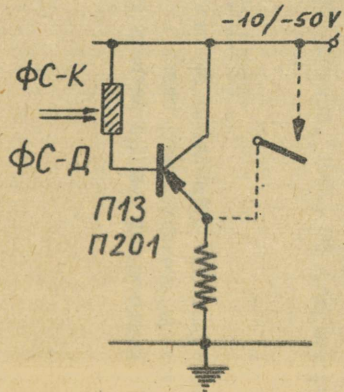
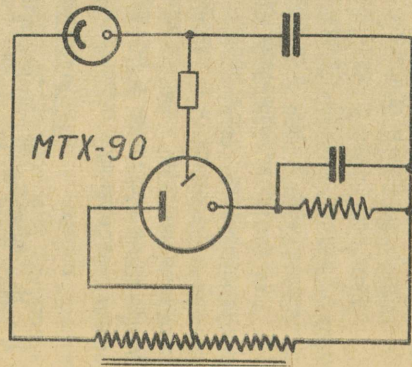
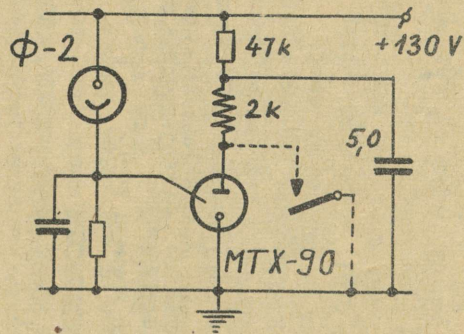
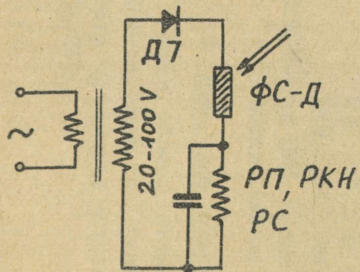


Рис. 7.  
 - 44 -

## СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

В. Р е з е б е н

Для обеспечения надежной и точной работы электронной аппаратуры часто возникает требование в стабилизации питающих напряжений.

Напряжения, требующие стабилизации, можно разделить на следующие группы:

1. Анодное напряжение электронных ламп.
2. Напряжение накала электронных ламп и оптических ламп накаливания.
3. Напряжение питания полупроводниковых триодов.
4. Напряжение питания счетчиков излучения, фотоэлектронных умножителей, электронных микроскопов и т.д.
5. Ток питания электромагнитов спектрометров ядерного и электронного парамагнитного резонанса, масс-спектрографов, магнитных линз микроскопов и т.д. Ток некоторых приборов электрохимии.
6. Напряжение регулируемых с нуля лабораторных блоков питания.

В соответствии с применением сложились и конкретные типы стабилизаторов.

В качестве общего замечания подчеркиваем, что при конструировании электронной аппаратуры необходимо точно знать, какие элементы и с какой точностью требуют стабилизации режима. Принцип "маслом кашу не портишь" негоден в технике и приводит к громоздким, неэкономичным, а часто и ненадежным решениям. Обычно требуют стабилизации лишь первые каскады, усилители постоянного тока и специальные элементы.

### 1. Стабилизаторы анодного напряжения

Рекомендации по выбору конкретной схемы приводим в виде таблицы. Однако предупреждаем читателей, что не все рекомендации как здесь, так и в дальнейшем общеприняты, а представляют собой часто оспариваемую точку зрения автора. При таком изложении материала, согласно намерению автора, не является возможным дать исторического обзора всевозможных вариантов.

	<u>0-30-60 ма</u> 100-200-300 в	<u>30 - 300 ма</u> 200 - 400 в
Точность 0,5-3%	Параметрическая схема на газоразрядных стабилизаторах (СТ1П, СТ2П, СТ202Б и др.)	Феррорезонансный стабилизатор
Точность 0,1-1,0%	Электронный стабилизатор с обратной связью (6П18П, 6С19П, 6Н6П и др.+6Ж1П и др.+СТ2П и др.)	Электронный стабилизатор с обратной связью (6С19П, 6С18С, 6Н5С, ГУ-50 и др.+6Ж1П и др.+СТ2П и др.)
Точность 0,01-0,2%	То же с двухкаскадным усилителем или усилителем с положительной обратной связью (напр. 6С19П+6Н2П+СТ202 В)	То же с двухкаскадным усилителем или усилителем с положительной обратной связью. (Напр. 6С18С+6Н2П+СТ16П).

Обязательная литература:

1. А.А. Санин, Электронные приборы ядерной физики, М. 1961.  
Принцип работы схем рис. 131, 133 и 135, стр. 251-257.

Рекомендуемая литература:

2. Сборник рекомендуемых схем радиоаппаратуры, М. 1959.  
Рис. 1, 8, 9, 12 и 16 на стр. 7-22 (стандарты США).

Обращаем внимание на следующее рациональное решение: выбирать напряжение выпрямителя порядка 300 в и подключать к этому напряжению оконечный каскад, катодные повторители и т.п.; в электронном стабилизаторе применять лампу с малым внутренним сопротивлением 6С19П или 6П18П и выбирать выходное напряжение стабилизатора порядка 180 в, от которого питаются входные и специальные цепи (рис.1).

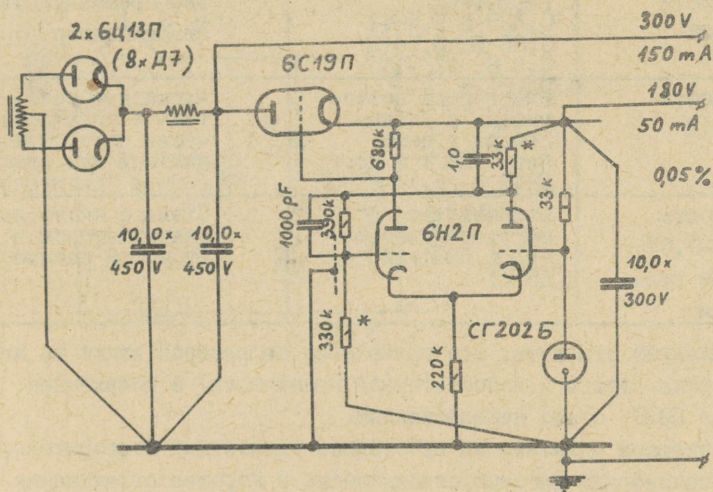


Рис. 1.

## 2. Стабилизаторы напряжения накала

Рекомендации к выбору схемы:

	6,3-12,6 в 0,3-5а	6,3 в 2-20 а
Точность 0,5-3%	Барретеры 0,425 В 5,5-12 0,85 В 5,5-12 0,3 В 17 - 35	Террорезонансный стабилизатор
Точность 0,2-1%	Эмиттерный повто- ритель с диодом Зенера в цепи базы (П201 и др.+ Д812 и др.)	Магнитный усили- тель с управлением через полупровод- никовый или элект- ронный усилитель.
Точность 0,05-0,5% и без пуль- сации	Стабилизатор с обратной связью (напр. П201+2хП13А+ Д808)	Схема с кислотным аккумулятором в буферном режиме

Следует отметить, что применение барретеров (ввиду их малого срока службы и недостаточной надежности) с появлением триодов П200 стало нежелательным.

Обращаем внимание на простейший эмиттерный повторитель, обеспечивающий высокую стабильность и хорошее сглаживание пульсации (рис. 2).

### Рекомендуемая литература:

1. А.А. Санин, Электронные приборы ядерной физики, рис. 144 на стр. 273 (схема с магнитным усилителем).
2. Сборник: Электронные схемы на полупроводниковых триодах, ИЛ 1959, стр. 216-219 (анализ схемы эмиттерного повторителя).

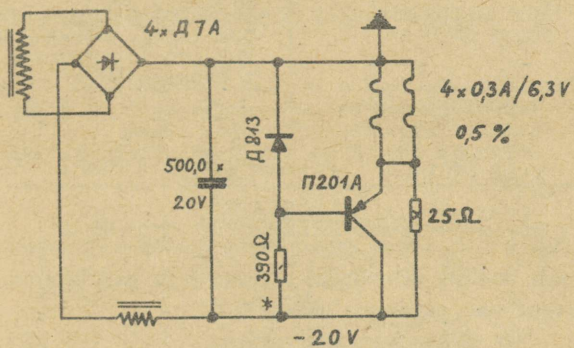


Рис. 2 .

### 3. Стабилизаторы для питания полупроводниковых схем

Рекомендации для выбора схем сетевого питания :

	<u>4 - 20 в</u> 0-20-500 ма	<u>10 - 40 в</u> 0,5 - 10 а
Точность 0,5 - 2%	Кремниевые диоды серии Д800	Феррорезонансный ста- билизатор. Схема эмит- терного повторителя с диодами Д800
Точность 0,05-0,5%	Термокомпенсирован- ный стабилизатор с обратной связью на базе П201	Аккумулятор в буфер- ном режиме. Стабилизатор на базе П207

#### Обязательная литература:

1. С.Д. Додик, Компенсационные полупроводниковые стабилиза-  
торы как мощные источники образцового напряжения.  
Измерительная техника, 1959, № 12.

#### Рекомендуемая литература:

2. С.Д. Додик, (Подробный анализ термокомпенсации) Измеритель-  
ная техника, 1961, № 7.

### 4. Маломощные стабилизаторы высокого напряжения

Рекомендации к выбору схем:

	<u>1 - 5 кв</u> 2 - 100мкА-5ма	<u>5 - 50 кв</u> 0 - 1 ма
Точность 0,5-2%	Коронные стабилизаторы из серии СТ300(до 100мкА)	Последовательные СТ304С
	Схемы умножителей напряжения с прямоугольным напряжением питания	
Точность 0,005-0,5%	Электронный стабилизатор с двухкаскадным усилите- лем с положительной обрат- ной связью(6П13С, 6П7С и др.+6Н2П и др.+СТ301С и др.)	То же, что в случае более низких напряже- ний, но на базе 6С20С или СТ6С (напр. 6С20С+ 6Н9С+СТ304С)

Обращаем внимание на одну экономичную и в то же время  
высокостабильную схему, предложенную А. Саниным [1](рис.140)  
и широко применяемую в ТГУ (рис.3). Здесь стабилизатор рабо-

тает в безынерционном режиме и потому не требует больших конденсаторов для сглаживания выпрямленного напряжения.

Обязательная литература:

1. А. А. Санин, Электронные приборы ядерной физики, рис. 140, стр. 268.

Рекомендуемая литература:

2. Там же, рис. 138, стр. 261

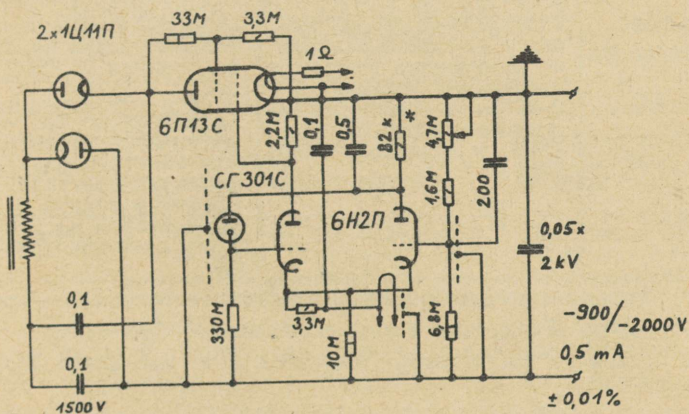


Рис. 3.

## 5. Регулируемые стабилизаторы тока

	0-20-100-1000 ма 0-20-200 в	1-5-50 а 0-50 в
Точность 0,5-3%	Простые пентодные (6Ж4П, ГУ-50 и др.) и полупроводниковые (П13, П200 и др.) схемы в режиме стабилизации тока	Феррорезонансный стабилизатор с реостатом Включение потребителя в цепь коллектора мощных триодов (П4, П207)
Точность 0,005-0,5%	Электронный стабилизатор с обратной связью со сравнением падения напряжения порядка 2-20 в с эталонным напряжением (напр. 6П14П, ГУ-50 и др. + (2-3)хБН2П+ Д800)	Стабилизатор с обратной связью на базе триодов П4, П207 и др. Параллельная работа магнитного усилителя или электрической машины с быстродействующим и точным стабилизатором на полупроводниковых триодах.

Обращаем внимание на схему простейшего стабилизатора тока (рис. 4). В качестве источника опорного напряжения можно применять аккумулятор, батарею 1,5 в или диоды Д800.

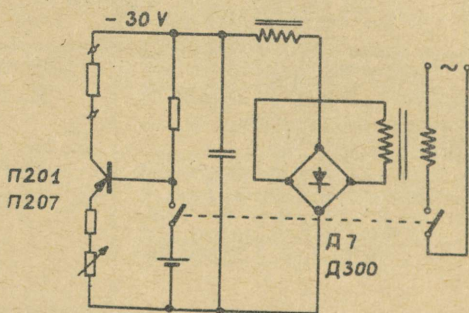


Рис. 4

Обязательная литература:

6. Е. Егоров, Г. Сычева, Стабилизатор постоянного тока. Приборы и техника эксперимента, 1961, № 6.

Рекомендуемая литература:

7. Л. Гладек, М. Радек, Стабилизаторы больших токов нового типа. Приборы и техника эксперимента, 1960, № 5  
8. О.П. Ревокатов, Е.Ф. Наседкин, Стабилизатор тока электромагнита. Приборы и техника эксперимента, 1961, № 6.

6. Электронные стабилизаторы напряжения с регулированием от нуля

	1 - 30 Вт	30 - 300 Вт
Точность 0,5-3%	Катодный или эмиттерный повторитель с регулированием напряжения сетки (базы)	Феррорезонансный стабилизатор с ЛАТР-ом
Точность 0,01-0,5%	Специальные стабилизаторы с обратной связью, усилители которых питаются от отдельных источников напряжения	Включенные параллельно магнитный усилитель и электронный стабилизатор

Обращаем внимание на один из возможных вариантов глубокого регулирования выходного стабилизированного напряжения, в котором применяется двухкаскадный усилитель с отдельными малоомощными источниками питания (рис.5).

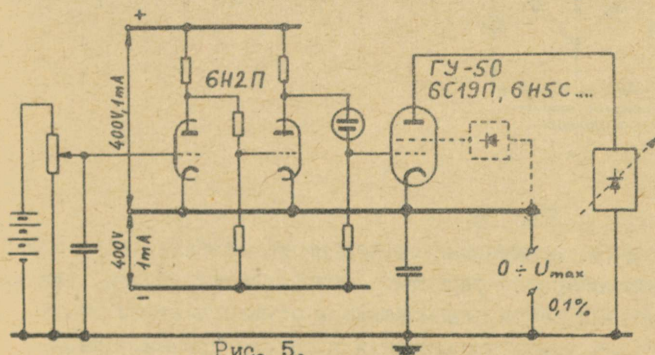


Рис. 5.

Рекомендуемая литература:

9. Richards, J.C.S., Electron. Engng., 1960, 32 № 383

(ЛАТР с сервомотором в параллельной работе со стабилизатором на транзисторах).

В заключение приводим несколько ссылок на схемы выпрямления и умножения напряжения, которые менее известны.

Схема "А" на рис.6 является двухполупериодным умножителем напряжения, обеспечивающим снижение пульсации (РЖЭ 1960 59421П). "В" представляет однополупериодный выпрямитель с добавочным шунтирующим диодом, который позволяет применение дросселя в схеме (Montgomery, Electronics, 1961, № 14).

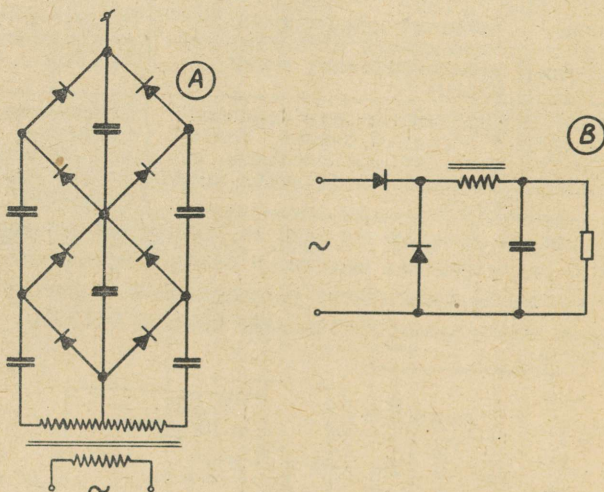


Рис. 6.

В случае применения электронного стабилизатора почти всегда целесообразно упростить сглаживающий фильтр, так как безынерционный режим стабилизатора осуществляется очень просто. То же самое правильно и в случае транзисторных

стабилизаторов - с их помощью можно получить очень малые  
пульсации при значительно меньшем весе, габаритах и цене,  
чем с фильтрами      *Л С* .

П. Лыук

## 1. Введение

Огромные темпы развития техники ставят перед электронной аппаратурой множество новых требований. К ним относятся в первую очередь достижение высокой надежности в работе, уменьшение габаритов и потребляемой мощности.

Изобретение полупроводниковых приборов раскрывает широкие перспективы для решения вышеупомянутых требований. Кристаллические триоды способны не только выполнять большую часть функций электронной лампы, но и решать задачи, не выполнимые при помощи лампы. Но было бы неправильно думать, что транзисторы вытесняют электронные лампы, они являются лишь перспективным дополнением к электронным лампам в различной аппаратуре.

Технология изготовления полупроводниковых приборов еще не достигла установившегося состояния. Поэтому можно надеяться, что ближайшие годы принесут много нового в области расширения температурных и частотных пределов этих приборов, которые непрерывно расширяются. Так, например, кремниевые триоды могут работать до температур 200-250°C. Частотные пределы высокочастотных приборов составляют уже сотни мегагерц. Несмотря на то, что по сравнению с вакуумными лампами полупроводниковые приборы пока еще имеют более узкие границы рабочих температур, частот, мощностей и несколько больший уровень шумов, они уже в настоящее время применяются в различной аппаратуре.

## 2. Аналогия и различия между кристаллическими и ламповыми триодами.

Аналогия между кристаллическими триодами и электронными лампами определяется следующими свойствами:

1. Оба имеют три электрода - катод, сетка, анод у

лампы; эмиттер, база, коллектор у транзистора (см. рис.1).

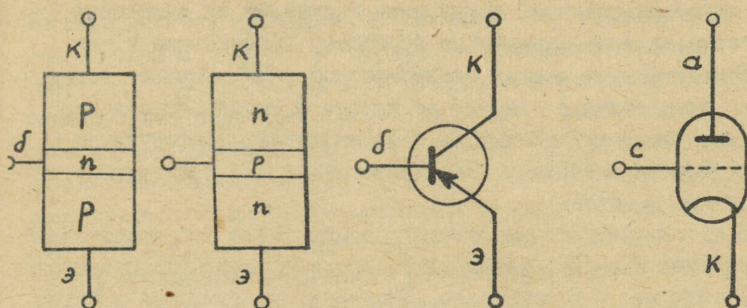


Рис. 1. К сравнению полупроводникового триода с ламповым триодом.

2. Как кристаллический, так и ламповый триоды характеризуются тем, что малая мощность во входной цепи управляет значительно большей мощностью в выходной цепи. У кристаллического триода усиление мощности получается значительным, в  $10^2-10^3$  раз (у лампы - в  $10^4-10^5$  раз).

3. Подобно тому, как можно включить ламповый триод тремя различными способами, т.е. с заземленной сеткой, катодом и анодом, кристаллические триоды можно также использовать в трех схемах включения с заземленным основанием, эмиттером и коллектором. Схемы включения будут соответственно аналогичны ламповому триоду с заземленной сеткой, катодом и анодом (это подобие относится только к схемам, а не принципам работы). Хотя эти схемы и называются схемами с заземленным соответствующим электродом, но последний не обязательно должен быть заземлен, а должен быть просто общим для входной и выходной цепи.

Вышеприведенная аналогия между кристаллическими и ламповыми триодами носит в основном формальный характер. Причиной глубоких различий между ними и схемами их включения являются различные физические процессы, протекающие в них.

В электронных лампах электрическое поле вызывает передвижение электронов в вакууме от катода к аноду. Управление анодным током происходит за счет изменения конфигурации поля между анодом и катодом вследствие изменения напряжения, приложенного к сетке.

В полупроводниковых триодах передвижение носителей заряда (электроны и дырки) между эмиттером и коллектором происходит не в вакууме, а в кристалле. Причиной передвижения зарядов в кристаллическом триоде является наличие разности концентрации носителей в областях, смежных с эмиттером и коллектором (внешнее электрическое поле существенной роли не играет).

Основными отличительными особенностями полупроводникового прибора как элемента схемы являются:

- 1) конечная величина коэффициента усиления по мощности вследствие низких входных сопротивлений, вызывающих неизбежные потери во входных цепях и требующих особого подхода к построению многокаскадных устройств;
- 2) наличие сильных внутренних обратных связей, вызывающих необходимость рассчитывать полупроводниковый триод как двустороннее устройство;
- 3) сильная зависимость характеристик и параметров полупроводниковых триодов от температуры и режима;
- 4) низковольтность полупроводниковых триодов и возможность управления большими токами.

Указанные особенности требуют решения широкого круга новых проблем при проектировании устройств на полупроводниковых приборах.

### 3. Усиление по току в полупроводниковом триоде.

Усиление по току ( $\alpha$ ) является важной физической характеристикой транзистора. Величина  $\alpha$  определяется как отношение  $\frac{\Delta I_K}{\Delta I_3}$ , где  $\Delta I_3$  - изменение тока эмиттера,  $\Delta I_K$  - изменение тока коллектора при закороченном коллекторном переходе.  $\Delta I_3$  состоит из дырочной и электронной составляющих. В случае  $p-n-p$  транзистора (в дальнейшем имеется в виду  $p-n-p$  транзистор, если нет специальной оговорки) усилительные свойства определяются дырочной составляющей эмиттерного тока, так как только дырки, продифундировавшиеся от эмиттера к коллектору, меняют ток через коллекторный переход. По этой причине эмиттерный переход характеризуют коэффициентом инжекции  $\gamma$  (иногда называется эффективностью эмиттера), который определяется как отношение изменения дырочной составляющей эмиттерного тока ( $\Delta I_{3g}$ ) к изменению полного тока эмиттера ( $\Delta I_3$ ):

$$\gamma = \frac{\Delta I_{3g}}{\Delta I_3}$$

Коэффициент  $\gamma$  показывает, какая доля из общего эмиттерного тока переносится дырками. Но не все дырки, инжектированные из эмиттера в базу, доходят (благодаря диффузии) до коллекторного перехода. Часть из них рекомбинирует в базовой области. Коэффициент передачи  $\beta$  (иногда называют эффективностью переноса) характеризует способность базовой области передавать вышедшие из эмиттера дырки на коллектор. Его величина определяется из отношения изменения дырочной составляющей коллекторного тока ( $\Delta I_{Kq}$ ) к изменению дырочной составляющей эмиттерного тока ( $\Delta I_{3g}$ ):

$$\beta = \frac{\Delta I_{Kq}}{\Delta I_{3g}}$$

Коэффициенты  $\gamma$  и  $\beta$  являются внутренними параметрами триода. Кроме них, вводят в рассмотрение иногда еще третий внутренний параметр  $\alpha^*$ , т.н. эффективность коллектора. Основанием для введения этого параметра является то обстоятельство, что иногда под воздействием дырок, попавших в коллекторную область, может произойти увеличение дырочной

и электронной составляющих коллекторного тока по двум причинам:

1) в коллекторном переходе дырки попадают под действие ускоряющего электрического поля, что может привести к умножению носителей вследствие ударной ионизации. Этот процесс характеризуется коэффициентом умножения  $M = \frac{1}{1 + \left(\frac{U_K}{U_{Kпр}}\right)^n}$ , где  $U_{Kпр}$  - напряжение, при котором происходит пробой коллектора вследствие ударной ионизации;  $n$  - имеет в случае Ge значение 3 для дырок и 6 для электронов;

2) дырки, вошедшие в коллекторную область из базы, могут вызвать появление электрического поля, но вследствие того, что в коллекторной области должна сохраняться нейтральность, положительный объемный заряд дырок должен компенсироваться электронами, непрерывно входящими в коллектор из металлического электрода.

Таким образом, изменение дырочного тока эмиттера вызывает изменение концентрации неосновных носителей (электронов) в коллекторной области (около p-n перехода). Повышенная концентрация неосновных носителей в свою очередь вызывает увеличение обратного электронного тока коллектора.

Эффективность коллектора определяется следующим образом:

$$\alpha^* = \frac{\partial I_K}{\partial I_{Kг}}$$

где  $I_K$  - полный ток коллектора,  $I_{Kг}$  - дырочная составляющая коллекторного тока.

Эффективность коллектора  $\alpha^*$ , вызванную последним явлением, можно определить из общих выражений для дырочной и электронной составляющих коллекторного тока. Расчет для одномерной модели (рис. 2) плоскостного транзистора дает в этом случае следующее выражение для коэффициента  $\alpha^*$ :

$$\alpha^* = 1 + \frac{n_k \cdot \mu_n}{p_k \cdot \mu_p} \quad (1)$$

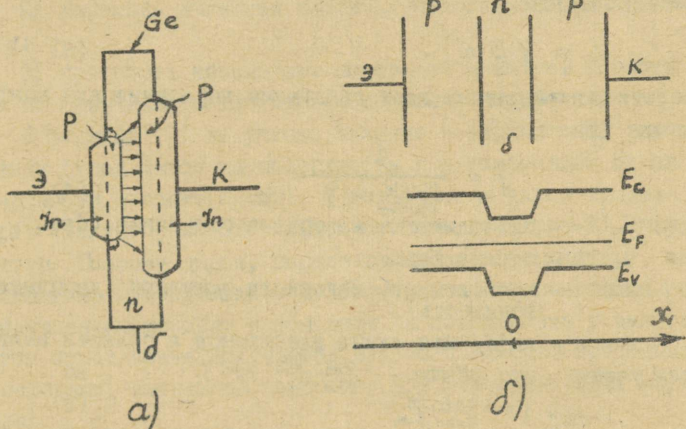


Рис. 2. На разрезе транзистора а) стрелками обозначены направления движения дырок, инжектированных в базу из эмиттера (основная доля дырок попадает на коллектор, и только малая часть отклоняется в сторону). В данном случае оправдано использование т.н. одномерной модели транзистора б) для упрощения теоретических расчетов.

где  $n_k, p_k$  - соответственно концентрация электронов и дырок около коллекторного p-n перехода со стороны коллектора;  $\mu_n$  - подвижность электронов;  $\mu_p$  - подвижность дырок.

С учетом процесса умножения носителей эффективность коллектора будет иметь вид:

$$\alpha^* = \frac{1}{1 + \left(\frac{u_k}{u_{knp}}\right)^n} \cdot \left(1 + \frac{u_k \cdot M_n}{P_k \cdot \beta_P}\right). \quad (2)$$

На основе определений параметров  $\gamma, \beta$  и  $\alpha^*$  нетрудно убедиться, что

$$\alpha = \gamma \cdot \beta \cdot \alpha^*. \quad (3)$$

Теоретический расчет дает следующие выражения для коэффициента  $\gamma$ :

$$\gamma = \frac{1}{\frac{\sigma_{ос} \cdot w}{\sigma_{эз} \cdot L_n} + 1}, \quad (4)$$

где  $\sigma_{ос}$  - проводимость материала основания (базы),

$w$  - ширина базы,

$\sigma_{эз}$  - проводимость материала эмиттера (дырочная проводимость),

$L_n$  - диффузная длина электронов в области эмиттера.

Если учесть, что обычно  $\frac{\sigma_{ос} \cdot w}{\sigma_{эз} \cdot L_n} \ll 1$ , то

$$\gamma = 1 - \frac{\sigma_{ос} \cdot w}{\sigma_{эз} \cdot L_n} \quad (5)$$

Выражение (5) показывает, что для получения возможно большего коэффициента инжекции материал базы должен быть много меньше длины диффузии электронов в эмиттере.

Для коэффициента  $\beta$  расчет дает следующее выражение:

$$\beta = \frac{1}{ch \frac{w}{L_p} \sqrt{1 + j \cdot \omega \cdot \tau_p}}. \quad (6)$$

Здесь  $w$  - ширина базы,

$L_p$  - диффузная длина дырок в базе,

$\omega$  - циклическая частота переменного напряжения на эмиттерном переходе,

$\tau_p$  - время жизни дырок в области базы.

Для низких частот и хорошо изготовленных транзисторов

$\omega \tau_p \ll 1$  и  $\frac{w}{L_p} \ll 1$ ; поэтому, разлагая  $ch \frac{w}{L_p}$

в ряд и пренебрегая всеми членами, кроме первых двух, получим в итоге:

$$\beta = 1 - \frac{w^2}{2L_p^2}.$$

(7)

Выражения (4) и (6) получены при следующих допущениях:

1) в базовой области пренебрегают электрическим полем и считают, что перенос тока осуществляется только за счет диффузии носителей тока;

2) переходы являются плоскими и параллельными друг другу;

3) плотность неосновных носителей в каждой области мала по сравнению с плотностью основных носителей.

В формуле (7) не учтено влияние поверхностной рекомбинации (уход дырок на поверхность и рекомбинация их на поверхности с электронами). У большинства типов транзисторов коллектор имеет большую площадь (см. рис. 2), чем эмиттер. Поэтому дырки, передвигающиеся к коллектору, не попадают на поверхность у коллектора, и поверхностная рекомбинация происходит в основном на поверхности у эмиттера. В этом приближении получается для составляющей коэффициента передачи, вызванной поверхностной рекомбинацией, выражение:

$$\beta_s = \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3},$$

где  $S$  - скорость поверхностной рекомбинации,

$A_s$  - площадь около эмиттера, на которой происходит поверхностная рекомбинация,

$w$  - ширина базы,

$D_p$  - коэффициент диффузии дырок в базе,

$A_3$  - площадь эмиттерного перехода.

Выражение для  $\beta$  с учетом поверхностной рекомбинации примет вид:

$$\beta = 1 - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S \cdot A_s \cdot w}{D_p \cdot A_3}.$$
 (8)

Из (2), (3), (4) и (8) получаем:

$$\alpha = \frac{1}{\frac{\sigma_{од} \cdot w}{\sigma_{оз} \cdot L_{тн}} + 1} \left( 1 - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S A_3 w}{2\rho \cdot A_3} \right) \frac{1}{1 + \left( \frac{U_k}{U_{кпр}} \right)^n} \left( 1 + \frac{n_k \cdot \mu_n}{\rho_k \cdot \mu_p} \right).$$

(9)

Для большинства типов плоскостных триодов умножение носителей у коллектора отсутствует ( $\alpha^* = 1$ ). Учитывая это и пренебрегая в произведении (9) членами второго порядка малости, получим:

$$\alpha = 1 - \frac{\sigma_{од} \cdot w}{\sigma_{оз} \cdot L_{тн}} - \frac{w^2}{2L_p^2} - \frac{S A_3 \cdot w}{2\rho \cdot A_3}. \quad (10)$$

Выражение (10) справедливо для низких частот. У хороших транзисторов  $\alpha \approx 0,97 \div 0,99$ .

#### 4. Статические характеристики плоскостных транзисторов

Транзистор также, как и ламповый триод, представляет собой трехполюсное устройство, которое описывается тремя токами (рис.3) и тремя напряжениями между соответствующими парами зажимов. Эти значения токов и напряжений связаны уравнениями:

$$\begin{aligned} I_1 + I_2 + I_3 &= 0 \\ u_1 + u_2 + u_3 &= 0 \end{aligned}$$

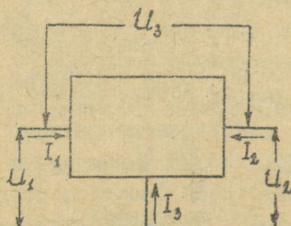


Рис. 3. Полупроводниковый триод как трехполюсник.

Поэтому достаточно знать два значения тока и два значения напряжения, а третье значение тока и третье значение напряжения могут быть легко выражены через них.

В схеме усилителя один зажим полупроводникового триода становится входным, другой выходным, а третий общим. Поскольку усиление по мощности возможно при прохождении сигнала только в определенном направлении, и в этом направлении базовый зажим должен быть всегда одним из входных концов, а коллектор одним из выходных концов, то имеет смысл говорить о трех схемах включения триода (о которых упоминалось выше): с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором (рис. 4).

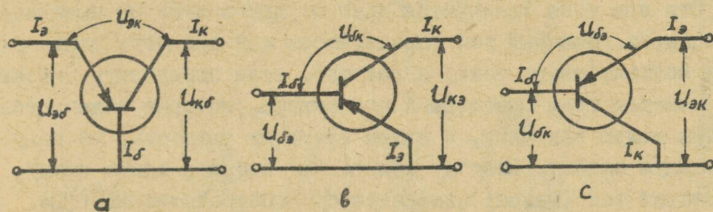


Рис. 4. Возможные схемы включения триода:

а - с общей базой; б - с общим эмиттером; в - с общим коллектором

С практической точки зрения интерес представляют входной ток, входное напряжение, выходной ток и выходное напряжение трехполюсника. В трех схемах включения триода (рис. 4) получаются разные зависимости между входными и выходными токами и напряжениями, но это не означает, что для каждой схемы включения необходимо определить характеристики

независимо; так как, зная характеристики для одной схемы включения, нетрудно пересчитать их для других схем включения.

Из двух семейств характеристик триода можно перестроением получить еще два семейства: характеристики обратной связи и переходные, называемые также характеристиками прямой передачи. Для практического применения можно воспользоваться любыми двумя из четырех семейств характеристик.

Измерение входных и выходных характеристик желательно производить по схеме, которая обеспечила бы наибольшую точность. Рассмотрим с этой точки зрения возможности всех трех схем. В схеме с общей базой при снятии характеристик изменяют ток эмиттера (входной ток) и ток коллектора (выходной ток). Эти два тока отличаются друг от друга лишь на несколько процентов. Базовый ток определяется как разность эмиттерного и коллекторного тока, и поэтому, если определить базовый ток, замеры токи эмиттера и коллектора, которые отличаются на очень малую величину, а затем взять их разность, то получим большую ошибку. Поэтому желательно выбрать такую схему, где базовый ток (малый) измерялся бы непосредственно (т.е. являлся бы входным током). Таких схем две: схема с общим эмиттером и схема с общим коллектором.

Последняя схема неудобна тем, что измеряются входное (база-коллектор) и выходное (эмиттер-коллектор) напряжения, которые велики и мало разнятся между собой. Если напряжение между эмиттером и базой определять вычитанием напряжения база-коллектор от напряжения эмиттер-коллектор, то получим опять большую ошибку. Для получения достаточной точности при таком способе надо было бы определить входное и выходное напряжение с очень большой точностью (доли процента).

Наилучшей схемой, обеспечивающей пересчет характеристик из одной схемы в другую, является схема с общим эмиттером, которая дает точные значения для наименьших величин, тока базы и напряжения база-эмиттер.

На рис. 5 приведены входные (а) и выходные (б) характеристики триода, включенного по схеме с общим эмиттером.

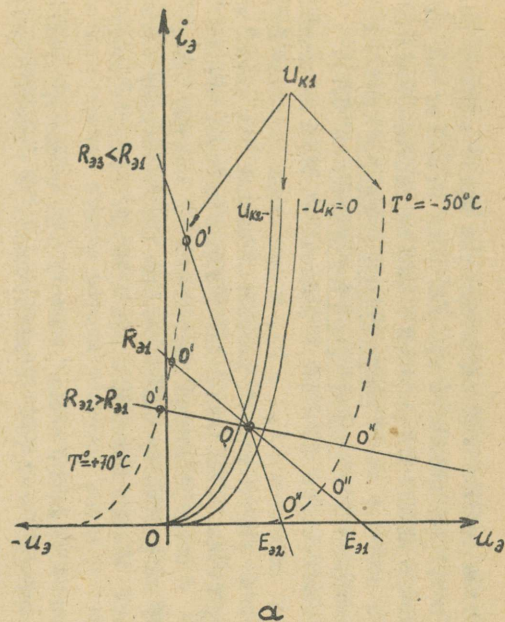
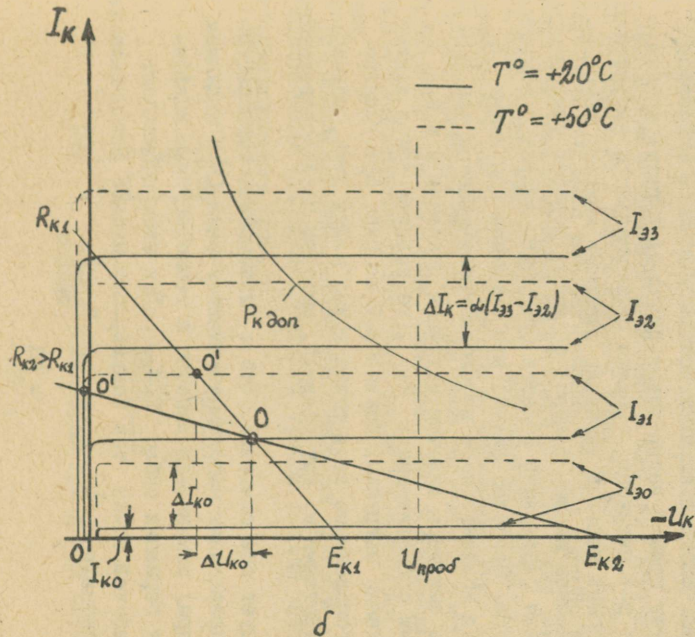


Рис. 5. Входные (а) и выходные (б) характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой. На рис. изображены также линии нагрузки и смещение характеристик при изменении температуры.

По семействам статических характеристик можно выбрать режим работы полупроводникового триода. Если известен ток эмиттера, то расчет начальной рабочей точки осуществляется как и в лампах с помощью линии коллекторной нагрузки (рис. 5, б). Увеличение температуры приводит к увеличению тока насыщения коллекторного перехода ( $I_{\Sigma} = 0$ ), и тем самым все семейство коллекторных характеристик смещается вверх. Как видно из рис. 5, б, рабочая точка переходит тогда в сторону меньших  $U_k$  ( $I_{\Sigma}$  - поддерживается постоянным). Заметим также, что большему нагрузочному сопротивлению соответствуют большие изменения  $U_k$  при изменении температуры на определенную величину.

В обычной ламповой схеме усилителя мы не интересуемся входной характеристикой (сеточными токами). В транзисторной технике входная характеристика часто не менее существенна, чем выходная. Входная характеристика при  $U_k = 0$  (рис. 5а) соответствует прямой ветви вольт-амперной характеристики эмиттерного р-п перехода. Подача отрицательного напряжения на коллекторный переход вызывает смещение кривых, обусловленное изменением ширины базовой области, которая уменьшается вследствие расширения области объемного заряда у коллекторного перехода. Особенно сильно это смещение при малых  $U_k$  (т.к. ширина коллекторного перехода увеличивается как  $\sqrt{U_k}$ ). Если в цепь эмиттера включен источник смещения с э.д.с.  $E_{\Sigma}$  и внутренним сопротивлением  $R_{\Sigma}$ , то рабочая точка должна лежать на линии нагрузки, показанной на рис. 5, а. Однако точное местоположение этой точки можно найти лишь, пользуясь обоими семействами и, как правило, методом последовательного подбора.

Следует еще отметить, что с изменением температуры в обоих направлениях напряжение эмиттер-база (при заданном токе эмиттера) изменяется линейно с температурным коэффициентом для германия около  $2 \frac{мВ}{град}$ . При этом происходит смещение рабочей точки тем больше, чем меньше сопротивление источника сигнала  $R_{\Sigma}$  (см. рис. 5, а).

Выше шла речь об определении режима триода по постоянному току. Нетрудно убедиться, что если известны статические характеристики транзистора, можно легко определить мгновенные значения входного напряжения и тока, необходимые для получения заданного мгновенного значения тока коллектора, т.е. осуществить расчет каскада с полупроводниковым триодом.

Таким образом, графический метод пригоден для выбора режима триода по постоянному току, а также для анализа работы каскада при любом сигнале переменного тока. Этот метод отличается наглядностью и универсальностью, но требует значительной затраты времени на снятие характеристик. Еще одним недостатком такого метода является малая точность при анализе каскада в случае малого входного сигнала.

Графический метод расчета каскадов изложен в / 1,2/.

#### 5. Параметры полупроводникового триода при малом сигнале

При малом отклонении мгновенных значений напряжений и токов от выбранной рабочей точки характеристики триода с достаточной степенью точности можно считать линейными. Рассматривая эти изменения напряжений и токов близ выбранной рабочей точки как переменную составляющую сигнала, можно исследовать свойства каскада по отношению лишь к переменной составляющей сигнала. При этом постоянная составляющая определяет рабочую точку. Очевидно, что постоянная и переменная составляющие могут быть созданы различными источниками.

При малом сигнале весьма рациональным приемом является представление полупроводникового триода в виде активного четырехполюсника (рис.6).

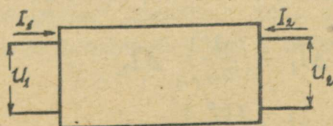


Рис. 6. Полупроводниковый триод как четырехполюсник.

Для характеристики четырехполюсника надо знать четыре величины: входное ( $U_1$ ) и выходное ( $U_2$ ) напряжения и входной ( $I_1$ ) и выходной ( $I_2$ ) токи. Для анализа четырехполюсника за независимые переменные можно выбрать любые две из четырех ( $I_1, I_2, U_1, U_2$ ), тогда остальные две являются функциями этих двух величин. Независимые переменные выбирают так, чтобы получаемые при этом характеристики дали с большей точностью данные, характеризующие работу триода. Кроме того, имеют в виду удобство пользования ими при расчете.

Обычно рассматривают три системы связи между токами и напряжениями четырехполюсника. В первой системе независимыми переменными являются токи  $I_1$  и  $I_2$ , т.е.

$$\begin{aligned} U_1 &= f(I_1, I_2) \\ U_2 &= \varphi(I_1, I_2) \end{aligned} \quad (11)$$

Во второй системе независимыми являются напряжения  $U_1$  и  $U_2$ :

$$\begin{aligned} I_1 &= f(U_1, U_2) \\ I_2 &= \varphi(U_1, U_2) \end{aligned} \quad (12)$$

Третья схема смешанная, в ней независимыми переменными выбраны входной ток ( $I_1$ ) и выходное напряжение ( $U_2$ ):

$$\begin{aligned} U_1 &= f(I_1, U_2) \\ I_2 &= \varphi(I_1, U_2) \end{aligned} \quad (13)$$

Проанализируем системы (11) и (13) как наиболее важные, а систему (12) оставляем для анализа читателю.

Приращения напряжений в (11) определяются следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= \left( \frac{\partial f}{\partial I_1} \right)_{I_2} \cdot \Delta I_1 + \left( \frac{\partial f}{\partial I_2} \right)_{I_1} \cdot \Delta I_2 \\ \Delta U_2 &= \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} \right)_{I_2} \cdot \Delta I_1 + \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_2} \right)_{I_1} \cdot \Delta I_2 \end{aligned} \quad (14)$$

Система (14) справедлива для малых изменений токов и напряжений, когда связи между напряжениями и токами можно считать линейными. Малые приращения токов и напряжений ( $I_1, I_2, U_1$  и  $U_2$ ) от их постоянных значений (определяются выбором рабочей точки) можно рассматривать как результат подачи малого переменного сигнала на четырехполюсник. Обозначим переменные токи и напряжения малыми буквами  $u_1 = \Delta U_1$ ,  $u_2 = \Delta U_2$ ,  $i_1 = \Delta I_1$ ,  $i_2 = \Delta I_2$ .

Очевидно, что если функции  $f$  и  $\varphi$  можно считать линейными вблизи рабочей точки, то их производные являются постоянными величинами. Поскольку все производные в (14) имеют равенство сопротивлений, введем следующие обозначения:

$$\frac{\partial f}{\partial I_1} = z_{11}, \quad \frac{\partial f}{\partial I_2} = z_{12}, \quad \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} = z_{21} \quad \text{и} \quad \frac{\partial \varphi}{\partial I_2} = z_{22}.$$

Очевидно, что  $z_{11}, z_{12}, z_{21}$  и  $z_{22}$  представляют собой дифференциальные сопротивления, так как в широких пределах изменения  $I_1$  и  $I_2$  функций  $f$  и  $\varphi$  не являются линейными.

Учитывая новые обозначения из (14), получаем:

$$u_1 = z_{11} \cdot i_1 + z_{12} \cdot i_2,$$

$$u_2 = z_{21} \cdot i_1 + z_{22} \cdot i_2.$$

(15)

Система (15) показывает, что в режиме усиления малых сигналов полупроводниковый триод как четырехполюсник характеризуется полностью четырьмя параметрами  $z_{11}, z_{12}, z_{21}$  и  $z_{22}$ . Не представляет труда определить их значения с помощью непосредственных измерений. Затем, решив систему (15) для четырехполюсника, можно определить усиление триода по току и мощности в любых схемах его включения.

Вясним теперь смысл параметров системы (15).

а) Пусть  $I_2 = \text{const.}$ , т.е.  $\Delta I_2 = i_2 = 0$ , что соответствует режиму холостого хода в выходной цепи. При этом из первого уравнения (15) получаем:

$$z_{11} = \left( \frac{u_1}{i_1} \right)_{i_2=0}.$$

Это входное сопротивление (отношение входного напряжения к

входному току) четырехполосника.

Режим холостого хода на выходе по переменному току можно осуществить с помощью дросселя, если выполняется условие  $\omega L \gg R_{\text{вых}}$ . Из второго уравнения (15) получаем:

$$Z_{21} = \left( \frac{u_2}{i_1} \right) i_2 = 0$$

- это сопротивление прямой передачи, характеризующее усиленные свойства триода.

б)  $I_1 = \text{const.}$ , т.е.  $\Delta I_1 = i_1 = 0$ . Написанное соответствует режиму холостого хода во входной цепи, при этом

$$Z_{12} = \left( \frac{u_1}{i_2} \right) i_1 = 0.$$

Смысл этого параметра следующий: если подводить переменный ток к коллектору (при холостом ходе в эмиттерной цепи), то на эмиттере возникает переменное напряжение, определяемое сопротивлением обратной связи  $Z_{12}$ .

Из второго уравнения получаем:

$$Z_{22} = \left( \frac{u_2}{i_2} \right) i_2 = 0.$$

- это выходное сопротивление четырехполосника.

Система, где независимыми переменными выбраны  $I_1$  и  $I_2$ , называется системой холостого хода или системой  $\chi$  параметров. Ее недостаток заключается в том, что при измерениях приходится на выходе соблюдать режим холостого хода. Поскольку выходное (коллекторное) сопротивление триода велико по сравнению с сопротивлением нагрузки, то становится трудным осуществить режим холостого хода.

Во второй системе независимыми переменными были напряжения. Для получения величин параметров в этой системе надо осуществить режим короткого замыкания как на входе, так и на выходе ( $\Delta U_1 = u_1 = \Delta U_2 = u_2 = 0$ ). Отсюда и название — система короткого замыкания (иногда называется системой  $u$ -параметров). Ее недостаток в том, что приходится создавать режим короткого замыкания на входе. Входное сопротивление триода (сопротивление эмиттерного перехода в прямом направлении) очень мало, и поэтому для осуществления режима короткого

Замыкания на входе нужно иметь измерительный прибор переменного тока с очень малым внутренним сопротивлением.

По вышеприведенным соображениям лучше выбирать такую систему параметров, чтобы их можно было бы измерять при режимах холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе. Нетрудно заметить, что этим достоинством обладает третья система (независимые переменные  $I_1$  и  $u_2$ ). Действительно по аналогии с первым случаем получаем для случая малого переменного сигнала:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

(16)

Здесь постоянные параметры  $h$  выражаются так:

$$h_{11} = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} \right)_{u_2=0}; \quad h_{12} = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial u_2} \right)_{i_1=0}; \quad h_{21} = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial I_1} \right)_{u_2=0}; \quad h_{22} = \left( \frac{\partial \varphi}{\partial u_2} \right)_{i_1=0}$$

Полагая  $u_2 = 0$  (режим короткого замыкания на выходе, который легко осуществить), получаем:

$$h_{11} = \left( \frac{u_1}{i_1} \right)_{u_2=0}$$

- входное сопротивление (дифференциальное) при коротком замыкании в коллекторной цепи.

$$h_{21} = \left( \frac{i_2}{i_1} \right)_{u_2=0}$$

- усиление по току при коротком замыкании (по переменному току) в коллекторной цепи.

Далее, полагая  $i_1 = 0$  (легко осуществляемый режим холостого хода во входной цепи), получаем:

$$h_{12} = \left( \frac{u_1}{u_2} \right)_{i_1=0}$$

- коэффициент обратной связи по напряжению при холостом ходе во входной цепи.

$$h_{12} = \left( \frac{i_2}{u_2} \right)_{i_1=0}$$

- выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи. Это так называемая система  $h$  параметров или система гибридных параметров нашла в последнее время наибольшее применение.

6. Эквивалентная схема триода. Связь между параметрами эквивалентной схемы и четырехполюсника

Представление полупроводникового триода в виде наглядной эквивалентной схемы, которая с достаточной точностью характеризует физические процессы, происходящие в триоде, дает возможность связать внутренние параметры триода с параметрами четырехполюсника. Одна из наиболее распространенных эквивалентных схем транзистора приведена на рис. 7.

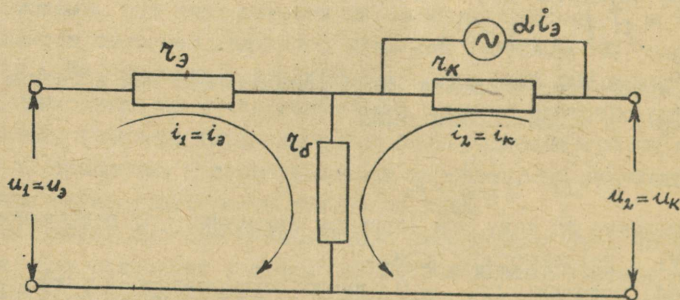


Рис. 7. Эквивалентная схема полупроводникового триода для малого сигнала и низких частот.

Приведенная схема справедлива только для области низких частот, когда не надо учитывать реактивные сопротивления емкостей эмиттерного и коллекторного переходов. Обратим внимание еще на то, что в данной схеме не отражены вентиляционные свойства эмиттерного и коллекторного переходов. Этого и не надо делать, так как свойства триода рассматриваются только по отношению к малым изменениям напряжений и токов, наложенным на значительно большие постоянные составляющие. Поэтому мгновенные значения токов и напряжений на электродах триода не меняют полярности, меняется только их величина в соответствии с амплитудой и частотой подаваемого малого переменного сигнала.

Из эквивалентной схемы для малого сигнала и низких частот видно, что свойства полупроводникового триода при малом сигнале и низкой частоте можно охарактеризовать следующими параметрами:

- $r_{э}$  - дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода,
- $r_{к}$  - дифференциальное сопротивление коллекторного перехода,
- $r_{б}$  - сопротивление базы,
- $\alpha$  - усиление по току полупроводникового триода, включенного по схеме с общей базой, при коротком замыкании по переменному току на выходе.

Иногда вместо эквивалентного генератора тока, включенного параллельно с  $r_{к}$ , пользуются эквивалентным генератором э.д.с., включенным последовательно с сопротивлением  $r_{к}$ . Э.д.с. эквивалентного генератора в этом случае

$$e_2 = r_{э} \cdot i_{э} \quad (r_{э} - \text{внутреннее сопротивление генератора}).$$

Отметим еще, что сопротивления  $r_{э}$ ,  $r_{к}$ ,  $r_{б}$  и  $r_{г}$  - чисто активные.

Соотношения между параметрами триода и параметрами четырехполосника различны при включении триода по схемам с общей базой, общим эмиттером или общим коллектором. Эти соотношения устанавливаются путем сопоставления уравнений Кирхгоффа для эквивалентной схемы (при данном способе его включения) с общим уравнением четырехполосника.

В случае включения триода с общей базой (рис.7) получаются два уравнения (после несложного преобразования уравнений Кирхгоффа для эквивалентной схемы):

$$\begin{aligned} u_3 &= (r_3 + r_5) \cdot i_3 + r_5 \cdot i_k \\ u_k &= (r_5 + r_2) \cdot i_3 + (r_k + r_5) \cdot i_k \end{aligned} \quad (17)$$

Сравнивая (17) с системой (15) для четырехполосника, получим:

$$z_{11} = r_3 + r_5; \quad z_{12} = r_5; \quad z_{21} = r_2 + r_5; \quad z_{22} = r_k + r_5.$$

Таким образом, измеряя непосредственно параметры  $z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22}$ , можем определить внутренние параметры триода. Аналогично, сравнивая уравнения Кирхгоффа для эквивалентной схемы в случае включения триода с общим эмиттером и общим коллектором, получаем соотношения между  $z$ -параметрами и параметрами эквивалентной схемы, приведенные в таблице 1.

Таблица 1

Наименование параметра	Схема включения	
	общий эмиттер	общий коллектор
$z_{11}$	$r_5 + r_3$	$r_k + r_5$
$z_{12}$	$r_5$	$r_k (1 - \alpha)$
$z_{21}$	$-r_2 + r_5$	$r_k$
$z_{22}$	$r_k (1 - \alpha) + r_5$	$r_k (1 - \alpha) + r_5$

Выше было выяснено, что наиболее точно можно определить  $h$ -параметры. Поэтому полезно знать и связь между  $h$ -параметрами и параметрами эквивалентной схемы триода. Эту связь можно получить, сравнивая соответствующим образом преобразованные уравнения контурных токов для эквивалентной схемы при данном способе включения триода с системой уравнений  $h$ -параметров (16). Результаты приведены в таблице 2.

Таблица 2

Параметр	Общий эмиттер	Общая база	Общий коллектор
$h_{11}$	$\frac{r_3 + r_5(1-\alpha)}{1-\alpha}$	$r_3 + r_5(1-\alpha)$	$\frac{r_3 + r_5(1-\alpha)}{1-\alpha}$
$h_{12}$	$\frac{r_3}{r_k(1-\alpha)}$	$\frac{r_5}{r_k}$	$\frac{r_k(1-\alpha)}{r_3 + r_k(1-\alpha)}$
$h_{21}$	$\frac{\alpha}{1-\alpha}$	$-\alpha$	$-\frac{1}{1-\alpha}$
$h_{22}$	$\frac{1}{r_k(1-\alpha)}$	$\frac{1}{r_k}$	$\frac{1}{r_k(1-\alpha)}$

З а м е ч а н и е : В таблице даны приближенные результаты в предположении, что  $r_3 \ll r_k(1-\alpha)$  и  $r_5 \ll \alpha \cdot r_k$ . Сделанные допущения оправданы, так как на практике параметры эквивалентной схемы имеют следующие порядки величин:

$$r_3 \approx 25 \text{ ом}; \quad r_5 = 500 \text{ ом}; \quad r_k = 1,0 \text{ мгом}; \\ r_2 = 0,96 \text{ мгом}.$$

Соотношения между  $h$  - параметрами и параметрами эквивалентной схемы триода можно получить также, если известны соотношения между  $x$  - параметрами и параметрами эквивалентной схемы, а также взаимосвязь между  $x$ - и  $h$ -параметрами. Последнюю связь можно легко получить, если в системе (16) выразить напряжение через токи, т.е. :

$$\begin{cases} u_1 = \left( h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} \right) i_1 + \frac{h_{12}}{h_{22}} \cdot i_2 \\ u_2 = - \frac{h_{21}}{h_{22}} \cdot i_1 + \frac{1}{h_{22}} \cdot i_2 \end{cases}$$

(18)

Сравнивая коэффициенты при токах в обоих уравнениях полученной системы и системы (15), получим:

$$Z_{11} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} ; \quad Z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}} ;$$

$$Z_{21} = - \frac{h_{21}}{h_{22}} ; \quad Z_{22} = \frac{1}{h_{22}} .$$

#### 7. Эксплуатационные параметры триода в основных схемах включения

Прежде чем приступить к анализу схем, следует поставить вопрос, какие сведения нужно получить в результате этого анализа. Пусть для данного полупроводникового триода величины параметров эквивалентной схемы считаются известными (они определяются, например, по измеренным  $h$ -параметрам), внутреннее сопротивление генератора сигнала также полагается известным, а сопротивление нагрузки  $R_H$  либо известно, либо определяется из расчета. Задавшись этими величинами, надо определить входное сопротивление  $R_{вх.}$  каскада на триоде, выходное сопротивление  $R_{вых.}$ , усиление по напряжению  $K_u$ , уси-

ление по мощности  $K_M$  и усиление по току  $K_i$ . Для их определения сначала нужно найти входной и выходной ток. Задача сводится таким образом к выражению этих токов через известные параметры эквивалентной схемы триода, а также входной и выходной цепей. После этого уже легко найти выражения для характеристик усилительного каскада ( $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$ ,  $K_H$ ,  $K_M$ ,  $K_i$ ) через эти же параметры. Ниже проведем по этому методу краткий анализ усилительных каскадов на полупроводниковых триодах, включенных по схеме с общей базой, с общим эмиттером и общим коллектором.

а. Усилительный каскад с полупроводниковым триодом, включенным по схеме с общей базой.

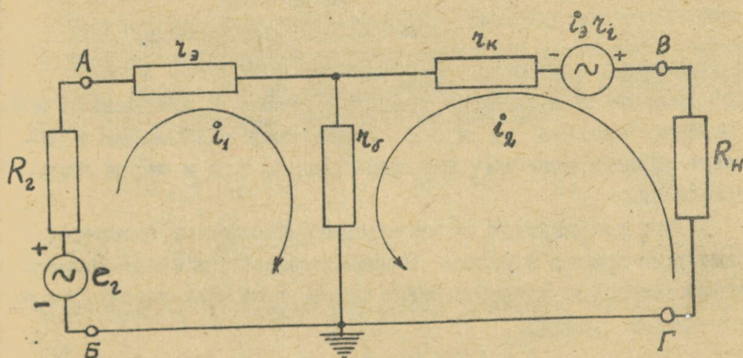


Рис. 8. Эквивалентная схема усилителя с общей базой

Обратим внимание читателя на то, что представленная на рис. 8 эквивалентная схема справедлива для малого переменного сигнала низкой частоты. Именно на низких частотах можно характеризовать триод чисто активными сопротивлениями  $z_3$ ,  $z_б$ ,  $z_к$ ,  $z_г$ . Величины  $e_2$ ,  $R_2$ ,  $z_3$ ,  $z_б$ ,  $z_к$ ,  $z_г$ ,  $R_H$  предполагаются известными.

На основании законов Кирхгофа получим следующие исходные уравнения, описывающие полностью данную схему:

$$\begin{aligned} i_1 (R_2 + r_3 + r_d) + i_2 r_d - e_2 &= 0 \\ i_1 (r_d + r_2) + i_2 (R_H + r_d + r_k) &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

Решая совместно эти уравнения, получим:

$$i_1 = \frac{e_2 (R_H + r_d + r_k)}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)} \quad (20)$$

$$i_2 = \frac{-e_2 (r_d + r_2)}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)}$$

Эти уравнения служат для определения токов  $i_1$  и  $i_2$  через известные параметры триода и схемы. В дальнейшем можно поэтому считать  $i_1$  и  $i_2$  известными величинами и вычислять нужные величины как через токи, так и через параметры схемы.

Для дальнейшего полезно знать численные значения параметров триода и схемы. В нижеприведенной таблице даны средние цифровые значения этих параметров для плоскостного и точечного триода.

Таблица 3

Параметр	Точечный триод	Плоскостный триод
$\tau_{\text{в}}$	150 ом	25 (ом)
$\tau_{\text{б}}$	120 ом	500 (ом)
$\tau_{\text{г}}$	35 ком	0,96 мгом
$\tau_{\text{к}}$	15 ком	1,0 мгом
$R_2$	500 ом	500 ом
$R_H$	20 ком	100 ком
$\alpha$	2,3	0,96; 0,98
$e_2$	0,01 в	0,001 в

Значения величин  $R_2, R_H, e_2$  тоже являются средними для практически существующих схем.

Входное сопротивление триода. Входное сопротивление триода представляет собой сопротивление эквивалентной схемы (рис. 9) правее точек АиБ. Заменяя эту часть одним сопротивлением  $R_{\text{вх}}$ , получим следующее уравнение:

$$-e_2 + i_1 \cdot R_2 + i_1 \cdot R_{\text{вх}} = 0, \quad (21)$$

откуда 
$$R_{\text{вх}} = \frac{e_2}{i_1} - R_2.$$

Подставляя в последнее выражение значение  $i_1$  из (20), получим:

$$R_{\text{вх}} = r_3 + r_8 - \frac{r_8(r_8 + r_2)}{R_H + r_8 + r_k}. \quad (21^a)$$

Поскольку все параметры эквивалентной системы положительные, то по (21) возможно такое сочетание параметров, при котором  $R_{\text{вх}}$  станет отрицательным. Это обстоятельство дает, в частности, возможность применять полупроводниковые триоды в схемах электронных переключателей, входное сопротивление которых в рабочей точке должно быть отрицательным. В схеме усилителя отрицательное сопротивление приводит к неустойчивости и возникновению паразитных колебаний. По ориентировочным данным

таблицы 3 входное сопротивление для точечного триода будет порядка 150 ом, а для плоскостного триода - порядка 90 ом. Для сравнения полезно привести значение входного сопротивления электронной лампы, которое на обычных частотах при работе в классе А по порядку величины составляет 1 мгом.

Выражение (21<sup>а</sup>) можно упростить, используя практически встречающиеся соотношения между параметрами (см. табл. 3):

$$r_2 \gg r_d, \quad r_d \ll r_k + R_H.$$

Учитывая это, имеем:

$$R_{bx} = r_3 + r_d - \frac{r_d(r_d + r_2)}{R_H + r_d + r_k} \approx r_3 + r_d - \frac{r_d \cdot r_2}{R_H + r_k} \quad (22)$$

Рассмотрим еще случай, когда  $R_H$  можно считать законченным (например, благодаря емкости коллектора на высоких частотах). Тогда (22) преобразуется к виду:

$$R_{bx} = r_d + r_3 - \frac{r_d \cdot r_2}{r_k} \quad (23)$$

Введем в выражение (23) важную внутреннюю характеристику триода  $\alpha$ . По определению:

$$\alpha = \left. \frac{i_k}{i_3} \right|_{u_k=0}$$

Учитывая это, получим из второго уравнения системы (17):

$$\alpha = \left| -\frac{i_k}{i_3} \right| = \frac{r_d + r_2}{r_d + r_k} \approx \frac{r_2}{r_k}; \quad (\text{т.к. } r_2 \gg r_d; r_d \ll r_k)$$

Подставляя последнее выражение в (23), получим:

$$R_{bx} = r_3 + r_d - \alpha \cdot r_d \quad (24)$$

Используя данные таблицы 3, нетрудно убедиться, что для точечного триода в схеме с общей базой входное сопротивление может быть отрицательно (при коротком замыкании выхода). Поэтому точечный триод при коротком замыкании выхода неустойчив.

Для плоскостного триода  $\alpha$  всегда меньше единицы, поэтому и  $R_{вх}$  всегда положительно. Таким образом, плоскостной триод более устойчив в схеме с общей базой по сравнению с точечным при режиме, близком к короткому замыканию на выходе.

#### Выходное сопротивление триода в схеме с общей базой.

Для упрощения подсчета выходного сопротивления примем, что  $e_r=0$  и на выходе имеется генератор э.д.с.  $e_o$ . Значение тока в выходной цепи будет теперь отличаться от  $i_2$  (20), обозначим его через  $i'_2$ . Поступая теперь аналогично тому, как при получении системы (20), получаем (приведем только выражение для  $i'_2$ ):

$$i'_2 = \frac{e_o (R_2 + r_3 + r_s)}{(R_2 + r_s + r_3)(R_H + r_s + r_k) - r_s(r_s + r_2)} \quad (25)$$

Рассуждая так же, как и в случае  $R_{вх}$ , получим:

$$R_{вх} = \frac{e_o}{i'_2} - R_H$$

Подставляя сюда  $i'_2$  из (25) получаем:

$$R_{вх} = r_s + r_k - \frac{r_s(r_s + r_2)}{R_2 + r_s + r_3}$$

Учитывая то, что обычно  $r_s \ll r_p$ ;  $r_s \ll r_k$ , получаем выражение для  $R_{вх}$  в упрощенном виде:

$$R_{вх} \cong r_k - \frac{r_s \cdot r_2}{R_2 + r_s + r_3} \quad (26)$$

Используя данные таблицы 3, можно убедиться, что выходное сопротивление полупроводникового триода в схеме с заземленной базой равно примерно 2500 ом для триодов точечного типа и 530000 ом для триодов плоскостных типов.

Выражение (26) показывает, что  $R_{\text{вых}}$  может стать отрицательным при определенном соотношении параметров схемы, что приводит к неустойчивой работе или к возникновению паразитных колебаний. Из выражения для  $R_{\text{вых}}$  видно, что неустойчивости схемы способствует малое внутреннее сопротивление генератора  $R_2$ .

### Усиление по напряжению

Усилением по напряжению обычно называется отношение выходного напряжения к входному напряжению.

В схеме усилителя с заземленной базой  $K_H$  выражается следующим образом:

$$K_H = - \frac{i_2 \cdot R_H}{e_2}$$

Подставляя значение  $i_2$  из (20), получим

$$K_H = \frac{(r_d + r_2) R_H}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)} \quad (27)$$

Учитывая неравенства  $r_d \ll r_k$  и  $r_d \ll r_3$ , преобразуем (27) к виду

$$K_H \approx \frac{r_2 \cdot R_H}{(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_k) - r_d \cdot r_2} \quad (28)$$

Подставляя данные таблицы 3, можно легко убедиться в том, что коэффициент усиления по напряжению для точечных триодов порядка 30, а для плоскостных - порядка 150. Из таблицы 3 видно, что точечный триод поставлен в выгодные условия работы по сравнению с плоскостным, так как для точечного триода  $r_k < R_H$ , а для плоскостного  $r_k > R_H$ . Несмотря на более выгодные условия точечного триода по сопротивлению нагрузки  $R_H$ , плоскостный триод все же может дать большее усиление по напряжению. Представляет интерес выяснить, какой тип триодов обладает большим максимально возможным коэффициентом усиления по напряжению. Для этого надо проанализировать идеализированную схему, где  $R_2 = 0$  и  $R_H = \infty$ . Расчет показывает, что:

$$K_H \text{ макс} = \alpha \cdot \frac{r_{22}}{r_{11}},$$

где  $\mathcal{L}$  - усиление по току триода с общей базой.

$\tau_{11}, \tau_{22}$  - соответственно равны параметрам эквивалентного четырехполюсника  $Z_{11}, Z_{22}$  (на низких частотах  $Z_{11}, Z_{22}$  представляют собой чисто активные сопротивления и поэтому обозначены через  $\tau_{11}, \tau_{22}$  соответственно).

Поскольку  $\tau_{22} \approx \tau_K$  и  $\tau_{11} = \tau_{\theta} + \tau_{\sigma}$ , то для точечного триода получаем (см. табл.3):

$$K_{H \text{ макс}} = 2,3 \frac{15000}{270} = 128.$$

Для плоскостного триода  $K_{H \text{ макс}} = 1830$  (на основе данных табл.3). Хотя усиление по току у плоскостного триода меньше единицы (0,96), а у точечного триода  $\mathcal{L} \approx 2,3$ , однако эта разница с избытком компенсируется благодаря более высокому отношению сопротивления коллектора к сопротивлению эмиттера у плоскостного триода. Поэтому для усиления напряжения предпочитают использовать плоскостные триоды, если позволяют частоты.

#### Усиление по мощности.

Усиление по мощности полупроводникового триода равно отношению  $i_L^2 \cdot R_H$  (мощность на сопротивлении нагрузки) к максимальной мощности, которую возможно получить от генератора. Известно, что максимальную мощность от генератора можно получить, если сопротивление нагрузки равняется внутреннему сопротивлению генератора  $R_2$ . В этом случае мощность, отдаваемая генератором, равна

$$P_M = \frac{e_i^2}{4R_2}. \quad (29)$$

Если мы используем выражение (29) для определения коэффициента усиления по мощности  $K_M$ , то автоматически предполагается, что внутреннее сопротивление генератора в точности равно входному сопротивлению полупроводникового триода. При этом условии усиление по мощности находится из уравнения:

$$K = \frac{i_L^2 \cdot R_H}{e_i^2 / 4R_2} = \frac{4R_H \cdot R_2 \cdot i_L^2}{e_i^2}.$$

Подставляя сюда  $i_2$  из (20), получим:

$$K_M = \frac{4R_H \cdot R_2 (r_d + r_2)^2}{[(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_d + r_k) - r_d(r_d + r_2)]^2} \quad (30)$$

Упрощение (30) в предположении, что  $r_d \ll r_g, r_k$ , дает:

$$K_M \approx \frac{4R_H \cdot R_2 \cdot r_2^2}{[(R_2 + r_d + r_3)(R_H + r_k) - r_d \cdot r_2]^2} \quad (31)$$

По данным таблицы 3 для коэффициента  $K_M$  в случае точечного триода получается значение  $\sim 100$ , а для плоскостного триода - значение 440. Таким образом, плоскостный триод имеет преимущество перед точечным во всех отношениях, рассмотренных до сих пор. В дальнейшем увидим, что точечный триод обладает лучшими частотными свойствами по сравнению с плоскостным триодом (единственное преимущество).

6. Усилительный каскад на полупроводниковом триоде, включенном по схеме с заземленным эмиттером

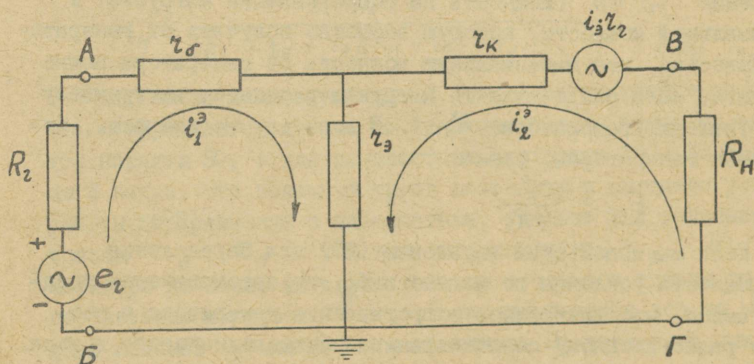


Рис. 9. Эквивалентная схема полупроводникового усилителя с заземленным или общим эмиттером (направления токов выбраны произвольно).

Используя эквивалентную схему (рис.9), получим характеристики усилительного каскада с общим эмиттером, используя тот же метод, что и в случае схемы с общей базой. На основе законов Кирхгофа получим следующую систему уравнений, описывающую полностью эквивалентную схему:

$$\begin{aligned} (R_2 + r_d + r_3) i_1^3 + r_3 \cdot i_2^3 &= e_2 \\ r_3 \cdot i_1^3 + (R_H + r_k + r_3) i_2^3 &= r_2 (i_1^3 + i_2^3) \end{aligned} \quad (32)$$

В выражениях (32) учтено, что  $i_1^3 + i_2^3 = -i_3^3$ . Решая систему (32) относительно  $i_1^3$  и  $i_2^3$ , получаем:

$$i_1^3 = \frac{e_2 (R_H + r_k - r_2 + r_3)}{(R_2 + r_3 + r_d)(R_H + r_3 + r_k - r_2) + r_3(r_2 + r_3)}$$

$$i_2^3 = \frac{e_2 (r_2 - r_3)}{(R_2 + r_3 + r_d)(R_H + r_3 + r_k - r_2) + r_3(r_2 - r_3)}$$

(33)

Входное сопротивление схемы с заземленным эмиттером

Обозначим входное сопротивление схемы с заземленным эмиттером через  $R_{вх.}^3$ .

По аналогии с (21) пишем:

$$R_{вх.}^3 = \frac{e_2}{i_1^3} = R_2 + r_3 + r_d + \frac{r_3(r_2 - r_3)}{R_H + r_3 + r_k - r_2} \quad (34)$$

Учитывая, что  $r_3 \ll r_r$ , получаем:

$$R_{вх.}^3 \cong r_3 + r_d + \frac{r_3 \cdot r_2}{R_H + r_3 + r_k - r_2} \quad (35)$$

Возвращаясь к выражению (22), увидим, что для схемы с общей базой  $R_{бк} < r_{\beta} + r_{\sigma}$ , поскольку  $r_{\beta}, r_{\Gamma}, R_H, r_k > 0$ .

Для схемы с заземленным эмиттером  $R_{бк}^{\beta}$  будет больше

$$r_{\beta} + r_{\sigma} \text{ на величину } R' = \frac{r_{\beta} \cdot r_2}{R_H + r_2 + r_k - r_2}$$

Поскольку последнее выражение может быть отрицательным, надо рассмотреть два случая:

а) Плоскостные триоды. В этом случае  $r_k - r_{\Gamma} > 0$ , поскольку  $\alpha \cong \frac{r_2}{r_k} < 1$ . Следовательно в этом случае  $R'$  всегда положительно и  $R_{бк}^{\beta} > r_{\beta} + r_{\sigma}$ .

б) Точечные триоды. В этом случае  $\alpha$  больше единицы, значит  $r_{\Gamma} > r_k$  и  $r_k - r_{\Gamma}$  отрицательно. Но если выбрать  $R_H$  таким, что  $R_H + r_2 > |r_k - r_2|$ , то величина  $R' > 0$  и входное сопротивление будет больше  $r_{\beta} + r_{\sigma}$ .

Ориентировочные значения входного сопротивления в схеме с общим эмиттером получаются следующие (по данным таблицы 3):

$$R_{бк}^{\beta} = 35000 \text{ ом для точечных триодов,}$$

$$R_{бк}^{\beta} = 700 \text{ ом для плоскостных триодов.}$$

Для схемы с общей базой соответствующие значения были 150 ом и 90 ом. Следует отметить, что теоретически возможен случай, когда знаменатель третьего члена уравнения (35) становится равным нулю, (т.е. входное сопротивление становится бесконечно большим). Это происходит при  $R_H + r_k + r_2 = r_2$ . В случае плоскостного триода ( $\alpha \cong \frac{r_2}{r_k} < 1$ ) последнее равенство никогда не может выполняться. Третий член выражения (35) может стать весьма большим только в

том случае, если  $R_H$  весьма мало и  $\alpha$  близка к единице. Но надо сразу отметить, что малые  $R_H$  приводят к уменьшению усиления по напряжению и мощности. В случае точечного триода условие  $R_H + z_k + z_a = z_{\Gamma}$  осуществимо и высокое входное сопротивление получается без затруднений.

Усиление по напряжению.

Усиление по напряжению определяется по аналогии с каскадом с общей базой выражением:

$$K_H^{\partial} = - \frac{i_c^{\partial} \cdot R_H}{e_c}$$

Подставляя сюда  $i_c^{\partial}$  из (33), получаем:

$$K_H^{\partial} = \frac{-(z_1 - z_2) \cdot R_H}{(R_2 + z_3 + z_{\delta})(R_H + z_3 + z_k - z_2) + z_2(z_1 - z_3)} \quad (36)$$

Учитывая неравенства  $z_a \ll z_{\Gamma}, z_k$  и равенство  $\alpha \approx \frac{z_2}{z_k}$ , преобразуем выражение (36) к виду:

$$K_H^{\partial} \approx \frac{-\alpha R_H}{(R_2 + z_3 + z_{\delta})(1 - \alpha + \frac{R_H}{z_k}) + \alpha \cdot z_3} \quad (37)$$

Используя вышеприведенные значения параметров схемы, получаем:

$$K_H^{\partial} = - 130 \text{ для точечных триодов,}$$

$$K_H^{\partial} = - 575 \text{ для полскостных триодов.}$$

Соответствующие величины для схемы с общей базой были 30 и 150. Знак (-) показывает, что фаза выходного напряжения сдвинута по отношению к фазе входного сигнала на  $180^{\circ}$ . В этом легко убедиться. Действительно, подача положительного приращения напряжения на вход триода с заземленным эмиттером приведет фактически к уменьшению прямого смещения на эмиттерном переходе, а тем самым к уменьшению тока дырок из эмиттера в базу (имеется в виду транзистор  $p-n-p$  типа). Это в свою очередь приведет к уменьшению тока коллектора и тем самым к уменьшению напряжения на нагрузочном сопротивлении (т.е. к отрицательному скачку напряжения на выходном сопротивлении). Таким образом, входное и выходное напряже-

ния в каскаде усилителя с общим эмиттером находятся в противофазе.

Выходное сопротивление.

Поступая аналогично тому, как при получении выражения (25) найдем:

$$\begin{aligned} (R_1 + r_d + r_3) i_1^{i3} + r_3 \cdot i_2^{i3} &= 0 \\ (r_3 - r_2) i_1^{i3} + (R_H + r_3 + r_K - r_2) \cdot i_2^{i3} &= 0 \end{aligned}$$

и далее решая эту систему относительно  $i_1^{i3}$ , получим:

$$i_1^{i3} = \frac{e_0 \cdot (R_1 + r_d + r_3)}{(R_1 + r_d + r_3)(R_H + r_3 + r_K - r_2) - r_3(r_3 - r_2)} \quad (38)$$

Зная  $i_2^{i3}$ , найдем  $R_{\text{вых}}^3$ :

$$R_{\text{вых}}^3 = \frac{e_0}{i_2^{i3}} - R_H = r_K + r_3 - r_2 + \frac{r_3 \cdot r_2 - r_3^2}{R_1 + r_3 + r_d} \quad (39)$$

Используя таблицу 3, получаем:

$$\begin{aligned} R_{\text{вых}}^3 &= -19000 \text{ ом для точечных триодов,} \\ R_{\text{вых}}^3 &= 69000 \text{ ом для плоскостных триодов.} \end{aligned}$$

Выходное сопротивление точечного триода в схеме с общим эмиттером отрицательно, и тем самым схема неустойчива, но от этого можно избавиться путем включения добавочного сопротивления  $r_3$ . Если параметры схемы соответствуют данным табл. 3, то достаточно добавочного сопротивления 750 ом, чтобы  $R_{\text{вых}}^3$  стал положительным.

По выражениям (35) и (39) легко видеть, что в случае плоскостных полупроводниковых триодов  $R_{\text{вых}}^3$  и  $R_{\text{вых}}^3$  всегда положительны (т.к.  $r_K > r_\Gamma$ ). Отсюда можно сделать вывод, что схема с общим эмиттером на плоскостном триоде, в отличие от схемы с общим эмиттером на точечном триоде, всегда устойчива. Поскольку включение большого добавочного сопротивления последовательно с  $r_3$  для получения положительно-

го  $R_{\text{вых}}^3$  приводит к дополнительным потерям, то величина этого добавочного сопротивления выбирается возможно меньшей, однако достаточной, чтобы  $R_{\text{вых}}^3$  при использовании точечного триода было положительно. Поэтому схема с общим эмиттером на точечном триоде имеет высокое входное и низкое выходное сопротивление. Для плоскостных триодов эта схема имеет обычно низкое входное и высокое выходное сопротивление. Высокое входное сопротивление схемы с общим эмиттером на плоскостном триоде можно получить, если выбрать плоскостный триод с возможно большим  $\alpha$ , одновременно разумно выбирая  $R_H$  (по возможности малое).

Усиление по мощности и току в схеме с заземленным эмиттером.

Аналогично тому, как в случае схемы с общей базой, коэффициент определяется по формуле:

$$K_M^3 = \frac{(i_2^3)^2 \cdot R_H}{e_i^2 / 4R_2}$$

Подставляя значение  $i_2^3$  из (39), получаем:

$$K_M^3 = \frac{4R_2 \cdot R_H (r_2 - r_3)^2}{[(R_2 + r_3 + r_5)(R_H + r_k + r_3 - r_2) + r_3(r_2 - r_3)]^2} \quad (40)$$

Ориентировочные численные значения для коэффициента усиления по мощности в схеме с общим эмиттером получаются следующими:

$$K_M^3 = 1700 \quad \text{для точечных триодов,}$$

$$K_M^3 = 6600 \quad \text{для плоскостных триодов.}$$

Отсюда видно, что схема с общим эмиттером может дать более высокое усиление по мощности по сравнению со схемой с общей базой.

Выше мы встретились с важной характеристикой триода  $\alpha$ , которая называется коэффициентом усиления по току полупроводникового триода и определяется как отношение тока коллектора к току эмиттера (при короткозамкнутой цепи коллектора). Отношение тока коллектора к току эмиттера является инвариантной величиной, т. е. не зависит от схемы включения полупро-

водникового триода (если не учитывать влияния паразитных емкостей). Отношение выходного тока к входному (коэффициент усиления по току данной схемы усилителя) существенно различается для трех возможных схем включения полупроводникового триода. Нетрудно убедиться, что для схемы с общей базой усиление по току  $K_i$  по величине приближенно равняется  $\alpha$ , если  $R_H \ll r_K$ . Действительно, используя (20), найдем:

$$K_i = \frac{i_2}{i_1} = - \frac{r_2 + r_2}{R_H + r_2 + r_K}$$

Учитывая то, что обычно  $r_2 \ll r_1, r_K$ , получим:

$$K_i \approx \frac{i_2}{i_1} \approx - \frac{r_2}{R_H + r_K} = - \frac{r_2/r_K}{\frac{R_H}{r_K} + 1} \approx -\alpha \quad (41)$$

(так как предполагается, что  $R_H \ll r_K$ ).

Чтобы получить сопоставимый результат для коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером, не зависящий от сопротивления нагрузки  $R_H$ , найдем отношение  $i_2^2/i_1^2$  и положим в полученном выражении  $R_H = 0$ . В итоге получим:

$$K_i^2 = \frac{r_2 - r_2}{r_2 + r_K - r_2} = \frac{r_2/r_K - r_2/r_K}{(r_2/r_K + 1) - r_2/r_K}$$

Учитывая ранее использованное неравенство  $r_2 \ll r_K$ , получим:

$$K_i^2 \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (42)$$

Для точечных триодов  $K_i^2 = -1,66$ , а для плоскостных  $K_i^2 \approx 24$ .

С помощью выражения (42) удобно сравнивать частотные свойства схем с общей базой и общим эмиттером. С повышением частоты  $\alpha$  уменьшается главным образом за счет уменьшения коэффициента переноса дырок  $\beta$ . Предположим, что на некоторой частоте  $\alpha$  уменьшилась до величины  $\alpha' = 0,9\alpha$ . Подставляя  $\alpha'$  в (42) вместо  $\alpha$ , получим новое значение коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером:

$$K_i^{2\prime} = \frac{0,9\alpha}{1 - 0,9\alpha}$$

Если  $\alpha = 0,96$ , то  $K_i^{31} = 6,34$ . Далее  $\frac{K_i^{31}}{K_i^2} = \frac{6,34}{24} \approx 25\%$ . Таким образом изменение  $\alpha$  на 10% вызывает изменение коэффициента усиления в схеме с общим эмиттером почти на 75%. Следовательно, частотная характеристика полупроводникового триода в схеме с общим эмиттером спадает гораздо быстрее, чем частотная характеристика того же триода в схеме с общей базой.

В. Усилительный каскад на полупроводниковом триоде, включенном по схеме с общим коллектором.

Третьим способом включения полупроводникового триода является схема с общим коллектором. Эквивалентная схема усилителя (по переменному току низкой частоты) приведена на рис. 10. На основе законов Кирхгофа получим следующую систему уравнений для приведенной эквивалентной схемы:

$$\begin{aligned} (R_2 + r_d + r_k) i_1^K + (r_k - r_2) i_2^K &= e_2 \\ r_k \cdot i_1^K + (R_2 + r_3 + r_k - r_2) i_2^K &= 0 \end{aligned} \quad (43)$$

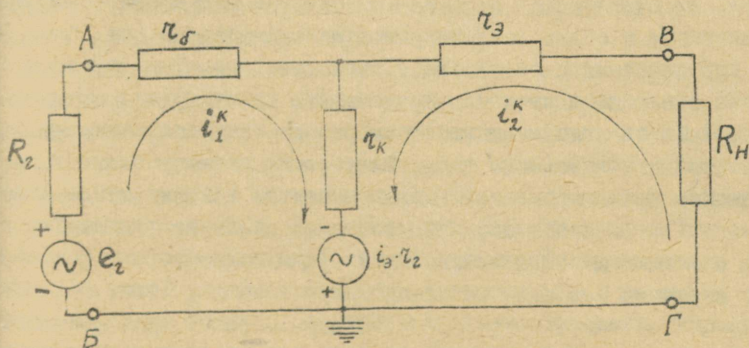


Рис. 10. Эквивалентная схема полупроводникового усилителя с заземленным коллектором.

Из (43) находим:

$$i_1^k = \frac{e_2 (R_2 + r_3 + r_k - r_2)}{(R_2 + r_3 + r_k)(R_H + r_3 + r_k - r_2) - r_k(r_k - r_2)}$$

$$i_2^k = \frac{-e_2 \cdot r_k}{(R_2 + r_3 + r_k)(R_H + r_3 + r_k - r_2) - r_k(r_k - r_2)} \quad (44)$$

Входное сопротивление схемы с заземленным коллектором  $R_{вх.}^k$ . Используя (44), для  $R_{вх.}^k$  получается следующее выражение:

$$R_{вх.}^k = \frac{e_2}{i_1^k} - R_2 = r_3 + r_k - \frac{r_k(r_k - r_2)}{R_H + r_3 + r_k - r_2} \quad (45)$$

Учитывая, что  $r_3 \ll r_k$  и  $\frac{r_2}{r_k} \cong \alpha$ , получим из (45):

$$R_{вх.}^k \cong \frac{R_H + r_3 + r_3(1 - \alpha)}{1 - \alpha + R_H/r_k} \quad (46)$$

По порядку величины входные сопротивления для схем с общим коллектором следующие (см. табл. 3):

$$R_{вх.}^k = 2 \text{ мгом для точечных триодов,}$$

$$R_{вх.}^k = 0,7 \text{ мгом для плоскостных триодов.}$$

Эти значения  $R_{вх.}^k$  показывают, что входное сопротивление схемы с общим коллектором намного больше входного сопротивления схемы с общей базой. Такой результат понятен (как в случае схемы с общим эмиттером), если вспомнить, что распределение токов в триоде (например, в плоскостном) должно быть таким, что  $i_k, i_3 \gg i_5$  и  $i_k - i_3 = i_5$ . В схемах с общим эмиттером и общим коллектором входным является ток базы, а в случае схемы с общей базой, ток эмиттера. Для изменения тока в выходной цепи на определенную величину для схемы с общей базой надо изменить примерно на такую же величину и входной ток (изменение тока эмиттера на единицу вызывает изменение выходного тока, в данном случае тока коллектора на  $\alpha \approx 1$ ). Чтобы достичь такого же изменения выходного тока в схемах с общим эмиттером и общим коллектором, достаточно изменить ток базы на очень малую величину (т.к.  $\Delta i_3 - \Delta i_k = \Delta i_5$  и  $\Delta i_3, \Delta i_k \gg \Delta i_5$ ). Таким образом, для достижения равных изменений токов на выходе (при коротком замыкании выходной цепи) от генератора сигнала берется в случае схемы с общей базой значительно больший ток, чем в остальных схемах

включения триода. Это эквивалентно тому, что схемы с общим эмиттером и общим коллектором обладают значительно большими входными сопротивлениями по сравнению со схемой с общей базой.

Выходное сопротивление схемы с заземленным коллектором.

Аналогично тому, как это делалось в случае двух других схем, найдем ток  $i_{\lambda}^{IK}$ . Проводя вычисления, получим:

$$i_{\lambda}^{IK} = \frac{e_0 (R_2 + r_d + r_k)}{(R_2 + r_d + r_k)(R_H + r_3 + r_k - r_2) - r_k(r_k - r_2)}. \quad (47)$$

Так как  $R_{вых}^K = \frac{e_0}{i_{\lambda}^K} - R_H$ , то используя (47), найдем:

$$R_{вых}^K = r_3 + r_k - r_2 - \frac{r_k(r_k - r_2)}{R_2 + r_d + r_k}. \quad (48)$$

Ориентировочные значения выходного сопротивления (см. табл. 3):

$$\begin{aligned} R_{вых}^K &= -650 \text{ ом для точечных триодов,} \\ R_{вых}^K &= 65 \text{ ом для плоскостных триодов.} \end{aligned}$$

Выходное сопротивление схемы на точечном триоде можно сделать положительным, включая в цепь эмиттера добавочное сопротивление (650 ом в нашем случае). Мы видим, что схема полупроводникового усилителя с общим коллектором напоминает катодный повторитель на обычной лампе (большое входное и малое выходное сопротивление).

Существенный недостаток схемы с общим коллектором заключается в том, что на выходе нельзя получить большой амплитуды напряжения, вследствие того, что выходной клеммой в этой схеме является эмиттерный вывод триода. Как известно, величина постоянного смещения на эмиттерном переходе  $\sim 1$ в, а на коллекторе  $\sim 50$ в. При чрезмерно большом входном сигнале (а значит и на выходе) полупроводниковый триод может попасть в такой режим, где он будет заперт (т.е. на эмиттерном переходе получается отрицательное напряжение, большее первоначального положительного смещения  $\sim 1$ в), или в режим, где имеет место насыщение (это происходит при большом сигнале в прямом направлении для эмиттерного перехода, когда

сопротивление барьера перестает играть роль по сравнению с другими сопротивлениями схемы).

Усиление по мощности и напряжению.

Используя второе уравнение системы (44), найдем (аналогично тому, как мы делали при других схемах):

$$K_M^K = \frac{4R_2 \cdot R_H (i_2^K)^2}{e_2^2} = \frac{4R_2 \cdot R_H \cdot \tau_K^2}{(R_2 + \tau_2 + \tau_K)(R_H + \tau_2 + \tau_K - \tau_2) - \tau_K(\tau_K - \tau_2)} \quad (49)$$

Подставляя сюда значения параметров из табл. 3, получаем:

$$K_M^K = 0,1 \text{ для точечных триодов,}$$

$$K_M^K = 0,02 \text{ для плоскостных триодов.}$$

Для коэффициента усиления по напряжению  $K_H^K = \frac{i_2^K \cdot R_H}{e_2}$ , используя систему (44), найдем:

$$K_H^K = \frac{\tau_K \cdot R_H}{(R_2 + \tau_2 + \tau_K)(R_H + \tau_2 + \tau_K - \tau_2) - \tau_K(\tau_K - \tau_2)} \quad (50)$$

Подставляя сюда значения параметров из таблицы 3, нетрудно убедиться, что коэффициенты усиления по напряжению для обоих типов триодов положительны и несколько меньше единицы.

Очевидно, эта схема не годится для усиления по напряжению и мощности.

Усиление по току  $K_i^K$ .

Усиление по току  $K_i^K = -\frac{i_2}{i_1}$  легко найти, используя (44):

$$K_i^K = -\frac{\tau_K}{R_H + \tau_2 + \tau_K - \tau_2}$$

Для сравнения с другими способами включения триода положим  $R_H = 0$  и, учитывая, что  $\tau_K - \tau_2 \gg \tau_2$ , получим:

$$K_i^K \Big|_{R_H=0} = -\frac{1}{1 - \frac{\tau_2}{\tau_K}} \approx \frac{-1}{1 - \alpha} \quad (51)$$

$$K_i^K \approx 0,77 \text{ для точечного триода,}$$

$$K_i^K \approx -25 \text{ для плоскостного триода.}$$

Знак (-) показывает, что переворачивается фаза тока. Большое значение коэффициента усиления по току плоскостного полупроводникового триода в схеме с общим коллектором подтверждает аналогию этого каскада с катодным повторителем на электронной лампе.

Практически схема с общим коллектором на плоскостном триоде используется для усиления по току и для согласования сопротивлений. Экспериментально доказано, что схема с заземленным коллектором обладает хорошими частотными свойствами.

Свойства всех трех схем включения триода представлены в таблице 4.

#### 8. О стабильности усилительного каскада на полупроводниковом триоде.

Параметры полупроводниковых триодов сильно зависят от температуры и режима, а также имеют большой разброс от триода к триоду. Изменение параметров триода приводит к нежелательному изменению коэффициента усиления каскада.

Оказывается возможным уменьшить зависимость параметров усилительного каскада от параметров триода путем введения отрицательной обратной связи (внутри каскада или между несколькими каскадами). Отрицательная обратная связь осуществляется с помощью добавочных сопротивлений, включенных в схему усилителя. Замечательно при этом то, что одни и те же сопротивления служат сопротивлениями обратной связи как по переменному току, уменьшая тем самым зависимость усилительных свойств каскада от изменения параметров триода (дифференциальных), так и по постоянному току, т.е. для стабилизации режима триода.

Стабилизация параметров усилителей по переменному току эффективно лишь при условии сохранения работоспособности каждого отдельного каскада при изменении температуры.

Изменение температуры влияет на режим триода прежде всего через изменение обратного тока коллектора. Поэтому требования к цепям смещения заключаются в возможности создания кол-

лкторного тока заданной величины и в обеспечении минимального влияния параметров триода на полный коллекторный ток. У маломощных германиевых триодов начальный коллекторный ток  $I_{K0}$  ( $I_{\beta} = 0$ ) при температуре  $+20^{\circ}\text{C}$  составляет от 1-3 до 15-25 мка, при напряжении коллектор-база - 10-15 в.

Изменение начального коллекторного тока от значения  $I_{K0}$  при  $+20^{\circ}\text{C}$  определяется следующей приближенной формулой:

$$\Delta I_{K0} \cong (I_{K0})_{20} \cdot \left( 1,85^{\frac{T}{10} - 2} - 1 \right). \quad (52)$$

$(I_{K0})_{20}$  - начальный коллекторный ток при температуре  $+20^{\circ}\text{C}$ . Кроме того,  $I_{K0}$  зависит от величины напряжения коллектор-база, но в области напряжений 6-12 в этой зависимостью можно пренебречь.

Полный ток коллектора зависит от напряжения источника смещения  $U_{см}$ , сопротивлений цепи смещения  $R$ , начального коллекторного тока  $I_{K0}$  и коэффициента усиления триода по току  $\alpha$ , т.е.  $I_K = f(U_{см}, R, I_{K0}, \alpha)$ .

$R$  и  $U_{см}$  можно считать постоянными, и, следовательно, полный ток коллектора изменяется за счет изменения  $I_{K0}$  и  $\alpha$ , поэтому

$$dI_K = S_i \cdot dI_{K0} + Q \cdot d\alpha, \quad (53)$$

где  $S_i = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}}$ ;  $Q = \frac{\partial I_K}{\partial \alpha}$ .

$S_i$  называется коэффициентом неустойчивости (иногда коэффициентом стабильности) триода.

Для конечного изменения коллекторного тока  $\Delta I_K$  из (53) получается следующее выражение (приближенное):

$$\Delta I_K \cong S_i \cdot \Delta I_{K0} + Q \cdot \Delta \alpha, \quad (54)$$

где  $\Delta I_{K0}$  - изменение начального коллекторного тока триода в заданном температурном диапазоне.

$\Delta \alpha$  - изменение  $\alpha$  в данном температурном диапазоне или отклонение действительного значения от расчетного значения.

Вместо абсолютного изменения коллекторного тока лучше использовать относительное изменение  $\frac{\Delta I_K}{I_K} = \delta I_K$ . Можно показать, что  $Q \approx S_i \cdot \frac{I_K}{\alpha^2}$  для всех используемых цепей смещения. Тогда для  $\delta I_K$  получается выражение:

$$\delta I_K = S_i \left( \frac{\Delta I_{K0}}{I_K} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2} \right). \quad (55)$$

Из этого выражения можно определить  $S_i$  или  $I_K$ :

$$S_i = \frac{\delta I_K}{\frac{\Delta I_{K0}}{I_K} + \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2}} \quad (56)$$

$$I_K = \frac{\Delta I_{K0}}{\delta I_K / S_i - \frac{\Delta \alpha}{\alpha^2}} \quad (57)$$

Вышеприведенные формулы пригодятся для аналитического расчета цепей смещения. При расчете исходят из предположения, что:

- 1) напряжение коллектор-база (коллектор-эмиттер) не влияет на коллекторный ток;
- 2) падение напряжения между эмиттером и базой равно нулю;
- 3) коэффициент усиления по току  $\alpha$  не зависит от тока эмиттера.

При этих условиях:

$$I_K = I_{K0} + \alpha I_E. \quad (58)$$

Эти упрощающие предположения обоснованы, если при нормальных токах коллектора в цепи базы и эмиттера включены дополнительные сопротивления значительной величины.

При этом падение напряжения на внешних сопротивлениях в цепи базы и эмиттера значительно больше, чем напряжение между базой и эмиттером. Поэтому токи электродов триода определяются в основном напряжением источника питания и внешними сопротивлениями.

В качестве примера приведем расчет схемы смещения для каскада усилителя с двумя источниками питания (рис. 11).

Для вычисления тока коллектора по (58) найдем выражение для тока эмиттера  $I_E$ . Нетрудно убедиться, что  $I_E$  выражается следующим образом (см. рис. 11).

$$I_E = \frac{U_{см} - U_{ЭД} + I_K \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (59)$$

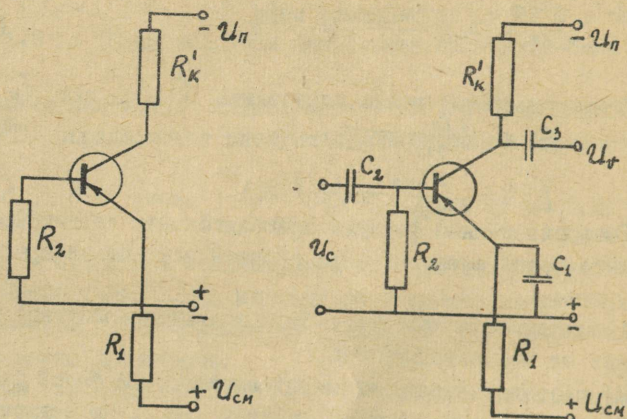


Рис. 11. Цепи смещения и схема каскада с двумя источниками питания .

Из уравнений (58) и (59) найдем:

$$I_K = \frac{I_{K0}(R_1 + R_2) + \alpha(U_{сш} - U_{эд})}{R_1 + R_2 - \alpha R_2} \quad (60)$$

Дифференцируя (60) по  $I_{K0}$  , получаем:

$$S_i = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2(1 - \alpha)} \quad (61)$$

Учитывая (61), можно преобразовать (60) к виду:

$$I_K = \frac{U_{см} - U_{эф}}{R_2} (S_i - 1) + S_i \cdot I_{K0} . \quad (62)$$

Из выражений (61) и (62) можно определить  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{U_{см} - U_{эф}}{I_K - S_i \cdot I_{K0}} [1 - S_i (1 - \alpha)] , \quad (63)$$

$$R_2 = \frac{U_{см} - U_{эф}}{I_K - S_i I_{K0}} (S_i - 1) . \quad (64)$$

Используя полученные формулы, рассчитаем цепи смещения для каскада (рис. 11), если заданы:  $I_K = 1$  ма,  $U_{п} = U_{см} = 26$  в,  $\alpha = 0,96$ ,  $(I_{K0})_{20} = 13$  ма,  $U_{эф} = 0,15$  в.

По приведенным данным требуется найти сопротивления, которые обеспечили бы уход коллекторного тока не более, чем на 20% (т.е.  $\delta I_K = 0,2$ ) при нагреве триода до  $+50^\circ\text{C}$  и увеличении  $\alpha$  до 0,99.

Из (52) найдем  $\Delta I_{K0} = 70$  ма, из (56) необходимая величина коэффициента неустойчивости  $S_i = 2$ , далее из (63)  $R_1 = 24,5$  ком и из (64)  $R_2 = 26,6$  ком.

С практической точки зрения лучше пользоваться питанием каскада от одного источника. Схемы и расчетные формулы для них можно найти в (5). Там же можно найти примеры о влиянии отрицательной обратной связи по переменному току на характеристики усилительного каскада.

Таблица 4

		Схема с заземленной базой
Формула для входного сопротивления . . . . .		$r_{\delta} + r_{\beta} - \frac{r_{\delta}(r_{\delta} + r_{\epsilon})}{R_H + r_{\delta} + r_{\epsilon}}$
Средние значения	точечн.	$\approx 150 \text{ ом}$
	пл.	$\approx 90 \text{ ом}$
Формула для выходного сопротивления . . . . .		$r_{\delta} + r_{\epsilon} - \frac{r_{\delta}(r_{\delta} + r_{\epsilon})}{R_1 + r_{\delta} + r_{\beta}}$
Средние значения	точечн.	$\approx 9500 \text{ ом}$
	пл.	$\approx 530000 \text{ ом}$
Формула для коэффициента усиления по напряжению . . . . .		$\frac{(r_{\delta} + r_{\epsilon}) \cdot R_H}{(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\delta} + r_{\epsilon}) - r_{\delta}(r_{\delta} + r_{\epsilon})}$
Средние значения	точечн.	$\approx 30$
	пл.	$\approx 150$
Формула для коэффициента усиления по мощности		$\frac{4 R_H \cdot R_1 (r_{\delta} + r_{\epsilon})^2}{[(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\delta} + r_{\epsilon}) - r_{\delta}(r_{\delta} + r_{\epsilon})]^2}$
Средние значения	точечн.	$\approx 100 (20 \text{ дб})$
	пл.	$\approx 440 (26 \text{ дб})$
Формула для коэффициента усиления по току . . . . .		$K_i = -\frac{r_{\epsilon}}{r_{\beta}} = \alpha$
Средние значения	точечн.	$\approx 2,3$
	пл.	$\approx 0,96$
Устойчивость	точечн.	Устойчива при $R_H = 0$ (возможны и такие точечные периоды, которые устойчивы при коротком замыкании)
	пл. . . . .	Устойчива
Фаза	точечн.	Нет переворачивания фазы, если $R_H$ не очень мало или $\alpha$ не высоко
	пл. . . . .	Нет переворачивания фазы
Преимущества	точечн.	Усиление по току
	пл.	Высокое входное сопротивление
Недостатки	точечн. . . . .	Низкое входное сопротивление
	пл. . . . .	Низкое входное сопротивление

Схема с заземленным эмиттером	Схема с заземл. коллектором
$r_{\delta} + r_{\beta} + \frac{r_{\beta}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}{R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}}$	$r_{\delta} + r_{\epsilon} - \frac{r_{\epsilon}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}{R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}}$
$\approx 35000 \text{ ом}$	$\approx 2000000 \text{ ом}$
$\approx 700 \text{ ом}$	$\approx 700000 \text{ ом}$
$r_{\epsilon} + r_{\beta} - r_{\delta} + \frac{r_{\beta}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}{R_2 + r_{\beta} + r_{\delta}}$	$r_{\epsilon} + r_{\beta} - r_{\delta} - \frac{r_{\epsilon}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}{R_2 + r_{\epsilon} + r_{\delta}}$
$\approx -13000 \text{ ом}$	$\approx -650 \text{ ом}$
$\approx 63000 \text{ ом}$	$\approx 65 \text{ ом}$
$\frac{(r_{\beta} - r_{\delta}) R_H}{(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}) + r_{\beta}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}$	$\frac{r_{\epsilon} \cdot R_H}{(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}) + r_{\epsilon}(r_{\epsilon} - r_{\delta})}$
$\approx -130$	$< 1$
$\approx -575$	$< 1$
$\frac{4 R_H \cdot R_1 (r_{\epsilon} - r_{\delta})^2}{[(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}) + r_{\beta}(r_{\epsilon} - r_{\delta})]^2}$	$\frac{4 R_H \cdot R_1 r_{\epsilon}^2}{[(R_1 + r_{\delta} + r_{\beta})(R_H + r_{\beta} + r_{\epsilon} - r_{\delta}) + r_{\epsilon}(r_{\epsilon} - r_{\delta})]^2}$
$\approx 1700 (32 \text{ дб})$	$\approx 0,1$
$\approx 6600 (38 \text{ дб})$	$\approx 0,02$
$K_i^a = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$K_i^k = \frac{-1}{1 - \alpha}$
$\approx -1,66$	$\approx 0,78$
$\approx 24$	$\approx -25$
Неустойчива	Неустойчива
Устойчива	Устойчива
Перевор. фаза напряж. и тока	Обычно перевор. фазы нет
Перевор. фаза напряж.	Перевор. фаза тока.
Высокое входное сопротивл.	Хорошая частотная зависим.
Высокое входное сопротивл., большие $K_i^a$ и $K_i^k$ .	Работа в качестве катодного повторителя, большое $K_i^k$
Неустойчива	Возможен неустойчивый режим, усиление по напряж. и мощности мало.
Низкое входное сопротивл., если $\alpha$ не близко к 1 и если $R_H$ не мало.	Усиление по напряж. и мощности мало

## Л и т е р а т у р а .

1. А. Кобленц, Г. Оуэнс, Транзисторы. Теория и применения. Изд. Иностр. лит., 1956.
2. Полупроводниковая электроника. (Сборник статей). Госэнергоиздат, 1959.
3. А.А. Маслов, Электронные полупроводниковые приборы. Госэнергоиздат, 1960.
4. Специальный практикум по полупроводникам и полупроводниковым приборам. (Под редакцией проф. К.В. Шалимовой) Госэнергоиздат, 1962.
5. Ю.И. Конев, Полупроводниковые триоды в автоматике. Изд. "Советское радио", 1960.
6. К.Э. Эрглис, И.П. Степаненко, Электронные усилители. Физматгиз, 1961.
7. А.В. Лоу и др., Основы полупроводниковой электроники. (Перевод с англ. под ред. Е.И. Гальперина). Изд. "Советское радио", 1958.
8. Г.С. Цыкин, Выбор режима, расчет нагрузки и определение нелинейных искажений в каскадах усиления с полупроводниковыми триодами плоскостного типа. "Радиотехника" 1955, № 8.

## У. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРИМЕНЕНИЯ РАДИОАКТИВНЫХ ИЗОТОПОВ В ПРОМЫШЛЕННОСТИ

Т. С о о в и к

Быстрое развитие ядерной техники и физики привело к широкому применению радиоактивных изотопов в разных отраслях промышленности (в основном в виде контрольно-измерительных приборов, работающих при помощи радиоактивных изотопов). Применение такого типа приборов требует от инженерно-технического персонала знаний о радиоактивных изотопах и их излучениях, о взаимодействии излучений с веществом, о детекторах излучений и о санитарных правилах работы с радиоактивными изотопами. Изложение основных знаний в этой области и является целью данного курса "Физические основы применения радиоактивных изотопов в промышленности". Из курса исключено применение метода меченых атомов в промышленности. Руководство по этому курсу составлено в виде детальной программы, которая снабжена списком учебной литературы с указанием глав и также страниц, посвященных отдельным вопросам программы. Учитывая возможные трудности при приобретении учебной литературы, в список включалось литературы больше, чем требовалось бы в рамках данного курса. Основная часть материала изложена в книгах Прайса, Долгирева и др. и Тяточенко.

### 1. Радиоактивный распад атомных ядер

Материал данной главы предполагает у читателя некоторые знания о строении ядер. По необходимости можно рекомендовать новейшие учебники общей физики для высших технических учебных заведений. Необходимый материал изложен в следующих книгах:

1. Л.К. Тяточенко, Радиоактивные изотопы в приборостроении. Атомиздат, 1960, стр. 5-14.
2. Э. Брода, Г. Шенфельд, Применение радиоактивности в технике, Физматгиз, 1959, гл. 1 § 1-13, 18, 19.

Строение атомных ядер. Виды радиоактивного распада.  $\alpha$  - распад. Изменение заряда и массы ядра при  $\alpha$ -распаде.  $\alpha$  - частицы, их энергетический спектр.

Единицы энергии: электронвольт (эВ), килоэлектронвольт (кэВ), мегаэлектронвольт (МэВ). О причинах  $\alpha$  - активности ядер.

$\beta^+$  и  $\beta^-$ -распад. Изменение заряда при  $\beta^+$  и  $\beta^-$ -распаде. Энергетический спектр  $\beta$  - частиц. Существование нейтрино. Захват электрона ядром из электронной оболочки атома - К - захват. О причинах  $\beta$  -распада.

Возбужденные энергетические состояния ядер. Возникновение  $\gamma$ -излучения при переходе возбужденного ядра на более низкий энергетический уровень. Природа  $\gamma$ -квантов.  $\gamma$ -излучение в спектре электромагнитных волн. Дискретный характер энергетического спектра  $\gamma$ -квантов.

Закон радиоактивного распада. Время полураспада, вероятность распада и их взаимосвязь. Понятие активности. Единицы активности: кури, милликюри, микрокюри. Схемы распада радиоактивных изотопов. Связь между активностью и числом  $\gamma$ -квантов, испущенных за секунду.

Получение искусственных радиоактивных изотопов. Важнейшие в технике изотопы:  $S^{35}$ ,  $Sr^{90}$ ,  $Y^{90}$ ,  $Tl^{204}$ ,  $Co^{60}$ ,  $Cs^{137}$ ,  $Eu^{155}$ ,  $Tu^{170}$

$Zr^{192}$ . Примеры схем распада. (Все известные схемы распада приведены в справочнике: Джелепов В.С., Пекер Л.К. Схемы распада радиоактивных ядер. Изд. АН СССР, 1958).

## 2. Поглощение ядерных излучений

Знание процессов поглощения ядерных излучений необходимо для понимания принципов работы детекторов ядерных излучений и радиоактивных измерительных приборов. Основное внимание следует обратить на процессы поглощения  $\gamma$  -излучения, так как это практически самый важный, а также самый сложный процесс поглощения.

### 1) В в е д е н и е

Понятия, характеризующие свойства излучений: энергия частиц (квантов), число частиц, падающее на единицу поверхности в единицу времени, интенсивность излучения.

Характеристики процессов поглощения: линейный и массовый коэффициенты поглощения, эффективное поперечное сечение поглощения. Коэффициент отражения.

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, стр. 13-19
2. Брода, Шенфельд, гл. 1, § 14.

2) Поглощение -излучения

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, стр. 20-21.
2. Брода, Шенфельд, гл. 1, §15.
3. В. Прайс, Регистрация ядерного излучения. ИИЛ, 1960, гл.1, § 1 - 4 .

Электрический характер взаимодействия  $\alpha$  -частиц и атомов поглотителя. Удельная потеря энергии  $\left(\frac{dE}{dx}\right)$  или тормозная способность вещества. Ее зависимость от плотности электронов поглотителя (в нерелятивистском случае).

Возникновение ионов под действием  $\alpha$  -частиц в газе. Энергия, затрачиваемая для создания ионной пары в воздухе. Удельная ионизация. Кривая Брэгга.

Пробег  $\alpha$  -частиц в воздухе и его связь с энергией  $\alpha$  -частицы.

Поглощение и пробег в других веществах и их расчет, исходя из пробега в воздухе.

3) Поглощение  $\beta$  -излучения.

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, стр. 21-25.
2. Брода, Шенфельд, гл. 1, § 16.
3. Прайс, гл. 1, § 7-11.

Замедление быстрых электронов и позитронов при взаимодействии с веществом. Различия по сравнению с поглощением  $\alpha$  -частиц, вызванные большей скоростью и меньшей массой  $\beta$  - частиц. Аннигиляция позитронов.

Потери энергии при неупругих столкновениях. Удельная потеря энергии, удельная ионизация и их взаимосвязь. Потеря энергии для создания одной пары ионов. Радиационные потери ,

преобладающие при очень больших энергиях.

Кривые поглощения моноэнергетических электронов и лучей с непрерывным спектром. Приближенное описание поглощения  $\beta$ -лучей при помощи экспоненциальной кривой.

Расчет пробега при помощи эмпирических формул. Измерение толщины поглотителя в единицах  $\text{г/см}^2$ ,  $\text{мг/см}^2$ .

Слой половинного ослабления и его вычисление.

Отражение  $\beta$ -частиц от веществ различного порядкового номера.

#### 4) Поглощение $\gamma$ -излучения

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, стр. 25-33.
2. Брода, Шенфельд, гл. 1, § 17.
3. Прайс, гл. 1, § 12-15.
4. Лейпунский О.И., Новожилов Б.В., Сахаров В.Н., Распространение гамма-квантов в веществе, Физматгиз, 1960, гл. 1, § 1.

Отличие поглощения  $\gamma$ -квантов от поглощения  $\alpha$ - и  $\beta$ -лучей (2). Поглощение  $\gamma$ -излучения как исчезновение отдельных квантов из пучка  $\gamma$ -лучей. Процессы поглощения: фотоэффект, эффект комптона и образование пар электрон-позитрон. Закон поглощения. Линейный и массовый коэффициенты поглощения.

Фотоэлектрическое поглощение (фотоэффект). Возможность фотопоглощения только на связанных электронах. Зависимость коэффициента фотоэлектрического поглощения от энергии  $\gamma$ -кванта и порядкового номера поглотителя (качественно).

Неупругое столкновение со свободным электроном - эффект комптона. Связь между энергией рассеянного кванта и углом рассеяния, вытекающая из законов сохранения энергии и импульса. Энергия обратно рассеянных квантов. Величина передаваемой электронам энергии в зависимости от угла рассеяния.

Различие между узким и широким пучками  $\gamma$ -излучения, связанное с рассеянным излучением.

Образование пар электрон-позитрон. Зависимость коэффициента образования пар от порядкового номера поглотителя и

энергии кванта.

Роль равных процессов поглощения в зависимости от энергии  $\gamma$ -квантов (3,4).

### 3. Детекторы ядерных излучений

Применение влияния, оказываемого ядерными излучениями на вещество, для обнаруживания и измерения излучений. Краткий обзор методов регистраций.

Л и т е р а т у р а :

1. Прайс, гл. 2, § 20-25.

2. Долгирев Е.И., Малеев П.И., Сидоренко В.В., Детекторы ядерных излучений. Судпромгиз, 1961, § 3.

1. Ионизационная камера.

Л и т е р а т у р а :

1. Прайс, гл. 4, § 39, 41-46, 48, 49.

2. Тагоченко, гл. 2, § 2 и 3.

3. Долгирев и др., гл.2.

Понимание работы ионизационной камеры предполагает знания об ионизирующем действии ядерных излучений и о поведении ионов и электронов в газе под действием электрического поля.

Необходимые понятия: энергия, расходуемая для образования одной пары ионов, движение ионов в электрическом поле, подвижность ионов, исчезновение ионов путем рекомбинации.

Принципиальное устройство ионизационной камеры. Зависимость ионизационного тока от напряжения на камере. Вольтамперная характеристика камеры: область закона Ома при малых напряженностях поля, область тока насыщения при больших напряженностях поля. Величина ионизационных токов. Зависимость тока от атмосферного давления и от температуры в негерметизированных камерах. Дифференциальные камеры.

Схемы включения ионизационных камер. Измерение величины ионизационного тока по падению напряжения на высокоомном нагрузочном сопротивлении. Постоянная времени  $RC$ , ее влияние на быстродействие камеры.

Основные конструкции ионизационных камер. Цилиндрические

и плоскопараллельные камеры. Необходимость высококачественной изоляции измерительного электрода. Изоляторы: фторопласт, полистироль, янтарь. Улучшение условий изоляции заданным кольцом.

Ионизационные камеры для измерения разных видов излучения.

2. Газоразрядные счетчики.

Л и т е р а т у р а :

1. Долгирев, гл. 3.

2. Прайс, гл. 5, § 67-75, 79-81, 83.

3. Тяточенко, гл.2, § 4-6.

4. Брода, Шенфельд, гл. 2, § 3-4.

5. Хитун В.А., Счетчики ядерного излучения и счетные устройства. Госэнергоиздат, 1959, стр.5-32.

Классификация счетчиков по режиму работы, назначению, конструкции, способу регистрации и наполнению. Принцип работы счетчиков. Напряженность электрического поля в цилиндрическом счетчике. Развитие электронной лавины вокруг анодной нити. Газовое усиление. Области работы: область пропорциональности и область Гейгера. Применение пропорциональных счетчиков. Счетчики нейтронов.

Работа счетчика в области Гейгера. Распространение разряда на всю длину счетчика. Роль фотонов в распространении разряда. Независимость величины импульса от первичной ионизации. Самогасящиеся и несамогасящиеся счетчики. Гашение разряда примесью многоатомных газов.

Параметры счетчиков: счетная характеристика, плато и наклон плато, разрешающее время, срок службы, эффективность счетчика.

Низковольтные галогенные счетчики и их свойства.

Измерение интенсивности излучения счетчиком по количеству импульсов и по среднему току. Соответствующие схемы включения.

Конструкции и типы счетчиков. Счетчики для регистрации  $\alpha$ -,  $\beta$ - и  $\gamma$ -лучей.

### 3. Сцинтилляционные счетчики.

#### Л и т е р а т у р а :

1. Долгирев, гл. 4.
2. Прайс, гл. 7, § 95-III, 115-123.
3. Таточенко, гл. 2, § 7-9.
4. Вяземский В.О., Ломоносов И.И., Писаревский А.Н., Протопопов Х.В., Рузин В.А., Тетерин Е.Д. Сцинтилляционный метод в радиометрии, Госатомиздат, 1961. Гл. 1, 2, 3, 8 § 1 и 2.

Принцип работы сцинтилляционного счетчика. Образование возбужденных состояний под действием кванта или частицы излучения в твердом веществе и освобождение энергии этих состояний в виде квантов видимого света. Превращение светового импульса в электрический и усиление его в фотоэлектронном умножителе.

Характеристики сцинтилляторов: световой выход (в переводной литературе: конверсионная эффективность), спектральный состав света, длительность сцинтилляции.

Обзор важнейших сцинтилляторов. Неорганические вещества  $NaJ-Tl, CsJ-Tl, ZnS-Ag$  и их свойства. Органические кристаллы, жидкости и пластмассы.

Фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). Фотокатод и его характеристики: спектральная и интегральная чувствительности, квантовый выход электронов (эффективность). Система умножения - диноды. Общее усиление умножителя и его зависимость от числа динодов, коэффициента вторичной эмиссии динодов и напряжения питания. Стабильность коэффициента усиления. Анодная характеристика. Темновы ток.

Конструкция сцинтилляционного счетчика. Величина импульса умножителя, необходимость усиления. Фон сцинтилляционного счетчика и уменьшение фона амплитудным дискриминатором.

Применение сцинтилляционного счетчика для регистрации заряженных частиц ( $\alpha, \beta$ ). Счет  $\gamma$ -излучения. Преимущества сцинтилляционного  $\gamma$ -счетчика перед газоразрядным. Сцинтилляционная спектрометрия. Спектр импульсов от  $\gamma$ -лучей

и объяснение формы спектра разными процессами поглощения  $\gamma$ -лучей в сцинтилляторе.

#### 4. Флуктуации при радиометрических измерениях

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, гл. 3, § 1-2.
2. Прайс, гл. 3.
3. Брода, Шенфельд, гл. 1, § 20.

Понятие случайной величины. Дискретность и флуктуации излучений. Статистический характер радиоактивного распада. Флуктуации числа импульсов при регистрации ядерных излучений.

Законы распределения. Биномиальный закон распределения. Вероятность. Среднее значение, среднеквадратичная ошибка или стандартное отклонение. Биномиальное распределение для радиоактивного распада. Вероятность распада определенного числа ядер. Связь между стандартным отклонением и числом распавшихся ядер (зарегистрированных импульсов).

Приближенная формула Пуассона. Закон Гаусса, или нормальный закон распределения. Точность измерения числа импульсов.

Характеристики точности измерения: вероятная ошибка, стандартная ошибка, 90-процентная ошибка. Число импульсов, необходимое зарегистрировать для получения заданной точности. Выбор условий измерения. Определение оптимального времени. Контроль счетной аппаратуры.

Измерение среднего значения интенсивности излучения ионизационной камерой. Величина флуктуации заряда. Флуктуации ионизационного тока, ее зависимость от величины тока и постоянной времени камеры.

Анализ зависимостей между точностью и быстродействием измерительного прибора и активностью применяемого источника излучения.

#### 5. Защита от ядерных излучений. Основы дозиметрии

Л и т е р а т у р а :

1. Маргулис У.Я., Защита от действия проникающей радиации. Госатомиздат 1961.

2. Злобинский В.М., Безопасность работ с радиоактивными веществами. Металлургиздат 1961, гл. 1, П и Ш.
3. Долгирев, гл. 1 § 2.
4. Прайс, гл. 4 § 51, 52, 53.
5. Санитарные правила работы с радиоактивными веществами и источниками ионизирующих излучений. Госатомиздат 1960, гл. 1, П, IV, V и приложения 1, 2, 3.

Биологическое действие ядерного излучения. Поглощенная энергия как мера действия излучения. Относительная биологическая эффективность различных излучений.

Поглощенная доза и ее единица - рад. Определяемая по ионизационному эффекту доза излучения и ее единица - рентген. Связь между поглощенной дозой и дозой излучения.

Мощность дозы и ее единицы. Измерение дозы. Дозиметры с ионизационными камерами. Индивидуальные дозиметры.

Связь между дозой, создаваемой  $\gamma$ -лучами радиоактивных препаратов, и их активностью. Гамма - постоянная. Применение миллиграммэквивалента радия для характеристики гамма - излучающих изотопов.

Нормы, установленные законом при работе с радиоактивными веществами. Предельно допустимые дозы. Три категории облучения. Предельно допустимые концентрации радиоактивных веществ.

Защита от ядерных излучений. Защита расстоянием и экранами. Расчет защиты для гамма-излучателей. Защита от  $\beta$  - лучей.

6. Приборы, работающие при помощи радиоактивных изотопов

Л и т е р а т у р а :

1. Таточенко, гл. 7-11.
2. Брода, Шенфельд, гл. 10

Радиоактивные реле. Принцип работы и параметры. Применения: счет числа предметов, определение уровня жидкости ( [1] , гл. 8 § 1, 2 и 5).

Радиоактивный тахометр. Радиоактивные расходомеры газов ( [1] , гл. 9).

Применение поглощения излучения для измерения толщины или плотности материалов. Выбор источников излучения. Быстродействие и точность толщиномеров. Метод компенсации. Применение дифференциальных камер.

Измерение толщины покрытий по рассеянному бета-излучению. Толщиномер, использующий обратное рассеяние  $\gamma$ -лучей.

## О г л а в л е н и е :

	стр.
1. В. Реэбен, О. Сако, Некоторые методы измерения слабых постоянных сигналов при наличии помех. . . . .	3
1. Модуляционные методы в измерительной технике . . . . .	3
2. Входные устройства усилителей постоянного напряжения и тока . . . . .	7
3. Методы снижения синфазных помех и помех 50 гц . . . . .	20
4. Синхронные детекторы . . . . .	25
II. В. Реэбен, Электроника фотоэлектрических измерений . . . . .	30
III. В. Реэбен, Стабилизаторы напряжения . . . . .	45
IV. П. Лыук, Полупроводниковый триод как элемент усили- тельной схемы . . . . .	56
1. В в е д е н и е . . . . .	56
2. Аналогия и различия между кристаллическими и ламповыми триодами . . . . .	56
3. Усиление по току в полупроводниковом триоде . . . . .	59
4. Статические характеристики плоскостных транзисторов. . . . .	64
5. Параметры полупроводникового триода при малом сигнале. . . . .	69
6. Эквивалентная схема триода. Связь между параметрами эквивалентной схемы и четырехполосника . . . . .	74
7. Эксплуатационные параметры триода в основных схемах включения . . . . .	78
8. О стабильности усилительного каскада на полупровод- никовом триоде . . . . .	97
V. Т. Соовик, Физические основы применения радиоактивных изотопов в промышленности . . . . .	105





Hind 22 kop.