

**А.З. МОДЕЛЬ**



# **ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ РАЗВЕРТКИ**



**«ЭНЕРГИЯ»**

БИБЛИОТЕКА  
ПО РАДИО  
ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Выпуск 47*

А. З. МОДЕЛЬ

# ТРАНЗИСТОРНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ РАЗВЕРТКИ



«ЭНЕРГИЯ»  
МОСКВА 1974



Scan AAW

6Ф3

М 74

УДК 621.397.332

### Модель А. 3.

М 74 Транзисторные генераторы развертки, М.,  
«Энергия», 1974.

192 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 47).

Книга посвящена низкочастотным транзисторным генераторам развертки, применяемым в современных телевизионных системах преимущественно не вещательного назначения. В ней содержатся общие сведения о генераторах электромагнитной и электростатической разверток, показаны принципы формирования линейно изменяющегося тока в широком диапазоне частот, дана классификация существующих схем развертывающих устройств.

Основное внимание уделено вопросам проектирования выходных бестрансформаторных усилителей развертки и генераторов пилообразного напряжения.

Книга рассчитана на инженеров, занимающихся конструированием телевизионных систем, а также может быть полезна студентам вузов и техникумов, изучающим работу импульсных устройств и транзисторных усилителей.

М  $\frac{30403-182}{051(01)-74}$  282-74

6Ф3

© Издательство «Энергия», 1974 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Основная задача настоящей книги — ознакомление радиоспециалистов — инженеров и техников с идеями и схемами, лежащими в основе проектирования современных низкочастотных развертывающих устройств на транзисторах.

Как известно, генераторы развертки применяются в самых разнообразных областях радиоэлектроники (радиолокация, фототелеграф, автоматика, измерительная техника), но особенно широко — в телевидении. В свою очередь телевидение давно уже вышло за рамки вещания. Оно используется в промышленности и медицине, при проведении различных научных исследований. Все это потребовало создания новых, существенно отличных от вещательных, телевизионных систем, среди которых особое место занимают малокадровые — с очень низкими частотами кадрового отклонения [Л. 1—3].

В последние годы появилась обширная литература по проектированию транзисторных генераторов развертки для вещательного телевидения [Л. 4—8], а также для индикаторных и импульсных устройств [Л. 9—14]. В то же время вопросы построения генераторов развертки для не вещательных телевизионных систем и особенно для систем, работающих на частотах ниже 50 гц, освещены недостаточно. Настоящая книга представляет собой попытку восполнить этот пробел. Основное внимание в книге уделено вопросам построения генераторов электромагнитной развертки с непосредственной связью как основному классу низкочастотных развертывающих устройств. Генераторы электростатической развертки, реже применяемые в телевидении, рассматриваются в сокращенном объеме.

Книга состоит из четырех глав и приложения.

В гл. 1 содержатся общие сведения о генераторах электромагнитной и электростатической разверток, рассмотрены принципы формирования линейно изменяюще-

гося тока в широком диапазоне частот, дана классификация существующих схем развертывающих устройств.

Главы 2—4 посвящены вопросам проектирования основных функциональных узлов низкочастотных генераторов развертки — выходных бестрансформаторных усилителей и генераторов пилообразного напряжения.

В гл. 2 приведена классификация выходных усилителей генераторов разверток по роду работы и способу подключения нагрузки, рассмотрены их основные характеристики (экономичность, стабильность и др.), выведены соотношения для инженерного расчета.

В гл. 3 содержится анализ выходных усилителей с отрицательной обратной связью по току нагрузки как преобразователей входного напряжения в отклоняющий ток, получены критерии их оптимального проектирования, рассмотрен ряд практических схем. Автор полагает, что материалы этой главы применимы к проектированию усилителей с отрицательной обратной связью по току независимо от области их применения.

В гл. 4 изложены вопросы проектирования генераторов пилообразного напряжения. Основное внимание уделено повышению стабильности и линейности пилообразного напряжения, получению короткого обратного хода. Рассмотрена специфика работы генераторов на очень низких частотах.

При анализе транзисторных схем, работающих в режиме больших сигналов, автор в целях упрощения формул намеренно не делал различия между статическими и динамическими коэффициентами усиления транзисторов по току, всюду пользуясь в качестве основных усилительных параметров коэффициентами усиления в схемах с общей базой и общим эмиттером  $\alpha$  и  $\beta$ . Ошибка в определении статического режима при использовании этих параметров не выходит за нормально допустимые погрешности инженерного расчета.

Автор выражает искреннюю благодарность докт. техн. наук С. Я. Шацу за ценные критические указания, сделанные в процессе рецензирования рукописи, а также канд. техн. наук Н. С. Беляеву, А. М. Лицкевичу, Е. К. Овчинникову, инж. С. Ю. Быльеву за помощь в работе и полезные замечания и советы и Л. А. Степановой, оказавшей большую помощь автору при подготовке рукописи и рисунков к печати.

*Автор*

## ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ РАЗВЕРТКИ

### 1-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ГЕНЕРАТОРАХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЕРТКИ

Генераторы электромагнитной развертки (ГР) служат для формирования в отклоняющих катушках (ОК) магнитной фокусирующе-отклоняющей системы (ФОС) тока отклонения луча электроннолучевой трубки (ЭЛТ).

Типичный график тока в ОК  $i_{o,k}$  показан на рис. 1-1. Этот ток характеризуют следующие параметры: длительность прямого (рабочего) хода  $T_{п.х}$ , в течение которого ток изменяется по линейному или близкому к линейному закону; длительность обратного хода  $T_{o.х}$  — отрезок времени между окончанием очередного и началом следующего прямого хода; время восстановления  $T_в$ , в течение которого ток принимает некоторое исходное значение  $I_0$ ; полный период развертки  $T_{п.} = T_{п.х} + T_{o.х}$ ; частота развертки  $f = 1/T_{п.}$ ; размах отклоняющего тока  $I_{o,k}$ , определяющий угол отклонения луча или линейные размеры перемещения светового пятна по экрану ЭЛТ; средняя (за период  $T_{п.}$ ) составляющая тока  $I_{ср} = I_{ц}$  ( $I_{ц}$  — ток «центровки», обуславливающий постоянное смещение (центровку) электронного луча; коэффициент нелинейности отклоняющего тока ( $k_{нл}$ ), характеризующий непостоянство скорости его изменения  $di_{o,k}/dt$  во время прямого хода.

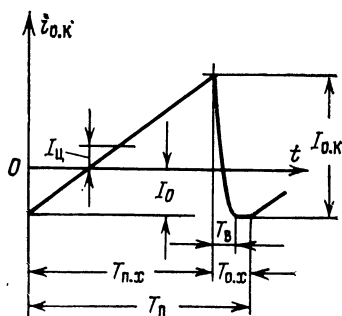


Рис. 1-1. Типичный график тока в ОК.

Принятое в телевидении определение

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{макс}} - \left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{мин}}}{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{макс}} + \left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{мин}}} \quad (1-1)$$

несколько отличается от распространенного в импульсной технике

$$k'_{\text{нл}} = \frac{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{макс}} - \left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{мин}}}{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{\text{макс}}} \leq k_{\text{нл}}.$$

В ряде случаев максимум и минимум производной  $di_{\text{о.к}}/dt$  совпадают с начальным ( $t=0$ ) либо конечным ( $t=T_{\text{п.х}}$ ) моментом времени прямого хода; тогда уравнение (1-1) может быть заменено уравнением

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{t=T_{\text{п.х}}}}{\left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{t=0} + \left. \frac{di_{\text{о.к}}}{dt} \right|_{t=T_{\text{п.х}}}}. \quad (1-1a)$$

Значения  $T_{\text{п}}$  (или  $f$ ) и, как правило,  $T_{\text{п.х}}$  и  $T_{\text{о.х}}$  определяются стандартом разложения телевизионной системы (в вещательном телевидении частота кадровой, точнее, полукадровой, развертки  $f_{\text{кадр}}=50$  гц, частота строчной  $f_{\text{стр}}=15\,625$  гц) и задаются генератору развертки внешними синхронизирующими (управляющими) импульсами. Обычно  $T_{\text{о.х}} \leq 0,1 T_{\text{п}}$ .

Время восстановления  $T_{\text{в}}$  зависит от схемы ГР и параметров ОК и в некоторых случаях может несколько превышать длительность синхронизирующих импульсов.

Размах отклоняющего тока, требуемый для полного отклонения луча, в зависимости от типа ЭЛТ и ФОС бывает от 10—15 ма (малогабаритные видиконы) до нескольких ампер (суперортиканы, кинескопы).

Ток центровки  $I_{\text{ц}}$  может быть и положительным (как показано на рис. 1-1), и отрицательным; обычно  $|I_{\text{ц}}| \leq \leq 0,1 I_{\text{о.к}}$ .

Более подробно остановимся на вопросе о нелинейности. Для большинства передающих трубок, где угол отклонения сравнительно невелик, требуется практиче-

ски линейный характер изменения тока в ОК во время прямого хода. Допустимая величина  $k_{нл}$  обычно составляет 10—12%, но в отдельных случаях (главным образом в современных измерительных телевизионных системах) не должна превышать 1—3%. В телевизионной технике величину коэффициента нелинейности принято выражать в процентах, а не в относительных единицах.

Искажения изображения могут быть связаны не только с нелинейностью тока  $i_{о.к.}$ , но и с конструкцией ЭЛТ (икonosкопы, кинескопы и другие трубки с плоским экраном и большим углом отклонения), с неравномерностью распределения магнитного поля ФОС, а также с нелинейной зависимостью напряженности отклоняющего поля от величины тока в ОК. Для коррекции этих искажений приходится формировать ток  $i_{о.к.}$  нелинейной формы, чаще всего параболической или S-образной с коэффициентом  $k_{нл} \approx 10 \div 15\%$ .

Помимо вышеперечисленных параметров отклоняющего тока, работа ГР характеризуется еще двумя важнейшими показателями — эффективностью и стабильностью.

Поскольку полезная работа ГР характеризуется реактивной мощностью магнитного поля ОК, понятие к. п. д. в данном случае не имеет смысла. Поэтому в качестве критерия для оценки эффективности и сравнения различных схем ГР (работающих на одни и те же ОК, принятые за условный эталон) используют понятие условного к. п. д., полагая полезной эффективную мощность переменной составляющей отклоняющего тока, рассеиваемую на активном сопротивлении (катушек ( $r_{о.к.}$ )). Именно эта мощность ( $P_{откл}$ ) является минимально необходимой для создания полезного эффекта — отклонения электронного луча.

Пренебрегая длительностью обратного хода тока  $i_{о.к.}$  по сравнению с периодом развертки, можно записать условный к. п. д. как

$$\eta = \frac{P_{откл}}{P_{\Sigma}} = \frac{I_{о.к.}^2 r_{о.к.}}{12 P_{\Sigma}}, \quad (1-2)$$

где  $P_{\Sigma}$  — полная мощность, потребляемая ГР от источников питания, включая потери в сопротивлении  $r_{о.к.}$  от тока центровки  $I_{ц.}$ , а  $P_{откл} = I_{о.к.}^2 r_{о.к.}/12$ .

Формула (1-2) справедлива и для случая линейной аппроксимации обратного хода.



Поскольку мощность  $P_{\Sigma}$  нередко значительно превышает энергетические затраты в других узлах телевизионных систем (за исключением мощной передающей аппаратуры), повышение эффективности ГР является важнейшей задачей.

Стабильность работы ГР в условиях самопрогрева, приработки или старения узлов и деталей аппаратуры, а также воздействия внешней среды (температура, влажность и т. п.) характеризуется двумя величинами: относительной нестабильностью размаха отклоняющего тока

$$\Delta_p = \frac{\Delta I_{o.k}}{I_{o.k}} = \Delta \bar{I}_{o.k}, \quad (1-3)$$

определяющей нестабильность размера изображения; относительной нестабильностью тока центровки

$$\Delta_{\text{ц}} = \frac{\Delta I_{\text{ц}}}{I_{o.k}} = \Delta \bar{I}_{\text{ц}}, \quad (1-4)$$

определяющей нестабильность положения изображения. Для большинства современных телевизионных систем величины  $\Delta_p$  и  $\Delta_{\text{ц}}$  не должны превышать 5%, в отдельных случаях — 1%.

## 1-2. ПРИНЦИПЫ ФОРМИРОВАНИЯ ЛИНЕЙНО ИЗМЕНЯЮЩЕГОСЯ ТОКА

Пренебрегая влиянием распределенных емкостей (этот фактор начинает сказываться на сравнительно высоких частотах развертки  $f \geq 50$  кГц), можно представить ОК в виде последовательного соединения эквивалентной индуктивности  $L_{o.k}$  и сопротивления обмоток  $r_{o.k}$ . Для получения в этой цепи тока размахом  $I_{o.k}$ , линейно изменяющегося в течение некоторого отрезка времени  $[0, T]$  по закону  $i_{o.k} = I_0 + I_{o.k} \bar{t}$  ( $\bar{t} = t/T$  — нормированное время), необходимо подать на ОК напряжение

$$u_{o.k} = I_0 r_{o.k} + I_{o.k} r_{o.k} \bar{t} + \frac{L_{o.k} I_{o.k}}{T},$$

состоящее из постоянного в течение времени  $T$  напряжения

$$U_0 = I_0 r_{o.k} + \frac{L_{o.k} I_{o.k}}{T} = U_{\text{опт}} \quad (1-5)$$

и линейно изменяющегося напряжения  $u_{\text{л}} = I_{0.\text{к}} r_{0.\text{к}} \bar{t}$  с размахом

$$U_{\text{л}} = I_{0.\text{к}} r_{0.\text{к}} = U_{\text{л. опт.}} \quad (1-6)$$

Индекс «опт» в формулах (1-5) и (1-6) характеризует оптимальные (единственные) значения  $U_0$  и  $U_{\text{л}}$ , соответствующие линейному изменению тока  $i_{0.\text{к}}$  с требуемым размахом  $I_{0.\text{к}}$ . Отношение этих напряжений

$$\frac{U_{\text{опт}}}{U_{\text{л. опт}}} = \delta + \bar{\tau}_{0.\text{к}}, \quad (1-7)$$

где  $\bar{\delta} = I_0/I_{0.\text{к}}$  — нормированное значение начального тока;  $\bar{\tau}_{0.\text{к}} = L_{0.\text{к}}/Tr_{0.\text{к}} = \tau_{0.\text{к}}/T$  — нормированная постоянная времени катушек.

В схемах формирования линейно изменяющегося тока возможны значения коэффициента  $\delta$  примерно от  $-1$  до  $+1$ . Соответствующие значения напряжения  $U_{0 \text{ опт}}$ :

$$(\bar{\tau}_{0.\text{к}} - 1) U_{\text{л. опт}} \leq U_{0 \text{ опт}} \leq (\bar{\tau}_{0.\text{к}} + 1) U_{\text{л. опт.}}$$

Таким образом, при разных  $\delta$  и одном и том же размахе отклоняющего тока  $I_{0.\text{к}}$  на ОК всегда возникает одно и то же линейно изменяющееся напряжение  $u_{\text{л}}$  (размахом  $U_{\text{л. опт}}$ ), тогда как постоянное напряжение  $U_{0 \text{ опт}}$  может изменяться в широких пределах положительных и отрицательных значений.

В практических условиях, однако, далеко не всегда обеспечиваются оптимальные величины этих напряжений (например, из-за неточности настройки: один и тот же размах отклоняющего тока  $I = I_{0.\text{к}}$  может быть получен при разных  $U_0 \neq U_{0 \text{ опт}}$  и  $U_{\text{л}} \neq U_{\text{л. опт}}$ ). Это обуславливает нелинейную временную зависимость тока в ОК. Поэтому полезно исследовать форму отклоняющего тока и коэффициент его нелинейности при суммарном воздействии на ОК различных напряжений  $U_0$  и  $U_{\text{л}}$ , обеспечивающих требуемый размах тока  $I_{0.\text{к}}$ .

**Основная формула коэффициента нелинейности.** При воздействии на ОК с током  $I_0$  произвольно выбранных напряжений  $U_0$  и  $u_{\text{л}} = U_{\text{л}} \bar{t}$  отклоняющий ток

$$i_{0.\text{к}} = i' + i'' + i''' = \frac{1}{r_{0.\text{к}}} \left[ U_0 - U_{\text{л}} \bar{\tau}_{0.\text{к}} - \right. \\ \left. - (U_0 - U_{\text{л}} \bar{\tau}_{0.\text{к}} - I_0 r_{0.\text{к}}) e^{-\frac{\bar{t}}{\bar{\tau}_{0.\text{к}}}} + U_{\text{л}} \bar{t} \right], \quad (1-8)$$

где

$$i' = \frac{U_0}{r_{0.к}} \left( 1 - e^{-\frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}}} \right);$$

$$i'' = U_{\pi} \frac{\tau_{0.к}}{r_{0.к}} \left( \frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}} + e^{-\frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}}} - 1 \right);$$

$$i''' = I_0 e^{-\frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}}}.$$

Скорость изменения тока  $i_{0.к}$

$$\frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} = \frac{1}{r_{0.к}} \left[ U_{\pi} \left( 1 - e^{-\frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\tau_{0.к}} (U_0 - I_0 r_{0.к}) e^{-\frac{\bar{t}}{\tau_{0.к}}} \right] \quad (1-9)$$

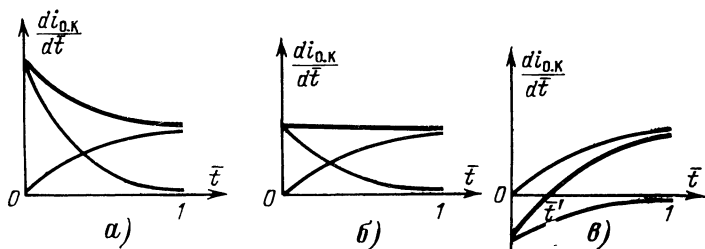


Рис. 1-2. Временные зависимости скорости изменения отклоняющего тока.

$$a - U_{\pi} < \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\tau_{0.к}}; \quad б - U_{\pi} = \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\tau_{0.к}};$$

$$в - U_{\pi} > \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\tau_{0.к}}.$$

представляет собой функцию, являющуюся суммой двух экспоненциальных кривых — нарастающей (первое слагаемое) и спадающей (второе слагаемое). Здесь возможны следующие частные случаи.

1. Скорость изменения тока  $di_{0.к}/d\bar{t}$  со временем уменьшается (рис. 1-2, а), если

$$U_{\pi} < \frac{1}{\tau_{0.к}} (U_0 - I_0 r_{0.к}).$$

2. Скорость  $di_{o.k}/d\bar{t} = \text{const}$  (рис. 1-2,б), если

$$U_{\text{л}} = \frac{1}{\tau_{o.k}} (U_0 - I_0 r_{o.k}); \quad (1-10)$$

следовательно, уравнение (1-10) является условием получения линейно изменяющегося тока размахом  $U_{\text{л}}/r_{o.k}$ . Из этого уравнения вытекает оптимальное отношение

$$\left(\frac{U_0}{U_{\text{л}}}\right)_{\text{опт}} = \frac{I_0}{U_{\text{л}}/r_{o.k}} + \tau_{o.k}; \quad (1-11)$$

для обеспечения требуемого размаха тока  $I_{o.k}$  напряжения  $U_0$  и  $U_{\text{л}}$  должны быть выбраны согласно (1-5) и (1-6), после чего (1-11) отождествляется с (1-7).

3. Скорость изменения тока со временем возрастает (рис. 1-2,в), если

$$U_{\text{л}} > \frac{1}{\tau_{o.k}} (U_0 - I_0 r_{o.k});$$

если при этом  $U_0 < I_0 r_{o.k}$ , то возникает перегиб кривой тока  $i_{o.k}$  в некоторый, близкий к нулевому момент времени  $\bar{t}'$  (рис. 1-3), причем скорость  $di_{o.k}/d\bar{t}$  на отрезке  $[0, \bar{t}']$  отрицательна. Такой случай не представляет практического интереса, поэтому в дальнейшем для большей конкретности анализа будем полагать:

$$U_0 \geq I_0 r_{o.k}. \quad (1-12)$$

Как видно из рис. 1-2, максимум и минимум функции  $di_{o.k}/d\bar{t}$  всегда соответствуют началу или концу отрезка времени  $T$  (прямого хода развертки). Это позволяет определить коэффициент нелинейности тока  $i_{o.k}$  по формуле (1-1а); с учетом (1-9)

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\left[ \frac{U_0}{U_{\text{л}}} \left( 1 - \frac{I_0 r_{o.k}}{U_0} \right) - \tau_{o.k} \right] \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{o.k}}} \right)}{2\tau_{o.k} + \left[ \frac{U_0}{U_{\text{л}}} \left( 1 - \frac{I_0 r_{o.k}}{U_0} \right) - \tau_{o.k} \right] \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{o.k}}} \right)}. \quad (1-13)$$

**Зависимость  $k_{\text{нл}}$  от  $U_{\text{л}}/U_0$ .** Рассмотрим, как зависит коэффициент  $k_{\text{нл}}$  от отношения  $U_0/U_{\text{л}}$  при неизменном размахе тока  $I$ .

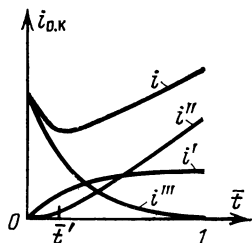


Рис. 1-3. Форма отклоняющего тока при  $U_0 < I_0 r_{o.k}$ .

Из уравнения (1-8) находим:

$$I = i_{0.к} |_{\bar{t}=1} - i_{0.к} |_{\bar{t}=0} = \frac{1}{r_{0.к}} \left[ U_{л} + (U_0 - U_{л} \bar{\tau}_{0.к} - I_0 r_{0.к}) \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \right]. \quad (1-14)$$

Определив отсюда отношение  $U_0/r_{0.к}$  и подставив полученный результат в выражение (1-13), после ряда преобразований получим:

$$k_{нл} = 2 \frac{\left[ 1 - \frac{U_{л}}{U_0} (\delta + \bar{\tau}_{0.к}) \right] \times}{\left[ 1 - \frac{U_{л}}{U_0} (\delta + \bar{\tau}_{0.к}) \right] \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) + \times \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right)} \rightarrow \rightarrow \frac{+ 2 \bar{\tau}_{0.к} \frac{U_{л}}{U_0} \left[ 1 + \delta \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \right]}{+ 2 \bar{\tau}_{0.к} \frac{U_{л}}{U_0} \left[ 1 + \delta \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \right]}. \quad (1-15)$$

Согласно выражению (1-14) значения  $U_0$  и  $U_{л}$ , входящие в (1-15), связаны соотношением

$$\frac{U_{л}}{I r_{0.к}} = \frac{1 + \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \left( \delta - \frac{U_0}{I r_{0.к}} \right)}{1 - \bar{\tau}_{0.к} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right)}.$$

Как следует из условия (1-12), минимальное значение  $U_0/I r_{0.к} = \delta$ . Соответствующее максимальное значение

$$\frac{U_{л, макс}}{I r_{0.к}} = \frac{1}{1 - \bar{\tau}_{0.к} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right)}.$$

В свою очередь минимальному отношению  $U_{л.мин}/I r_{о.к} = 0$  соответствует

$$\frac{U_{омакс}}{I r_{о.к}} = \delta + \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}}}$$

Таким образом, возможные значения  $U_0$  и  $U_{л.опт}$  лежат в пределах

$$\delta U_{л.опт} \leq U_0 \leq \left( \delta + \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}}} \right) U_{л.опт}; \quad (1-16)$$

$$0 \leq U_{л} \leq \frac{U_{л.опт}}{1 - \tau_{о.к} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}} \right)}, \quad (1-17)$$

а их отношение

$$0 \leq \frac{U_{л}}{U_0} \leq \frac{1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}}}{\left[ 1 - \tau_{о.к} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}} \right) \right] \left[ 1 + \delta \left( 1 - e^{-\frac{1}{\tau_{о.к}}} \right) \right]}.$$

Из графических зависимостей  $k_{нл} = f \left( \frac{U_{л}}{U_0} \right) \Big|_{\tau_{о.к}}$ , построенных по (1-15) для  $\delta = 0$  (рис. 1-4), следует:

1) ось абсцисс является геометрическим местом точек, для которых

$$\left( \frac{U_{л}}{U_0} \right)_{опт} = \frac{1}{\tau_{о.к}};$$

2) при  $U_{л}/U_0 = 0$  коэффициент нелинейности

$$k_{нл} \approx \tau_{о.к}; \quad (1-18)$$

приближенное равенство тем точнее, чем больше  $\tau_{о.к}$ ;

3) по заданному коэффициенту нелинейности можно определить границы допустимого разброса  $U_{л}/U_0$  относительно  $(U_{л}/U_0)_{опт}$  для данных  $\tau_{о.к}$ , с увеличением  $\tau_{о.к}$  эти границы сужаются.

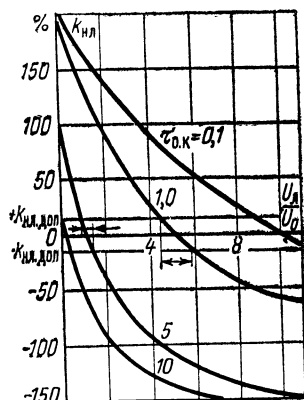


Рис. 1-4. Зависимость коэффициента нелинейности  $k_{нл}$  от  $U_{л}/U_0$  при  $\delta=0$ .

**Зависимости  $k_{нл}$  от  $\frac{U_{\pi}}{U_{\pi.опт}}$  и  $\frac{U_0}{U_{0опт}}$ .** В большинстве случаев размах отклоняющего тока в основном обеспечивается каким-либо одним из подаваемых напряжений (постоянным или линейно изменяющимся), тогда как другое напряжение служит для коррекции нелинейности (например, как видно из рис. 1-4, при  $\bar{\tau}_{0.к} = 10$   $U_{\pi.опт} = 0,1 U_{0опт}$ , а при  $\bar{\tau}_{0.к} = 0,1$   $U_{\pi.опт} = 10 U_{0опт}$ ). В этих случаях целесообразно определять  $k_{нл}$  как функцию расстройки корректирующего напряжения относительно оптимального значения.

Можно показать, что при больших  $\tau_{0.к}$ , когда корректирующим является напряжение  $U_{\pi}$ ,

$$k_{нл} = 2 \frac{1 - U_{\pi}/U_{\pi.опт}}{U_{\pi}/U_{\pi.опт}} \frac{1}{2\bar{\tau}_{0.к} + \frac{1 - U_{\pi}/U_{\pi.опт}}{U_{\pi}/U_{\pi.опт}} \frac{1 + e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}}}{1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}}}}; \quad (1-19)$$

здесь величина  $U_{\pi}/U_{\pi.опт}$  может изменяться в пределах, определяемых формулой (1-17).

Отметим, что с увеличением  $\bar{\tau}_{0.к}$  зависимость  $k_{нл}(U_{\pi}/U_{\pi.опт})$  все более приближается к линейной. Действительно, при  $\bar{\tau}_{0.к} \gg 1$  величина

$$e^{-1/\bar{\tau}_{0.к}} \approx 1 - \frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}},$$

что позволяет преобразовать выражение (1-19) к более простому виду:

$$k_{нл} \approx \frac{1 - \frac{U_{\pi}}{U_{\pi.опт}}}{\bar{\tau}_{0.к}}.$$

При малых  $\bar{\tau}_{0.к}$  корректирующим является напряжение  $U_0$ , в этом случае коэффициент нелинейности определяется по формуле

$$k_{нл} = 2 \frac{\left(\frac{U_0}{U_{0опт}} - 1\right)(\delta + \bar{\tau}_{0.к}) \times}{\left(\frac{U_0}{U_{0опт}} - 1\right)(\delta + \bar{\tau}_{0.к}) \left(1 + e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}}\right) +} \rightarrow$$

$$\begin{aligned}
& \times \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \\
& \rightarrow \frac{+ 2 \bar{\tau}_{0.к} \left[ 1 - \left( \frac{U_0}{U_{0\text{опт}}} - 1 \right) (\delta + \bar{\tau}_{0.к}) \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) - \right.}{\left. - \bar{\tau}_{0.к} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \right]}, \quad (1-20)
\end{aligned}$$

где согласно условию (1-16) с учетом (1-7)

$$\frac{\delta}{\delta + \bar{\tau}_{0.к}} \leq \frac{U_0}{U_{0\text{опт}}} \leq \frac{\delta}{\delta + \bar{\tau}_{0.к}} + \delta + \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}}}.$$

Не следует полагать, что при  $\delta = -\bar{\tau}_{0.к}$  коэффициент  $k_{нл} = 0$  независимо от величины  $U_0$ . Согласно выражению (1-7) в этом случае  $U_{0\text{опт}} = 0$  и в числителе выражения (1-20) возникает неопределенность вида  $0 \infty$ . Раскрыв ее путем перемножения первых двух сомножителей числителя, получим:

$$\begin{aligned}
& k_{нл} \Big|_{\delta = -\bar{\tau}_{0.к}} = \\
& = 2 \frac{\frac{U_0}{U_{0\text{опт}}} \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right)}{\frac{U_0}{U_{0\text{опт}}} \left( 1 + e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) + 2\bar{\tau}_{0.к} \left[ 1 - \left( \frac{U_0}{U_{0\text{опт}}} + \bar{\tau}_{0.к} \right) \times \right.} \\
& \quad \left. \times \left( 1 - e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}} \right) \right]}.
\end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что здесь  $k_{нл} = 0$  лишь при  $U_0 = U_{0\text{опт}} = 0$ .

Следует отметить, что характер нелинейности отклоняющего тока при расстройках  $U_{л}/U_{л\text{опт}}$  (в случае больших  $\bar{\tau}_{0.к}$ ) и расстройках  $U_0/U_{0\text{опт}}$  (в случае малых  $\bar{\tau}_{0.к}$ ) различен: в первом случае нелинейность носит обычный экспоненциальный характер (рис. 1-5,а); во втором — наличие экспоненциального члена в формуле (1-8) приводит к тому, что основная нелинейность приходится на начальный отрезок  $[0, \bar{t}]$  (рис. 1-5,б). При этом случаю  $U_0 =$



$\approx U_{0 \text{ мин}} = \delta I r_{0.к}$  соответствует  $k_{нл} = -200\%$  (начальная скорость изменения кривой тока  $2'$  на рис. 1-5, б равна нулю). Определим длину начального участка  $[0, \bar{t}']$  этой кривой, на протяжении которого коэффициент  $k_{нл}$  превышает некоторое допустимое значение  $k_{нл. доп}$ . Вычисляя величину

$$k_{нл} = 2 \frac{\left. \frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} \right|_{\bar{t}'} - \left. \frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} \right|_1}{\left. \frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} \right|_{\bar{t}'} + \left. \frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} \right|_1},$$

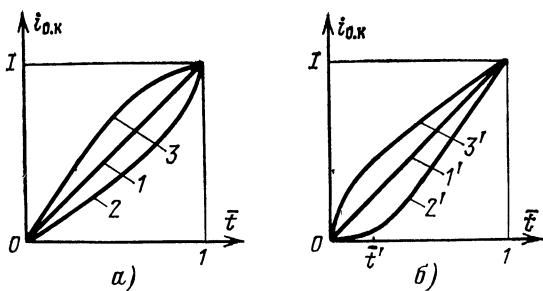


Рис. 1-5. Формы отклоняющего тока.

а — при больших  $\bar{\tau}_{0.к}$  и  $U_{л} \approx U_{л. опт}$ ;

б — при малых  $\bar{\tau}_{0.к}$  и  $U_0 \approx U_{0 опт}$ .

1 —  $U_{л} = U_{л. опт}$ ; 2 —  $U_{л} > U_{л. опт}$ ; 3 —  $U_{л} < U_{л. опт}$ ;  
1' —  $U_0 = U_{0 опт}$ ; 2' —  $U_0 < U_{0 опт}$ ; 3' —  $U_0 > U_{0 опт}$ .

находим:

$$\bar{t}' = \bar{\tau}_{0.к} \ln \frac{(2 - k_{нл. доп}) \left( \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\bar{\tau}_{0.к} U_{л}} - 1 \right)}{2k_{нл. доп} + (2 + k_{нл. доп}) \left( \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\bar{\tau}_{0.к} U_{л}} - 1 \right) e^{-\frac{1}{\bar{\tau}_{0.к}}}}.$$

При  $k_{нл. доп} \ll 2$  и  $\bar{\tau}_{0.к} \ll 1$

$$\bar{t}' \approx \bar{\tau}_{0.к} \ln \frac{1 - \frac{U_0 - I_0 r_{0.к}}{\bar{\tau}_{0.к} U_{л}}}{|k_{нл. доп}|},$$

а в случае  $U_0 = U_{0 мин}$

$$\bar{t}' = \bar{t}'_{\text{макс}} \approx \bar{\tau}_{0.к} \ln \frac{1}{|k_{нл. доп}|}. \quad (1-21)$$

### 1-3. ВИДЫ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ РАЗВЕРТКИ

Как следует из вышеизложенного, при  $\overline{\tau_{0.к}} \gg 1$  (это неравенство обычно выполняется на частотах развертки  $f \geq 10 \div 15 \text{ кГц}$ ) для формирования во время  $T = T_{п.х}$  линейно изменяющегося тока достаточно подавать на ОК только постоянное напряжение; коэффициент нелинейности в этом случае определяется формулой (1-18). Тем самым становится воз-

можным построение схем ГР, не содержащих источника линейно изменяющегося напряжения; такие схемы называются ключевыми, поскольку принци-

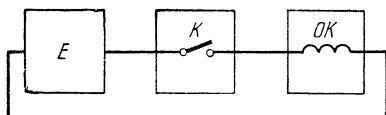


Рис. 1-6. Блок-схема ключевого ГР.

пиально необходимым элементом в них, кроме самой ОК и источника постоянного напряжения  $E = U_0$ , является ключ, коммутирующий эту цепь (рис. 1-6).

Наиболее известными схемами этого типа являются ключевые генераторы пилообразного тока (КГПТ) с двусторонним ключом, схемы С. И. Катаева и А. М. Лицкевича [Л. 14], широко применяемые в телевизионных генераторах строчной развертки (15 625 гц). Во всех этих схемах роль ключа  $K$  выполняет диод или транзистор, работающий в режиме переключения, т. е. попеременно находящийся во время прямого и обратного ходов развертки либо в запертом, либо в насыщенном (предельно отпертом) состоянии.

Основные достоинства ключевых ГР — относительно высокие экономичность и стабильность их работы (последнее связано с нечувствительностью ключевого режима транзистора к дрейфу его параметров). Основным недостатком этих схем — трудность получения малого коэффициента нелинейности при значениях  $\tau_{0.к} \leq 4 \div 5$ . В сочетании с различными методами коррекции нелинейности, включая использование вспомогательных ключевых генераторов пилообразного напряжения, ключевые ГР применяются на частотах не ниже 1—2 кГц [Л. 15].

При  $\overline{\tau_{0.к}} \leq 1$  цепь питания ОК должна содержать источник линейно изменяющегося напряжения. Поскольку на сравнительно невысоких частотах получение такого напряжения связано с работой транзисторов в актив-

ном режиме линейного усиления, все неключевые ГР могут быть названы усилительными.

Если в КГПТ линейно изменяющееся напряжение используется исключительно как корректирующий сигнал, то в усилительных ГР корректирующим чаще всего является постоянное напряжение, которое обычно формируется в виде прямоугольных импульсов размахом  $U_{0\text{ опт}}$  и длительностью  $T_{п.х}$ . Соответственно полный сигнал, подаваемый на ОК, имеет вид пилообразно-импульсного или трапецидального напряжения (рис. 1-7).

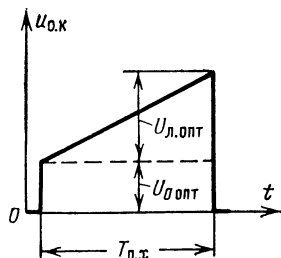


Рис. 1-7. Форма трапецидального напряжения на ОК.

В отличие от ключевых схем, где постоянную времени  $\tau_{0,к}$  стремятся иметь возможно большей, иногда включая для этого последовательно с ОК дроссель, в усилительных ГР независимо от частоты  $f$  всегда стараются уменьшить постоянную времени цепи катушек. Это достигается повышением собственного выходного сопротивления ГР ( $r_{\text{вых}}$ ). В случае  $r_{\text{вых}} \gg r_{0,к}$  эквивалентная постоянная времени выходной цепи

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{L_{0,к}}{r_{0,к} + r_{\text{вых}}} \ll \tau_{0,к},$$

благодаря чему неточно подобранная величина импульсной составляющей трапецидального напряжения практически не влияет на линейность тока  $i_{0,к}$  в начале прямого хода.

По способу связи выходного каскада с ОК усилительные ГР разделяются на три группы.

1. Генераторы развертки с трансформаторным (или дроссельным) выходом (рис. 1-8), состоящие из генератора пилообразно-параболического напряжения ГППН, выходного усилителя мощности ВУ, преобразующего это напряжение в ток той же формы, и разделительно-согласующего трансформатора (дросселя). Эти схемы обычно применяются на частотах от нескольких десятков до сотен герц, чаще всего как генераторы кадровой развертки телевизионных приемников и некоторых передающих камер.

2. Генераторы развертки с емкостной связью (рис. 1-9) состоят из генератора пилообразного линейно изменяющегося напряжения *ГПН* и выходного усилителя мощности *ВУ*; применяются на тех же частотах, что и ГР с трансформаторным выходом, более компактны и просты в настройке, но менее экономичны.

3. Генераторы развертки с непосредственной связью имеют ту же блок-схему, что и ГР с емкостной связью, но подключение ОК к выходному усилителю осуществляется кондуктивно. Эти ГР чаще применяются на очень низких частотах — от нескольких десятков герц и ниже, когда использование реактивных разделительных элементов (трансформаторов, конденсаторов) становится невозможным из-за чрезмерного возрастания их габаритов.

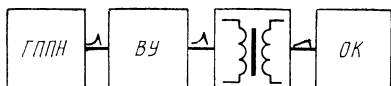


Рис. 1-8. Блок-схема усилительного ГР с трансформаторным выходом.

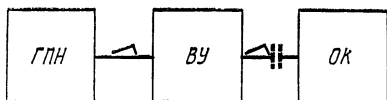


Рис. 1-9. Блок-схема усилительных ГР с разделительным конденсатором и с непосредственной связью.

Вместе с тем в ряде случаев особенно при использовании трубок с малым углом отклонения, когда требуемый размах отклоняющих токов не превышает нескольких десятков миллиампер) ГР с непосредственной связью с успехом применяются и на значительно более высоких частотах развертки (50 *гц* и более), конкурируя с другими типами ГР. Это объясняется такими немаловажными их достоинствами, как малые габариты и масса (в случае маломощных разверток), отсутствие моточных изделий. Последнее обстоятельство делает эти схемы наиболее пригодными для перевода на микроэлектронную технологию.

Эти ГР находят все более широкое применение во многих следящих и измерительных телевизионных системах, где развертка носит непериодический характер, и применение разделительных реактивностей принципиально невозможно.

Рассмотрению ГР с непосредственной связью и будут в основном посвящены последующие разделы книги.

#### 1-4. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ГЕНЕРАТОРАХ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ РАЗВЕРТКИ

Генераторы электростатической развертки служат для формирования на отклоняющих пластинах ЭЛТ с электростатическим отклонением пилообразных линейно изменяющихся напряжений.

Типичный график разностного пилообразного напряжения  $u_{\text{откл}}$  между двумя пластинами совпадает с графиком пилообразного тока  $i_{\text{о.к}}$  (рис. 1-1) и характеризуется теми же или

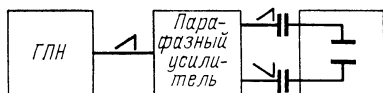


Рис. 1-10. Блок-схема генератора электростатической развертки.

аналогичными параметрами:  $T_{\text{п.х}}$ ,  $T_{\text{о.х}}$ ,  $U_{\text{откл}}$ ,  $k_{\text{пл}}$  и т. д. При этом напряжения на каждой пластине  $u_{\text{пл}}$  должны быть противофазными и иметь равный размах

$U_{\text{пл}} = U_{\text{откл}}/2$ , нарушение симметрии приводит к дефокусировке луча и другим искажениям поля между пластинами [Л. 16, 17].

Размах напряжения  $U_{\text{пл}}$  у осциллографических и индикаторных трубок достигает 100—150 в, у применяемых в телевидении видиконов — 30—40 в. Получение такого размаха требует значительных питающих напряжений (повышающие трансформаторы практически не используются из-за вносимых ими частотных искажений и больших габаритов), поэтому мощность  $P_{\Sigma}$ , потребляемая генератором развертки для видикона с магнитным отклонением, может оказаться даже меньше, чем в случае видикона с электростатическим отклонением.

Блок-схема генератора электростатической развертки (рис. 1-10) содержит ГПН и парафазный усилитель напряжения с подключенными к нему отклоняющими пластинами. Последние представляют собой практически чисто емкостную нагрузку (10—20 пф). Активная мощность, затрачиваемая на создание переменного электростатического поля, пренебрежимо мала. Поэтому оценивать эффективность работы таких ГР с помощью к. п. д. (даже условного) невозможно.

Помимо переменных напряжений на отклоняющие пластины подаются постоянные напряжения, примерно равные по величине напряжению на втором аноде трубки (около 300 в). Из-за этого приходится подключать

пластины к выходу парафазного усилителя через разделительные конденсаторы. Некоторые специфические особенности построения таких усилителей будут рассмотрены в гл. 2.

## Глава вторая

### **ВЫХОДНЫЕ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ГР**

#### **2-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ**

**Усилители генераторов электромагнитной развертки.** Выходные усилители электромагнитной развертки преобразуют пилообразное напряжение в отклоняющий ток той же формы. (Зависимость выходного тока от входного напряжения будем называть передаточной характеристикой усилителя.) Линейность и стабильность преобразования являются важными показателями работы выходного усилителя. К схемам с непосредственной связью сказанное относится в наибольшей мере; так, в ГР с трансформаторным (дроссельным) выходом нелинейность отклоняющего тока зависит обычно не столько от передаточной характеристики, сколько от индуктивности трансформатора (дросселя); с другой стороны, там допустима значительно большая нестабильность режима усилителя, так как средняя составляющая тока окончательного каскада не попадает в нагрузку.

Другим первостепенным показателем работы выходного усилителя является его эффективность. Повышение требований к стабильности и линейности отклоняющего тока обычно связано с ухудшением эффективности.

По роду работы и способу подключения нагрузки все схемы выходных бестрансформаторных усилителей ГР подразделяются на одноктактные и двухтактные. Различают также ГР с отдельным или мостовым включением ОК. Если катушки ( $L_1$  и  $L_2$ ) включены встречно в различные электрические цепи, то отклонение луча ЭЛТ осуществляется их разностным магнитным полем; так, в схеме на рис. 2-1,а (двухтактный усилитель, работающий в режиме А) максимальному току в одной из катушек соответствует минимальный ток в другой. В этих случаях должны применяться только ФОС со специальной симметричной намоткой ОК — в два прово-

да или в виде двух ОК, размещенных одна поверх другой [Л. 18]. При этом каждая из катушек разбивается на две симметрично расположенные полуобмотки, соединенные между собой последовательно или параллельно; эти меры обеспечивают симметрию магнитного поля, нарушение которой приводит к потере разрешающей способности на краях изображения и большим геометрическим искажениям. Во всех схемах с отдельным включением ОК осуществляется гальваническая (непосредственная) связь с нагрузкой.

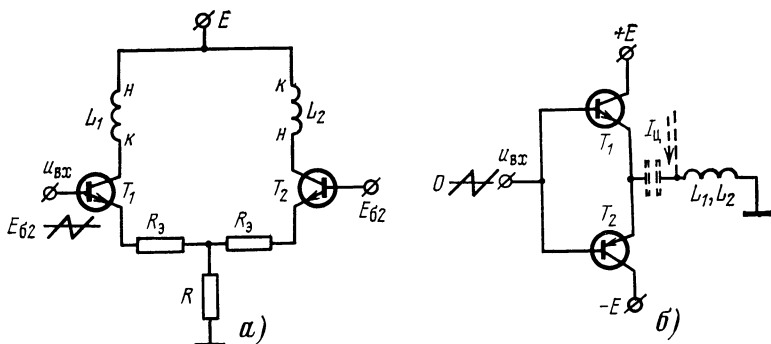


Рис. 2-1. Выходные усилители ГР.

*а* — с отдельным включением ОК; *б* — с мостовым включением ОК.

В схемах с мостовым включением нагрузки (например, рис. 2-1, *б* — двухтактный усилитель, работающий в режиме *В*) катушки  $L_1$  и  $L_2$  включаются в одну общую цепь — последовательно или параллельно; здесь можно применять ФОС с обычной намоткой ОК. Связь с катушками осуществляется либо гальванически, либо через разделительный конденсатор. В последнем случае несколько ухудшается линейность передаточной характеристики и требуется дополнительная цепь центровки (показана пунктиром на рис. 2-1, *б*).

Выходные усилители мощности могут строиться по типу стабилизаторов напряжения или тока. В первом случае отклоняющая катушка включается в качестве эмиттерной нагрузки каскада (каскадов) с общим коллектором (рис. 2-1, *б*). Такие усилители, как правило, проще и экономичнее (в рамках данного класса схем), но имеют два серьезных недостатка, связанных с малой величиной собственного выходного сопротивления  $r_{\text{вых}}$ .

Во-первых, они могут быть использованы только на достаточно низких частотах — когда  $\tau_{\text{вых}} \approx \tau_{0,к} \ll 1$ . Во-вторых, в этих схемах необходимо осуществлять термокомпенсацию активного сопротивления катушек (ТКС медного провода составляет 0,4%/1 °C). В случае мощных разверток это, как будет показано далее, не всегда выполнимо.

Примером усилителя другого типа является усилитель с включением ОК в коллекторную цепь транзистора при наличии токостабилизирующего сопротивления  $R_э$  в цепи эмиттера (рис. 2-1,а); в более сложных случаях усилитель охватывается глубокой отрицательной обратной связью по току нагрузки (схемы этого типа рассмотрены в гл. 3). В таких усилителях выходное сопротивление, как правило, на несколько порядков превышает  $r_{0,к}$ , благодаря чему величина тока в катушках практически не зависит от их сопротивления, а неравенство  $\tau_{\text{вых}} \ll 1$  выполняется даже на частотах развертки порядка сотен герц и выше.

В дальнейшем будем полагать, что во время прямого хода развертки отклоняющие катушки ( $L_1$  и  $L_2$ ) имеют чисто активное сопротивление, а их параметры (индуктивности  $L$ , активные сопротивления  $r_L$  и токи  $I_L$ , обеспечивающие отклонение луча каждой катушкой на половину стороны раstra) идентичны. Очевидно, что в схемах с мостовым включением нагрузки при последовательном соединении ОК  $L_{0,к} = 2L$ ,  $r_{0,к} = 2r_L$ ,  $I_{0,к} = I_L$ , при параллельном  $L_{0,к} = L/2$ ,  $r_{0,к} = r_L/2$ ,  $I_{0,к} = 2I_L$ .

**Усилители генераторов электростатической развертки.** Основные задачи проектирования выходных усилителей ГР для трубок с электростатическим отклонением те же, что и в случае генераторов электромагнитной развертки: обеспечение стабильности и линейности передаточной характеристики усилителя, под которой в данном случае следует понимать зависимость выходного разностного напряжения (между пластинами) от входного, экономичность (или минимум потребляемой мощности).

Ввиду необходимости обеспечения симметрии напряжений на обеих отклоняющих пластинах все выходные усилители генераторов электростатической развертки строятся по типу двухтактных усилителей, работающих в режиме А с раздельными (парафазными) выходами. Поэтому проектирование таких усилителей имеет много



общего с проектированием двухтактных усилителей с раздельным включением ОК. Наиболее существенные отличия будут кратко рассмотрены в отдельном параграфе.

## 2-2. РАБОТА ОДНОТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПИЛООБРАЗНОГО ТОКА

**Энергетические соотношения.** Если в выходной цепи усилителя, содержащей активную нагрузку  $R_n$  и источник питания  $E$ , протекает линейно изменяющийся в течение времени прямого хода ток

$$i_n = I_n(\delta + \bar{t}) \text{ при } 0 \leq \bar{t} = \frac{t}{T_{п.х}} \leq 1,$$

мгновенно ( $T_{п.х} = T_{п.}$ ) восстанавливающийся до начального значения  $I_{n0} = \delta I_n$ , то напряжение на нагрузке  $u_n$

$$u_n = I_n R_n (\delta + \bar{t}) = U_n (\delta + \bar{t}).$$

На выходных зажимах усилителя действует напряжение  $u_y = E - U_n (\delta + \bar{t})$ .

Мгновенные мощности, рассеиваемые на нагрузке и на выходных зажимах усилителя

$$p_n = i_n u_n = P_n^* (\delta + \bar{t})^2,$$

где  $P_n^* = I_n U_n$ ;

$$p_y = i_n u_y = I_n (\delta + \bar{t}) [E - U_n (\delta + \bar{t})].$$

Мощности, усредненные за период развертки,

$$P_n^* = \int_0^1 p_n d\bar{t} = \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) P_n^*; \quad (2-1)$$

$$P_y = \int_0^1 p_y d\bar{t} = \left[ \frac{E}{U_n} \left( \delta^2 + \frac{1}{2} \right) - \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) \right] P_n^*. \quad (2-2)$$

Напомним, что значения  $P_n$  и  $P_y$  несколько отличаются от мощностей, получаемых путем перемножения среднего тока  $I_{н.ср} = (\delta + 1/2) I_n$  на средние напряжения  $U_{н.ср} = (\delta + 1/2) U_n$  и  $U_{y.ср} = E - (\delta + 1/2) U_n$ , как поступают иногда на практике для приближенных расчетов:

$$P_{н.ср} = I_{н.ср} U_{н.ср} = \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{4} \right) P_n^* < P_n^*;$$

$$P_{y.c.p} = I_{н.c.p} U_{y.c.p} = \left[ \frac{E}{U_{н}} \left( \delta + \frac{1}{2} \right) - \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{4} \right) \right] P_{н}^* > P_y.$$

Погрешность таких вычислений возрастает с уменьшением  $\delta$ . Полная мощность, потребляемая от источника питания (потерями во входной цепи усилителя пренебрегаем), равна:

$$P_{\Sigma} = P_{н} + P_y = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_{н} E. \quad (2-3)$$

При выборе типа усилительного элемента (транзистора) обычно исходят из соотношения  $P_y$  и предельно допустимой рассеиваемой мощности  $P_{y.доп.}$  Однако на очень низких частотах ( $f \leq 0,05$  гц) период отклонения может оказаться соизмеримым с постоянной времени, характеризующей остывание переходов транзисторов [Л. 9]. В этом случае следует выбирать транзистор, исходя из максимальной мгновенной рассеиваемой мощности  $P_{y.макс.}$

В наиболее вероятном на практике случае  $\delta U_{н} \leq E/2$

$$P_{y.макс} = E^2/4R_{н} \text{ при } \bar{t} = \frac{E}{2U_{н}} - \delta.$$

Если же  $\delta U_{н} > E/2$ , то фактическая величина максимальной мгновенной мощности  $P'_{y.макс} = \delta I_{н}(E - \delta U_{н}) < P_{y.макс}$  при  $\bar{t}' = 0$ .

Приведенные выше простые соотношения лежат в основе энергетических расчетов всех усилителей пилообразных токов и напряжений, работающих на активную нагрузку в режиме А. Эти соотношения справедливы и при учете длительности обратного хода  $T_{о.х.}$ , если допустить, что в этом интервале времени ток нагрузки изменяется линейно. Такое допущение, равно как и пренебрежение длительностью обратного хода, практически не отражается на точности расчетов.

**Основные усилительные каскады.** Из всех трех классических схем включения транзистора — с общей базой, общим эмиттером и общим коллектором в качестве выходного каскада усилителя ГР в чистом виде пригодна только последняя. Схема с общей базой, как не обеспечивающая усиления по току, применяется только в промежуточных маломощных каскадах, схема с общим эмиттером из-за нелинейности и температурной нестабильно-

сти характеристик обязательно должна быть дополнена эмиттерным сопротивлением  $R_{\text{э}}$ , обычно соизмеримым с величиной  $r_L$ .

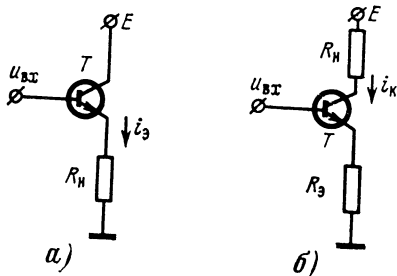


Рис. 2-2. Усилительные каскады. а — с нагрузкой в эмиттере; б — с нагрузкой в коллекторе.

**Каскад с общим коллектором.** Оценим основные характеристики эмиттерного повторителя (рис. 2-2, а) при стабильном и линейно изменяющемся входном напряжении

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0} + U_{\text{вх}} \bar{t},$$

считая, что начальному напряжению  $U_{\text{вх}0}$  соответствует ток нагрузки  $I_{\text{н}0} = \delta I_{\text{н}}$ , а напряжение  $U_{\text{вх}T} = U_{\text{вх}0} + U_{\text{вх}}$  — ток

$(\delta + 1)I_{\text{н}}$ . Для этого отложим на входной вольт-амперной характеристике транзистора (рис. 2-3), соответствующей среднему значению коллекторного напряжения

$$U_{\text{к.ср}} = E - I_{\text{н.ср}} R_{\text{н}} = E - \left( \delta + \frac{1}{2} \right) U_{\text{н}},$$

где 
$$I_{\text{н.ср}} = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_{\text{н}}; U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}},$$

крайние значения тока в нагрузке  $\delta I_{\text{н}}$  и  $(\delta + 1)I_{\text{н}}$ . Соединив обе точки прямой и продолжив её до пересечения с осью  $u_{\text{э}}$ , получим идеализированную входную характеристику

$$i_{\text{э}} = \frac{u_{\text{э}} - U'_{\text{э}0}}{r_{\text{э}}^*} \text{ при } u_{\text{э}} \geq U'_{\text{э}0},$$

где  $U'_{\text{э}0}$  — напряжение отсечки этой характеристики,  $r_{\text{э}}^*$  — усредненное дифференциальное сопротивление эмиттера. Введенное здесь и используемое далее обозначение  $r_{\text{э}}^*$  не следует путать с часто встречающимся обозначением для сопротивления эмиттера в режиме малых сигналов  $r_{\text{э}}$ .

Учитывая, что  $u_{\text{вх}} = u_{\text{э}} + i_{\text{э}} R_{\text{н}} = U'_{\text{э}0} + i_{\text{э}} (r_{\text{э}}^* + R_{\text{н}})$ , найдем полный размах тока в нагрузке

$$I_{\text{н}} = I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{вх}}}{r_{\text{э}}^* + R_{\text{н}}}. \quad (2-4)$$

Начальное значение этого тока

$$\delta I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}0} - U'_{\text{э}0}}{r_{\text{э}}^* + R_{\text{н}}}, \quad (2-5)$$

а среднее за период значение

$$I_{н.ср} = \frac{U_{вх0} - U'_{э0} + U_{вх}/2}{r_{*э} + R_H}. \quad (2-6)$$

Источниками нестабильности являются напряжение  $U'_{э0}$  и сопротивления  $r_{*э}$  и  $R_H$ . Экспериментальное исследование характеристик кремниевых транзисторов различных типов показало, что температурное приращение напряжения  $U'_{э0}$  в среднем составляет минус 1,3—1,5 мвт/1 °С, а ТКС сопротивления  $r_{*э}$  находится в пределах 0,2—0,6 % /1 °С. Для оценки дестабилизирующего воздействия этих параметров воспользуемся методом частных производных (следует иметь в виду, что этот метод дает верные количественные результаты в случае, когда относительные приращения параметров невелики, а функция зависит от них линейно).

Продифференцировав выражения (2-4) и (2-6) по каждому из дестабилизирующих параметров, получим полные относительные приращения размаха тока нагрузки

$$\Delta I_{н\Sigma} = \frac{\Delta I_{н\Sigma}}{I_H}$$

и его средней составляющей

$$\Delta \bar{I}_{н.ср \Sigma} = \frac{\Delta I_{н.ср \Sigma}}{I_H} :$$

$$\Delta I_{н\Sigma} = -\frac{r_{*э}}{r_{*э} + R_H} \Delta \bar{r}_{*э} - \frac{R_H}{r_{*э} + R_H} \Delta \bar{R}_H; \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} \Delta \bar{I}_{н.ср \Sigma} = & -\left(\delta + \frac{1}{2}\right) \frac{r_{*э}}{r_{*э} + R_H} \Delta \bar{r}_{*э} - \\ & -\left(\delta + \frac{1}{2}\right) \frac{R_H}{r_{*э} + R_H} \Delta \bar{R}_H - \frac{U'_{э0}}{U_{вх}} \Delta U'_{э0}, \end{aligned} \quad (2-8)$$

где  $\Delta \bar{r}_{*э} = \Delta r_{*э} / r_{*э}$ ;  $\Delta \bar{R}_H = \Delta R_H / R_H$  и  $\Delta \bar{U}'_{э0} = \Delta U'_{э0} / U'_{э0}$  — относительные приращения сопротивлений  $r_{*э}$  и  $R_H$  и напряжения  $U'_{э0}$ . Таким образом, для уменьшения влияния параметров транзистора нужно иметь:

$$R_H \gg r_{*э}; \quad U_{вх} \gg U'_{э0}. \quad (2-9)$$

Нелинейность передаточной характеристики эмиттерного повторителя может быть определена по максималь-

ному удалению (ошибке смещения)  $\Delta U_{\text{макс}}$  реальной вольт-амперной характеристики от идеализированной. Первая является экспоненциальной кривой вида  $i_3 \approx \approx A_{11} (e^{\frac{u_3}{\varphi_{T0}}} - 1) - A_{12}$ , где  $A_{11}$ ,  $A_{12}$  — параметры, пропорциональные тепловым токам эмиттера и коллектора, а  $\varphi_{T0}$  — так называемый температурный потенциал эмиттера (предполагается, что напряжение на коллекторе  $|-u_k| \gg \varphi_{T0}$ ).

На рабочем участке характеристики  $\delta I_H \leq i_3 \leq (\delta + 1)I_H$ , соответствующем напряжению  $u_3 = U_{30} + U_3 \bar{t}$ , можно записать ток  $i_3$  как функцию времени  $\bar{t}$ :

$$i_3 = \delta I_H + A_0 (e^{\varepsilon \bar{t}} - 1),$$

где 
$$A_0 = A_{11} e^{\frac{U_{30}}{\varphi_{T0}}} = A_{11} + A_{12} + \delta I_H, \quad \varepsilon = \frac{U_3}{\varphi_{T0}}.$$

Исходя из теоретических зависимостей от коэффициента  $\varepsilon$  относительной ошибки смещения

$$\Delta_{\text{см}} = \frac{\Delta U_{\text{макс}}}{U_3} = \frac{1}{\varepsilon} \left( \ln \frac{e^\varepsilon - 1}{\varepsilon} - 1 \right) + \frac{1}{e^\varepsilon - 1}$$

и коэффициента нелинейности кривой  $i_3$ , который в соответствии с формулой (1-1) равен

$$k_{\text{нл.з}} = 2 \frac{e^\varepsilon - 1}{e^\varepsilon + 1}, \quad (2-10)$$

строим на рис. 2-3,б график функции  $k_{\text{нл.з}}(\Delta_{\text{см}})$ . Таким образом, задача определения нелинейности сводится к нахождению величины  $\Delta U_{\text{макс}}$ . Отметим, что принятое отношение  $k_{\text{нл.з}}/\Delta_{\text{см}} \approx 8$  [Л. 10] справедливо лишь при  $\Delta_{\text{см}} < 10\%$ ; с увеличением ошибки смещения это отношение уменьшается в пределе примерно до трех.

При включении в эмиттер сопротивления  $R_H$  величина  $\Delta U_{\text{макс}}$  должна соотноситься уже не с  $U_3 = I_3 r_{3\text{э}}$ , а с полным размахом входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ . Отсюда с учетом выражения (2-4) коэффициент нелинейности передаточной характеристики эмиттерного повторителя:

$$k_{\text{нл.з}} \approx \frac{r_{3\text{э}}^*}{r_{3\text{э}}^* + R_H} k_{\text{нл.з}}. \quad (2-11)$$

Если выбрать ток  $\delta I_n$  выше основного нелинейного участка входной характеристики, обеспечив отношение  $R_n/r_{*3} \geq 10$ , то реальная величина  $k_{нл(э/н)} \leq 1\%$ .

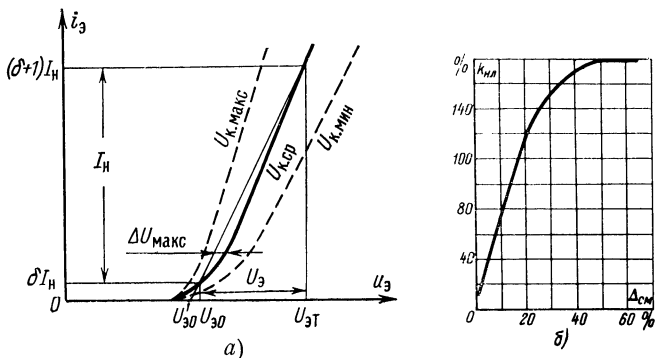


Рис. 2-3. Графический метод построения идеализированной входной вольт-амперной характеристики транзистора (а) и зависимость коэффициента нелинейности от ошибки смещения (б).

К достоинствам эмиттерного повторителя как выходного усилителя ГР следует отнести и сравнительно большое входное сопротивление  $r_{\text{вх}} = \beta(r_{\text{э}}^* + R_{\text{H}}) \approx \beta R_{\text{H}}$  ( $\beta$  — коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером), что облегчает его согласование с выходом ГПН.

*Каскад с нагрузкой в коллекторе.* При включении сравнительно низкоомной нагрузки (каковой являются ОК) в коллектор транзистора с эмиттерным резистором  $R_э$  (рис. 2-2,б) ток коллектора практически не зависит от  $R_н$ :  $i_K = i_H = \alpha i_э + I_{K0}$ , где  $\alpha$  — коэффициент усиления по току в схеме с общей базой (в дальнейшем будем полагать, что во всем диапазоне изменения тока нагрузки  $\alpha = \text{const}$ ),  $I_{K0}$  — обратный ток коллекторного перехода.

Считая, как и в случае каскада с общим коллектором, что входной сигнал изменяется линейно и не зависит от тока базы транзистора можно записать:

$$I_H = \alpha \frac{U_{BX}}{r_3^* + R_3} ; \quad (2-12)$$

$$\delta I_{\text{H}} = \alpha \frac{U_{\text{BXO}} - U'_{\text{ЭO}}}{r_{\text{Э}}^* + R_{\text{Э}}} + I_{\text{KO}};$$

$$I_{н.ср} = \alpha \frac{U_{н0} - U'_{н0} + \frac{1}{2}U_{нх}/2}{r_{*н}^* + R_н} + I_{к0}. \quad (2-13)$$

Полученные путем дифференцирования выражений (2-12) и (2-13) относительные нестабильности размаха и средней составляющей тока нагрузки при изменении параметров транзистора:

$$\Delta \bar{I}_{н\Sigma} = \Delta \alpha - \frac{r_{*н}^*}{r_{*н}^* + R_н} \Delta \bar{i}_{*н}^*; \quad (2-14)$$

$$\Delta \bar{I}_{н.ср} \approx \left( \alpha + \frac{1}{2} \right) \left( \Delta \bar{\alpha} - \frac{r_{*н}^*}{r_{*н}^* + R_н} \Delta \bar{i}_{*н}^* \right) - \frac{U'_{н0}}{U_{нх}} \Delta U'_{н0} + \frac{I_{к0}}{I_{н}} \Delta \bar{I}_{к0}, \quad (2-15)$$

где  $\Delta \bar{\alpha} = \Delta \alpha / \alpha$  и  $\Delta \bar{I}_{к0} = \Delta I_{к0} / I_{к0}$  — относительные приращения коэффициента  $\alpha$  и тока  $I_{к0}$ .

Если  $R_н \approx R_{н\text{н}}$ , то ток нагрузки в схеме на рис. 2-2,б примерно в той же степени зависит от нестабильности параметров  $r_{*н}^*$  и  $U'_{н0}$ , что и в схеме на рис. 2-2,а. Поэтому основными дополнительными факторами нестабильности при включении ОК в коллектор транзистора являются изменения коэффициента  $\alpha$  и тока  $I_{к0}$ .

Поскольку температурное приращение  $\Delta \alpha$  зависит от величины коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером  $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$  (для большинства транзисторов  $\Delta \beta = \Delta \beta / \beta \approx 1\% / 1^\circ \text{C}$ ), в формулах (2-14) и (2-15) удобно заменить  $\Delta \bar{\alpha}$  эквивалентной величиной  $\Delta \beta / (1 + \beta)$ . Для уменьшения влияния  $\Delta \beta$  следует выбирать транзисторы с возможно большим  $\beta$  или же использовать составные триоды из двух (реже трех) транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  с эквивалентным коэффициентом усиления  $\beta_{\text{эКВ}} \approx \beta_1 \beta_2$ . Подробнее специфика таких триодов рассмотрена в гл. 3.

Для уменьшения влияния тока  $I_{к0}$ , теоретически возрастающего с повышением температуры примерно вдвое у германиевых и втрое у кремниевых транзисторов на каждые  $10^\circ \text{C}$  (практически не столь значительно), желательно работать в режиме, когда  $I_{к0} \ll I_{н}$ ; в большинстве случаев такой режим легче обеспечивается при использовании кремниевых транзисторов. Так, транзистор типа КТ603А при наибольшем токе коллектора 300 мА в режиме усиления имеет при температуре  $t =$

$= 20^\circ\text{C}$  ток  $I_{\text{к0}} \leq 10$  мка; следовательно, даже при 50%-ной нагрузке этого транзистора по току может быть получено отношение  $I_{\text{к0}}/I_{\text{н}} < 10^{-4}$ .

Нелинейность передаточной характеристики в схеме на рис. 2-2,б даже в случае  $R_{\text{н}} = R_{\text{э}}$  обычно несколько хуже, чем у эмиттерного повторителя, так как коэффициент  $\alpha$  зависит от режима работы транзистора.

В энергетическом отношении включение сопротивления  $R_{\text{э}}$  в цепь эмиттера транзистора равносильно увеличению сопротивления нагрузки на эту же величину, что при заданном токе  $I_{\text{н}}$  требует дополнительного увеличения минимально необходимого напряжения коллекторного питания на величину  $I_{\text{н}}R_{\text{э}}$ .

Таким образом, по всем основным показателям (экономичность, линейность передаточной характеристики, стабильность тока нагрузки при изменении параметров транзистора) схема с коллекторным включением ОК уступает простому эмиттерному повторителю. Однако благодаря своей нечувствительности к изменению активного сопротивления катушек, избавляющей от необходимости осуществлять его температурную компенсацию, она широко применяется даже в тех случаях, когда  $\tau_{0, \text{к}} \ll 1$ .

### 2-3. УСИЛИТЕЛИ С РАЗДЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ОК

В телевизионных ГР применяются только двухтактные усилители, работающие в режиме А; работа в режиме В при раздельном включении ОК сопряжена с большими нелинейными искажениями, а однотактные усилители, где переменное магнитное поле создается лишь одной из катушек (другая используется для центрирования), слишком не экономичны. Различают два типа двухтактных усилителей: симметричные, состоящие из двух идентичных однотактных каскадов (плеч), на входы которых подаются равные по размаху и средней составляющей напряжения — возрастающее и уменьшающееся (рис. 2-4,а); асимметричные, где противофазное изменение тока в катушках достигается за счет применения в каждом плече транзисторов противоположной проводимости (рис. 2-4,б) либо благодаря включению транзисторов одного типа по разным схемам.

**Простой симметричный усилитель. Энергетические соотношения.** При входных напряжениях  $u_{\text{вх1}} = U_{\text{вх0}} + U_{\text{вх1}}$ ,



$u_{\text{вх}2} = U_{\text{вх}0} + U_{\text{вх}}(1 - \bar{t})$ , где  $U_{\text{вх}}$  и  $U_{\text{вх}0}$  определяются из формул (2-4) и (2-5), с учетом  $I_{\text{н}} = I_L$ ,  $R_{\text{н}} = r_L$ , отклоняющие токи в схеме на рис. 2-4, а:

$$i_{L1} = I_L(\delta + \bar{t}); \quad i_{L2} = I_L(\delta + 1 - \bar{t}).$$

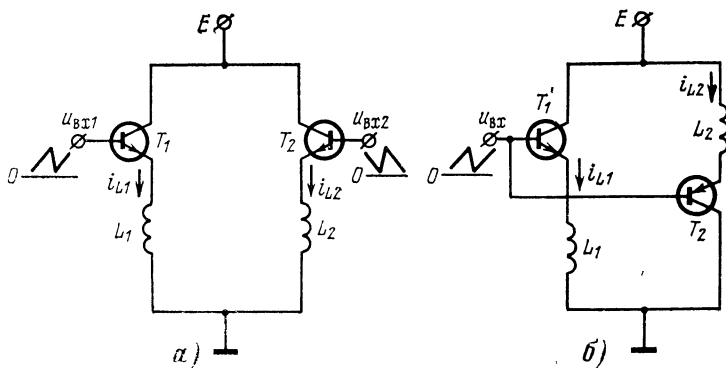


Рис. 2-4. Схемы двухтактных усилителей с разделным включением ОК.

а — симметричная; б — асимметричная.

Согласно формулам (2-1) — (2-3) на катушках  $L_1$  и  $L_2$  рассеиваются мощности

$$P_{L1} = P_{L2} = P_L = \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) P_L^*, \quad (2-16)$$

на коллекторах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ :

$$P_{\kappa 1} = P_{\kappa 2} = P_{\kappa} = \left[ \frac{E}{U_L} \left( \delta + \frac{1}{2} \right) - \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) \right] P_L^*, \quad (2-17)$$

где

$$U_L = I_L r_L; \quad P_L^* = I_L U_L.$$

Мощность, потребляемая каждым плечом усилителя,

$$P_{\Sigma 1} = P_{\Sigma 2} = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_L E. \quad (2-18)$$

«Полезная» мощность, затрачиваемая для создания чисто переменного магнитного поля каждой ОК, равна  $P_L$  за вычетом мощности средней составляющей токов в катушках  $I_{Lcp} = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_L$ :

$$P_{\text{откл}1} = P_{\text{откл}2} = \frac{P_L^*}{12}. \quad (2-19)$$

Таким образом, суммарная «полезная» мощность

$$P_{\text{откл}} = P_{\text{откл1}} + P_{\text{откл2}} = \frac{P_L^*}{6}, \quad (2-20)$$

я полная мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_{\Sigma} = P_{\Sigma 1} + P_{\Sigma 2} = (2\delta + 1) I_L E.$$

Обозначив величиной

$$\xi = U_L/E$$

коэффициент использования питающего напряжения, получим условный к. п. д. схемы:

$$\eta = \frac{\xi}{6(2\delta + 1)}.$$

В предельном случае ( $\xi \rightarrow 1$ ,  $\delta = 0$ ) коэффициент  $\eta_{\text{макс}} \rightarrow 1/6$ ; практически, однако, он не превышает 10%, а при необходимости осуществлять компенсацию температурного изменения сопротивлений  $r_L$  (или же при коллекторном включении ОК) — 7—8%.

В рассматриваемой схеме, как, впрочем, и во всех двухтактных усилителях с отдельным включением ОК, потребляемый от источника питания ток постоянен на протяжении всего периода развертки:

$$i_{L1} + i_{L2} = (2\delta + 1) I_L;$$

это существенно упрощает проектирование источников питания, особенно в случае работы ГР на очень низких (менее 10—20 гц) частотах.

*Стабильность и линейность.* Температурная стабильность передаточной характеристики каждого плеча усилителя в отдельности характеризуется выражениями (2-7), (2-8) или (2-14), (2-15), если ОК включены в качестве коллекторной нагрузки транзисторов.

Суммарная нестабильность размаха отклонения  $\Delta_p$  определяется как отношение суммы абсолютных приращений размахов токов в каждом плече ( $\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}$ ) к суммарному размаху  $I_{L1} + I_{L2} = I_{\text{о.к}}$ :

$$\Delta_p = \frac{\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}}{I_{\text{о.к}}};$$

в случае

$$\Delta I_{L1}' = \Delta I_{L2} = \Delta I_L, \text{ а } I_{L1}' = I_{L2} = I_L$$

$$\Delta_p = \frac{\Delta I_L}{I_L} = \Delta \bar{I}_L. \quad (2-21)$$

Нестабильность центровки  $\Delta_{\text{ц}}$  определяется как отношение разности приращений средних токов в каждом плече  $\Delta I_{\text{ц}} = \Delta I_{L1 \text{ ср}} - \Delta I_{L2 \text{ ср}}$  к суммарному размаху:

$$\Delta_{\text{ц}} = \frac{\Delta I_{L1 \text{ ср}} - \Delta I_{L2 \text{ ср}}}{I_{0, \text{к}}}; \quad (2-22)$$

будучи одного знака, эти приращения взаимно компенсируют друг друга при полной идентичности параметров плеч  $\Delta_{\text{ц}} = 0$ .

Для определения нелинейности передаточной характеристики двухтактного усилителя, под которой в данном случае следует понимать зависимость разностного тока в обеих катушках от входного сигнала  $u_{\text{вх}}$ , запишем токи  $i_{L1}$  и  $i_{L2}$  как функции времени:

$$i_{L1} = \delta I_L + A_0 (e^{\varepsilon \bar{t}} - 1);$$

$$i_{L2} = \delta I_L + A_0 [e^{\varepsilon(1-\bar{t})} - 1],$$

где  $\varepsilon = U_0 / \varphi_{T0}$ ; считаем, что  $r_L \ll \ll r_{\text{э}}^*$  — худший случай, когда нелинейность передаточной характеристики каждого плеча определяется величиной  $k_{\text{нл э}}$  (2-10).

Рис. 2-5. Построение кривой эквивалентного магнитному полю суммарного отклоняющего тока.

Отклоняющий ток, эквивалентный магнитному полю (рис. 2-5), равен:

$$i_{0, \text{к. экв}} = i_{L1} - i_{L2} = A_0 [e^{\varepsilon \bar{t}} - e^{\varepsilon(1-\bar{t})}].$$

Скорость его изменения

$$\frac{di_{0, \text{к. экв}}}{d\bar{t}} = \varepsilon A_0 [e^{\varepsilon \bar{t}} + e^{\varepsilon(1-\bar{t})}].$$

Выражение имеет максимум

$$\left. \frac{di_{0, \text{к. экв}}}{d\bar{t}} \right|_{\text{макс}} = \varepsilon A_0 (1 + e^{\varepsilon}) \text{ при } \bar{t} = 0 \text{ и } \bar{t} = 1$$

и минимум

$$\left. \frac{di_{0, \text{к. экв}}}{d\bar{t}} \right|_{\text{мин}} = 2\varepsilon A_0 e^{\frac{\varepsilon}{2}} \text{ при } \bar{t} = \frac{1}{2}.$$

Коэффициент нелинейности тока  $i_{0.к.э.кв}$  согласно формуле (1-1)

$$k_{нл} = 2 \frac{1 + e^{\frac{\epsilon}{2}} - 2e^{\frac{\epsilon}{2}}}{1 + e^{\frac{\epsilon}{2}} + 2e^{\frac{\epsilon}{2}}}$$

В случае  $\epsilon \ll 1$  после разложения экспоненциальных членов в ряд  $e^x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2!}$  получаем  $k_{нл} \approx \epsilon^2/8$ . Эта

величина в  $8/\epsilon$  раз меньше, чем  $k_{нл.э.}$  Практически при симметрии плеч и реальном соотношении  $r_L > r^*_э$  нелинейность передаточной характеристики двухтактного усилителя можно не принимать во внимание.

*Компенсация неустойчивости  $r_L$ .* При сравнительно небольших токах  $I_L$  (порядка 20—30 *ма*) термокомпенсация активного сопротивления катушек  $r_L$  может осуществляться посредством термозависимых сопротивлений. Последовательно с каждой катушкой включается цепочка, состоящая из термосопротивления  $R_t$  с отрицательным температурным коэффициентом, шунтированного термoneзависимым сопротивлением  $R_{ш}$ . Для более точной коррекции иногда добавляется резистор  $R_L$  включенный последовательно с ОК. Расчет сопротивлений этих резисторов производится по формулам [Л. 19]

$$R_t = 0,44r_L; \quad R_{ш} = 0,57r_L;$$

сопротивление резистора  $R_1$  обычно подбирается экспериментально.

Мощность  $P_t$  доп, которую могут рассеивать без самопрогрева выпускаемые промышленностью терморезисторы (типа ММТ, КМТ), очень мала, не более 10 *мвт*. Поэтому применение терморезисторов возможно лишь в тех случаях, когда рассеиваемая на них мощность

$$P_t = \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) I_L \frac{R_t R_{ш}^2}{(R_t + R_{ш})} < 10 \text{ мвт.}$$

Для того чтобы величина  $R_t$  отражала истинную температуру катушек, необходимо, чтобы терморезисторы имели с ними тепловой контакт; обычно терморезисторы помещают под кожух ФОС. Практически в условиях серийного производства применение термоцепочек без индивидуального подбора терморезисторов обеспечивает

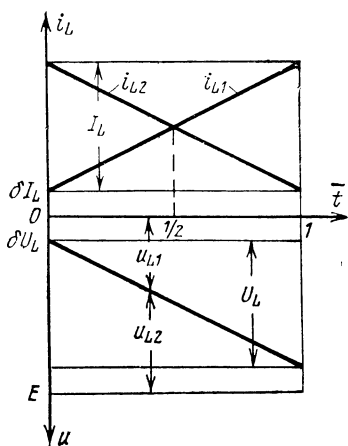


Рис. 2-6. Упрощенные диаграммы токов и напряжений в схеме на рис. 2-4,б.

термокомпенсацию с точностью до  $\pm 2 \div 2,5\%$  при изменении температуры  $\Delta t = \pm 30-40^\circ\text{C}$  относительно комнатной ( $20-25^\circ\text{C}$ ).

**Асимметричные усилители.** Для пояснения работы асимметричного усилителя, схема которого приведена на рис. 2-4,б, обратимся к упрощенным диаграммам токов и напряжений в этой схеме, пренебрегая напряжениями  $u_\alpha$  обоих транзисторов (рис. 2-6). Условие баланса средних составляющих токов в ОК имеет вид:

$$\delta = \delta_{\text{опт}} = \frac{\frac{E}{U_L} - 1}{2} \quad (2-23)$$

или

$$\xi = \xi_{\text{опт}} = 1/(1 + 2\delta).$$

С учетом выражения (2-23) режим обоих каскадов описывается уравнениями (2-16) — (2-19), мощность  $P_\Sigma = E^2/r_L$ , условный к. п. д.  $\eta = \xi_{\text{опт}}^2/6$ .

С точки зрения стабильности и линейности передаточной характеристики обе схемы, показанные на рис. 2-4, принципиально равноценны, хотя практически подобрать транзисторы  $p-n-p$  и  $n-p-n$  типов с идентичными параметрами не всегда удастся. В этом плане заслуживает внимания схема асимметричного усилителя на транзисторах одностипной проводимости, включенных по разным схемам: с общим эмиттером ( $T_1$ ) и с общим коллектором ( $T_2$ ). На рис. 2-7 этот усилитель показан в сочетании с генератором пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью (см. гл. 4). Выходной каскад ГПН выполнен на транзисторе  $T_1$ .

**Балансные усилители.** Схема с генератором постоянного тока. Разновидностью симметричных усилителей с раздельным включением ОК являются дифференциальные или балансные усилители (см. рис. 2-1,а). На практике для симметрирования работы каскадов  $T_1$  и  $T_2$

сопротивление  $R$  обычно заменяют транзисторным ( $T_3$ ) генератором постоянного тока  $I_0$  (рис. 2-8) [Л. 21].

Для вывода энергетических соотношений в таком усилителе воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой формирования эмиттерных токов  $i_{э1}$  и  $i_{э2}$  (рис. 2-9). Будем полагать, что падения напряжения на эмиттерных переходах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  намного меньше, чем на резисторах  $R_э$ , которые в свою очередь пренебрежимо малы по сравнению с выходным дифференциальным сопротивлением транзистора  $T_3$ .

При отрицательной (например) полярности сигнала  $u_c = u_{вх} - E_{б2} = U_c(1/2 - \bar{t})$  токи

$$i_{э1} = \frac{1}{2} \left( I_0 - \frac{u_c}{R_э} \right); \quad i_{э2} = \frac{1}{2} \left( I_0 + \frac{u_c}{R_э} \right),$$

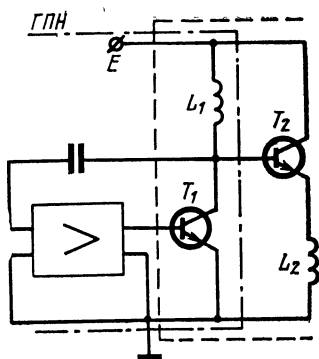


Рис. 2-7. Асимметричный усилитель на транзисторах одностипной проводимости в сочетании с генератором пилообразного напряжения.

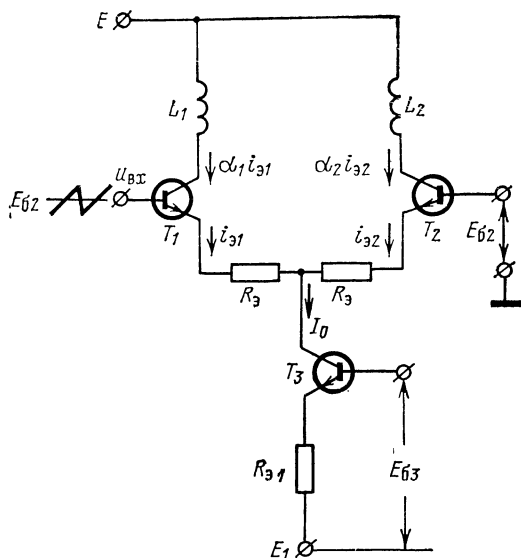


Рис. 2-8. Схема балансного усилителя с генератором постоянного тока.

где  $I_0 \approx \alpha_3 E_{63} / R_{31}$  — постоянный коллекторный ток транзистора  $T_3$ .

Задаваясь минимальным значением  $i_{\partial 1 \text{ мин}} = i_{\partial 2 \text{ мин}} = \delta I_L$ , соответствующим

$$u_c = U_{c \text{ макс}} = \frac{U_c}{2} = I_L R_3 \quad (2-24)$$

(так как амплитудное значение сигнала должно изменять ток в каждом плече на величину  $I_L/2$ ), получаем необходимый ток

$$I_0 = (2\delta + 1) I_L. \quad (2-25)$$

Очевидно, что баланс токов  $i_{\partial 1} = i_{\partial 2} = I_L/2$  наступает, как и в ранее рассмотренных схемах, при  $t = 1/2 (u_c = 0)$ .

Из диаграмм напряжений (рис. 2-10) в различных точках схемы усилителя (полагая  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ ) можно определить требуемые значения питающих напряжений:

$$E = \frac{1}{\xi'} [(1 + \delta + \psi) U_L + E_{62}], \quad (2-26)$$

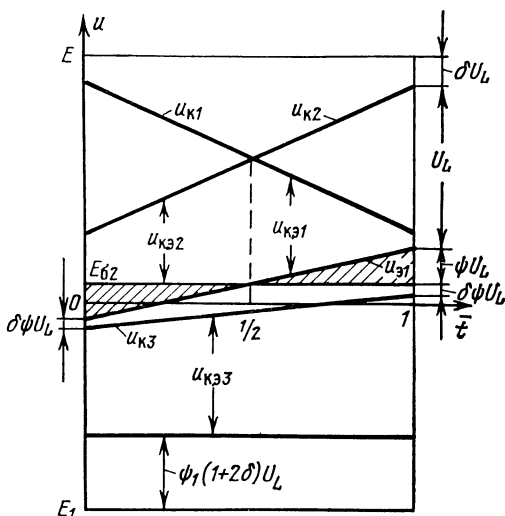


Рис. 2-10. Диаграммы напряжений в схеме на рис. 2-8.

$$E_1 = \frac{1}{\xi_1} \{ [\psi(\delta + 1) + \psi_1(2\delta + 1)] U_L - E_{62} \}, \quad (2-27)$$

где  $\psi = R_{91}/r_L$ ,  $\psi_1 = R_{91}/r_L$ , а коэффициенты  $\xi'$  и  $\xi'_1$  характеризуют отношение минимальных питающих напряжений к фактическим (при  $\xi' = \xi'_1 = 1$  остаточные напряжения на коллекторных переходах транзисторов  $U_{к.мин} = 0$ ).

Полная потребляемая мощность

$$P_\Sigma = I_0(E + E_1) = W(2\delta + 1)P_{*L}; \quad (2-28)$$

условный к. п. д. с учетом «полезной» мощности (2-20)

$$\eta = \frac{1}{6(2\delta + 1)W}, \quad (2-29)$$

где

$$W = \frac{1 + \delta + \psi + \frac{E_{62}}{U_L}}{\xi'} + \frac{\psi(\delta + 1) + \psi_1(2\delta + 1) - \frac{E_{62}}{U_L}}{\xi'_1}.$$

В предельном случае ( $\xi' = \xi'_1 \rightarrow 1$ ,  $\delta = \psi = \psi_1 = 0$ )  $\eta_{\max} \rightarrow 1/6$ , как и в других схемах двухтактных усилителей с раздельным включением ОК; практически же из-за падения напряжения на транзисторе  $T_3$  и его эмиттерном сопротивлении  $R_{91}$  эффективность балансного усилителя примерно в  $W$  раз ниже, реальная величина  $\eta$  обычно не превышает 7—10%.

Мощности, рассеиваемые на коллекторных переходах транзисторов:

$$P_{к1} = \left[ \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \frac{E - E_{62}}{U_L} - \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} + \frac{\psi}{6} \right) \right] P_{*L}; \quad (2-30)$$

$$P_{к2} = \left[ \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \frac{E - E_{62}}{U_L} - (1 - \psi) \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) \right] P_{*L}; \quad (2-31)$$

$$P_{к3} = (2\delta + 1) \left[ \frac{E_1 + E_{62}}{U_L} - \psi \left( \delta + \frac{1}{2} \right) - \psi_1(2\delta + 1) \right] P_{*L}. \quad (2-32)$$



Интересно, что  $P_{к1} < P_{к2}$ ; это видно из сопоставления вычитаемых в квадратных скобках выражений (2-30) и (2-31) и объясняется различием напряжений между коллектором и эмиттером транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  (см. рис. 2-10).

Температурная нестабильность размера отклонения в рассматриваемой схеме оценивается по формуле (2-21) с учетом (2-14)

$$\Delta_p = \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta \bar{\beta}_1}{\beta_1} + \frac{\Delta \bar{\beta}_2}{\beta_2} - \frac{r_{*_{э1}}}{r_{*_{э1}} + R_э} \Delta \bar{r}_{*_{э1}} - \frac{r_{*_{э2}}}{r_{*_{э2}} + R_э} \Delta \bar{r}_{*_{э2}} \right);$$

в случае  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ ,  $r_{*_{э1}} = r_{*_{э2}} = r_{*_{э}}$ ,  $\Delta \bar{\beta}_1 = \Delta \bar{\beta}_2 = \Delta \bar{\beta}$ ,  $\Delta \bar{r}_{*_{э1}} = \Delta \bar{r}_{*_{э2}} = \Delta \bar{r}_{*_{э}}$ , а также  $R_э \gg r_{*_{э}}$

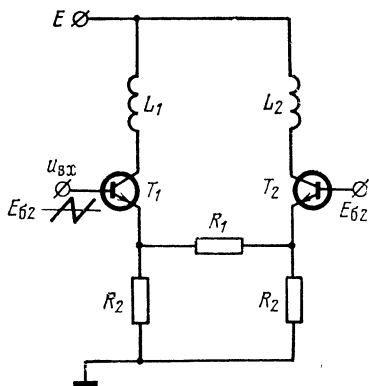
$$\Delta_p \approx \frac{\Delta \bar{\beta}}{\beta} - \frac{r_{*_{э}}}{R_э} \Delta \bar{r}_{*_{э}}, \quad (2-33)$$

что совпадает с нестабильностью размаха отклоняющего тока в одном плече. Для снижения величины  $\Delta_p$  нужно выбирать транзисторы с возможно большими коэффициентами  $\beta$  (использовать составные триоды), а также увеличивать сопротивление  $R_э$ .

Эти же меры в сочетании с отбором транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  с близкими значениями  $\beta$ ,  $r_{*_{э}}$  и  $U'_{э0}$  обеспечивают уменьшение нестабильности центровки  $\Delta_{ц}$  при равенстве этих параметров  $\Delta_{ц} = 0$  (подробнее вопрос о стабильности балансных усилителей, работающих в режиме постоянного тока, рассмотрен в работе [Л. 22]).

Нелинейность передаточной характеристики

Рис. 2-11. Схема балансного усилителя с треугольником сопротивлений.



балансного усилителя практически не больше, чем у простых симметричной и асимметричной схем. Некоторая дополнительная нелинейность коллекторных токов в каждом плече из-за неравномерности  $\alpha$  компенсируется по аналогии с нелинейностью входных характеристик.

*Схема с треугольником сопротивлений.* В развращающих устройствах небольшой мощности в целях эко-

номии числа транзисторов иногда заменяют каскад постоянного тока  $T_3$  резистором  $R \gg R_3$  (см. рис. 2-1,а) или же используют более удобную для регулировки размера отклонения схему с треугольником сопротивлений (рис. 2-11). Здесь эмиттерные токи

$$\left. \begin{aligned} i_{\varepsilon 1} &= \frac{1}{R_1} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} u_{\text{вх}} - E_{\varepsilon 2} \right); \\ i_{\varepsilon 2} &= \frac{1}{R_1} \left( \frac{R_1 + R_2}{R_2} E_{\varepsilon 2} - u_{\text{вх}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2-34)$$

Определим требуемые величины  $E_{\varepsilon 2}$  и  $u_{\text{вх}}$ , считая, что изменению  $u_{\text{вх}}$  в пределах  $\Delta u_{\text{вх}} = U_{\text{вх.макс}} - U_{\text{вх.мин}} = U_{\text{вх}}$  соответствует изменение тока  $i_{\varepsilon 2}$  на величину  $\Delta i_{\varepsilon 2} = I_L$ , причем  $I_{\varepsilon 2\text{мин}} = \delta I_L$ . Подставив в формулу (2-34)  $U_{\text{вх.макс}}$  и  $U_{\text{вх.мин}}$  и соответствующие им значения  $I_{\varepsilon 2\text{макс}}$  и  $I_{\varepsilon 2\text{мин}}$ , найдем:

$$U_{\text{вх}} = I_L R_1. \quad (2-35)$$

Отметим, что при этом

$$\Delta i_{\varepsilon 1} = I_{\varepsilon 1\text{макс}} - I_{\varepsilon 1\text{мин}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} I_L > I_L,$$

откуда видно, что для получения  $\Delta i_{\varepsilon 1} \approx \Delta i_{\varepsilon 2}$  необходимо иметь  $R_1 \ll R_2$ . В дальнейшем будем считать, что это неравенство выполняется.

Напряжение  $E_{\varepsilon 2}$  определяется из условия баланса эмиттерных токов  $T_1$  и  $T_2$ : при  $u_{\text{вх}} = E_{\varepsilon 2}$

$$i_{\varepsilon 1} = i_{\varepsilon 2} = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_L.$$

Подставив эти значения, например, в формулу (2-34), получим:

$$E_{\varepsilon 2} = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_L R_2;$$

соответственно с учетом формулы (2-35) напряжение на входе усилителя (на эмиттере  $T_1$ ):

$$u_{\text{вх}} \approx u_{\varepsilon 1} = \left[ \psi_2 \left( \delta + \frac{1}{2} \right) + \psi_1 \left( \delta - \frac{1}{2} \right) \right] U_L,$$

где  $\psi_1 = R_1/r_L$ ;  $\psi_2 = R_2/r_L$ .

Мощности, рассеиваемые на коллекторах транзисторов:

$$P_{к1} = \left\{ \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \frac{E}{U_L} - \left[ \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} + \left( \delta + \frac{1}{2} \right)^2 \psi_2 + \frac{\psi_1}{12} \right] \right\} P^*_L;$$

$$P_{к2} = \left\{ \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \frac{E}{U_L} - \left[ \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} + \left( \delta + \frac{1}{2} \right)^2 \psi_2 \right] \right\} P^*_L.$$

Как видно, и в этом случае  $P_{к1} < P_{к2}$ .

Напряжение коллекторного питания

$$E = \frac{W'}{\xi'} U_L,$$

где

$$W' = \left( \delta + \frac{1}{2} \right) (\psi_2 + 1) + \frac{1}{2} (\psi_1 + 1).$$

С учетом среднего потребляемого тока  $I_{cp} = i_{з1} + i_{з2} = (2\delta + 1)I_L$  полная потребляемая мощность

$$P_{\Sigma} = I_{cp} E = \frac{W'}{\xi'} P^*_L.$$

Полезно отметить, что пересчет треугольника сопротивлений  $R_2 - R_1 - R_2$  в звезду дает следующие величины сопротивлений в схеме на рис. 2-1,а:

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + 2R_2} \approx \frac{R_1}{2};$$

$$R = \frac{R_2^2}{R_1 + 2R_2} \approx \frac{R_2}{2}.$$

#### 2-4. ОДНОТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МОСТОВЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ОК

**Усилители с балластным сопротивлением. Дифференциальный эмиттерный повторитель.** Еще сравнительно недавно на низких частотах довольно широко применялась схема, показанная на рис. 2-12,а, аналогичная дифференциальному катодному повторителю на лампах. При

подаче на ее вход симметричного относительно  $E_{62}$  линейно возрастающего напряжения  $u_{вх} = U_{вх0} + U_{вх}\bar{t}$  с размахом  $U_{вх} \approx I_{0.к} r_{0.к} = U_{0.к}$  первые полпериода ток в катушках течет по направлению сплошной стрелки, а вторые полпериода — по направлению пунктирной стрелки (см. рис. 2-12, а), проходя через нуль в момент  $\bar{t} = 1/2$  (когда  $u_{вх} = E_{62}$ ):  $i_{0.к} = I_{0.к}(\bar{t} - 1/2)$ , соответственно  $u_{0.к} = U_{0.к}(\bar{t} - 1/2)$ .

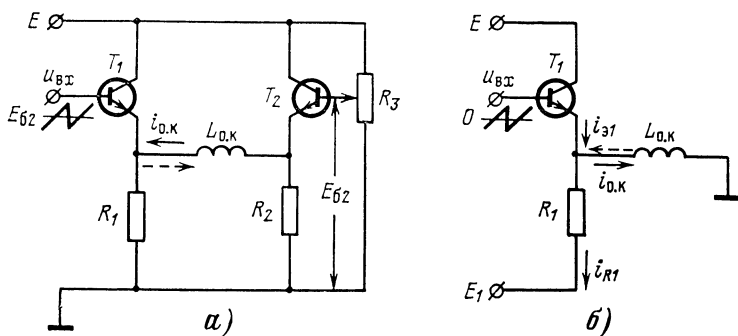


Рис. 2-12. Усилители с балластным сопротивлением.

а — дифференциальный эмиттерный повторитель; б — схема с дополнительным питающим напряжением.

Если  $U_{вх0} = 0$ , то эмиттер транзистора  $T_1$  будет находиться под запирающим потенциалом  $\frac{\psi}{\psi + 1} E_{62}$ , где

$$\psi = \frac{R_1}{r_{0.к}}$$

(падением напряжения на эмиттерных переходах транзисторов при выводе энергетических соотношений пренебрегаем). Во избежание отсечки отклоняющего тока необходимо иметь:

$$U_{вх0} \geq \frac{\psi}{\psi + 1} E_{62};$$

требуемая величина  $E_{62}$  определяется из условия  $E_{62} - U_{вх0} = U_{0.к}/2$ , откуда

$$E_{62} = \frac{\psi + 1}{2} U_{0.к}.$$

Анализ дает следующие энергетические соотношения в рассматриваемой схеме: мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора,

$$P_{к1} = \frac{\psi + 1}{\psi} \left[ \frac{\psi(1 - \xi') + 2}{4\xi'} - \frac{1}{3} \right] P_{о.к}^*,$$

где  $P_{о.к}^* = I_{о.к} U_{о.к}$ ;  $\xi' = U_{э1\max}/E = (\psi/2 + 1) U_{о.к}/E$ .

Мощности, потребляемые каскадами  $T_1$  и  $T_2$ ,

$$P_{\Sigma 1} = \frac{\Psi}{4\xi'} P_{о.к}^*,$$

где коэффициент

$$\Psi = \frac{\psi^2 + 3\psi + 2}{\psi};$$

$$P_{\Sigma 2} = \frac{\psi/2 + 1}{2\xi'} P_{о.к}^*$$

[при сопротивлении резистора  $R_2 = R_{2\max} = (\psi + 1)r_{о.к}$ ]; полная мощность, потребляемая всей схемой,

$$P_{\Sigma} = P_{\Sigma 1} + P_{\Sigma 2} = \frac{\Psi + \psi + 2}{4\xi'} P_{о.к}^*;$$

„отклоняющая“ мощность

$$P_{откл} = \frac{P_{о.к}^*}{12}, \quad (2-36)$$

условный к. п. д.

$$\eta = \frac{1}{3} \frac{\xi'}{\psi + \Psi + 2} = \frac{1}{3} \frac{\xi'}{2\psi + 5 + \frac{2}{\psi}}.$$

Знаменатель коэффициента  $\eta$  минимален (равен  $3 \times 9$ ) при  $\psi = \psi_{\text{опт}} = 1$ . Таким образом, в предельном случае ( $\xi' \rightarrow 1$ ) коэффициент  $\eta_{\max} \approx 3,7\%$ , т. е. значительно ниже, чем в двухтактных усилителях с отдельным включением ОК.

Неэкономичность — не единственный недостаток дифференциального эмиттерного повторителя; термокомпенсация неустойчивости активного сопротивления  $r_{о.к}$  может быть осуществлена в нем лишь включением последовательно с катушками термоцепочек, что возможно только при малых (до 20—30 мА) токах  $I_{о.к}$ . В силу указанных недостатков схема, показанная на рис. 2-12, а, в последние годы практически вышла из употребления.

Схема с дополнительным источником питания. Несколько лучшие показатели обеспечивает схема, изображенная на рис. 2-12,б, где сопротивление  $R_1$  подключено к дополнительному источнику питания  $E_1$ , а один из концов ОК заземлен.

Для того чтобы транзистор  $T_1$  на протяжении всего периода оставался открытым, требуется напряжение

$$E_1 = \psi^* \left( \delta + \frac{\psi + 1}{2\psi} \right) U_{o.k.},$$

где коэффициент  $\delta = I_{э10}/I_{o.k.}$ .

При этом эмиттерный ток транзистора

$$i_{э1} = I_{o.k.} \left( \delta + \frac{\psi + 1}{\psi} \bar{t} \right);$$

ток через резистор  $R_1$

$$i_{R_1} = \frac{I_{o.k.}}{\psi} \left[ \psi \left( \delta + \frac{1}{2} \right) + \bar{t} \right].$$

Мощность, потребляемая от источника  $E$ ,

$$P_E = \frac{\delta + \frac{\psi + 1}{2\psi}}{2\xi'} P_{*o.k.},$$

где коэффициент  $\xi' = u_{э1 \max}/E = U_{o.k.}/2E$ .

Мощность, потребляемая от источника  $E_1$ .

$$P_{E_1} = \psi \left( \delta + \frac{\psi + 1}{2\psi} \right) P_{*o.k.}$$

Суммарная потребляемая мощность

$$P_{\Sigma} = P_E + P_{E_1} = \left( \delta + \frac{\psi + 1}{2\psi} \right) \left( \frac{1}{2\xi'} + \delta\psi + \frac{1 + \psi}{2} \right) P_{*o.k.}$$

При данных параметрах ОК, а также  $\delta$  и  $\xi'$  минимальное значение суммарной потребляемой мощности равно:

$$P_{\Sigma \min} = \frac{\xi + 1}{2} \left( 1 + \frac{1 + 2\delta}{2\xi'\xi} \right) P_{*o.k.}, \quad (2-37)$$

где

$$\xi = \sqrt{\frac{\xi' + 1}{\xi'}},$$

причем коэффициент

$$\psi = \psi_{\text{шт}} = \frac{\zeta}{1 + 2\delta}.$$

Последнее выражение показывает, что нецелесообразно иметь  $R_1 \gg r_{o.k.}$ ; оптимальное в энергетическом отношении сопротивление резистора

$$R_1 = \frac{\zeta}{2\delta + 1} r_{o.k.}$$

С учетом выражений (2-36) и (2-37) условный к. п. д.

$$\eta = \frac{1}{6(\zeta + 1)} \left( 1 + \frac{1 + 2\delta}{2\zeta\xi'} \right)^{-\frac{2}{3}}$$

в пределе ( $\xi' \rightarrow 1, \delta = 0$ )  $\eta_{\text{макс}} \approx 5,2\%$ .

Таким образом, схема на рис. 2-12,б несколько экономичнее дифференциального эмиттерного повторителя, к тому же она проще в настройке и может быть охвачена отрицательной обратной связью по току нагрузки. Эта схема, равно как и ее вариант с включением резистора  $R_1$  и нагрузки в коллекторную цепь транзистора, сравнительно широко используется в маломощных развертывающих устройствах.

**Схема с генератором постоянного тока.** Повышение коэффициента  $\eta$  в усилителях с мостовым включением ОК достигается при замене сопротивления  $R_1$  (рис. 2-12,б) генератором постоянного тока  $I_0$ . В схеме на рис. 2-13 генератор выполнен на транзисторе  $T_2$ , коллекторный ток которого  $I_{K2} \approx \alpha E_{\delta 2} / R_{\delta 2} = I_0$ .

Переменный ток  $i_{K1} \approx \alpha_1 u_{BX} / R_{\delta 1}$  с начальной составляющей  $I_{K10} = \delta I_{0.k}$  создается транзистором  $T_1$ . Отклоняющий ток  $i_{0.k} = i_{K1} + I_0$ .

Для того чтобы этот ток был

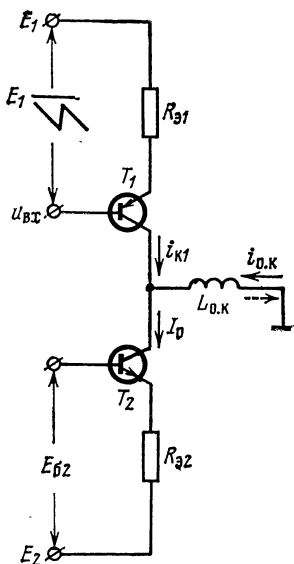


Рис. 2-13. Схема одно-тактного усилителя с генератором тока.

чисто переменным и имел размах  $I_{o.k.}$ , необходимо выполнение соотношений:

$$\left. \begin{aligned} I_o &= \left( \delta + \frac{1}{2} \right) I_{o.k.}; \\ u_{вх} &= \psi_1 U_{o.k.} \left( \frac{\delta}{2} + \bar{t} \right); \\ E_{б2} &= \frac{\psi_2 (\delta + 1)}{2} U_{o.k.}, \end{aligned} \right\}$$

где  $\psi_1 = R_{э1}/r_{o.k.}$ ;  $\psi_2 = R_{э2}/r_{o.k.}$ .

Напряжение  $u_{вх}$  отсчитывается относительно  $E_1$ , а  $E_{б2}$  — относительно  $E_2$ . Полагаем также, что коэффициенты  $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ . Мощности, рассеиваемые на коллекторах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ :

$$P_{к1} = \frac{1}{4} \left\{ (\delta + 1) \frac{2E_1}{U_{o.k.}} - \left[ \psi_1 \left( \delta^2 + 2\delta + \frac{4}{3} \right) + \frac{1}{3} \right] \right\} P_{*o.k.}; \quad (2-38)$$

$$P_{к2} = \frac{\delta + 1}{4} \left[ \frac{2E_2}{U_{o.k.}} - \psi_2 (\delta + 1) \right] P_{*o.k.}; \quad (2-39)$$

при этом питающие напряжения

$$E_1 = \frac{\psi_1 (\delta + 2) + 1}{2\xi'_1} U_{o.k.}; \quad (2-40)$$

$$E_2 = \frac{\psi_2 (\delta + 1) + 1}{2\xi'_2} U_{o.k.} \quad (2-41)$$

Как видно, при  $\xi'_1 = \xi'_2$  и  $\psi_1 = \psi_2$  напряжение  $E_2 < E_1$ , причем  $P_{к1} < P_{к2}$ , в чем нетрудно убедиться, сопоставляя выражения (2-38) и (2-39). Если же  $E_1 = E_2$  (что обычно удобнее на практике), то для уменьшения  $P_{к2}$  целесообразно, сохранив  $\xi'_1 = \xi'_2$ , увеличить  $\psi_2$  до  $\frac{\delta + 2}{\delta + 1} \psi_1$ . В этом случае требуется напряжение  $E_{б2} = \psi_2 \left( \frac{\delta}{2} + 1 \right) U_{o.k.}$ .

Полная потребляемая мощность  $P_{\Sigma} = I_o (E_1 + E_2)$ ; с учетом выражений (2-40) и (2-41), а также «отклоняющей» мощности (2-36) условный к. п. д. схемы

$$\eta = \frac{1}{6 \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \left[ \frac{\psi_1 (\delta + 2) + 1}{\xi'_1} + \frac{\psi_2 (\delta + 1) + 1}{\xi'_2} \right]}.$$



Для случая  $\xi'_1 = \xi'_2 = \xi'$  и  $\psi_1 = \psi_2 = \psi$

$$\eta = \frac{\xi'}{6 \left( \delta + \frac{1}{2} \right) (3\psi + 2\psi\delta + 2)};$$

в пределе ( $\xi' \rightarrow 0$ ,  $\delta = \psi = 0$ )  $\eta_{\max} \rightarrow 1/6$ , как и в двухтактных усилителях с отдельным включением ОК. Практически эффективность рассматриваемой схемы того же порядка, что и у балансного усилителя (см. рис. 2-8).

Нестабильность размаха отклоняющего тока и нелинейность передаточной характеристики полностью определяются каскадом  $T_1$  и оцениваются по формулам (2-14) и (2-11).

Нестабильность центровки определяется разностью изменений токов  $I_0$  и  $I_{\text{киср}}$  и в идеальном случае (при идентичности параметров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ ) может быть равна нулю.

## 2-5. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МОСТОВЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ОК, РАБОТАЮЩИЕ В РЕЖИМЕ А

Дальнейшее повышение эффективности усилителей с мостовым включением ОК достигается путем перевода их в двухтактный режим; для этого, например, в схеме, показанной на рис. 2-13, нужно подать на базу транзистора  $T_2$  вместо постоянного линейно изменяющееся напряжение. Это напряжение по фазе должно соответствовать напряжению на базе транзистора  $T_1$ , но смещено по постоянной составляющей к  $E_2$  (рис. 2-14). При симметрии плеч  $T_1$  и  $T_2$  требуемая величина питающих напряжений

$$E_1 = |E_2| = E = \frac{\psi(\delta + 1) + 1}{2\xi} U_{0.к},$$

где  $\psi = R_3/r_{0.к}$ ;

мощности, рассеиваемые на коллекторах транзисторов:

$$P_{к1} = P_{к2} = \frac{1}{4} \left\{ \left( \delta + \frac{1}{2} \right) \frac{2E}{U_{0.к}} - \left[ \psi \left( \delta^2 + \delta + \frac{1}{3} \right) + \frac{1}{6} \right] \right\} P_{0.к}^*,$$

полная потребляемая мощность

$$P_{\Sigma} = \frac{\left(\delta + \frac{1}{2}\right) [\psi(\delta + 1) + 1]}{2\xi'} P_{\text{о.к.}}^*,$$

условный к. п. д.

$$\eta = \frac{\xi'}{6\left(\delta + \frac{1}{2}\right) [\psi(\delta + 1) + 1]}; \quad (2-42)$$

в пределе ( $\xi' \rightarrow 1$ ,  $\delta = \psi = 0$ ) коэффициент  $\eta_{\text{макс}} \rightarrow 1/3$ , т. е. вдвое выше, чем у однотактного усилителя.

Один из возможных вариантов практической реализации рассматриваемой схемы (без охвата ее кольцевой отрицательной обратной связью по току нагрузки) приведен на рис. 2-15, а. Здесь необходимые напряжения на базах собственных оконечных каскадов  $T_3$ ,  $T_4$  формируются с помощью каскадов с общей базой  $T_1$  и  $T_2$  (возможно также построение этих каскадов по схеме с общим эмиттером). При симметрии плеч усилителя  $T_1$ ,  $T_3$ — $T_2$ ,  $T_4$  на его вход должно подаваться пилообразное напряжение без постоянной составляющей с размахом  $U_{\text{вх}} \approx I_{\text{о.к.}} R / 2\beta$  ( $\beta$  — усредненный коэффициент усиления по току выходных транзисторов), а на базы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  — постоянные напряжения смещения

$$E_{\text{б1}} = |E_{\text{б2}}| \geq U'_{\text{э0}} + I_{\text{о.к.}} r_{\text{э}}^* / 2\beta, \quad (2-43)$$

обеспечивающие их работу в режиме А на протяжении всего прямого хода ( $U'_{\text{э0}}$  и  $r_{\text{э}}^*$  — параметры эмиттерных переходов этих транзисторов).

Расхождение параметров транзисторов в принципе можно компенсировать, устанавливая неравные сопротивления в цепях эмиттеров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , а также неравные смещения на их базах.

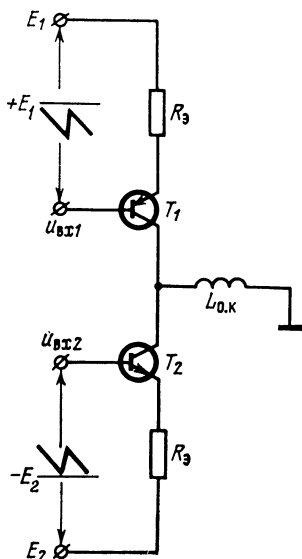


Рис. 2-14. Перевод схемы на рис. 2-13 в двухтактный режим.

Недостатком рассмотренной схемы является необходимость подбора транзисторов различной проводимости с близкими параметрами. Этот недостаток устранен в схеме, показанной на рис. 2-15,б, однако это достигнуто ценой некоторого ухудшения линейности отклоняющего тока (каскады  $T_1$  и  $T_2$  имеют различные выходные

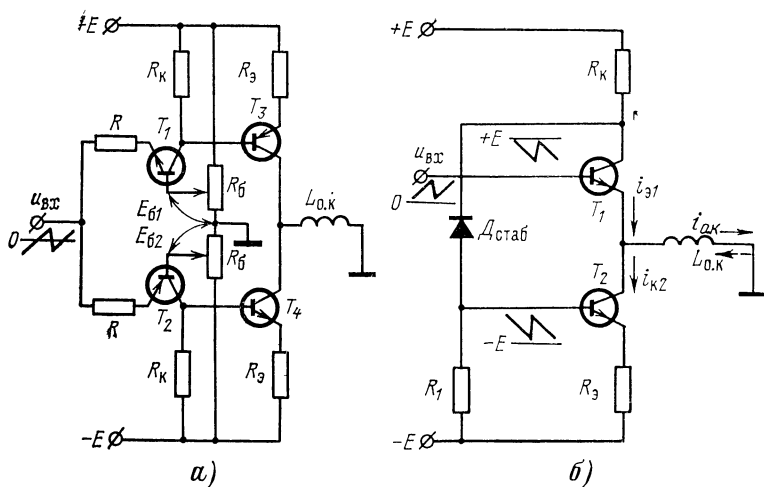


Рис. 2-15. Схемы двухтактных усилителей на транзисторах, работающих в режиме А.

а — различной проводимости; б — на однотипных транзисторах.

сопротивления), а также за счет критичности режима работы схемы к напряжению стабилизации стабилитрона  $D_{\text{стаб}}$ .

## 2-6. ДВУХТАКТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ, РАБОТАЮЩИЕ В РЕЖИМЕ В [АВ]

**Принцип действия.** Упрощенный механизм работы наиболее распространенной схемы этого типа (см. рис. 2-1,б) заключается в следующем. При входном напряжении  $u_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}(\bar{t} - 1/2)$  первые полпериода  $[0, 1/2]$  током нагрузки является эмиттерный ток транзистора  $T_2$ , уменьшающийся от своего максимального значения  $I_0 = I_{0,K}/2$  до нуля, вторые полпериода  $[1/2, 1]$  током нагрузки является эмиттерный ток транзистора  $T_1$ , возра-

стающий от нуля до  $I_0$ . Результирующий отклоняющий ток

$$i_{o.к} = I_{o.к} \left( \bar{t} - \frac{1}{2} \right),$$

как и в любых других усилителях с мостовым включением ОК.

При таком упрощенном рассмотрении работы схемы мы не учитываем, однако, механизма переключения транзисторов усилителя, приводящего к характерным в режиме В нелинейным искажениям (излому) тока нагрузки в середине прямого хода. Эти искажения обусловлены тем, что транзистор  $T_2$  запирается раньше, чем отпирается транзистор  $T_1$ .

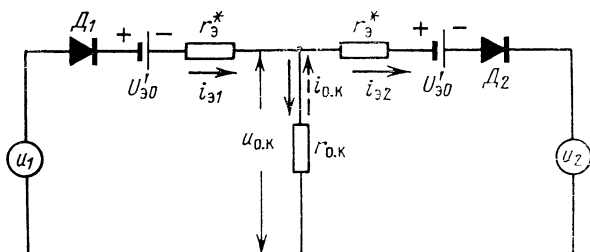


Рис. 2-16. Упрощенная эквивалентная схема усилителя на рис. 2-1,б.

**Анализ эквивалентной схемы. Искажения в режиме В.** Обратимся к упрощенной эквивалентной схеме усилителя (рис. 2-16). Здесь эмиттерные переходы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  (считаем, что их параметры идентичны) изображены в виде последовательного соединения сопротивлений  $r_3^*$ , источников напряжения  $U'_{30}$  и идеальных вентилях  $D$ , фиксирующих открытое или закрытое состояние транзисторов.

Допустим, что напряжения  $u_1 = u_2 = u_{вх} = U_{вх} (\bar{t} - 1/2)$ , где  $U_{вх} = I_{o.к} (r_{o.к} + r_3^*) + 2U'_{30}$  — полный размах входного сигнала с учетом падения напряжения на эмиттерных переходах транзисторов.

Легко убедиться, что на отрезке времени

$$\Delta \bar{t}_P = \frac{1}{1 + \frac{I_{o.к} (r_{o.к} + r_3^*)}{2U'_{30}}},$$

симметричном относительно середины прямого хода  $\bar{t}=1/2$ ), оба транзистора закрыты и токи  $i_{э1}=i_{э2}=i_{о.к}=0$ . Этому случаю соответствует ломаная линия 1 тока  $i_{о.к}$  (или напряжения  $u_{о.к}$ ) на рис. 2-17, причем в течение первой половины прямого хода  $[0, 1/2]$  эта ли-

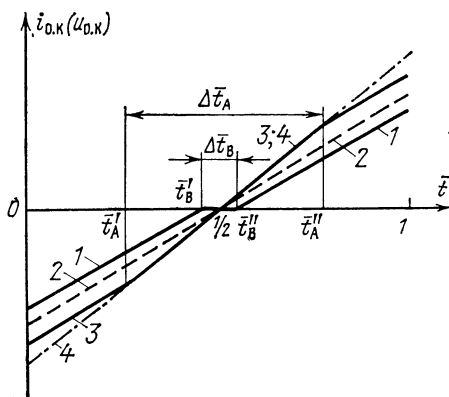


Рис. 2-17. Диаграммы тока  $i_{о.к}$  (напряжения  $u_{о.к}$ ), соответствующие различным режимам работы схемы на рис. 2-15,а.

ния изображает эмиттерный ток  $i_{э2}$  транзистора  $T_2$ , а в течение второй половины прямого хода  $[1/2, 1]$  — эмиттерный ток  $i_{э1}$  транзистора  $T_1$ . При открытом состоянии соответствующего транзистора каждый из этих токов характеризуется уравнением

$$i_{э} = \frac{u_{вх} - U'_{э0}}{r_{о.к} + r_{э}^*} = i_{о.к}. \quad (2-44)$$

Соответственно напряжение на отклоняющих катушках

$$u_{о.к} = \frac{u_{вх} - U'_{э0}}{1 + r_{э}^*/r_{о.к}}.$$

*Оптимальный режим.* Для устранения излома тока нагрузки нужно, чтобы момент запираания транзистора  $T_2$  точно совпадал с моментом отпираания транзистора  $T_1$ ; при симметрии плеч переключения должно происходить на середине отрезка времени прямого хода ( $\bar{t}=1/2$ ). Это достигается введением постоянного смещения

$$\Delta U = 2U'_{э0} = \Delta U_{мин}$$

между базами транзисторов усилителя. При этом  $u_1 = u_{вх} + U'_{э0}$ ,  $u_2 = u_{вх} - U'_{э0}$ .

Если размах напряжения  $U_{вх}$  оставить неизменным (рис. 2-18, а), то размах токов  $i_{э}$  и  $i_{о.к}$  несколько возрастет. Изображающая рассмотренный случай пунктирная линия 2 на рис. 2-17 соответствует оптимальному режиму работы усилителя, когда достигается минимум потребляемой и рассеиваемых транзисторами мощностей при отсутствии нелинейных искажений. Поэтому минимально необходимая величина  $\Delta U_{мин}$  одновременно является и оптимальной.

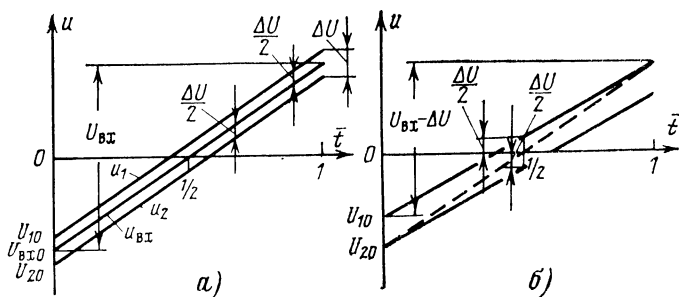


Рис. 2-18. Диаграммы входных напряжений схемы на рис. 2-16, соответствующие оптимальному режиму В при неизменном (а) и уменьшенном (б) размахе напряжения  $u_{вх}$ .

В практических условиях, однако, обеспечить такой режим очень трудно главным образом из-за временного и температурного дрейфа напряжений  $U'_{э0}$ . Чтобы устранить вероятность возникновения излома тока  $i_{о.к}$  (пусть даже на отрезке времени, меньшем  $\Delta \bar{t}_в$ ), обычно приходится выбирать исходное постоянное смещение  $\Delta U > \Delta U_{мин}$ .

**Режим АВ.** Если по-прежнему формы напряжения  $u_1$  и  $u_2$  симметричны относительно исходного напряжения  $u_{вх}$ :

$$u_1 = u_{вх} + \Delta U/2, \quad u_2 = u_{вх} - \Delta U/2,$$

то в момент времени  $\bar{t} = 1/2$  открыты оба транзистора. Тогда напряжение на нагрузке

$$u_{о.к} = \frac{u_1 + u_2}{2 + r_{э}^*/r_{о.к}};$$

соответственно ток

$$i_{0.к} = \frac{u_1 + u_2}{2r_{0.к} + r_{\vartheta}^*}, \quad (2-45)$$

а токи в плечах усилителя

$$i_{\vartheta 1} = \frac{u_1 - u_{0.к} - U'_{\vartheta 0}}{r_{\vartheta}^*}; \quad (2-46a)$$

$$i_{\vartheta 2} = \frac{u_{0.к} - u_2 - U'_{\vartheta 0}}{r_{\vartheta}^*}. \quad (2-46б)$$

В момент  $\bar{t}=1/2$

$$u_1 = \Delta U/2; \quad u_2 = -\Delta U/2; \quad u_{0.к} = 0;$$

$$i_{\vartheta 1} = i_{\vartheta 2} = \frac{\frac{\Delta U}{2} - U'_{\vartheta 0}}{r_{\vartheta}^*}.$$

Установим связь между отрезком времени  $\Delta \bar{t}_A$ , на протяжении которого оба транзистора открыты (схема работает в режиме А), и величиной напряжения  $\Delta U = u_1 - u_2$ . Условие отпирания одного из плеч усилителя (например, транзистора  $T_1$  — вентиля  $D_1$  на рис. 2-16) при уменьшающемся, но еще не равном нулю токе в другом плече имеет вид:

$$u_{0.к} = u_2 + U'_{\vartheta 0}. \quad (2-47)$$

Подставив приведенное равенство в формулу (2-46б), получим зависимость  $\Delta U$  от величины тока  $i_{\vartheta 2} = I_{\vartheta}^*$ , при котором открывается вентиль  $D_1$ :

$$\Delta U = I_{\vartheta}^* r_{\vartheta}^* + 2U'_{\vartheta 0}.$$

В свою очередь, как будет показано ниже, ток  $I_{\vartheta}^*$  возрастает пропорционально отрезку времени  $\Delta \bar{t}_A$ :

$$I_{\vartheta}^* = I_{\vartheta} \Delta \bar{t}_A, \quad (2-48)$$

где  $I_{\vartheta}$  — максимальный ток в плече, соответствующий амплитудному значению входного сигнала ( $U_{вх} + \Delta U/2$ ); следовательно,

$$\Delta U = I_{\vartheta} r_{\vartheta}^* \Delta \bar{t}_A + 2U'_{\vartheta 0}. \quad (2-49)$$

Если

$$\Delta U = I_{\vartheta} r_{\vartheta}^* + 2U'_{\vartheta 0} = \Delta U_A, \quad (2-50)$$

то равенство (2-47) выполняется уже в начальный момент времени прямого хода  $\bar{t}=0$  (соответственно и в момент  $\bar{t}=1$ ). Это значит, что на протяжении всего

прямого хода оба транзистора открыты ( $\Delta \bar{t}_A = 1$ ) и, следовательно, соотношение (2-50) является условием перевода двухтактного усилителя в режим А. Этот случай проиллюстрирован линиями 2 эмиттерных токов  $i_{э1}$  и  $i_{э2}$  на рис. 2-19, сумма которых дает линию 4 тока  $i_{о.к}$  на рис. 2-17. При дальнейшем увеличении смещения  $\Delta U$  ток  $i_{о.к}$  не меняется, а средние эмиттерные токи транзисторов резко возрастают (линии 1 на рис. 2-19). Такой режим для двухтактных схем, подобных усилителю на рис. 2-1,б, является недопустимым, так как даже небольшое превышение смещения  $\Delta U_A$  может привести к перегреву и выходу из строя транзисторов.

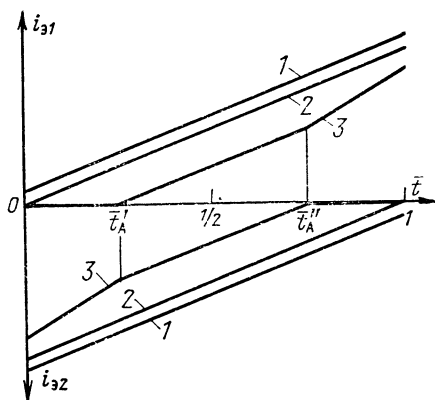


Рис. 2-19. Диаграммы эмиттерных токов транзисторов двухтактного усилителя при различных режимах работы.

Таким образом, основным режимом работы рассматриваемой схемы следует считать режим АВ ( $0 \leq \Delta \bar{t}_A < 1$ ), чему соответствует зона постоянных смещений между базами транзисторов  $\Delta U_{\min} \leq \Delta U < \Delta U_A$  шириной  $U_{AB} = I_B r_{э}^* \approx I_{о.к} r_{э}^* / 2$ .

*Искажения при работе в режиме АВ.* Работа в режиме АВ проиллюстрирована ломаной линией 3 тока нагрузки  $i_{о.к}$  на рис. 2-17 и ломаными линиями 3 эмиттерных токов транзисторов на рис. 2-19. Как видно, при одновременной работе транзисторов ( $\bar{t}_A \leq \bar{t} \leq \bar{t}_A''$ ) скорость изменения эмиттерных токов меньше, а скорость изменения тока нагрузки больше, чем при работе одного транзистора. Этот результат легко установить, сопоставляя формулу (2-44) с формулами (2-46) и (2-45). С учетом временной зависимости напряжения  $u_{вх}$  скорости изменения токов

$$\frac{di_{о.к}}{d\bar{t}} = \frac{U_{вх}/r_{о.к}}{1 + \frac{r_{э}^*}{r_{о.к}}} \quad \text{при } \bar{t}_A' \leq \bar{t} \leq \bar{t}_A'';$$



$$\frac{di_{0.к}}{d\bar{t}} = \frac{U_{вх}/r_{0.к}}{1 + \frac{r_{*э}}{2r_{0.к}}} \quad \text{при } \bar{t} < \bar{t}'_A \text{ и } \bar{t} > \bar{t}''_A.$$

Подставив полученные результаты в формулу (1-1), получим значение коэффициента нелинейных искажений при работе в режиме АВ:

$$k_{нл(АВ)} = \frac{\frac{r_{*э}}{r_{0.к}}}{2 + \frac{3r_{*э}}{2r_{0.к}}}.$$

Если  $\frac{r_{*э}}{r_{0.к}} \ll \frac{4}{3}$ , то

$$k_{нл(АВ)} \approx \frac{r_{*э}}{2r_{0.к}}. \quad (2-51)$$

Разумеется, эти искажения не столь заметны, как в режиме В, тем более что практически транзисторы запираются и отпираются постепенно (в соответствии с экспоненциальной формой реальных входных характеристик). Тем не менее формула (2-51) наглядно показывает, что для снижения нелинейности тока  $i_{0.к}$  отношение  $r_{*э}/r_{0.к}$  желательно иметь возможно меньшим. С другой стороны, для расширения зоны  $U_{АВ}$  допустимых постоянных смещений между базами транзисторов в их эмиттерные цепи иногда включают небольшие дополнительные сопротивления  $R_{э}$ , вследствие чего отношение  $r_{э.экв}/r_{0.к} = (r_{*э} + R_{э})/r_{0.к}$  возрастает. Таким образом, существует определенное противоречие между степенью критичности режима двухтактного усилителя к изменению напряжения  $\Delta U$  и коэффициентом нелинейных искажений режима АВ.

**Энергетические соотношения.** При выводе энергетических соотношений, соответствующих работе усилителя, показанного на рис. 2-1,б, в различных режимах, будем считать, что одновременно с изменением величины смещения  $\Delta U$  осуществляется подстройка размаха напряжения на входе (рис. 2-18,б), так что размах отклоняющего тока остается неизменным и равным  $I_{0.к}$ .

**Режим В.** Первоначально рассмотрим случай работы усилителя в идеальном режиме В. В течение половины отрезка времени прямого хода, когда транзисторы открыты, на них рассеивается мощность

$$P'_{к1} = P'_{к2} = P'_к = \frac{I_{0.к}}{4} \left( E - \frac{U_{0.к}}{3} \right).$$

Усредненная за период мощность

$$P_{\text{кв}} = \frac{P'_{\text{к}}}{2} = I_{\text{срв}} \left( E - \frac{U_{\text{о.к}}}{3} \right) = \frac{1}{8} \left( \frac{E}{U_{\text{о.к}}} - \frac{1}{3} \right) P^*_{\text{о.к}}, \quad (2-52)$$

где  $I_{\text{срв}} = I_{\text{о.к}}/8$  — средний ток, отдаваемый источниками питания.

Полная потребляемая мощность

$$P_{\Sigma\text{в}} = 2I_{\text{срв}}E = \frac{I_{\text{о.к}}E}{4}. \quad (2-53)$$

Обозначив

$$\xi = U_{\text{о.к}}/2E,$$

с учетом формулы (2-36), получим условный к. п. д. схемы

$$\eta_{\text{в}} = \frac{2}{3} \xi; \quad (2-54)$$

если  $\xi \rightarrow 1$ , то  $\eta_{\text{макс}} \rightarrow 2/3$ . Это — теоретический предел условного к. п. д. для выходных бестрансформаторных усилителей ГР.

Отметим, что при наличии только одного питающего напряжения, равного  $2E$ , лишено всякого смысла строить двухтактный усилитель по аналогии с дифференциальным эмиттерным повторителем, смещая средний уровень входного сигнала до напряжения на базе дополнительного эмиттерного повторителя (каскад  $T_2$  на рис. 2-12,а). В этом случае минимальное значение средней мощности, потребляемой дополнительным каскадом  $P^*_{\text{о.к}}/2$ , в 4 раза больше минимальной мощности  $P_{\Sigma}$ , потребляемой собственно двухтактной схемой.

*Режим А.* Если усилитель работает в режиме А с нулевыми минимальными эмиттерными токами транзисторов (линии 2 на рис. 2-19), то

$$P_{\text{кА}} = I_{\text{срА}} \left( E - \frac{U_{\text{о.к}}}{6} \right) = \frac{1}{4} \left( \frac{E}{U_{\text{о.к}}} - \frac{1}{6} \right) P^*_{\text{о.к}}, \quad (2-55)$$

где  $I_{\text{срА}} = I_{\text{о.к}}/4$ ;

$$P_{\Sigma\text{А}} = 2I_{\text{срА}}E = EI_{\text{о.к}}/2; \quad \eta_{\text{А}} = \xi/3$$

[последнее выражение совпадает с формулой (2-42) в случае  $\delta = \psi = 0$ ]. Таким образом, при прочих равных условиях режим А вдвое менее экономичен, чем ре-

жим В, тогда как рассеиваемые на коллекторах транзисторов мощности относятся как

$$\frac{P_{\kappa A}}{P_{\kappa B}} = 1 + \frac{3}{3 - 2\xi},$$

в чем нетрудно убедиться, подставив в выражения (2-52) и (2-55) напряжение

$E = U_{o.k}/2\xi$ . В предельном случае ( $\xi \rightarrow 1$ ) отношение  $P_{\kappa A}/P_{\kappa B} \rightarrow 4$ ; следовательно, если нет гарантии, что спроектированный для работы в режиме В усилитель не перейдет в режим А, нужно использовать транзисторы с четырехкратным запасом по мощности.

**Режим АВ.** Для расчета среднего потребляемого тока  $I_{\text{ср АВ}}$  в режиме АВ воспользуемся графическим построением на рис. 2-20. Из подобия треугольников  $0-I_{o.k}/2-1$  и  $\bar{t}'_A-I^*_3-\bar{t}''_A$  находим за-

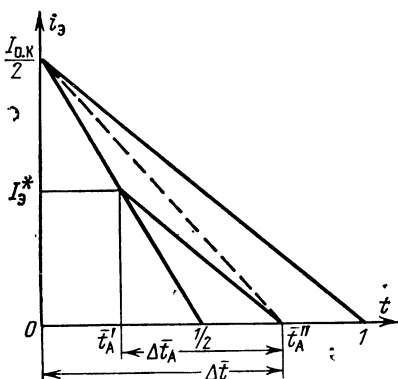


Рис. 2-20. Графическое построение для расчета потребляемого тока в режиме АВ.

висимость тока перехода в режим А  $I^*_3$  от длительности временного отрезка  $\Delta \bar{t}_A$ :

$$I^*_3 = \frac{I_{o.k}}{2} \Delta \bar{t}_A. \quad (2-56)$$

Это является подтверждением формулы (2-48) для случая  $I_3 = I_{o.k}/2$ .

Дополнительный (к режиму В) средний ток  $I'_{\text{ср}}$ , потребляемый схемой при работе в режиме АВ, определяется отношением площади треугольника  $0,5-I^*_3-\bar{t}''_A$  к площади треугольника  $0-I_{o.k}/2-0,5$ . С учетом формулы (2-56)

$$I'_{\text{ср}} = \frac{I_{o.k}}{8} \Delta \bar{t}_A^2.$$

Средний потребляемый ток

$$I_{\text{ср АВ}} = I_{\text{ср В}} + I'_{\text{ср}} = \frac{I_{o.k}}{8} (1 + \Delta \bar{t}_A^2);$$

следовательно, мощность

$$P_{\Sigma AB} = 2I_{\text{ср} AB} E = (1 + \Delta \bar{t}_A^2) \frac{I_{0.к} E}{4} =$$

$$= P_{\Sigma B} + \frac{\Delta \bar{t}_A^2}{4} I_{0.к} E. \quad (2-57)$$

Для того чтобы найти мощность  $P_K$ , сделаем допущение, что ток нагрузки является линейным на протяжении всего прямого хода, а эмиттерные токи транзисторов линейны на протяжении относительного времени  $\Delta \bar{t} = t/2 + \Delta \bar{t}_A/2$  (пунктирная линия на рис. 2-20). Это позволяет выразить мгновенную мощность  $p_K$ , рассеиваемую каждым из транзисторов, как произведение линейно изменяющихся напряжения  $u_K = E - u_{0.к}$  и тока  $i_K \approx i_0$ , а затем, проинтегрировав  $p_K$  от нуля до  $\Delta \bar{t}$  и усреднив полученный результат за полное время прямого хода, получить мощность

$$P_{KAB} = P_{KB} + P'_K. \quad (2-58)$$

Дополнительная (к режиму В) мощность  $P'_K$ , рассеиваемая каждым транзистором при работе в режиме АВ, равна:

$$P'_K = \frac{\Delta \bar{t}_A}{8} \left[ \frac{E}{U_{0.к}} - \frac{1}{6} (1 - \Delta \bar{t}_A) \right] P^*_{0.к}. \quad (2-59)$$

В случае  $\Delta \bar{t}_A = 0$  мощность  $P'_K = 0$  (схема работает в режиме В), в случае  $\Delta \bar{t}_A = 1$  мощность  $P'_K = I_{0.к} E/8$  и формула (2-58) отождествляется с формулой (2-55) — схема переходит в режим А.

Таким образом, зная длительность отрезка времени  $\Delta \bar{t}_A$ , можно определить мощности  $P_K$  и  $P_{\Sigma}$  в любом из трех возможных режимов работы усилителя. Для облег-

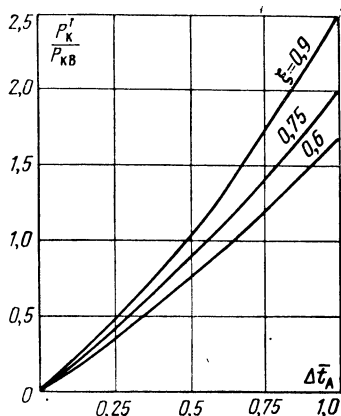


Рис. 2-21. Графические зависимости отношения  $P'_K/P_{KB}$  от  $\Delta \bar{t}_A$  при различных коэффициентах  $\xi$ .

чения расчётов на рис. 2-21 приведены графики отношения

$$\frac{P'_{\kappa} |_{\Delta \bar{t}_A = \text{var}}}{P_{\kappa B}} = \frac{\left[ 1 - (1 - \Delta \bar{t}_A) \frac{\xi}{3} \right] \Delta \bar{t}_A}{1 - \frac{2}{3} \xi}$$

для нескольких практически реальных значений коэффициента  $\xi$ . Ориентировочно считая допустимым в режиме АВ не более чем двукратное превышение мощности  $P_{\kappa B}$  ( $P'_{\kappa} = P_{\kappa B}$ ), можно заключить, что величина  $\Delta \bar{t}_A$  должна находиться в пределах

$$0 \leq \Delta \bar{t}_A \leq (0,5 \div 0,7).$$

В соответствии с формулой (2-49) смещение

$$2U'_{\text{эо}} \leq \Delta U_{\text{доп}} \leq 2U'_{\text{эо}} + (0,25 - 0,35) I_{\text{о.к}} r_{\text{э}}^*. \quad (2-60)$$

**Способы получения смещения  $\Delta U$ .** Зона допустимых значений  $\Delta U_{\text{доп}}$ , характеризуемая формулой (2-60), практически составляет всего 0,2—0,4 в, к тому же она зависит от температурных и временных изменений напряжения  $U'_{\text{эо}}$  и сопротивления  $r_{\text{э}}^*$ . Поэтому нужно выставлять смещение  $\Delta U$  с высокой степенью точности, одновременно задав ему ТКН, близкий к ТКН на эмиттерных переходах транзисторов (порядка  $-1,5$  мв/1°С).

С этой целью часто используют диодную параметрическую стабилизацию, например, как показано на рис. 2-22,а. Изменяя с помощью потенциометра  $R_1$  ток через диоды  $D_1$ — $D_n$  (количество диодов  $D$  обычно колеблется от двух до четырех в зависимости от их типа и типов выходных транзисторов), можно устанавливать исходное смещение  $\Delta U$ , а подбирая сопротивление резистора  $R_2$  (не обязательно, чтобы оно шунтировало все диоды) — требуемый температурный коэффициент.

Почти идеальный термостабилизированный режим В в принципе обеспечивает схема формирования напряжений  $u_1$  и  $u_2$ , приведенная на рис. 2-22,б, если каскады  $T_1$  и  $T_2$  выполнены на тех же транзисторах, что и выходной усилитель (практически из-за различия рассеиваемых в этих узлах мощностей применить в них

одинаковые транзисторы удастся не всегда); смещение  $\Delta U$  здесь устанавливается регулировкой величины эмиттерных токов транзисторов с помощью резистора  $R_3$ .

Нередко напряжения  $u_1$  и  $u_2$  снимают просто с резистивного делителя в цепи входного сигнала (рис. 2-22, в). Следует, однако, учитывать, что этот ме-

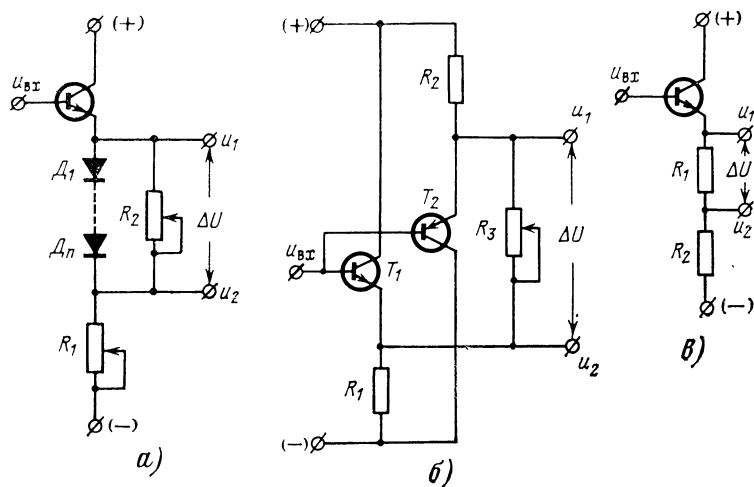


Рис. 2-22. Схемы формирования напряжения  $\Delta U$  для двухтактного усилителя, работающего в режиме В (АВ) с помощью:

а — диодов; б — транзисторов противоположной проводимости; в — делителя на резисторах.

тод имеет несколько серьезных недостатков: нарастание тока  $i_{o.к}$  в отрезки времени, соответствующие проводимости каждого плеча, происходит с различной скоростью, что может привести к заметной нелинейности этого тока; с момента отпирания транзистора  $T_1$  на эмиттерном переходе транзистора  $T_2$  начинает возрастать отпирающее напряжение (рис. 2-23), из-за чего транзистор  $T_2$  может снова оказаться открытым; не обеспечивается температурная компенсация эмиттерных переходов.

**Построение усилителей по типу стабилизатора тока.** В усилителе на рис. 2-1, б выходные каскады выполнены по схеме с общим коллектором и, следовательно, температурное приращение сопротивления  $r_{o.к}$  будет

приводить к обратно пропорциональному изменению размаха отклоняющего тока. Наиболее эффективным способом стабилизации размаха является резкое увеличение выходного сопротивления усилителя путем охвата его противосвязью по току нагрузки. Подробнее к этому

вопросу мы вернемся в гл. 3, здесь же отметим, что отрицательная обратная связь чрезвычайно полезна также и с точки зрения уменьшения нелинейных искажений тока нагрузки. Это, кстати, позволяет также несколько расширить зону  $U_{AB}$ , если включить небольшие сопротивления в эмиттерные цепи транзисторов.

Двухтактный усилитель, работающий в режиме В (AB) может быть построен и на основе усилителя, изображенного на рис. 2-15, а. Если в этой схеме установить напряжения  $E_{61}$  и  $E_{62}$  равными напряжениям  $U'_{э0}$  входных транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , то первую половину прямого хо-

да будет проводить верхнее плечо ( $T_1, T_3$ ), вторую — нижнее ( $T_2, T_4$ ). Размах входного сигнала должен быть при этом  $U_{вх} = I_{0.к} R / \beta$ , т. е. вдвое больше, чем в случае работы схемы в режиме А.

При напряжениях  $E_{61}$  и  $E_{62}$ , больших, чем  $U'_{э0}$ , но меньших, чем  $U'_{э0} + I_{0.к} r_{э}^* / 2\beta$  [см. формулу (2-43)], усилитель работает в режиме АВ. В этом случае на отрезке времени  $\Delta t_A$  скорость изменения отклоняющего тока вдвое возрастает (рис. 2-24) — коэффициент нелинейных искажений режима АВ здесь равен 66,6% (!). Ослабить этот нежелательный эффект можно лишь, заключив

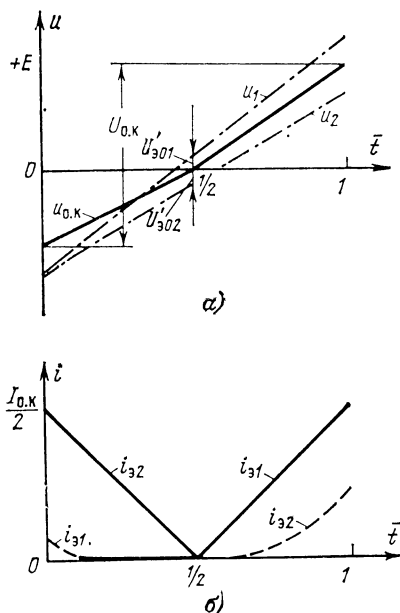


Рис. 2-23. Диаграммы напряжений (а) и токов (б) в двухтактном усилителе при построении предоконечного каскада по схеме на рис. 2-22, в.

весь усилитель в кольцо глубокой противосвязи по току нагрузки.

Как и в случае усилителя, показанного на рис. 2-1,б, напряжения  $E_{б1}$  и  $E_{б2}$  должны выставляться с большой степенью точности и с учетом температурного дрейфа напряжений на эмиттерных переходах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Возможные методы получения этих напряжений показаны на рис. 2-25. В некоторых случаях целесообразнее заземлить базы транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , обеспечив необходимый сдвиг  $\Delta U$  между их входными

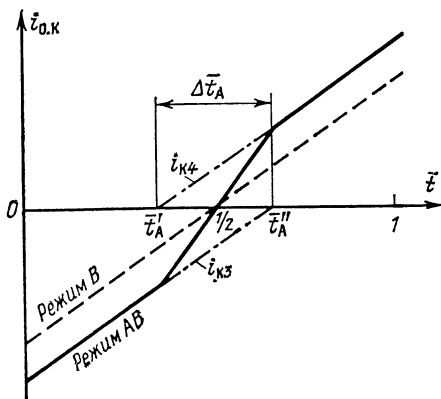


Рис. 2-24. Диаграммы токов в усилителе на рис. 2-15,а при его работе в режимах В и АВ.

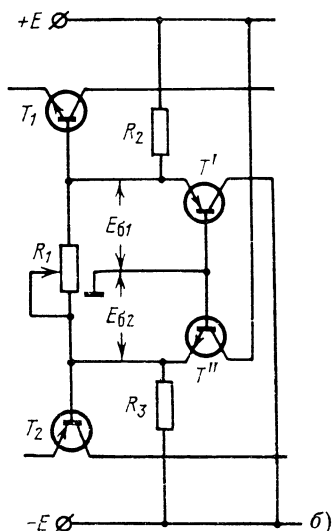
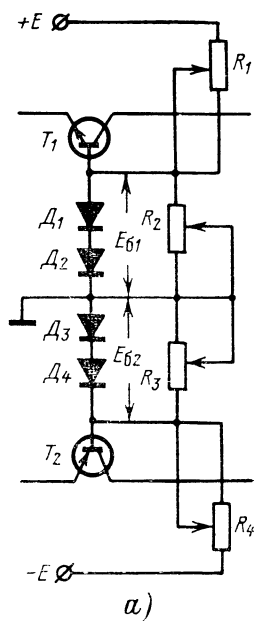


Рис. 2-25. Методы получения термозависимых напряжений  $E_{б1}$  и  $E_{б2}$  в схеме на рис. 2-15,а.

а — с помощью диодов; б — с помощью дополнительных транзисторов.



напряжениями с помощью одной из схем, изображенных на рис. 2-22 (предпочительно использовать схему рис. 2-22,б).

## 2-7. РАБОТА УСИЛИТЕЛЕЙ ВО ВРЕМЯ ОБРАТНОГО ХОДА

В разветвляющих устройствах, работающих на сравнительно невысоких частотах, длительность обратного хода  $T_{o.x}$  обычно в 20—25 раз меньше длительности прямого хода  $T_{п.х}$ ; во столько же раз возрастает во время  $T_{o.x}$  нормированная постоянная времени цепи катушек:  $L_{o.к}/(r_{o.к}T_{o.x}) \geq 20 L_{o.к}/(r_{o.к}T_{п.х})$ . Поэтому практически не влияя на отклоняющий ток во время  $T_{п.х}$ , индуктивность катушек  $L_{o.к}$  уже на частотах  $f = 50 \div 100$  гц может сказываться на работе ГР во время обратного хода.

**Обратный ход в усилителях с раздельным включением ОК.**  
*Включение ОК в цепь коллектора.* В двухтактном усилителе с раздельным включением ОК к началу обратного хода ток в одном плече максимален  $I'_{o(o.x)} = (\delta + 1)I_L$ , а в другом минимален  $I''_{o(o.x)} = \delta I_L$ . Рассмотрим работу каскадов с ОК в коллекторе (например, балансного усилителя), считая, что транзисторы безынерционны,

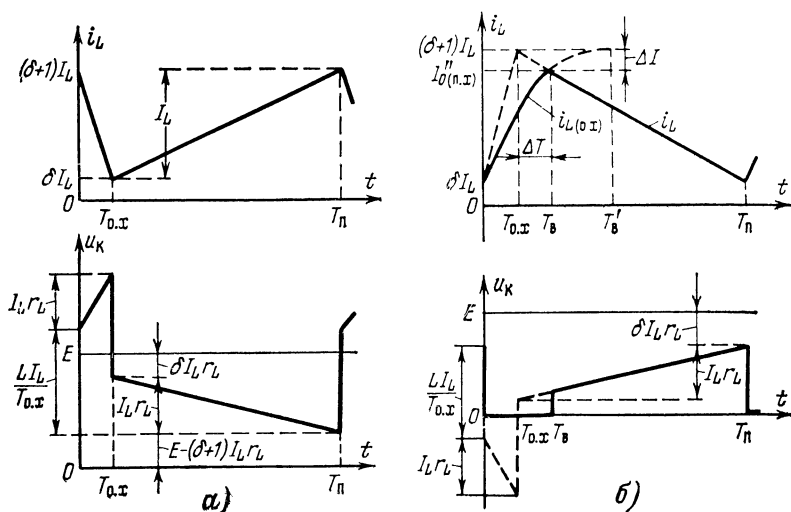


Рис. 2-26. Диаграммы токов и напряжений в двух плечах балансного усилителя, соответствующие уменьшению (а) и увеличению (б) тока  $i_L$  во время обратного хода.

а входное напряжение во время обратного хода изменяется по линейному закону. Для более ясного представления процессов будем полагать, что эмиттерные сопротивления отсутствуют.

Линейное уменьшение тока  $i_L$  во время  $T_{0x}$  приводит к увеличению напряжения  $u_K$  на коллекторе транзистора (рис. 2-26). Подставив в формулу (1-5) значения  $T=T_{0x}$ ,  $I_0=(\delta+1)I_L$ ,  $I=I_L$ , а вместо  $L_{0K}$  и  $r_{0K}$  соответственно  $L$  и  $r_L$ , найдем максимальное напряжение  $u_{K \max} = E - \delta I_L r_L + L I_L / T_{0x}$ ; в случае  $L I_L / T_{0x} > \delta I_L r_L$  напряжение  $u_{K \max} > E$ , что необходимо учитывать при выборе типа транзистора для выходного каскада усилителя.

Во втором плече напряжение на коллекторе транзистора во время  $T_{0x}$  понижается и, если  $L I_L / T_{0x} > E - \delta I_L r_L$ , транзистор окажется в насыщении (рис. 2-26, б). С этого момента образуется контур  $L - r_L$  — сопротивление насыщения транзистора  $r_{нас} - E$  с начальным током  $I''_0$  и ток в катушке нарастает согласно выражению (1-8), в котором  $U_n=0$ , а  $U_0=E$ :

$$i_{L(0x)} = \frac{1}{r_\Sigma} \left[ E - (E - \delta I_L r_L) e^{-\frac{t}{\tau_L}} \right],$$

где  $r_\Sigma = r_L + r_{нас}$ ,  $\tau_L = L/r_\Sigma$ .

Для того чтобы в таком контуре ток возрос на величину  $I_L$ , потребовалось бы время

$$T'_в = \ln \frac{\frac{E}{r_\Sigma} - \delta I_L}{\frac{E}{r_\Sigma} - (\delta + 1) I_L} \tau_L > T_{0x},$$

поскольку на катушку подано только постоянное напряжение  $E < U_{0 \text{ опт}} = L I_L / T_{0x} + \delta I_L r_L$ . Однако транзистор будет оставаться в насыщении лишь на протяжении времени  $T_в = T_{0x} + \Delta T < T'_в$ , которое потребуется, чтобы ток  $i_{L(0x)}$  достиг величины  $I''_{0(n.x)}$ , соответствующей значению входного сигнала спустя отрезок времени  $\Delta T$  после начала прямого хода (рис. 2-26, б). Сказанное нуждается в пояснении. Выйти из насыщения раньше (например, в момент  $t=T_{0x}$ ) транзистор не может, так как в этом случае под действием входного сигнала ток в катушке должен был бы скачком увеличиться [до величины  $(\delta+1)I_L$ ]; иными словами, в течение времени  $T_в$  транзистор удерживается в насыщении входным сигналом. При  $t=T_в$  действие этого фактора прекращается и ток в катушке начинает линейно уменьшаться.

Отрезок времени  $\Delta T$  находится путем совместного решения системы уравнений

$$\left. \begin{aligned} i_{L(0x)} = I''_{0(n.x)} &= \frac{1}{r_\Sigma} \left[ E - (E - \delta I_L r_\Sigma) e^{-\frac{T_{0x} + \Delta T}{\tau_L}} \right], \\ I''_{0(n.x)} &= I_L \left( \delta + 1 - \frac{\Delta T}{T_{п.х}} \right) \end{aligned} \right\}$$

и определяется выражением

$$\Delta T = \ln \frac{\frac{E}{r_{\Sigma}} - \delta I_L}{\frac{E}{r_{\Sigma}} - \left( \delta + 1 - \frac{\Delta T}{T_{п.х}} \right) I_L} \tau_L - T_{о.х}.$$

Очевидно, что размах отклоняющего тока во время прямого хода  $I''_L = I''_{(п.х)} - \delta I_L$  меньше номинального  $I_L$  на величину

$$\Delta I_L = \frac{\Delta T}{T_{п.х}} I_L.$$

На рис. 2-27,а показано несколько кривых тока в катушке во время обратного хода при разных питающих напряжениях  $E$ . Линия 1 соответствует работе транзистора в активном режиме, который обеспечивается, если напряжение

$$E = E_{ном} \geq \frac{LI_L}{T_{о.х}} + (\delta + 1) I_L r_L = U_{0\text{ опт}} + I_L r_L. \quad (2-61)$$

Кривая 2 соответствует случаю  $U_{0\text{ опт}} < E < E_{ном}$ ; на отрезке времени  $[0, t_1]$  она совпадает с линией 1; в момент  $t_1$  транзистор входит в насыщение (см. линию коллекторного напряжения 2 на рис. 2-27,б) и ток в катушке начинает изменяться по экспоненте.

При  $E = U_{0\text{ опт}}$  скорость тока в начале обратного хода  $di_L/dt|_{t=0} = I_L/T_{о.х}$  (как и у линии 1 на рис. 2-27, а), но сразу же начинает уменьшаться, поскольку на катушке отсутствует пилообразное напряжение  $U_L$  (линия 3 на рис. 2-27,а и ломаная линия 3 на рис. 2-27,б). В течение всего времени  $T_{вз}$  транзистор находится в насыщении. При дальнейшем снижении питающего напряжения ( $E < U_{0\text{ опт}}$ ) скорость  $di_L/dt|_{t=0} < I_L/T_{о.х}$ , время восстановления кривой 4 на рис. 2-27,а  $T_{в4} > T_{вз}$ .

Таким образом, в двух плечах двухтактного усилителя влияние индуктивности отклоняющих катушек во время обратного хода приводит к следующему: увеличению максимального импульсного напряжения на коллекторе в одном плече, увеличению времени восстановления коллекторного тока и уменьшению размаха этого тока — в другом. Увеличение времени  $T_v$  является особенно нежелательным обстоятельством, избежать которое можно, лишь увеличивая напряжение коллекторного пита-

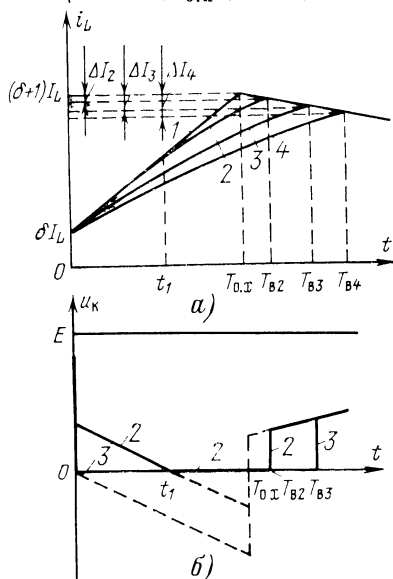


Рис. 2-27. Диаграммы коллекторных тока (а) и напряжения (б) при различных значениях питающего напряжения.

ния до  $E_{ном}$ ; с учетом реально существующего сопротивления в цепи эмиттера  $R_э = \psi r_L$  формула (2-61) для минимально необходимого питающего напряжения принимает вид:

$$E_{мин} = \frac{LI_L}{T_{о.х}} + (\delta + \psi + 1) I_L r_L. \quad (2-62)$$

Однако повышение напряжения  $E$  приводит к увеличению потребляемой схемой и рассеиваемых транзисторами мощностей и поэтому допустимо лишь в разумных пределах. В тех случаях, когда  $LI_L/T_{о.х} \geq (\delta + \psi + 1) I_L r_L$ , применение усилительных схем становится нецелесообразным.

**Включение ОК в цепь эмиттера.** При включении катушек в эмиттерные цепи транзисторов (см., например, рис. 2-4) напряжения  $u_L$  по величине и по форме повторяют входной сигнал и, следовательно, независимо от его полярности оба транзистора весь период работают в активном режиме. Во время обратного хода эти напряжения содержат линейно изменяющуюся составляющую размахом  $I_L r_L = U_{л.опт}$ , тогда как постоянные составляющие  $U'_{0(о.х)} = (\delta + 1) U_L$  и  $U''_{0(о.х)} = \delta I_L$  меньше оптимальных на величину  $LI_L/T_{о.х}$ . Из-за этого токи в катушках не успевают следовать за напряжениями  $u_L$ , вследствие чего максимальные отклоняющих токов за время  $T_{о.х}$   $\Delta I_{о.х} < I_L$ ; с увеличением отношения  $L/(r_L T_{о.х})$  это неравенство усиливается.

Представим напряжение на катушке  $L_1$  во время прямого хода состоящим из двух компонентов: постоянного  $\delta U_L$  (штрих-пунктирная линия 2 на рис. 2-28, а) и линейно возрастающего (пунктирная

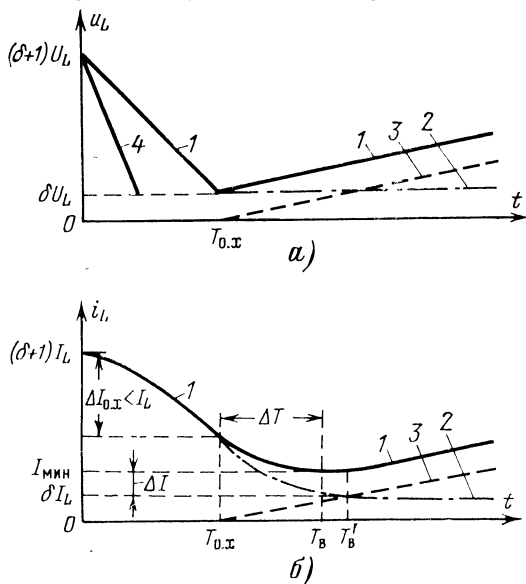


Рис. 2-28. Диаграммы напряжения  $u_L$  (а) и тока  $i_L$  (б) при включении катушки в эмиттер транзистора.

линия 3). Соответствующие этим напряжениям составляющие тока  $i_L$  изображены на рис. 2-28,б кривой 2 и линией 3; кривая 1 показывает фактический ток  $i_L$ . Обратный ход заканчивается в момент, когда эта кривая достигает своего минимального значения  $I_{\min}$  с задержкой  $\Delta T$  относительно  $T_{0.х}$ . Соответственно на величину  $\Delta I$  снижается размах отклоняющего тока во время прямого хода.

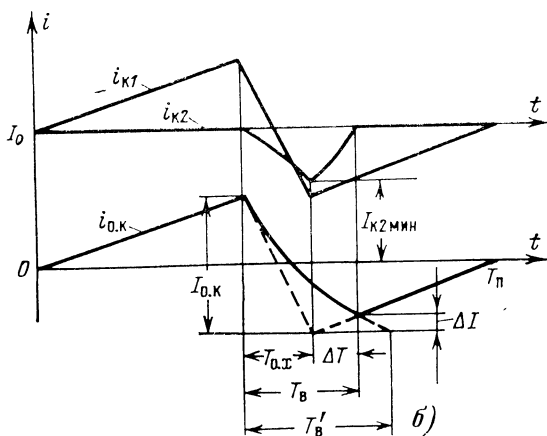
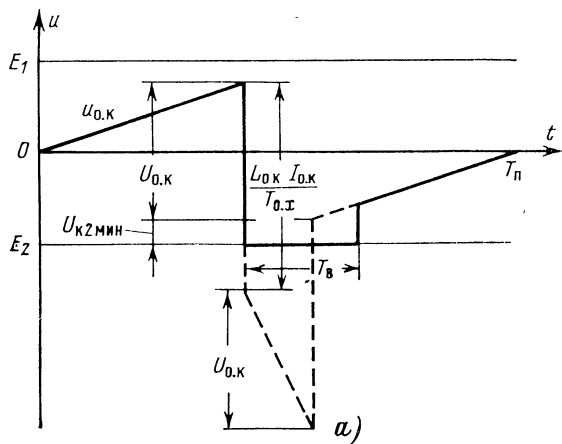


Рис. 2-29. Диаграммы напряжений (а) и токов (б) в схеме на рис. 2-13.

То же самое происходит и во втором плече, где включена катушка  $L_2$ . Таким образом, при включении ОК в эмиттерные цепи транзисторов, оба плеча усилителя ведут себя одинаково (примерно так же, как каскад с катушкой в коллекторе, у которого ток  $i_L$  во

время  $T_{0.х}$  нарастает). Единственной возможностью уменьшить задержку начала прямого хода в таких усилителях является укорочение эффективного обратного хода входного сигнала (линия 4 на рис. 2-27,а).

**Усилители с мостовым включением ОК.** Работу этих усилителей во время  $T_{0.х}$  рассмотрим на примере однотактной схемы с генератором постоянного тока (рис. 2-13). Для более ясного представления процессов будем полагать, что  $R_{a1}=R_{a2}=0$ . Если импульс напряжения на ОК во время обратного хода  $U_{0(о.х)} = L_{о.к} I_{о.к} / T_{0.х} > U_{о.к} + U_{к2мин}$ , где  $U_{к2мин}$  — остаточное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора  $T_2$ , то последний войдет в насыщение (рис. 2-29,а) и катушки оканутся включенными в контур, показанный на рис. 2-30.

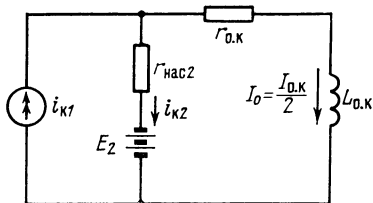


Рис. 2-30. Эквивалентная схема усилителя на рис. 2-13 при насыщенном транзисторе  $T_2$ .

Практически сопротивление насыщения транзистора  $T_2$   $r_{нас2} \ll r_n$ , поэтому весь ток  $i_{к1}$  замыкается на источник  $E_2$ . В этих условиях полученное с помощью формулы (1-8) время  $T'_в$ , необходимое для того, чтобы ток  $i_{о.к}$  изменился на величину  $I_{о.к}$  (от  $I_{о.к}/2$  до минус  $I_{о.к}/2$ ), равно:

$$T'_в = \ln \frac{E_2/r_{о.к} + I_{о.к}/2}{E_2/r_{о.к} - I_{о.к}/2} \tau_{о.к} > T_{0.х}.$$

Ток  $i_{к2}$  является разностью двух токов: линейно уменьшающегося  $i_{к1}$  и экспоненциального  $i_{о.к}$  (рис. 2-29,б). Поскольку скорость изменения  $i_{к1}$  больше, чем  $i_{о.к}$ , ток  $i_{к2}$  также уменьшается, достигая к концу отрезка времени  $T_{0.х}$  некоторого минимального значения  $I_{к2мин}$ , находящегося в пределах  $I_0 > I_{к2мин} > (I_0 - I_{о.к})$ . Затем ток  $i_{к1}$  начинает линейно возрастать, вызывая увеличение тока  $i_{к2}$ , и спустя отрезок времени  $\Delta T$  сравнивается со все еще уменьшающимся током в катушках. В этот момент ток  $i_{к2}$  вновь восстанавливает свое исходное значение  $I_0$  и обратный ход заканчивается. Таким образом, время восстановления заключено в пределах  $T_{0.х} < T'_в = T_{0.х} + \Delta T < T'_в$ ; пропорционально величине  $\Delta T$  уменьшается и размах отклоняющего тока:  $\Delta I = (\Delta T / T_{п.х}) I_{о.к}$ .

Для устранения этих явлений требуется увеличивать питающее напряжение  $E_2$ ; с учетом падения напряжения на реально существующем сопротивлении  $R_{a2} = \psi_2 r_{о.к}$  минимально необходимая величина

$$E_{2мин} = \frac{L_{о.к} I_{о.к}}{T_{0.х}} + \left[ \psi_2 (\delta + 1) + \frac{1}{2} \right] U_{о.к}.$$

Если полярность входного сигнала такова, что ток  $i_{к1}$  во время  $T_{0.х}$  возрастает, то в насыщении (все с теми же последствиями — увеличением времени восстановления и уменьшением размаха отклоняющего тока) окажется транзистор  $T_1$ , а не  $T_2$ . В этом случае на величину  $L_{о.к} I_{о.к} / T_{0.х}$  следует увеличивать напряжение  $E_1$ . Таким образом, полярность входного сигнала в рассматриваемой схеме не имеет принципиального значения.

Примерно такие же процессы происходят и в двухтактных усилителях, построенных по типу стабилизаторов тока  $i_{o.k}$  (см. рис. 2-15,а). В этих схемах также требуется повышать на величину  $U_{0(o.x)}$  одно из питающих напряжений.

## 2-8. ВЫХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ГЕНЕРАТОРОВ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ РАЗВЕРТКИ

На развернутой эквивалентной схеме выходного усилителя для ГР с электростатическим отклонением (рис. 2-31) учтены выходные  $r_{\text{вых}}$  и нагрузочные  $R_H$  сопротивления его выходных каскадов, формирующих парафазные отклоняющие напряжения  $u_1$  и  $u_2$ , раздели-

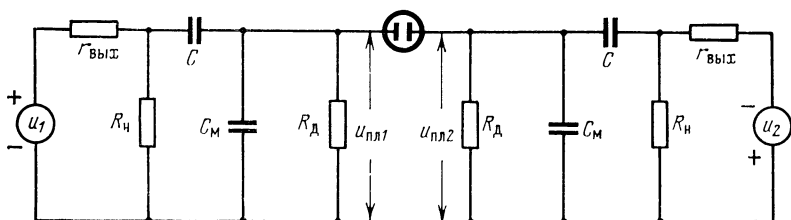


Рис. 2-31. Эквивалентная схема выходного усилителя для ГР с электростатическим отклонением.

тельные емкости  $C$  и емкости монтажа  $C_m$ , а также сопротивления делителей  $R_d$ , с которых подаются на пластины постоянные высокие напряжения. Величина этих сопротивлений порядка  $10^5$  ом, так что во всяком случае  $R_d \gg r_{\text{вых.экв}} = r_{\text{вых}} \parallel R_H$ .

На сравнительно низких частотах (кадрового отклонения) условием частотно-неискаженной передачи напряжений  $u_1$  и  $u_2$  на пластины является соотношение

$$R_d C \geq (50-100) T_{п.х}, \quad (2-63)$$

выполнение которого при заданном сопротивлении  $R_d$  достигается выбором соответствующей емкости конденсатора  $C$  (практически 1—2 мкф на частоте  $f=50$  гц).

На частотах строчного отклонения первостепенную роль приобретает соотношение

$$r_{\text{вых.экв}} C_m \leq \frac{T_{o.x}}{10}, \quad (2-64)$$

для достижения которого приходится снижать сопротивления  $r_{\text{вых}}$  и  $R_H$ .

В простейшем случае парафазные напряжения  $u_1$  и  $u_2$  могут быть сняты с коллектора и эмиттера каскада с разделенной нагрузкой (рис. 2-2,б), у которого  $R_H \approx R_3$ ; выравнивание размахов напряжений  $U_1$  и  $U_2$  осуществляется подбором коллекторного сопротивления  $R_H$ . Такой способ, однако, имеет несколько недостатков: возрастают максимальное напряжение на коллекторе транзистора  $U_{к.макс} \approx 2U_{пл} + U_{к.мин}$  (где  $U_{к.мин}$  — остаточное напряжение между коллектором и эмиттером в режиме усиления) и рассеиваемая на нем мощность; температурный коэффициент напряжения на коллекторе несколько больше, чем на эмиттере, вследствие чего отношение  $U_1/U_2$  нестабильно; эквивалентное сопротивление коллекторного выхода  $r_{вых.экв} \approx R_H$  значительно больше, чем эмиттерного.

Наилучшей схемой формирования парафазных напряжений является балансный усилитель с генератором постоянного тока (его схема соответствует рис. 2-8, если вместо катушек  $L$  включить сопротивления  $R_H$ ). Такой усилитель обеспечивает более высокую степень симметрии выходных напряжений, нежели схема со звездой сопротивлений (рис. 2-1,а). При использовании последней симметрирование осуществляется с помощью допол-

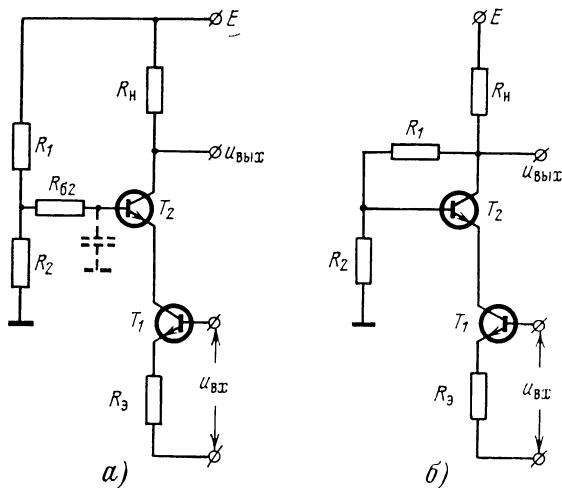


Рис. 2-32. Схемы усилителей с двумя последовательно соединенными транзисторами.

а — с постоянным смещением базы транзистора  $T_2$ ; б — с ООС по напряжению.



нительного потенциометра, включенного между нижними (по схеме) концами сопротивлений  $R_9$ . К движку потенциометра подключается резистор  $R$ .

Расчет балансного усилителя напряжений производится по тем же формулам, что и усилителя тока, с заменой  $r_L$  на  $R_H$  и исходя из заданного напряжения  $U_H = U_{пл}$ . Величину сопротивлений приходится выбирать, руководствуясь компромиссными соображениями. С одной стороны, она должна быть достаточно мала, чтобы выполнялось соотношение (2-64). С другой стороны, чем меньше сопротивление  $R_H$ , тем больше потребляемая мощность  $P_\Sigma$  и рассеиваемая на коллекторах транзисторов мощность  $P_K$ . При малых длительностях  $T_{п.х}$  целесообразно снимать выходные напряжения с дополнительных эмиттерных повторителей.

В тех случаях, когда размах напряжения  $U_{пл}$  превышает максимально допустимое коллекторное напряжение транзисторов, применяют схемы с их последовательным включением (рис. 2-32). В схеме на рис. 2-32,а результирующий коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} \approx \alpha_1 \alpha_2 \frac{R_H}{R_9} \approx \alpha^2 \frac{R_H}{R_9},$$

если  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ ; в схеме на рис. 2-32,б

$$K_u = \frac{\alpha_1 (1 + \alpha_2)}{2 + \frac{R_H}{R_6}} \frac{R_H}{R_9},$$

где  $R_6 = R_1 = R_2$ . Подробнее со свойствами таких схем можно ознакомиться в работе [Л. 10].

## 2-9. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

**Указания по применению.** При выборе схемы выходного усилителя ГР руководствуются: параметрами ФОС ( $L_{о.к}$ ,  $r_{о.к}$ ,  $I_{о.к}$  или  $L$ ,  $r$ ,  $I_L$ ), а также типом ее намотки (симметричная или простая); частотой развертки  $f$ ; первостепенностью предъявляемых требований (стабильность, экономичность и др.); условиями эксплуатации (в частности, температурным диапазоном окружающей среды); наличием питающих напряжений, типов транзисторов и т. д.

Совокупность этих факторов нередко приводит к противоречивым предпосылкам, так что общие рекомендации на все случаи практически невозможно сформулировать. Поэтому ограничимся лишь рекомендациями частного характера.

1. На частотах выше 50 гц, а также при перепадах температуры окружающей среды  $\Delta t \geq \pm 10 \div 20^\circ \text{C}$  относительно комнатной следует строить усилители по типу стабилизаторов тока.

2. Усилители, работающие в режиме В, заслуживают предпочтения в случаях, когда требование к повышению экономичности является первоочередным, а также при больших токах  $I_{0.к}$  (сотни миллиампер и более).

3. При наличии ФОС с симметричной намоткой удобнее использовать симметричные двухтактные усилители с отдельным включением ОК (в первую очередь — балансные). Их основные достоинства перед усилителями с мостовым включением нагрузки: возможность использования однотипных транзисторов (выбор транзисторов с близкими параметрами, но разных типов проводимости пока ограничен), причем с меньшей предельно допустимой рассеиваемой мощностью, чем в однотактных усилителях с мостовым включением ОК, работающих в режиме А; постоянство мгновенной потребляемой мощности, упрощающее источники питания; возможность использования одного источника питающего напряжения.

При работе на низких частотах ( $f \leq 50$  гц) и в узком температурном интервале [ $\Delta t \leq \pm 5 \div 10^\circ \text{C}$ ] рационально применять симметричный усилитель с отдельным включением ОК.

4. При повышенных требованиях к стабильности размаха отклонения в широком температурном диапазоне окружающей среды следует применять усилители с глубокой отрицательной обратной связью по току нагрузки; в этом случае предпочтительнее схемы с мостовым включением ОК.

Т а б л и ц а 2-1

**Ориентировочные значения нагрузочных параметров выходных транзисторов**

Параметр	Схема усилителя			
	С отдельным включением ОК	С мостовым включением ОК		
		Однотактный (рис. 2-13)	Двухтактный	
	Двухтактный (рис. 2-4, 2-7, 2-8, 2-11)		Режим А (рис. 2-14, 2-15)	Режим В (АВ) (рис. 2-1, 6)
$I_{к.макс}$	$1,5I_L$	$1,25I_{0.к}$	$0,6I_{0.к}$	$0,5I_{0.к}$
$U_{к.макс}$	$2U_L$	$1,5U_{0.к}$	$1,5U_{0.к}$	$1,25U_{0.к}$
$P_k$	$I_L U_L$	$0,3I_{0.к} U_{0.к}$	$0,1I_{0.к} U_{0.к}$	$0,03I_{0.к} U_{0.к}$

**Рекомендации по расчету.** При расчете усилителей необходимо, исходя из заданных параметров ОК, ориентировочно выбрать типы окончательных транзисторов с предельно допустимыми параметрами, соответствующими данным табл. 2-1. При прочих равных условиях желательно использовать кремниевые транзисторы с возможно большим усилением по току и меньшим остаточным напряжением на коллекторе.

Далее определяются коэффициенты  $\delta$  и  $\psi$  (в схемах с коллекторным включением нагрузки). Коэффициент  $\delta$  должен обеспечивать минимально допустимый коллекторный ток (для данного типа транзисторов) в режиме линейного усиления при максимальном размахе отклоняющего тока и наибольшем требуемом (для центровки) разбалансе средних токов в плечах усилителя. Обычно  $\delta \approx 0,2 \div 0,4$ . Коэффициенты  $\psi$ , характеризующие глубину обратной связи в каскаде, определяются, исходя из требований к стабильности, которая тем выше, чем больше  $\psi$ . Однако чрезмерно увеличивать эти коэффициенты не следует, так как это ухудшает экономичность. В практических схемах  $\psi \approx 0,1 \div 1,0$ .

Рассчитываются входные и питающие напряжения; коэффициенты  $\xi$  ( $\xi'$ ) желательно иметь в пределах  $0,7-0,8$ ; их уменьшение невыгодно энергетически, а увеличение повышает вероятность отсечки тока нагрузки при регулировках размера и центрирования, а также в случае температурного увеличения  $r_{o.k}(r_L)$ . Отметим, что при малых величинах питающих напряжений ( $E=5 \div 6$  в) коэффициенты  $\xi$  уменьшаются (до  $0,3-0,6$ ), так как остаточное коллекторное напряжение транзисторов  $U_{к.мин}$  становится соизмеримым с  $E$ .

Рассчитываются мощности  $P_K$  (после чего проверяется правильность выбора транзисторов, для повышения надежности следует иметь  $P_K \leq 0,5 \div 0,7 P_{K.доп}$ ),  $P_H$  и  $P_\Sigma$ .

По наименьшим справочным значениям коэффициентов усиления по току оконечных транзисторов рассчитываются величины входных токов, которые необходимо знать для проектирования ГПН или дополнительных буферных каскадов; желательно, чтобы входной ток усилителя не превышал  $1-2,5$  ма.

Рассчитываются вспомогательные цепи (смещения, термокомпенсации и др.).

## Глава третья

### ВЫХОДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ГР С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ НАГРУЗКИ

#### 3-1. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ КАК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В ТОК

Представим передаточную характеристику выходного усилителя ГР (рис. 3-1,а) в виде сквозной проводимости  $G$  (рис. 3-1,б), определяемой с учетом внутреннего сопротивления  $R_r$  источника сигнала  $e_r$  и сопротивления нагрузки  $R_H$ :

$$G = \frac{I_H}{E_r}, \quad (3-1)$$

где  $E_r$  — размах э. д. с. сигнала, соответствующий требуемому размаху тока нагрузки  $I_H$ . Проводимость  $G$  зависит от параметров элементов усилителя и схемы их

соединений и в общем случае является комплексной величиной; учитывая, однако, что усилительные схемы ГР применяются в основном на сравнительно низких частотах, будем рассматривать только ее действительную составляющую. В свою очередь параметры усилителя подвержены как внешним (входной сигнал, физико-климатические условия), так и внутренним (приработка, старение) воздействиям  $v_i$ .

Относительное изменение проводимости  $\Delta \bar{G} = \Delta G/G$ , обусловленное дрейфом параметров вследствие внутренних и физико-климатических воздействий, определяет нестабильность размаха тока нагрузки

$$\Delta I_H = \frac{\Delta I_H}{I_H} = \Delta \bar{G}. \quad (3-2)$$

Приращение  $\Delta G = G_{\text{макс}} - G_{\text{мин}}$ , обусловленное изменением параметров усилителя при изменении входного сигнала от нуля до  $E_r$ , характеризует неравномерность передаточной характеристики усилителя. Считая, что в течение временного интервала  $T$  входной сигнал изменяется линейно  $e_r = E_r \bar{t}$ , где  $\bar{t} = t/T$ , можно представить зависимость проводимости от величины сигнала функцией  $g(\bar{t}) = g$ ; тогда ток нагрузки  $i_H = E_r g \bar{t}$ .

Установим связь коэффициента нелинейности этого тока, определяемого по формуле (1-1):

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\left(g + \frac{dg}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{макс}} - \left(g + \frac{dg}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{мин}}}{\left(g + \frac{dg}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{макс}} + \left(g + \frac{dg}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{мин}}},$$

с коэффициентом неравномерности передаточной характеристики

$$k_{\text{нр}} = \frac{\Delta G}{G_{\text{ср}}} = \Delta \bar{G}, \quad (3-3)$$

где  $G_{\text{ср}} = (G_{\text{макс}} + G_{\text{мин}})/2 = G$ .

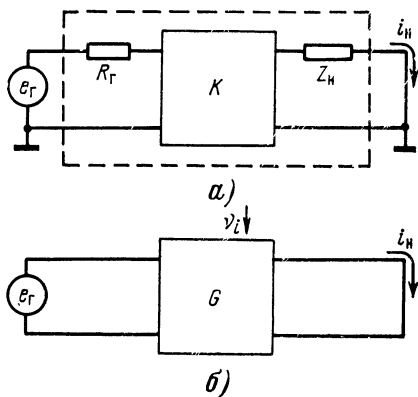


Рис. 3-1. Обобщенная схема преобразования напряжение — ток в выходном усилителе ГР.

а — реальная; б — эквивалентная.

Выделив из проводимости  $g$  ее среднюю составляющую  $G_{\text{ср}}$ :  $g_{\sim} = g - G_{\text{ср}}$ , получим:

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{макс}} - \left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{мин}}}{2G_{\text{ср}} + \left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{макс}} + \left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{мин}}}.$$

Если функция  $g$  имеет максимум и минимум (рис. 3-2), то ее производная  $dg/d\bar{t} = dg_{\sim}/d\bar{t}$  в соответствующие моменты времени  $\bar{t}$  равна нулю. Поскольку

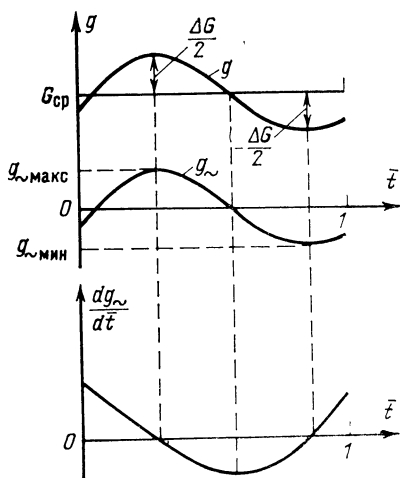
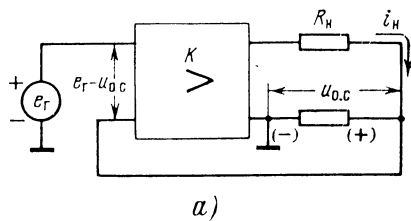
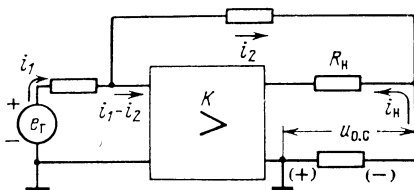


Рис. 3-2. Графики функции  $g(\bar{t})$  и ее производной.



а)



б)

Рис. 3-3. Эквивалентные схемы усилителей с последовательной (а) и параллельной (б) ООС по току нагрузки.

$g_{\sim \text{макс}} = \Delta G/2$ ,  $g_{\sim \text{мин}} = -\Delta G/2$ , можно заключить, что во всяком случае

$$\left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{макс}} = \frac{\Delta G}{2} + x \geq \frac{\Delta G}{2};$$

$$\left(g_{\sim} + \frac{dg_{\sim}}{d\bar{t}} \bar{t}\right)_{\text{мин}} = -\left(\frac{\Delta G}{2} + y\right) \leq -\frac{\Delta G}{2},$$

где  $x$  и  $y \geq 0$ . Тогда

$$k_{\text{нл}} = 2 \frac{\Delta G + x + y}{2G_{\text{ср}} + x - y} = \frac{\Delta G + X}{G_{\text{ср}} + Y},$$

где

$$X = (x + y)/2; \quad Y = (x - y)/2.$$

Обычно функция  $g$  не претерпевает резких изменений, а  $\Delta G \ll G_{\text{ср}}$ . Тогда и  $Y \ll G_{\text{ср}}$ , вследствие чего

$$k_{\text{нл}} \approx \frac{\Delta G}{G_{\text{ср}}} + \frac{X}{G_{\text{ср}}} \approx k_{\text{нр}} + \frac{X}{G_{\text{ср}}}.$$

Таким образом, коэффициент нелинейности тока нагрузки тем меньше, чем меньше коэффициент неравномерности, причем  $k_{\text{нл}} \geq k_{\text{нр}}$ .

К аналогичному результату можно прийти, рассматривая функцию  $g$ , не имеющую экстремальных значений. Так, например, для случая  $g = G_{\text{мин}} e^{v\bar{t}}$  и  $v \ll 1$  коэффициент  $k_{\text{нл}} \approx 2k_{\text{нр}} \approx 2v$ .

Выражения (3-2) и (3-3) по форме совпадают, что позволяет оценивать стабильность и линейность тока нагрузки с помощью приращения  $\Delta \bar{G}$ ; снижение его величины обеспечивает улучшение обеих характеристик усилителя.

Для того чтобы проводимость  $G$  как можно меньше зависела от изменения параметров усилителя (при любых воздействиях  $v_i$ ), его охватывают отрицательной обратной связью (ООС) по току нагрузки. Различают два способа осуществления обратной связи (ОС): последовательная ОС, когда на входе усилителя производится алгебраическое сложение (сравнение) напряжения ОС, пропорционального току нагрузки, с э. д. с. сигнала (рис. 3-3,а); параллельная ОС, когда на входе усилителя сравниваются токи, пропорциональные напряжению ОС и э. д. с. сигнала (рис. 3-3,б). Ниже приводится анализ обобщенных эквивалентных схем по переменному току усилителей с обоими типами ОС.

### 3-2. УСИЛИТЕЛИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ООС

Обобщенная эквивалентная схема усилителей этого типа представлена на рис. 3-4. Здесь  $K_i = \Delta i_{\text{вых}} / \Delta i_{\text{вх}}|_{\Delta u_{\text{вых}}=0}$ ,  $r_{\text{вх}}$  и  $r_{\text{вых}}$  — соответственно коэффициент усиления, входное и выходное сопротивление усилителя при разомкнутой ООС; подразумевается, что все эти параметры взаимонезависимы. Генератор тока

$$i^* = (A-1)i_{\text{вх}} + (B-1)i_{\text{вых}}$$

введен для того, чтобы в эквивалентной схеме всегда сохранялось реальное соотношение токов  $i_{\text{н}}$ ,  $i_{\text{вх}}$  и  $i_{\text{о.с.}}$ . Коэффициенты  $A$  и  $B$ , зависящие от конкретных схем

включения транзисторов, показывают, что сумма этих токов может быть не равна нулю. Для того чтобы ток  $i^*$  не попадал во входную и выходную цепи усилителя, в эквивалентную схему условно включен вентиль  $D$ .

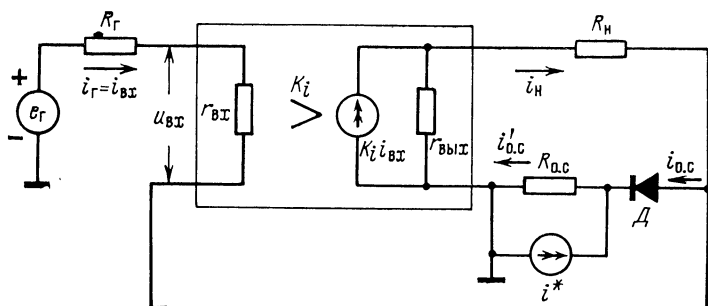


Рис. 3-4. Обобщенная эквивалентная схема по переменному току усилителя с последовательной ООС.

Исходя из соотношений

$$\left. \begin{aligned} e_r &= i_{вх}(R_r + r_{вх}) + i'_{о.с.}R_{о.с.}; \\ i'_{о.с.} &= i_h + i_{вх} + i^* = Ai_{вх} + Bi_h; \\ (K_i i_{вх} - i_h)r_{вых} &= i_h R_h + i'_{о.с.}R_{о.с.}, \end{aligned} \right\}$$

получаем основную формулу тока нагрузки

$$i_h = \frac{K_i - \frac{AR_{о.с.}}{r_{вых}}}{\left(1 + \frac{R_h + BR_{о.с.}}{r_{вых}}\right)(R_r + r_{вх} + AR_{о.с.}) + \left(K_i - \frac{AR_{о.с.}}{r_{вых}}\right)BR_{о.с.}} e_r.$$

На практике  $K_i \approx 10^2 \div 10^4 \gg AR_{о.с.}/r_{вых} \approx 10^{-3} \div 10^{-1}$ , поэтому размах тока

$$I_h = \frac{K_i}{\left(1 + \frac{R_h + BR_{о.с.}}{r_{вых}}\right)(R_r + r_{вх} + AR_{о.с.}) + K_i BR_{о.с.}} E_r.$$

Согласно (3-1) сквозная проводимость

$$G = \frac{K_i}{\left(1 + \frac{R_h + BR_{о.с.}}{r_{вых}}\right)(R_r + r_{вх} + AR_{о.с.}) + K_i BR_{о.с.}}. \quad (3-4)$$

Полное относительное приращение

$$\Delta \bar{G}_\Sigma = \sum_{j=1}^n \Delta \bar{G}_{h_j}, \quad (3-5)$$

где

$$\Delta \bar{G}_{h_j} = \frac{\Delta \bar{I}_j}{1 + \theta_{h_j}} \quad (3-6)$$

и

$$\Delta \bar{h}_j = \frac{\Delta h_j}{h_j}$$

— частные приращения, полученные путем дифференцирования выражения (3-4) по каждому из  $n$  параметров  $h_j$  ( $K_i$ ,  $r_{вх}$  и т. д.), причем  $\Delta \bar{G}_{K_i}$  и  $\Delta \bar{G}_{r_{вх}}$  положительны, а все остальные отрицательны. В формуле (3-6) величины  $\theta_{h_j}$  имеют следующие значения:

$$\theta_{K_i} = \frac{K_i BR_{0.c}}{\left(1 + \frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c})}; \quad (3-7)$$

$$\theta_{r_{вх}} = \frac{K_i BR_{0.c} + \left(1 + \frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) (R_{\Gamma} + AR_{0.c})}{\left(1 + \frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) r_{вх}}; \quad (3-8)$$

$$\theta_{r_{вх}} = \frac{K_i BR_{0.c} + R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c}}{\frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}} (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c})}; \quad (3-9)$$

$$\theta_A = \frac{K_i BR_{0.c} + \left(1 + \frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) (R_{\Gamma} + r_{вх})}{\left(1 + \frac{R_H + BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) AR_{0.c}}; \quad (3-10)$$

$$\theta_B = \frac{\left(1 + \frac{R_H}{r_{вх}}\right) (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c})}{\frac{BR_{0.c}}{r_{вх}} (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c}) + K_i BR_{0.c}}; \quad (3-11)$$

$$\theta_{R_H} = \frac{K_i BR_{0.c} + \left(1 + \frac{BR_{0.c}}{r_{вх}}\right) (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c})}{\frac{R_H}{r_{вх}} (R_{\Gamma} + r_{вх} + AR_{0.c})}. \quad (3-12)$$

Коэффициенты  $\theta_{h_j}$  будем называть коэффициентами стабилизации проводимости по каждому из параметров. По мнению автора, понятие «коэффициент стабилизации



ции» нагляднее и физически точнее характеризует эффект ООС, нежели близкое по содержанию понятие «коэффициент чувствительности», известное из литературы,

Сопоставляя выражения (3-7) — (3-12), можно установить, что  $\theta_B < \theta_{K_i} < \theta_{r_{вх}} \approx \theta_A < \theta_{r_{вх}} < \theta_{R_H}$ .

Таким образом, при равных относительных изменениях параметров наименьшую величину имеет  $|\Delta \bar{G}_{R_H}|$ , наибольшую —  $|\Delta \bar{G}_B|$ . Однако сама величина  $|\Delta \bar{B}|$  обычно намного меньше относительных изменений всех остальных параметров, так что во всяком случае  $|\Delta \bar{G}_B| < |\Delta \bar{G}_{K_i}|$ .

Очевидно, что в случае  $\theta_{K_i} \gg 1$  и остальные  $\theta_{h_j} \gg 1$ .

Считая  $B=1$  (что справедливо для большинства практических схем), получаем из формулы (3-7) основной критерий постоянства проводимости  $G$  в усилителях с последовательной ООС по току нагрузки:

$$K_i R_{o.c} \gg \left(1 + \frac{R_H + R_{o.c}}{r_{вх}}\right) (R_r + r_{вх} + A R_{o.c}). \quad (3-13)$$

Этот критерий является условием достижения минимальной (при данном  $K_i$ ) неустойчивости тока нагрузки и наименьшей нелинейности передаточной характеристики усилителя; при  $K_i \rightarrow \infty$  проводимость  $G = 1/R_{o.c} = \text{const}$  и, следовательно,  $\Delta \bar{I}_H = k_{нл} = 0$ .

Из неравенства (3-13) следует, что желательно иметь:

$$r_{вх} \gg R_H + R_{o.c}, \quad (3-14)$$

тогда критерий постоянства проводимости

$$K_i \gg A + \frac{R_r + r_{вх}}{R_{o.c}}, \quad (3-15)$$

откуда видно, что нужно стремиться к возможно меньшим значениям  $A$ ,  $r_{вх}$  и  $R_r$ ; в идеальном случае источником сигнала должен быть генератор напряжения ( $R_r=0$ ).

Полагая  $K_i \gg A$ , с учетом формулы (3-14) получаем расчетные соотношения:

$$\Delta \bar{G}_\Sigma = \frac{R_r + r_{вх} + R_{o.c}}{K_i R_{o.c}} \Delta \bar{K}_i - \frac{r_{вх}}{R_r + K_i R_{o.c}} \Delta \bar{r}_{вх}; \quad (3-16)$$

$$I_H = \frac{K_i}{R_r + r_{вх} + K_i R_{o.c}} E_r,$$

откуда требуемый размах входного сигнала

$$E_r = \frac{R_r + r_{вх} + K_i R_{o.c}}{K_i} I_H \approx I_H R_{o.c}.$$

### 3.3. УСИЛИТЕЛИ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ООС

Любой усилитель такого типа может быть приведен к обобщенной эквивалентной схеме по переменному току, представленной на рис. 3-5.

Исходя из соотношений для напряжений

$$\left. \begin{aligned} e_r &= i_r R_r + i_{вх} r_{вх}; \\ i_{ш} R_{ш} - i_{о.с} R_{о.с} - i_{вх} r_{вх} &= 0 \end{aligned} \right\}$$

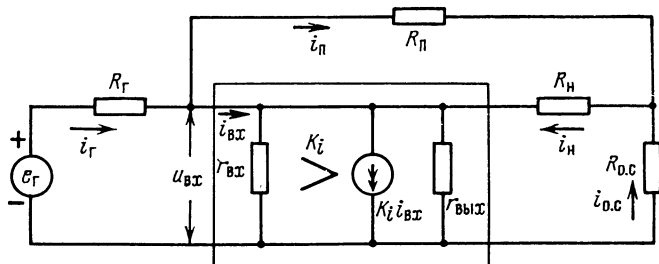


Рис. 3-5. Обобщенная эквивалентная схема по переменному току усилителя с параллельной ООС.

и соотношений для токов  $i_{вых} = i_y + i_n$ ,  $i_n = i_{о.с} + i_p$ ,  $i_r = i_{вх} + i_p$ , получим основную формулу для тока нагрузки

$$i_n = \frac{K_i R_{ш} + \left( K_i + \frac{r_{вх}}{r_{вых}} \right) R_{о.с}}{R_{о.с} \left( K_i + 1 + \frac{R_r}{r_{вых}} \right) + \left( 1 + \frac{R_{о.с} + R_n}{r_{вых}} \right) (r_{вх} + R_{ш}) + \frac{r_{вх}}{R_r} \left[ \left( 1 + \frac{R_n}{r_{вых}} \right) (R_{ш} + R_{о.с}) + \frac{R_{о.с} R_n}{r_{вых}} \right]} \cdot \frac{e_r}{R_r}. \quad (3-17)$$

На практике

$$1 + \frac{R_n}{r_{вых}} \ll K_i \gg \frac{r_{вх}}{r_{вых}}. \quad (3-18)$$

Кроме того, для получения коэффициента усиления схемы по току при замкнутой ОС  $K_{i0} = I_n / I_r \gg 1$  необходимо, чтобы обеспечивалось отношение

$$\frac{R_{ш}}{R_{о.с}} \gg 1. \quad (3-19)$$

Действительно, значительно увеличивая  $K_i$  в выражении (3-17), можно убедиться, что при обычно выполняемом условии  $E_r \gg u_{вх}$

$$K_{i0} \approx \frac{I_H R_r}{E_r} \leq \left(1 + \frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}}\right) \gg 1.$$

С учетом выражений (3-18) и (3-19) проводимость

$$G = \frac{I_H}{E_r} = \frac{R_{\Pi}}{R_r R_{0.c}} \times \\ \times \frac{K_i}{K_i + \frac{r_{вх} + R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{r_{вх}}{R_r} \left[\frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{R_{\Pi}}{r_{ввх}}\right]}.$$

Полное относительное приращение  $\Delta \bar{G}_{\Sigma}$  определяется по формулам (3-5) и (3-6); приращения  $\Delta \bar{G}_{K_i}$  и  $\Delta \bar{G}_{r_{ввх}}$  положительны,  $\Delta \bar{G}_{r_{вх}}$  и  $\Delta \bar{G}_{R_H}$  отрицательны. Коэффициенты стабилизации проводимости в данном случае

$$\theta_{K_i} = \frac{K_i}{\frac{r_{вх} + R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{r_{вх}}{R_r} \left[\frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{R_{\Pi}}{r_{ввх}}\right]}; \quad (3-20)$$

$$\theta_{r_{вх}} = \frac{K_i + \frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_H}{r_{ввх}}\right)}{\left\{ \frac{1}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{1}{R_r} \left[\frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{R_H}{r_{ввх}}\right) + \frac{R_{\Pi}}{r_{ввх}}\right] \right\} r_{вх}}; \quad (3-21)$$

$$\theta_{r_{ввх}} = \frac{K_i + \frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) + \frac{r_{вх}}{R_{0.c}}}{\frac{R_H + R_{0.c}}{R_{0.c} r_{ввх}} \left[ r_{вх} + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} \right]}; \quad (3-22)$$

$$\theta_{R_H} = \frac{K_i + \frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) + \frac{r_{вх}}{R_{0.c}} + \frac{1}{r_{ввх}} \times}{\frac{R_H}{R_{0.c} r_{ввх}} \left[ r_{вх} + \right.} \\ \left. \times \left[ r_{вх} + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} \right] \right.} \rightarrow \\ \left. \rightarrow \frac{\left. + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} \right]}{.} \quad (3-23)$$

Легко убедиться, что  $\theta_{K_i} < \theta_{r_{вх}} < \theta_{r_{вмх}} < \theta_{R_{\Pi}}$ . Таким образом, как и в усилителях с последовательной ОС, критерий постоянства проводимости определяется из условия  $\theta_{K_i} \gg 1$ :

$$K_i R_{o.c} \gg \left(1 + \frac{R_{o.c} + R_{\Pi}}{r_{вмх}}\right) (r_{вх} + R_{\Pi}) + \frac{r_{вх}}{R_r} \left[ \left(1 + \frac{R_{\Pi}}{r_{вмх}}\right) R_{\Pi} + \frac{R_{\Pi} R_{o.c}}{r_{вмх}} \right].$$

Из этого выражения следует, что желательно иметь:

$$r_{вмх} \gg R_{\Pi} + R_{o.c}, \quad (3-24)$$

тогда критерий постоянства проводимости

$$K_i \gg \frac{1}{R_{o.c}} \left[ r_{вх} + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} \right].$$

Отсюда видно, что выгодно иметь:

$$r_{вх} \ll R_r. \quad (3-25)$$

С учетом формулы (3-24) получаем расчетные соотношения:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{G}_{\Sigma} &= \frac{K_i R_{\Pi} + \left(1 + \frac{R_{\Pi}}{R_r}\right) r_{вх}}{K_i R_{o.c}} \Delta \bar{K}_i - \\ &- \frac{\left(1 + \frac{R_{\Pi}}{R_r}\right) r_{вх}}{K_i R_{o.c} + R_{\Pi}} \Delta \bar{r}_{вх}; \\ I_{\Pi} &= \frac{K_i R_{\Pi}}{K_i R_{o.c} + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} + r_{вх}} \frac{E_r}{R_r}; \end{aligned} \quad (3-26)$$

требуемый размах входного сигнала.

$$E_r = \frac{K_i R_{o.c} + \left(1 + \frac{r_{вх}}{R_r}\right) R_{\Pi} + r_{вх}}{K_i R_{\Pi}} I_{\Pi} R_r \approx \frac{R_{o.c}}{R_{\Pi}} I_{\Pi} R_r.$$

Неравенство (3-25) показывает, что в идеальном случае источником сигнала должен быть генератор тока  $I_r$ , при этом преобразование напряжение — ток отсутствует

и вместо параметра  $G$  следует пользоваться коэффициентом усиления по току

$$K_{io} = \frac{K_i R_{\Pi} + \left( K_i + \frac{r_{вх}}{r_{вых}} \right) R_{o.c}}{\left( K_i + 1 + \frac{R_{\Pi}}{r_{вых}} \right) R_{o.c} + \left( 1 + \frac{R_{o.c} + R_{\Pi}}{r_{вых}} \right) (r_{вх} + R_{\Pi})}. \quad (3-27)$$

В этом случае все члены, содержащие  $R_{\Gamma}$  в формулах (3-20) — (3-23) для коэффициентов стабилизации  $\theta_{h_j}$  (теперь уже  $K_{io}$ , а не  $G$ ), обращаются в нуль.

**Сопоставление усилителей с последовательной и параллельной ООС.** Основные характеристики усилителей обоих типов в предельных случаях, определяемых условиями:  $R_{\Gamma} \rightarrow 0$  при последовательной ОС;  $R_{\Gamma} \rightarrow \infty$  при параллельной ОС;  $r_{вх} \rightarrow 0$ ,  $r_{вых} \rightarrow \infty$ , сведены в табл. 3-1.

Т а б л и ц а 3-1

**Предельные характеристики усилителей с ООС**

Характеристика	Последовательная ООС	Параллельная ООС
Критерий постоянства $G$	$K_i \gg 1 + \frac{r_{вх}}{R_{o.c}}$	$K_i \gg \frac{R_{\Pi}}{R_{o.c}} + \frac{r_{вх}}{R_{o.c}}$
$\Delta \bar{G}_{K_i}$	$\frac{\Delta \bar{K}_i}{K_i}$	$\frac{R_{\Pi}}{R_{o.c}} \frac{\Delta \bar{K}_i}{K_i}$
$\Delta \bar{G}_{r_{вх}}$	$-\frac{r_{вх}}{R_{o.c} K_i} \Delta \bar{r}_{вх}$	$-\frac{r_{вх}}{R_{o.c} K_i} \Delta \bar{r}_{вх}$
$E_{\Gamma}$	$I_{\Pi} R_{o.c}$	$I_{\Pi} \frac{R_{o.c} R_{\Gamma}}{R_{\Pi}}$

Из таблицы видно, что при прочих равных условиях величина  $\Delta \bar{G}_{r_{вх}}$  в обоих усилителях одинакова, тогда как величина  $\Delta \bar{G}_{K_i}$  в усилителе с последовательной ОС в  $R_{\Pi}/R_{o.c}$  раз меньше, чем в усилителе с параллельной ОС. В этом состоит основное достоинство усилителей первого типа.

### 3-4. НЕСТАБИЛЬНОСТЬ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Эквивалентные схемы усилителей по переменному току (рис. 3-4 и 3-5), разумеется, не пригодны для определения рабочей точки — средней составляющей тока нагрузки  $I_{н.ср}$ . Однако они могут быть использованы для оценки ее неустойчивости (если межкаскадные связи в усилителе осуществлены гальванически). С этой целью в эквивалентные схемы нужно ввести приращения статических параметров  $h_{стj}$ , таких как напряжения питания, начальные напряжения  $U'_{э0}$  на эмиттерных переходах транзисторов, их токи  $I_{к0}$ .

Полное приращение среднего тока нагрузки  $\Delta I_{н.ср}$ , отнесенное к размаху тока  $I_{н}$ , есть сумма двух составляющих — одна ( $\Delta \bar{I}_{н.срG}$ ) обусловлена приращением сквозной проводимости  $\Delta G$ , другая ( $\Delta \bar{I}_{н.срh_{ст}}$ ) — приращением статических параметров  $\Delta h_{стj}$ :

$$\Delta \bar{I}_{н.ср} = \frac{E_{г.ср}}{E_{г}} \Delta \bar{G} + \frac{\sum_{j=1}^m Q_j \Delta h_{стj}}{G E_{г}}, \quad (3-28)$$

где  $E_{г.ср}$  — величина э. д. с. входного сигнала, соответствующая току в рабочей точке;  $Q_j$  — весовой коэффициент приращения соответствующего параметра  $h_{стj}$ ;  $m$  — число статических параметров.

Из формулы (3-28) видно, что в усилителях с непосредственной связью стабилизация сквозной проводимости  $G$  способствует также снижению неустойчивости среднего тока нагрузки; поскольку обычно  $E_{г.ср} < E_{г}$ , то и составляющая дрейфа  $\Delta \bar{I}_{н.срG} < \Delta \bar{I}_{н}$ .

Составляющая  $\Delta \bar{I}_{н.срh_{ст}}$  определяется двумя основными факторами: температурными приращениями токов  $I_{к0}$  транзисторов усилителя и напряжения  $U'_{э0}$  входного транзистора (напряжения источников питания обычно бывают стабилизированными). Напряжение  $U'_{э0}$  всегда противодействует сигналу  $e_{г}$  и изображается на эквивалентной схеме усилителя в виде источника э. д. с. —  $\Delta U_{вх0} = -\Delta U'_{э0}$ , включенного последовательно с сопротивлением  $r_{вх}$ . Изменение токов  $I_{к0}$  удобно учитывать с помощью эквивалентного генератора тока  $\Delta I_{к0экв}$ , включенного параллельно генератору тока  $K i_{вх}$ .

Рассмотрим влияние параметров  $\Delta U_{\text{вх0}}$  и  $\Delta I_{\text{к0экв}}$  на примере эквивалентной схемы усилителя с последовательной ООС (рис. 3-6), полагая  $B=1$  (что справедливо для большинства практических схем), а  $r_{\text{вых}} \rightarrow \infty$ . Записав исходные соотношения:  $\Delta i_{\text{H}} = \Delta I_{\text{к0экв}} - K_i \Delta i_{\text{вх}} = \Delta i_{\text{о.с}} + \Delta i_{\text{вх}}$ ,  $\Delta i'_{\text{о.с}} = \Delta i_{\text{о.с}} - (A-1) \Delta i_{\text{вх}}$ ,  $\Delta i'_{\text{о.с}} R_{\text{о.с}} = \Delta i_{\text{вх}} (r_{\text{вх}} + R_{\text{Г}})$ ,

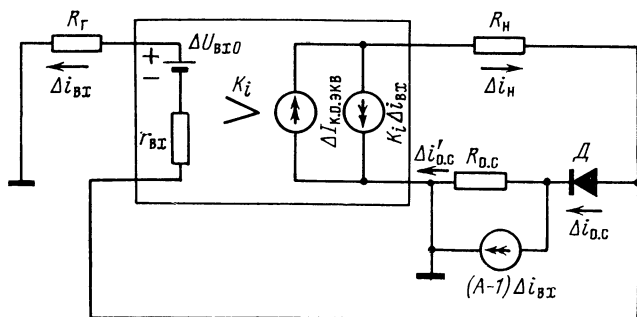


Рис. 3-6. Эквивалентная схема усилителя с последовательной ООС с учетом статических параметров  $\Delta U_{\text{вх0}}$  и  $\Delta I_{\text{к0экв}}$ .

можно установить, что абсолютное приращение среднего тока

$$\Delta I_{\text{н.ср}h_{\text{ст}}} = -G \Delta U_{\text{вх0}} + \frac{A + (r_{\text{вх}} + R_{\text{Г}})/R_{\text{о.с}}}{K_i + A + (r_{\text{вх}} + R_{\text{Г}})/R_{\text{о.с}}} \Delta I_{\text{к0экв}}. \quad (3-29)$$

Следовательно, весовые коэффициенты, входящие в формулу (3-28),

$$Q_{\Delta U_{\text{вх0}}} = -G; \quad (3-30)$$

$$Q_{\Delta I_{\text{к0экв}}} = \frac{A + \frac{r_{\text{вх}} + R_{\text{Г}}}{R_{\text{о.с}}}}{K_i + A + \frac{r_{\text{вх}} + R_{\text{Г}}}{R_{\text{о.с}}}}. \quad (3-31)$$

С учетом критерия стабильности (3-15)  $Q_{\Delta I_{\text{к0экв}}} = 1/K_i$ .

Таким образом, для уменьшения относительного приращения составляющей дрейфа

$$\Delta I_{\text{н.ср}h_{\text{ст}}} = -\frac{\Delta U_{\text{вх0}}}{E_{\text{Г}}} + \frac{\Delta I_{\text{к0экв}}}{I_{\text{H}}}$$

нужно обеспечить  $E_{\text{Г}} \gg \Delta U_{\text{вх0}}$ ,  $I_{\text{H}} \gg \Delta I_{\text{к0}}$ .

Следует иметь в виду, что температурные приращения  $\Delta U_{\text{вх0}}$  и  $\Delta I_{\text{к0эКВ}}$  имеют разные знаки и поэтому их действие суммируется.

### 3-5. СХЕМЫ ВЫХОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ГР С ООС ПО ТОКУ НАГРУЗКИ

**Усилители с раздельным включением ОК.** Каскад с сопротивлением в эмиттере. Простейшим усилителем с последовательной ООС является каскад с нагрузкой в коллекторе и сопротивлением  $R_{\text{э}}=R_{\text{о.с}}$  в эмиттере (см. рис. 2-2,б). Его параметры:  $K_i=\beta$ ,  $r_{\text{вх}}=(1+\beta)r_{\text{э}}^*$  (сопротивление  $r_{\text{э}}^*$  определяется из графика на рис. 2-3),  $r_{\text{вых}}=r_{\text{кэ}}$  (выходное сопротивление в схеме с общим эмиттером),  $\Delta U_{\text{вх0}}=\Delta U'_{\text{э0}}$ ,

$$\Delta I_{\text{к0эКВ}} = \left[ 1 + \frac{\beta}{1 + \frac{(1+\beta)(r_{\text{э}}^* + R_{\text{о.с}})}{R_{\text{г}}}} \right] \Delta I_{\text{к0}}. \quad (3-32)$$

Поскольку величина тока  $\Delta I_{\text{к0эКВ}}$  зависит от параметров  $\beta$  и  $r_{\text{э}}$  транзистора, строго говоря, следовало бы ввести в рассмотрение ток  $\Delta I_{\text{к0эКВ}\Sigma} = \Delta I_{\text{к0эКВ}} + \Delta \bar{G} \Delta I_{\text{к0}}$ ; однако, учитывая, что при небольших приращениях  $\Delta \bar{G}$  второе слагаемое в этом выражении имеет второй порядок малости, здесь и в дальнейшем будем полагать  $\Delta I_{\text{к0эКВ}\Sigma} = \Delta I_{\text{к0эКВ}}$ .

Из выражения (3-32) видно, что в случае  $R_{\text{г}} \ll (1+\beta)(r_{\text{э}}^* + R_{\text{о.с}})$  ток

$$\Delta I_{\text{к0эКВ}} = \left( 1 + \alpha \frac{R_{\text{г}}}{r_{\text{э}}^* + R_{\text{о.с}}} \right) \Delta I_{\text{к0}},$$

если же  $R_{\text{г}} \gg (1+\beta)(r_{\text{э}}^* + R_{\text{о.с}})$ , то  $\Delta I_{\text{к0эКВ}} = \Delta I_{\text{к0макс}} \rightarrow (1+\beta) \Delta I_{\text{к0}}$ .

Учитывая, что

$$\Delta \bar{r}_{\text{вх}} = \frac{\beta}{1+\beta} \Delta \bar{\beta} + \Delta \bar{r}_{\text{э}}^*,$$

можно убедиться, что выражения для  $\Delta \bar{I}_{\text{н}} = \Delta \bar{G}$  и  $\Delta \bar{I}_{\text{н.ср}\Sigma}$ , полученные из (3-16) и (3-29) при  $R_{\text{г}}=0$ , тождественны с формулами (2-14) и (2-15) соответственно.

Основным недостатком такого каскада является малая величина  $K_i$  (для большинства транзисторов  $\beta$  находится в пределах 30—50). С целью увеличения  $K_i$  проще всего заменить транзистор составным триодом.



**Каскады на составных триодах.** Различают два вида составных триодов — на транзисторах одностипной проводимости (рис. 3-7,а) и на транзисторах противоположной проводимости (рис. 3-7,б), в последнем случае нагрузка может быть включена и непосредственно в коллектор транзистора  $T_2$  (рис. 3-7,в). Приближенные значения параметров этих схем приведены в табл. 3-2.

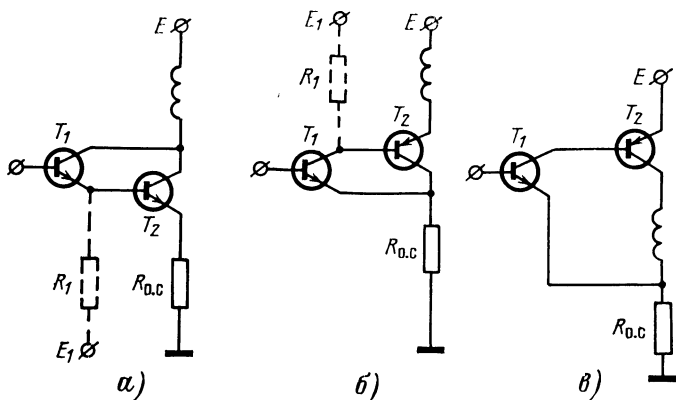


Рис. 3-7. Усилители на составных триодах одностипной (а) и разностипной (б, в) проводимости.

Как видно из таблицы, каждая схема имеет свои достоинства и недостатки. Так, усилитель, показанный на рис. 3-7,в, отличается наибольшим выходным сопротивлением, но у него велик коэффициент  $A$ ; у схемы на рис. 3-7,б наименьшее сопротивление  $r_{\text{вых}}$ , а схема на транзисторах одностипной проводимости 3-за последовательного соединения их эмиттерных переходов наименее стабильна по постоянному току.

Общими для всех трех схем являются величины  $K_i \approx \beta_1 \beta_2$  и  $\Delta I_{\text{козкв}}$ . Нужно, однако, учитывать, что при чрезмерно малом коллекторном токе каскада  $T_1$  ( $i_{k1} = \frac{i_{k2}}{\beta_2}$ )

его коэффициент усиления  $\beta_1$  может оказаться значительно меньше номинального, так что реальный выигрыш по сравнению с усилителем на одном транзисторе будет невелик. При этом существенно возрастает сопротивление  $r_{\text{э}1}^*$  и, следовательно,  $r_{\text{вх}}$ , что также нежелательно. Кроме того, не исключена возможность, что ток

Основные характеристики усилителей с ООС на составных триодах

Параметр

Схема	$K_i$	$r_{ex}$	$r_{вых}$	$A$	$B$	$\Delta U_{вых}$	$\Delta I_{к0 экв}$ при $R_r = 0$
Рис. 3-7, а	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 (r_{э1} + \beta_2 r_{э2})$	$\beta_2 r_{к.э1} \parallel r_{к.э2}$	1	1	$\Delta U'_{э01} + \Delta U'_{э02}$	$\beta_2 (\Delta I_{к01} + \Delta I_{к02})$
Рис. 3-7, б	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 r_{э1}$	$\frac{r_{к.э1}}{\beta_2}$	1	1	$\Delta U'_{э01}$	$\beta_2 (\Delta I_{к01} + \Delta I_{к02})$
Рис. 3-7, в	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 r_{э1}$	$r_{к.э2}$	$1 + \beta_1$	1	$\Delta U'_{э01}$	$\beta_2 (\Delta I_{к01} + \Delta I_{к02})$

$i_{K1}$  окажется меньше тока  $I_{K02}$  второго транзистора, в этом случае транзистор  $T_1$  вообще будет заперт. Во избежание такого режима необходимо, чтобы при максимальной температуре окружающей среды и минимальном токе нагрузки  $i_H = \delta I_H$  обеспечивалось неравенство

$$I_{K1\text{мин}} = \frac{\delta I_H}{\beta_2} > I_{K02\text{макс}}. \quad (3-33)$$

Поэтому на практике обычно принимаются меры для увеличения минимального коллекторного тока первого транзистора. В схеме на рис. 3-7,а эмиттер  $T_1$  через резистор  $R_1$  подключается к источнику дополнительного смещения  $E_1$ . Для того чтобы резистор  $R_1$  не шунтировал базу транзистора  $T_2$  по переменному току, снижая величину  $K_i$ , желательно иметь  $R_1 \gg \beta_2 R_{o.c.}$ . При этом с учетом формулы (3-33) нужно иметь напряжение

$$E_1 = I_{K1\text{мин}} R_1 - \delta I_H \left( \frac{R_1}{\beta_2} + R_{o.c.} \right) - U'_{э02}.$$

Аналогичным образом в схемах на рис. 3-7,б и в коллектор  $T_1$  подключают через резистор  $R_1$  к источнику  $E_1 > E$ ; в первом случае желательно иметь  $R_1 \gg \beta_2 R_H$ , во втором  $R_1 \gg \beta_2 r_{э2}^*$ .

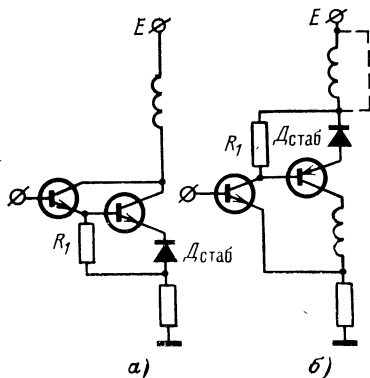


Рис. 3-8. Способы повышения тока  $I_{K1\text{мин}}$  с помощью стабилитрона в усилителях на рис. 3-7,а и б.

Если напряжение питания  $E$  выбрано с запасом в несколько вольт (ценой снижения коэффициентов  $\xi$  и  $\eta$ ), то дополнительный источник  $E_1$  не требуется. В этом случае последовательно с эмиттером  $T_2$  включается стабилитрон  $D_{\text{стаб}}$  и вся эта цепь шунтируется резистором  $R_1$  (рис. 3-8,а, б). При напряжении стабилизации на стабилитроне  $U_{\text{стаб}} \gg I_H (r_{э2}^* + r_{\text{стаб}})$ , где  $r_{\text{стаб}}$  — его динамическое сопротивление, ток через резистор  $R_1$   $i_{R1} \approx$

$\approx U_{\text{стаб}}/R_1 = \text{const}$ . Следовательно, наличие этого резистора не снижает коэффициента  $K_i$  усилителя. Естественно, что применение этого метода возможно лишь при

Основные характеристики усилителей на рис. 3-9

		Параметр						
Схема	$K_t$	$r_{вх}$	$r_{вмх}$	$A$	$B$	$\Delta U_{вх0}$	$\Delta I_{к0 экв}$	$r_{вх2}$
Рис. 3-9, а	$\frac{\beta_2}{1 + \frac{r_{вх2}}{R_1}}$	$r_{э1}$	$\frac{R_1}{\beta_2}$	$\frac{1}{1 + \beta_1}$	1	$\Delta U'_{э01}$	$\beta_2 \left( \frac{\Delta I_{к01}}{1 + \frac{r_{вх2}}{R_1}} + \Delta I_{к02} \right)$	$\beta_2 (R_{н} + R_{о.с})$
Рис. 3-9, б	$\frac{\beta_2}{1 + \frac{r_{вх2}}{R_1}}$	$r_{э1}$	$r_{к.э2}$	$\frac{1}{1 + \beta_1}$	$\alpha_2$	$\Delta U'_{э01}$	$\beta_2 \left( \frac{\Delta I_{к01}}{1 + \frac{r_{вх2}}{R_1}} + \Delta I_{к02} \right)$	$\beta_2 R_{о.с}$

условий, что минимальный ток стабилизации  $I_{\text{стаб.мин}} \leq \delta/I_n$ , а максимально допустимый ток  $I_{\text{стаб.макс}} > (\delta+1)I_n$ .

Из формулы (3-33) видно, что не следует выбирать транзисторы  $T_2$  с очень большими коэффициентами усиления  $\beta_2$ . Эта же мера способствует снижению тока  $\Delta I_{\text{к0эв}}$ , который в усилителях на составных триодах даже в случае  $R_r \rightarrow 0$  превышает ток  $\Delta I_{\text{к0макс}}$  усилителя на одном транзисторе:

$$\Delta I_{\text{к0эв.мин}} = \beta_2 (\Delta I_{\text{к01}} + \Delta I_{\text{к02}}).$$

Таким образом, усилители на составных триодах желательно строить на кремниевых транзисторах с малыми токами  $I_{\text{к0}}$ , возможно большим значением  $\beta_1$  у первого транзистора и, скорее, небольшим — у второго. Выбор той или иной схемы усилителя в силу противоречивости их отдельных параметров приходится осуществлять, сообразуясь с конкретными параметрами нагрузки и транзисторов, частотой и т. п.

Рис. 3-9. Два варианта усилителя с пониженным входным сопротивлением.  
а — с ОК в эмиттере; б — с ОК в коллекторе.

**Усилитель с низким входным сопротивлением.** Во всех рассмотренных схемах входным сопротивлением является сопротивление перехода база — эмиттер транзистора  $T_1$ , включенного по схеме с общим эмиттером,  $\beta_1 r_{*a1}$  (порядка сотен ом). Исключение составляет лишь усилитель (рис. 3-7, а), где  $r_{вх} > \beta_1 r_{*a1}$ . Снизить входное сопротивление можно, построив усилитель таким образом, чтобы его входной каскад был выполнен по схеме с общей базой (рис. 3-9) [Л. 24, 25].

Каждый из вариантов такого усилителя (рис. 3-9, а и б), как видно из табл. 3-3, имеет свои достоинства и недостатки: в схеме на рис. 3-9, б больше выходное сопротивление, но зато параметр  $B \neq 1$ , что является дополнительным источником неустойчивости. Коэффициент усиления по току в обеих схемах зависит от величины сопротивления резистора  $R_1$ ; если  $R_1 \gg r_{вх2}$  ( $r_{вх2}$  — входное сопротивление каскада  $T_2$ ), то  $K_i = K_{i \text{ макс}} \rightarrow \beta_1 \beta_2$ . Однако увеличивать отношение  $R_1/r_{вх2}$  можно лишь в определенных пределах, так как при этом снижается максимальное напряжение на базе транзистора  $T_2$ :

$$U_{б2 \text{ макс}} < \frac{E}{1 + R_1/r_{вх2}},$$

и в конечном итоге уменьшается коэффициент использования питающего напряжения  $\xi$ .

Практически величина  $U_{\text{б2 макс}}$  определяется, исходя из заданных параметров нагрузки  $R_{\text{н}}$ ,  $I_{\text{н}}$  и выбранных значений  $\delta$  и  $R_{\text{о.с}}$ . Учитывая, что максимальному току нагрузки  $(\delta+1)I_{\text{н}}$  соответствует минимальный коллекторный ток транзистора  $T_1$ , можно, задавшись последним, установить связь между сопротивлением резистора  $R_1$  и напряжением коллекторного питания  $E$ :

$$I_{\text{к1 макс}} = \frac{E}{R_1} - \frac{\delta + 1}{\beta_2} \left( 1 + \frac{r_{\text{вх2}}}{R_1} \right) I_{\text{н}}.$$

Для повышения коэффициента усиления по току при достаточно высоком коэффициенте  $\xi$  в качестве каскада  $T_2$  обычно используют составной триод ( $T_2$ ,  $T_3$ ). В этом случае в формулах для параметров усилителя нужно заменить  $\beta_2$  произведением  $\beta_2\beta_3$ . Существенно, что при включении ОК в коллектор такого составного триода коэффициент  $B \rightarrow 1$ , т. е. в значительной мере устраняется основной недостаток схемы на рис. 3-9, б.

Для согласования с генератором пилообразного напряжения на входе усилителя целесообразно включать эмиттерный повторитель  $T$ , предпочтительно на транзисторе того же типа что и в каскадах усилителя (рис. 3-10). Тогда температурные приращения напряжений  $U'_{\text{э0}}$  транзисторов  $T$  и  $T_1$  взаимно компенсируются и нестабильность  $\Delta I_{\text{н.ср вх0}} \rightarrow 0$ . Необходимо учи-

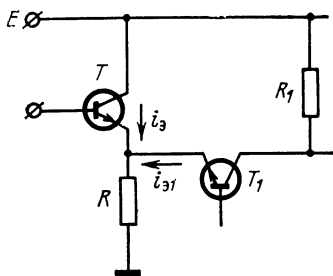


Рис. 3-10. Включение эмиттерного повторителя на входе усилителей на рис. 3-9.

тывать, что эмиттерные токи  $i_{\text{э}}$  и  $i_{\text{э1}}$  изменяются в противофазе: при минимальном напряжении на эмиттере транзистора  $T$   $U_{\text{э.мин}} = \delta I_{\text{н}} R_{\text{о.с}}$  ток  $i_{\text{э}} = I_{\text{э.мин}}$ , тогда как ток

$$i_{\text{э1}} = I_{\text{э1 макс}} \approx \frac{E}{R_1} - \frac{\delta (1 + r_{\text{вх2}}/R_1)}{\beta_2 \beta_3} I_{\text{н}}.$$

Задавшись  $I_{\text{э.мин}}$ , находим эмиттерное сопротивление

$$R = \frac{\delta I_{\text{н}} R_{\text{о.с}}}{I_{\text{э.мин}} + I_{\text{э1 макс}}}.$$

Для увеличения этого сопротивления его иногда подключают к дополнительному источнику  $E_1$ .

**Усилитель с параллельной обратной связью.** В случае, когда источником сигнала является генератор тока (например, каскад с общей базой), заслуживает внимания схема усилителя, изображенная на рис. 3-11 [Л. 26]. Ее параметры:  $K_i \approx \beta_2$ ,  $r_{\text{вх}} = r_{\text{э1}}^*$ ,  $r_{\text{вых}} = r_{\text{кэ2}}$ ,  $\Delta U_{\text{вх0}} = \Delta U'_{\text{э01}}$ ,  $\Delta I_{\text{к0экв}} = \beta_2 (\Delta I_{\text{к01}} + \Delta I_{\text{к02}})$ . С учетом реальных соотношений  $r_{\text{вх}}/r_{\text{вых}} \ll K_i \gg 1 + R_{\text{н}}/r_{\text{вых}}$  коэффициент усиления схе-

мы по току при замкнутой цепи ОС согласно формуле (3-27)

$$K_{i0} = \frac{K_i (R_{0.c} + R_{\Pi})}{K_i R_{0.c} + \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}}\right) (r_{\text{вх}} + R_{\Pi})},$$

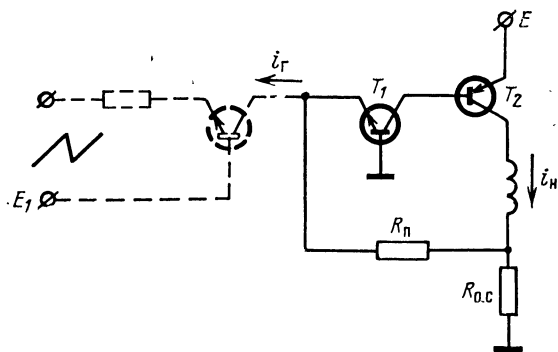


Рис. 3-11. Схема усилителя с параллельной ООС и генератором тока на входе.

а его коэффициенты стабилизации:

$$\begin{aligned} \theta_{K_i} &= \frac{K_i R_{0.c}}{\left(1 + \frac{R_{0.c} + R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}}\right) (r_{\text{вх}} + R_{\Pi})}; \\ \theta_{r_{\text{вх}}} &= \frac{K_i R_{0.c} + \left(1 + \frac{R_{0.c} + R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}}\right) R_{\Pi}}{\left(1 + \frac{R_{0.c} + R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}}\right) r_{\text{вх}}}; \\ \theta_{r_{\text{вхх}}} &= \frac{K_i R_{0.c} + r_{\text{вх}} + R_{\Pi}}{\frac{R_{0.c} + R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}} (r_{\text{вх}} + R_{\Pi})}; \\ \theta_{R_{\Pi}} &= \frac{K_i R_{0.c} + \left(1 + \frac{R_{0.c}}{r_{\text{вхх}}}\right) (r_{\text{вх}} + R_{\Pi})}{\frac{R_{\Pi}}{r_{\text{вхх}}} (r_{\text{вх}} + R_{\Pi})}. \end{aligned}$$

Отметим, что, как и в ранее рассмотренных случаях,

$$\theta_{K_i} < \theta_{r_{\text{вх}}} < \theta_{r_{\text{вхх}}} < \theta_{R_{\Pi}}.$$

Для анализа неустойчивости рабочей точки при изменении статических параметров  $\Delta U'_{э01}$  и  $\Delta I_{к0экв}$  воспользуемся эквивалентной схемой усилителя, изображенной на рис. 3-12. Можно показать, что относительное приращение среднего тока нагрузки

$$\Delta I_{н.ср} = - \frac{-\Delta U'_{э01} + \Delta I_{к0экв} (R_{о.с} + R_{п} + r_{*э1})}{I_r \left( R_{о.с} + R_{п} + \frac{R_{о.с}}{K_i r_{вых}} r_{*э1} \right)},$$

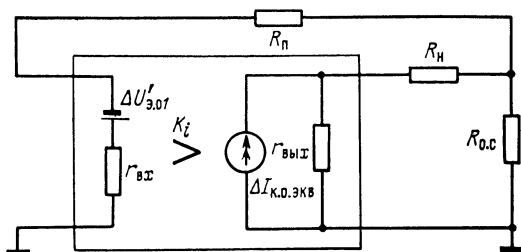


Рис. 3-12. Эквивалентная схема усилителя на рис. 3-11 с учетом статических параметров  $\Delta U'_{э01}$  и  $\Delta I_{к0экв}$ .

откуда весовые коэффициенты

$$Q_{\Delta U'_{э01}} = - \frac{1}{R_{о.с} + R_{п} + \frac{R_{о.с}}{K_i r_{вых}} r_{*э1}};$$

$$Q_{\Delta I_{к0экв}} = \frac{1}{1 - \frac{K_i r_{вых} - R_{о.с}}{K_i r_{вых}} \frac{r_{*э1}}{R_{о.с} + R_{п}}}.$$

На практике транзистор  $T_2$  обычно заменяют составным триодом ( $T_2, T_3$ ), вследствие чего  $K_i \approx \beta_2 \beta_3$ . При этом, как правило, обеспечиваются соотношения  $K_i \gg R_{п}/R_{о.с} \gg 1$ .

Если к тому же  $r_{вх} \ll r_{вых} \gg R_{о.с} + R_{п}$ , то все расчетные формулы существенно упрощаются:

$$K_{i0} \approx R_{п}/R_{о.с}, \quad \theta_{K_i} \approx K_i/K_{i0};$$

$$\theta_{r_{вх}} \approx (R_{о.с}/r_{вх}) K_i; \quad \theta_{r_{вых}} \approx (r_{вых}/R_{о.с}) K_i;$$

$$Q_{\Delta U'_{э01}} \approx -1/R_{п}; \quad Q_{\Delta I_{к0экв}} \approx 1.$$



Следует иметь в виду, что в этом случае возрастает ток

$$\Delta I_{\text{к0экв}} = \beta_2 \beta_3 (\Delta I_{\text{к01}} + \Delta I_{\text{к02}}) + \beta_3 \Delta I_{\text{к03}}.$$

**Усилители с мостовым включением ОК.** В гл. 2 отмечалось, что для получения высоких качественных показателей усилители с мостовым включением ОК целесообразно, а усилители работающие в режиме В (АВ), более того, необходимо охватывать глубокой ООС по току нагрузки. Для этого, как правило, нужен предварительный усилитель, осуществляющий сравнение входного сигнала ( $e_r$ ) с сигналом обратной связи  $u_{o.c}$  и усиление их разности.

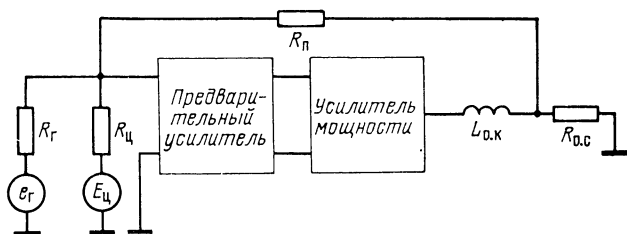


Рис. 3-13. Блок-схема выходного усилителя с мостовым включением ОК.

Помимо  $e_r$  и  $u_{o.c}$ , на вход предварительного усилителя обычно подается еще и постоянный сигнал  $E_{ц}$ , с помощью которого осуществляется центровка. Поскольку в схемах с мостовым включением ОК ток  $i_{o.к}$  и, следовательно, напряжение  $u_{o.c}$  симметричны относительно нулевой оси, постоянный сигнал может потребоваться также для компенсации сдвига по постоянной составляющей между напряжениями  $u_{o.c}$  и  $e_r$ , если последнее несимметрично.

Осуществить смешение трех сигналов ( $e_r$ ,  $u_{o.c}$  и  $E_{ц}$ ) на одном входе предварительного усилителя возможно лишь в случае параллельной ООС при условии, что напряжение  $u_{o.c}$  противофазно напряжению входного сигнала (рис. 3-13). Более того, если поворот фазы осуществляется в самом усилителе мощности (схема на рис. 2-15,а), предварительный усилитель вообще не обязателен. Однако такой случай является исключением. Как правило, предварительный усилитель должен иметь два независимых входа — прямой и инверсный. Кроме

того, он должен обладать по возможности большим и стабильным коэффициентом усиления по току ( $K_{iI}$ ) или напряжению ( $K_{uI}$ ) и обеспечивать на входе усилителя мощности необходимые уровни как переменного, так и постоянного сигнала.

Чаще всего предварительный усилитель состоит из балансного усилителя и последующего усилительно-согласующего каскада. В качестве перспективных можно указать предварительные усилители на основе сравнительно недавно появившихся микросхемных операций-

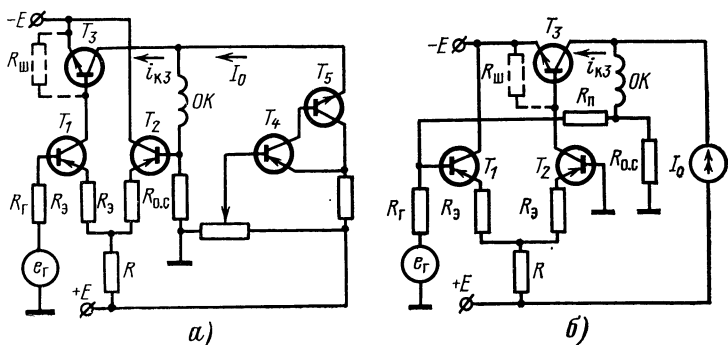


Рис. 3-14. Схемы однотактного усилителя с последовательной (а) и параллельной (б) ООС.

ных усилителей. Однако возможности широкого практического использования микросхемных усилителей пока еще ограничены, поэтому будем ориентироваться на обычные способы проектирования усилительных схем. Ниже рассматривается несколько вариантов таких усилителей.

*Однотактный усилитель с каскадом постоянного тока.* Два варианта такого устройства получены путем замены в схеме на рис. 2-13 транзистора  $T_1$  усилителем  $T_1-T_3$ , охваченным последовательной (рис. 3-14,а) и параллельной (рис. 3-14,б) ООС по суммарному току нагрузки  $i_n = i_{k3} + I_0$ ; каскад постоянного тока  $I_0$  целесообразно строить на составном триоде  $T_4, T_5$ , используя транзисторы тех же типов, что и в усилителе  $T_1-T_3$ . Для того чтобы ток  $i_n$  был симметричным относительно нулевого значения (чисто переменным), требуется такое же по форме напряжение генератора  $e_r$ . Центровка осуществляется подключением источника постоянной э. д. с. ко входу

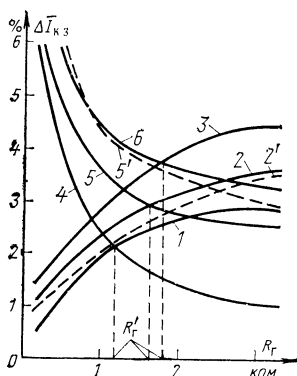


Рис. 3-15. Экспериментальные 1—6 и расчетные 2' и 5' кривые зависимостей  $\Delta I_{K3}(R_R)$  для усилителей рис. 3-14,а) (1—3, 2') и рис. 3-14,б) (4—6, 5'), соответствующие  $|\bar{K}_i| = 25\%$ .

усилителя (или к базе транзистора  $T_2$  в схеме на рис. 3-14,б). Регулировать постоянный ток  $I_0$  нецелесообразно, так как под действием ООС начнет изменяться и средняя составляющая тока  $i_{K3}$ , компенсируя приращение тока  $I_0$ .

Оба варианта схемы на рис. 3-14 имеют одинаковые параметры: при идентичности характеристик транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  дифференциального усилителя  $K_i = \beta_1 \beta_2$ ;  $r_{вх} = 2\beta_1(r_{э1} + R_3)$ ;  $r_{вых} = r_{кз3}$ ;  $\Delta U_{вх0} = \Delta U'_{э01} - \Delta U'_{э02}$ . Относительно малая величина приращения  $\Delta U_{вх0}$  составляет основное достоинство балансного усилителя в качестве входного каскада усилителя с ООС.

Подобие параметров позволяет осуществить экспериментальную проверку стабильности тока нагрузки, дающую наглядную сравнительную оценку эффективности последовательной и параллельной ООС при различных значениях сопротивления генератора сигнала  $R_R$ . Зависимости  $\Delta I_{K3} K_i = \Delta I_n = f(R_R)$  при различных  $R_3$  для обоих вариантов усилителя представлены на рис. 3-15; в схеме были использованы транзисторы МП106 ( $T_1, T_2, T_4$ ) с коэффициентами  $\beta \approx 25$  и П701А ( $T_3, T_5$ ) с  $\beta \approx 40$ ; фиксированное изменение  $|\Delta \bar{K}_i| = 25\%$  имитировалось шунтированием эмиттерного перехода транзистора  $T_3$  резистором  $R_{ш}$ .

Из графиков видно, что: с увеличением сопротивления  $R_R$  нестабильность усилителя с параллельной ООС уменьшается, а усилителя с последовательной ООС — возрастает, причем при некоторых значениях  $R_R = R'_R$  схемы равноценны; при увеличении сопротивлений резисторов  $R_3$  (а, следовательно, и  $r_{вх}$ ) нестабильность обеих схем увеличивается; при минимальных экспериментальных значениях  $R_3 = 10 \text{ ом}$  и  $R_R = 150 \text{ ом}$  стабильность усилителя с последовательной ООС значительно выше, чем усилителя с параллельной ООС при минимальном  $R_3$  и максимальном  $R_R = 3,3 \text{ ком}$ .

Таким образом, экспериментальные данные качественно подтверждают результаты анализа, содержащегося в § 3-2 и 3-3. Чтобы показать количественную справедливость расчетных формул (3-16) и (3-26) для составляющей  $\Delta \bar{G}_{K_i}$ , на графике рис. 3-15 построены (пунктиром) теоретические кривые 2', 5', соответствующие  $R_3 = 25 \text{ ом}$ ; для обоих вариантов усилителя их максимальное отклонение от соответствующих экспериментальных кривых 2, 5 не превышает 20%.

*Двухтактные усилители без каскадов предварительного усиления.* Возможность построения таких усилите-

лей с последовательной и параллельной ООС показана на рис. 3-16.

Усилитель с последовательной ООС (рис. 3-16,а) содержит два симметричных плеча ( $T_1—T_3$ ,  $T_2—T_4$ ), каждое из которых построено на составном триоде из транзисторов противоположной проводимости (см. рис. 3-7,в) и полностью характеризуется параметрами, указанными в табл. 3-2. При положительной полярности входных

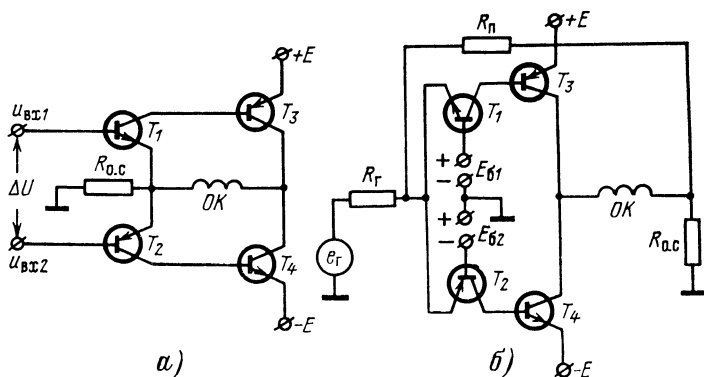


Рис. 3-16. Схемы двухтактных усилителей без каскадов предварительного усиления — последовательная (а) и параллельная (б) ООС.

напряжений первую половину прямого хода открыты транзисторы  $T_2$  и  $T_4$ , вторую половину —  $T_1$  и  $T_3$ . Режим работы усилителя по постоянному току (от В до А) устанавливается выбором постоянного сдвига  $\Delta U$  между напряжениями  $u_{вх1}$  и  $u_{вх2}$ .

Усилитель с параллельной ООС (рис. 3-16,б) получен добавлением в схему, показанную на рис. 2-15,а, сопротивлений  $R_{0.с}$  и  $R_{п}$ . Каждое плечо схемы в отдельности характеризуется параметрами однотактного усилителя, показанного на рис. 3-11. Нетрудно убедиться, что по своим показателям схема на рис. 3-16,б уступает схеме на рис. 3-16,а.

### 3-6. СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

**Основные соотношения.** Микроэлектронные операционные усилители характеризуются большим коэффициентом усиления по напряжению ( $K_{ул} \approx 10^3 \div 10^4$ ) и наличием высокоомного ( $r_{вх1} \approx 10^4 \div 10^5$  ом) дифференциального

входа; выходное сопротивление  $r_{\text{выхII}}$  сравнительно невелико ( $10^2 \text{ ом}$ ). Так как выходным сигналом операционного усилителя является напряжение  $u_{\text{выхI}}$ , то преобразование напряжения в ток должно осуществляться в последующих цепях выходного усилителя ГР. При этом возможны две структурные схемы преобразования: непосредственно в цепи ОК (схема первого типа), в этом случае меж-

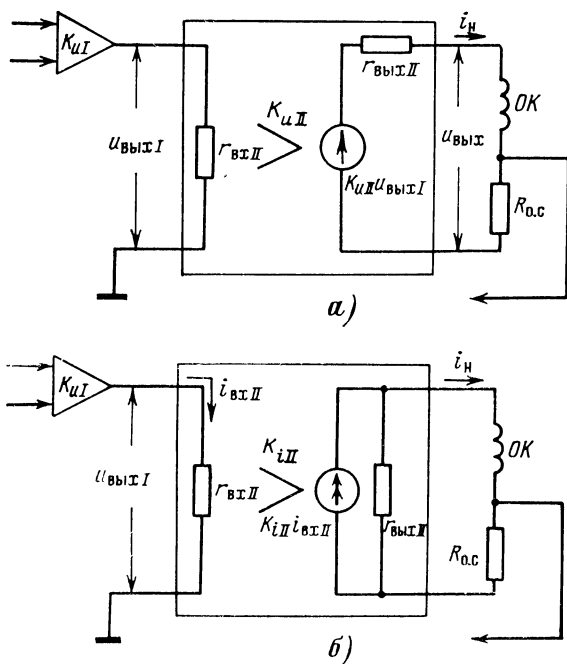


Рис. 3-17. Структурные схемы преобразования «напряжение—ток».

*a* — в цепи ОК; *б* — во входных цепях усилителя мощности.

ду операционным усилителем и ОК включается усилитель мощности с коэффициентом усиления  $K_{uII}$  и малым выходным сопротивлением  $r_{\text{выхII}}$  (рис. 3-17,а); во входных цепях усилителя мощности (схема второго типа), который строится как генератор тока с коэффициентом усиления  $K_{iII}$  и большим выходным сопротивлением (рис. 3-17,б). Существенно, что в обоих случаях усилитель мощности должен иметь входное сопротивление

$r_{\text{вхII}} \gg r_{\text{выхI}}$  (в дальнейшем будем считать, что это неравенство выполняется).

Таким образом, работа схемы первого типа характеризуется коэффициентом усиления по напряжению  $K_u = K_{uI} K_{uII}$ , а схемы второго типа — коэффициентом усиления по току

$$K_i = \frac{r_{\text{вхI}}}{r_{\text{вхII}}} K_{\text{эКВ}},$$

где  $K_{\text{эКВ}} = K_{uI} K_{uII}$ .

Эквивалентные входное и выходное сопротивления при разомкнутой цепи ООС у обеих схем:  $r_{\text{вх}} = r_{\text{вхI}}$ ,  $r_{\text{вых}} = r_{\text{выхII}}$ .

Для усилителя первого типа сквозная проводимость в случае последовательной ОС (полагаем, что коэффициенты  $A = B = 1$ )

$$G'_{\text{посл}} = \frac{K_u}{K_u R_{o.c} + \left(1 + \frac{R_r + R_{o.c}}{r_{\text{вх}}}\right) (r_{\text{вых}} + R_n + R_{o.c})}, \quad (3-34)$$

а в случае параллельной ОС [полагаем  $1 \ll K_u \gg (r_{\text{вых}} + R_n)/r_{\text{вх}}$ ]

$$\begin{aligned} G'_{\text{пар}} &= \frac{R_n + R_{o.c}}{R_r} \times \\ &\times \frac{K_u}{K_u R_{o.c} + \left(1 + \frac{R_n}{r_{\text{вх}}}\right) (r_{\text{вых}} + R_n + R_{o.c}) +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{R_r} [(r_{\text{вых}} + R_n) (R_n + R_{o.c}) + R_n R_{o.c}]. \end{aligned} \quad (3-35)$$

Соответствующие значения коэффициентов стабилизации по  $K_{uI}$  и  $K_{uII}$

$$\theta'_{K_{uI} \text{ посл}} = \theta'_{K_{uII} \text{ посл}} = \frac{K_u}{\left(1 + \frac{R_r + R_{o.c}}{r_{\text{вх}}}\right) \left(1 + \frac{r_{\text{вых}} + R_n}{R_{o.c}}\right)}; \quad (3-36)$$

$$\begin{aligned} \theta'_{K_{uI} \text{ пар}} &= \theta'_{K_{uII} \text{ пар}} = \\ &= \frac{K_u}{\left(1 + \frac{R_n}{r_{\text{вх}}}\right) \left(1 + \frac{r_{\text{вых}} + R_n}{R_{o.c}}\right) + \frac{1}{R_r} \left[\left(1 + \frac{R_n}{R_{o.c}}\right) (r_{\text{вых}} + R_n) + R_n\right]}. \end{aligned} \quad (3-37)$$

Формулы для определения коэффициентов стабилизации по другим параметрам не приводятся, так как их значения намного превышают значения  $\theta'_{K_u}$ .

Для усилителя второго типа справедливы следующие соотношения:

$$G''_{\text{посл}} = \frac{K_{\text{эКВ}}}{K_{\text{эКВ}} R_{0.c} + \frac{r_{\text{ВХII}}}{r_{\text{ВХ}}} \left( 1 + \frac{R_{\Gamma} + R_{0.c}}{r_{\text{ВХ}}} \right) (r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}} + R_{0.c})}; \quad (3-38)$$

$$G''_{\text{пар}} = \frac{R_{\Pi} + R_{0.c}}{R_{\Gamma}} \times \\ \times \frac{K_{\text{эКВ}}}{K_{\text{эКВ}} R_{0.c} + \frac{r_{\text{ВХII}}}{r_{\text{ВХ}}} \left\{ \left( 1 + \frac{R_{\Pi}}{r_{\text{ВХ}}} \right) (r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}} + R_{0.c}) + \right. \\ \left. + \frac{1}{R_{\Gamma}} [(r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}}) (R_{\Pi} + R_{0.c}) + R_{\Pi} R_{0.c}] \right\}} \rightarrow \quad (3-39)$$

$$\theta''_{K_{uI} \text{ пар}} = \theta''_{K_{iII} \text{ пар}} = \\ = \frac{K_{\text{эКВ}}}{\frac{r_{\text{ВХII}}}{r_{\text{ВХ}}} \left( 1 + \frac{R_{\Gamma} + R_{0.c}}{r_{\text{ВХ}}} \right) \left( 1 + \frac{r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}}}{R_{0.c}} \right)}; \quad (3-40)$$

$$\theta''_{K_{uI} \text{ пар}} = \theta''_{K_{iII} \text{ пар}} = \\ = \frac{K_{\text{эКВ}}}{\frac{r_{\text{ВХII}}}{r_{\text{ВХ}}} \left\{ \left( 1 + \frac{R_{\Pi}}{r_{\text{ВХ}}} \right) \left( 1 + \frac{r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}}}{R_{0.c}} \right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{R_{\Gamma}} \left[ \left( 1 + \frac{R_{\Pi}}{R_{0.c}} \right) (r_{\text{ВХ}} + R_{\text{H}}) + R_{\Pi} \right] \right\}} \rightarrow \quad (3-41)$$

Отметим, что наличие на входе схемы операционного усилителя напряжения сглаживает различие между последовательной и параллельной ОС. Действительно, устремляя  $R_{\Gamma}$  к нулю в первом случае и к бесконечности — во втором, можно убедиться, что коэффициенты  $\theta_{\text{посл}}$  и  $\theta_{\text{пар}}$  для схемы каждого типа отличаются лишь множителями в знаменателе:  $1 + R_{0.c}/r_{\text{ВХ}}$  — при последовательной ОС и  $1 + R_{\Pi}/r_{\text{ВХ}}$  — при параллельной. Обычно  $R_{0.c} \ll R_{\Pi} \ll r_{\text{ВХ}}$ , так что отличие обоих множителей от единицы невелико.

**Некоторые особенности построения практических схем.** Поскольку микроэлектронные операционные усилители имеют два противо-

фазных входа, выходной усилитель ГР независимо от схемы усилителя мощности всегда может быть охвачен как последовательной, так и параллельной ОС. Практически, однако, применяется почти исключительно параллельная ОС, так как в этом случае не требуется симметричный относительно нуля входной сигнал  $e_r$ , значительно проще решаются проблемы центровки и защиты входа операционного усилителя от перегрузки.

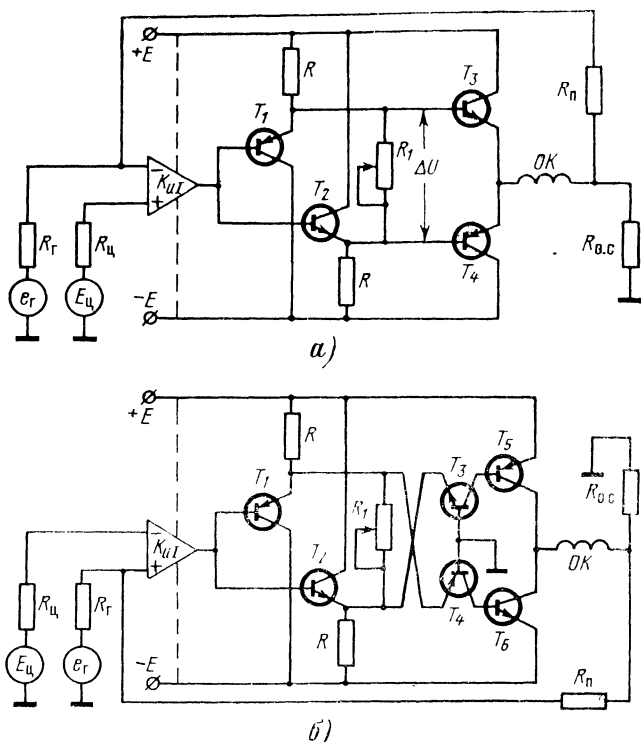


Рис. 3-18. Упрощенные практические схемы выходных усилителей ГР с использованием операционных усилителей.

*a* — первого типа; *б* — второго типа.

Выходные характеристики операционных усилителей более или менее симметричны относительно оси входных напряжений; это существенно облегчает их согласование со многими схемами усилителей мощности (рис. 2-1,б, 2-12,б, 2-15,а).

Ниже приводятся две упрощенные практические схемы выходных усилителей ГР первого и второго типа (рис. 3-18).

В схеме на рис. 3-18,а усилитель мощности состоит из оконечного двухтактного каскада на транзисторах  $T_3, T_4$  (рис. 2-1,б) и предоконечного каскада формирования напряжения  $\Delta U$  на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  (см. рис. 2-22,б). Для повышения входного сопро-



тивления усилителя мощности, а главное, для лучшего использования выходных характеристик операционного усилителя (у некоторых микросхем они смещены в область положительных выходных напряжений примерно на 1 в) полезно включить между выходом операционного усилителя и базами транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  дополнительный эмиттерный повторитель на транзисторе  $n-p-n$  проводимости (на рисунке не показан). Каждое плечо рассматриваемой схемы характеризуется следующими параметрами:  $r_{вх II} \approx \beta_1 R$  (или  $\beta_2 R$ );  $r_{вых II} \approx R/\beta_3$  (или  $R/\beta_4$ );  $K_{II} \approx 1$ . Поскольку усилитель мощности в такой схеме не обеспечивает дополнительного усиления по напряжению, ее применение возможно лишь при условии, что полный размах выходного напряжения  $U_{вых} = I_{о.к}(r_{о.к} + R_{о.с})$  не выходит за пределы динамического диапазона операционного усилителя. Кроме того, желательно, чтобы транзисторы  $T_1$ ,  $T_4$  и  $T_2$ ,  $T_3$  были попарно однотипными. Основное применение схемы на рис. 3-18,а — развертывающие устройства малой мощности.

В схеме на рис. 3-18,б усилитель мощности состоит из двухтактного усилителя на транзисторах  $T_3-T_6$  (см. рис. 2-15,а) и предоконечного каскада ( $T_1$ ,  $T_2$ ). Параметры каждого плеча  $r_{вх II} \approx \beta_1 R$ ,  $r_{вых II} \approx r_{кз5}$  (или  $r_{кз6}$ ),  $K_{II} \approx \beta_1 \beta_5$  (или  $\beta_2 \beta_6$ ). Эта схема может быть использована в развертывающих устройствах любой мощности, поскольку размах напряжения на выходе во много раз больше размаха напряжения на базах транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ .

Особо отметим, что применение в кольце ООС предварительного операционного усилителя примерно в  $K_{II}$  раз снижает время закрытого состояния  $\Delta t_B$  оконечных транзисторов усилителя мощности (см. § 2-6). Реальные условия, при которых это время равно  $10^{-3}$ — $10^{-4}$ . Тем самым становится возможным построение двухтактных усилителей, работающих в практически идеальном режиме В при отсутствии смещения  $\Delta U$ .

## Глава четвертая

# ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПЯЖЕНИЯ

## 4-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Генераторы пилообразного напряжения ГПН предназначаются для формирования напряжения  $u$  (рис. 4-1), которое во время прямого хода  $T_{п.х}$  изменяется по линейному закону, а во время обратного хода  $T_{о.х}$  или части его  $T_B$  восстанавливается до некоторого исходного уровня  $U_0$ .

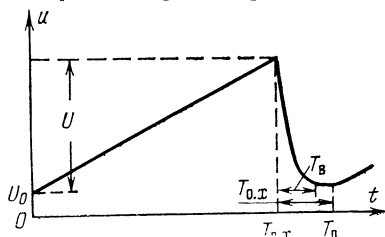


Рис. 4-1. Типичный график пилообразного напряжения.

Для большинства ГПН длительности прямого и обратного ходов задаются извне — управляющими (синхронизи-

рующими импульсами; схемы этого типа получили название ждущих. Наряду с ними существуют и автоколебательные ГПН, в которых длительности  $T_{п.х}$  и  $T_{о.х}$  определяются свойствами схемы; такие генераторы, практически не используются в низкочастотных телевизионных ГР, и в дальнейшем мы их рассматривать не будем, отсылая интересующихся этим вопросом к работам [Л. 10—14, 27—29].

Коэффициент нелинейности пилообразного напряжения во время  $T_{п.х}$  определяется по аналогии с коэффициентом нелинейности пилообразного тока:

$$k_{нл} = 2 \frac{\left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{макс}} + \left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{мин}}}{\left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{макс}} - \left| \frac{du}{dt} \right|_{\text{мин}}} \quad \text{при } 0 \leq t \leq T_{п.х}.$$

В случае, когда максимальная и минимальная скорости изменения напряжения  $u$  соответствуют началу либо концу прямого хода

$$k_{нл} = 2 \frac{\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} - \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=T_{п.х}}}{\left. \frac{du}{dt} \right|_{t=0} + \left. \frac{du}{dt} \right|_{t=T_{п.х}}}. \quad (4-1)$$

Работа ГПН также характеризуется: нестабильностью размаха пилообразного напряжения  $\Delta \bar{U} = \Delta U/U$ ; нестабильностью начального уровня  $\Delta \bar{U}_0 = \Delta U_0/U$ ; коэф-

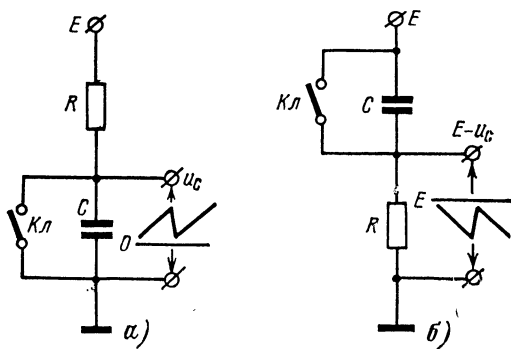


Рис. 4-2. Генераторы пилообразного линейно возрастающего (а) и линейно уменьшающегося (б) напряжения с простой интегрирующей RC-цепью.

фициентом использования питающего напряжения  $E$   
 $\xi = U/E$ .

В основе работы всех ГПН лежит заряд и разряд конденсатора. По способу формирования линейно изменяющегося напряжения различают следующие пять типов схем.

1. Генераторы пилообразного напряжения с простой интегрирующей  $RC$ -цепью (рис. 4-2). Здесь заряд конденсатора  $C$  осуществляется от источника питающего напря-

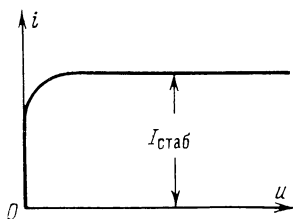


Рис. 4-3. Вольт-амперная характеристика стабилизатора тока.

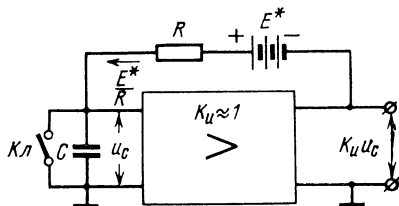


Рис. 4-4. Эквивалентная схема ГПН с ПОС по напряжению.

жения  $E \gg U = U_C$ , причем используется лишь начальный отрезок зарядной кривой напряжения на конденсаторе  $u_C$ . Ключевое устройство  $Kл$  обеспечивает быстрый разряд конденсатора во время обратного хода.

2. Генераторы пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником; вместо сопротивления  $R$ , показанного в схемах на рис. 4-2, используется элемент с вольт-амперной характеристикой стабилизатора тока  $I_{\text{стаб}}$  (рис. 4-3).

3. Генераторы пилообразного напряжения с положительной обратной связью (ПОС) по напряжению. Здесь конденсатор подключается ко входу неинвертирующей фазу сигнала усилителя с близким к единице коэффициентом усиления по напряжению  $K_u$  и большим (порядка  $10^5$ — $10^6$  ом) входным сопротивлением (рис. 4-4); между входом и выходом усилителя включается зарядное сопротивление  $R$  и незаземленная («плавающая») батарея  $E^*$ . Очевидно, что в случае  $K_u = 1$  цепь обратной связи уподобляется токостабилизирующему двухполюснику с током  $E^*/R$ .

4. Генераторы пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью (ООС) по току (или напряжению). Работа таких схем (рис. 4-5) во время  $T_{\text{п.х}}$  подоб-

на действие усилителя с последовательной ООС по току  $i_C$  через конденсатор  $C$ . Нагрузкой является сам конденсатор, а сигналом обратной связи, сравниваемым на входе усилителя с опорным напряжением  $E_c$ , служит напряжение  $u_{o.c} = i_C R$  (с равным правом можно считать, что осуществляется стабилизация напряжения  $u_{o.c}$  благодаря ООС по напряжению). Таким образом, любое воздействие, направленное на отклонение тока  $i_C$  от первоначально заданного значения  $I_{C0}$ , корректируется изменением входного напряжения усилителя  $u_{вх} = E_0 - u_{o.c}$ .

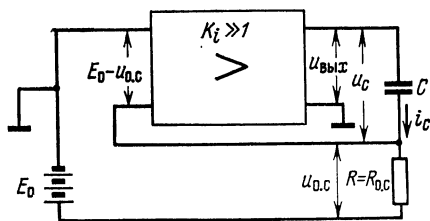


Рис. 4-5. Эквивалентная схема ГПН с ООС для отрезка времени  $T_{п.х.}$

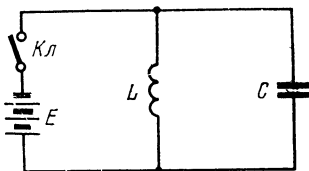


Рис. 4-6. Генератор пилообразного напряжения с LC-контуром.

Генераторы пилообразного напряжения с положительной и отрицательной ОС нередко называют генераторами с компенсирующей э. д. с. [Л. 10—12], имея в виду, что в этих схемах вырабатывается напряжение, препятствующее изменению тока через зарядное сопротивление  $R$ .

5. Генераторы пилообразного напряжения с индуктивным накопителем (рис. 4-6), основанные на передаче энергии из индуктивности  $L$  в зарядно-разрядный конденсатор  $C$  во время прямого хода, значительно меньше по длительности, чем период собственной резонансной частоты этого контура [Л. 29—31]. Из-за сравнительно большого габарита катушки индуктивности схемы этого типа применяются только на частотах от нескольких килогерц и выше и потому в дальнейшем рассматриваться не будут.

Принятая нами терминология в обозначении отдельных типов схем и их классификация не являются единственными возможными. Так, ГПН с токостабилизирующим двухполюсником, с ПОС и ООС в принципе можно рассматривать как варианты одной более общей схемы стабили-

затора тока, отличающиеся способом создания зарядной э. д. с. и точкой съема выходного напряжения [Л. 12].

Все типы ГПН позволяют получить как линейно возрастающее, так и линейно уменьшающееся напряжение независимо от того, осуществляется ли во время  $T_{п.х}$  заряд или разряд конденсатора. В простейшем случае для изменения полярности напряжения достаточно подключить одну из обкладок конденсатора не к «земле», а к источнику питания. Так, схема на рис. 4-2,а является ге-

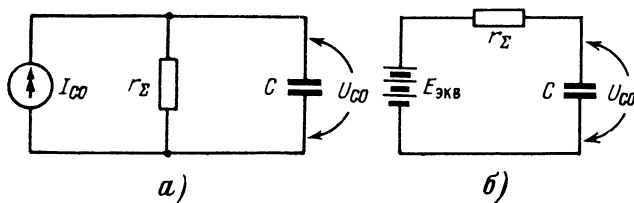


Рис. 4-7. Эквивалентные схемы формирования линейно изменяющегося напряжения.

а — с генератором тока; б — с генератором напряжения.

нератором линейно возрастающего напряжения, а схема на рис. 4-2,б — линейно, уменьшающегося. Поэтому в дальнейшем мы будем рассматривать лишь наиболее характерные и практически целесообразные схемы.

В любой схеме ГПН цепь заряда (разряда) конденсатора во время прямого хода может быть представлена в виде эквивалентной схемы (рис. 4-7,а), содержащей конденсатор  $C$  с начальным напряжением  $U_{c0}$ , генератор тока  $I_{c0}$  и сопротивление  $r_z$ , символизирующее все виды активных потерь, включая внутреннее сопротивление генератора ( $r_r$ ), сопротивление внешней нагрузки ГПН ( $r_n$ ) и сопротивление утечки конденсатора ( $r_{ут}$ ). Схема с генератором тока, по мнению автора, физически более наглядна, чем формально тождественная с ней схема с генератором напряжения  $E_{экв} = I_{c0}r_z$ , (рис. 4-7,б). Это напряжение для всех ГПН, кроме схемы с простой интегрирующей цепью, является фиктивным, тогда как ток  $I_{c0}$  всегда вполне реален и, более того, является отправной точкой при инженерном расчете.

Напряжение на конденсаторе в схемах на рис. 4-7

$$u_c = \pm I_{c0} r_z \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{п.х}}} \right) + U_{c0} e^{-\frac{t}{\tau_{п.х}}}, \quad (4-2)$$

где

$$\tau_{п.х} = Cr_{\Sigma} \quad (4-3)$$

— постоянная времени цепи заряда (разряда) конденсатора; знак «+» перед первым слагаемым в формуле (4-2) соответствует заряду конденсатора (увеличению напряжения на его обкладках относительно  $U_{C0}$ ), а знак «—» его разряду.

Коэффициент нелинейности напряжения  $u_c$  согласно (4-1)

$$k_{нл} = 2 \frac{1 - e^{-\frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}}}{1 + e^{-\frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}}} \quad (4-4)$$

Для случая  $\tau_{п.х} \gg T_{п.х}$  справедливо  $e^{-\frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}} \approx 1 - \frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}$  и

$$k_{нл} \approx \frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}. \quad (4-4a)$$

При этом размах пилообразного напряжения

$$U_c = U_{C_{п.х}} - U_{C0} = \pm (I_{C0} r_{\Sigma} - U_{C0}) \frac{T_{п.х}}{\tau_{п.х}}. \quad (4-5)$$

В случае  $I_{C0} r_{\Sigma} \gg U_{C0}$

$$U_c \approx \frac{I_{C0} T_{п.х}}{C}; \quad (4-6)$$

$$k_{нл} \approx \frac{U_c}{E_{экв}} = \xi \frac{E}{E_{экв}}, \quad (4-7)$$

где  $\xi = U_c/E$  — коэффициент использования питающего напряжения.

Помимо телевизионных развертывающих устройств ГПН применяются в радиолокации, фототелеграфии, измерительной аппаратуре, вычислительной технике и т. п.; круг вопросов, связанных с их построением, чрезвычайно широк и составляет обширный раздел импульсной техники. В настоящей главе рассматриваются, главным образом, лишь вопросы, связанные с применением ГПН в качестве задающих генераторов низкочастотных развертывающих устройств. К числу этих вопросов относятся: получение малой нелинейности пилообразного напря-

жения при работе на относительно низкоомную нагрузку (каковой обычно является выходной усилитель ГР), формирование короткого обратного хода ( $T_{о.х} \leq 0,05 T_{п}$ ), работа ГПН на очень низких частотах (вплоть до сотых долей герца), стабильность в широком температурном интервале окружающей среды. Значительное внимание уделено новым схемам, не нашедшим отражения в трудах [Л. 9—14].

#### 4-2. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ГПН НА НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Специфика работы ГПН на очень низких (единицы герц и ниже) частотах связана с необходимостью использовать электролитические конденсаторы большой емкости. Так, уже на частоте  $f=1$  гц ( $T_{п.х} \approx 1$  сек) для получения размаха напряжения  $U_c=10$  в при токе заряда или разряда  $I_{c0}=1$  ма необходимо иметь емкость  $C=I_{c0}T_{п.х}/U_c=100$  мкф.

Применение электролитических конденсаторов существенно усложняет получение стабильного напряжения  $U_c$ , так как их токи утечки и, что особенно важно, температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) значительно больше, чем у конденсаторов других типов.

Как следует из формулы (4-6), нестабильность размаха пилообразного напряжения

$$\Delta \bar{U}_c = \Delta \bar{I}_{c0} - \Delta \bar{C}, \quad (4-8)$$

где  $\Delta \bar{I}_{c0} = \Delta I_{c0}/I_{c0}$ ,  $\Delta \bar{C} = \Delta C/C$ . У электролитических конденсаторов величина  $\Delta \bar{C}$  даже при сравнительно небольшом перепаде температуры окружающей среды (на 20—25 °С), как правило, намного превышает допустимую нестабильность  $\Delta \bar{U}_c$ . Это вынуждает добиваться получения равенства  $\Delta \bar{I}_{c0} \approx \Delta \bar{C}$ , что усложняет схему ГПН и ее настройку.

Указанная проблема обычно сохраняется и на более высоких частотах (десятки герц), где требуются емкости порядка единиц микрофард.

Применение электролитических (в меньшей степени — бумажных и пленочных) конденсаторов затрудняет также получение малого коэффициента нелинейности пилообразного напряжения. Это связано с так называемым явлением абсорбции в конденсаторах — медленными процессами поляризации в диэлектрике, которое про-

является в том, что после заряда конденсатора и кратковременного короткого замыкания его обкладок на них снова появляется (восстанавливается) напряжение. С учетом абсорбции упрощенная эквивалентная схема конденсатора, помимо основной емкости  $C$ , содержит шунтирующую эту емкость цепь из последовательно включенных абсорбционной емкости  $C_a$  и фиктивного сопротивления  $r_a$ , характеризующего замедление заряда (разряда)  $C_a$  по сравнению с  $C$  [Л. 32, 33]. Для более точного моделирования абсорбционных процессов нужно ввести в рассмотрение 2—3 параллельные  $r_a C_a$ -цепи с различными постоянными времени.

В технических условиях на конденсаторы их абсорбционные свойства характеризуются коэффициентом абсорбции  $K_a$ , равным отношению максимального восстановившегося напряжения  $U_{в.макс}$  к зарядному  $E$ . При отсутствии внешнего сопротивления, шунтирующего конденсатор, напряжение

$$U_{в.макс} \approx \frac{C_a}{C + C_a} E,$$

соответственно

$$K_a = \frac{C_a}{C + C_a} \approx \frac{C_a}{C}.$$

Согласно справочным данным величина  $K_a$  для электролитических танталовых конденсаторов (типа ЭТО) составляет всего 2—5% и, следовательно, емкость

$$C_a = \frac{K_a}{1 - K_a} C \approx (0,02 - 0,05) C.$$

Измерения, проведенные автором по уточненной методике [Л. 34], дали несколько большие значения  $K_a$ : для конденсаторов типа ЭТО — 5—7%, для конденсаторов типа К50-3 и К50-6 — до 30%.

В результате этих измерений было также установлено, что с увеличением температуры емкость  $C_a$  возрастает на 1—1,5%/1°C, а сопротивление  $r_a$  примерно в такой же пропорции уменьшается; кроме того, это сопротивление заметно уменьшается и при шунтировании конденсатора внешним сопротивлением.

Ниже рассматривается влияние абсорбции на работу генераторов пилообразного напряжения.



**Установившееся напряжение на абсорбционной емкости.** С учетом абсорбционной  $r_a C_a$ -цепи и ключевого устройства  $Kл$  схема на рис. 4-7,а может быть преобразована к виду, показанному на рис. 4-8.

Считая для упрощения анализа, что напряжение на конденсаторе во время прямого хода (когда ключ  $Kл$  разомкнут) является линейным:  $u_c = U_c t / T_{п.х.}$ , определим величину напряжения, которое по прошествии ряда цик-

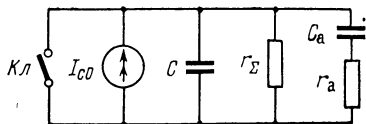


Рис. 4-8. Эквивалентная схема ГПН с учетом абсорбции в зарядно-разрядном конденсаторе.

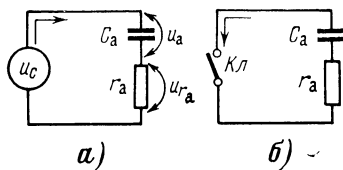


Рис. 4-9. Упрощенные эквивалентные схемы заряда (а) и разряда (б) емкости  $C_a$ .

лов заряда и разряда конденсатора будет устанавливаться на емкости  $C_a$  к началу каждого прямого хода развертки. Для этого воспользуемся упрощенными эквивалентными схемами заряда (рис. 4-9,а) и разряда (рис. 4-9,б) емкости  $C_a$  во время прямого и обратного ходов.

Обозначим через  $U_{a(n)}$  напряжение на  $C_a$  в начале  $n$ -го периода. Ведя отсчет времени с этого момента и исходя из уравнения Кирхгофа для контура на рис. 4-9,а  $u_c + u_a + u_{r_a} = 0$ , с учетом начального напряжения на абсорбционной емкости  $U_{a(n)}$  получаем для отрезка времени  $[0, T_{п.х}]$

$$u_{a(п.х)} = U_c \frac{t - \tau_a}{T_{п.х}} + \left( U_{a(n)} + U_c \frac{\tau_a}{T_{п.х}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_a}},$$

где  $\tau_a = r_a C_a$  — постоянная времени абсорбционной цепи.

В момент  $t = T_{п.х}$  напряжение  $u_{a(п.х)}$  достигает максимальной величины  $U_{aT_{п.х}}$ .

Во время обратного хода  $[T_{п.х}, T_{п.х} + T_{о.х}]$  имеет место процесс

$$u_{a(о.х)} = U_{aT_{п.х}} e^{-\frac{t - T_{п.х}}{\tau_a}},$$

вследствие которого к началу прямого хода  $(n+1)$ -го периода напряжение на емкости  $C_a$  становится равным

$$U_{a(n+1)} = U_{a(n)} e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_a}} + U_c e^{-\frac{T_{0,x}}{\tau_a}} \left[ 1 - \frac{\tau_a}{T_{\Pi,x}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\Pi,x}}{\tau_a}} \right) \right],$$

где  $T_{\Pi} = T_{\Pi,x} + T_{0,x}$ , или

$$U_{a(n+1)} - \chi U_{a(n)} = \Upsilon, \quad (4-9)$$

$$\chi = e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_a}};$$

$$\Upsilon = U_c e^{-\frac{T_{0,x}}{\tau_a}} \left[ 1 - \frac{\tau_a}{T_{\Pi,x}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\Pi,x}}{\tau_a}} \right) \right].$$

Решая уравнение (4-9) при помощи дискретного преобразования Лапласа [Л. 35] и учитывая, что в начале прямого хода первого периода емкость  $C_a$  была разряжена  $U_{a(0)} = 0$ , получаем

$$U_{a(n)} = \frac{\Upsilon(1 - \chi^n)}{1 - \chi}.$$

Очевидно, что установившийся режим наступит, когда число периодов  $n$  окажется достаточно большим для выполнения неравенства  $\chi^n \ll 1$  или

$$e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_a} n} \ll 1.$$

Отсюда

$$n_{\min} \geq \frac{(4-5) \tau_a}{T_{\Pi}}.$$

При этом установившееся значение напряжения на емкости  $C_a$  в начале прямого хода, начиная с  $n_{\min}$ -го периода,

$$U_{a,\text{уст}} = U_a = U_c \frac{1 - \frac{\tau_a}{T_{\Pi,x}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\Pi,x}}{\tau_a}} \right)}{1 - e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_a}}} e^{-\frac{T_{0,x}}{\tau_a}}.$$

Можно показать, что при реальных соотношениях  $\tau_a \gg T_{0,x} \ll T_{\Pi} \approx T_{\Pi,x}$  величина  $U_a \geq U_C/2$ , если  $T_{\Pi} \ll \tau_a$ , и  $U_a \leq U_C$ , если  $T_{\Pi} \geq \tau_a$ . Таким образом,

$$U_a = \kappa U_C = \kappa \frac{I_{C0} T_{\Pi,x}}{C}, \quad (4-10)$$

где коэффициент

$$0,5 \leq \kappa = \frac{1 - \frac{\tau_a}{T_{\Pi,x}} \left( 1 - e^{-\frac{T_{\Pi,x}}{\tau_a}} \right) - \frac{T_{0,x}}{\tau_a}}{1 - e^{-\frac{T_{\Pi}}{\tau_a}}} e^{-\frac{T_{0,x}}{\tau_a}} \leq 1. \quad (4-10a)$$

**Коэффициент нелинейности.** Найденное значение  $U_a$  позволяет определить коэффициент нелинейности пилообразного напряжения ГПН (рис. 4-8) во время прямого хода. Согласно методу суперпозиции напряжение  $u_C$  может быть представлено в виде суммы двух составляющих — возникающей под действием только генератора тока  $I_{C0}$  (напряжение  $U_a = 0$ )

$$u_C^* = \frac{I_{C0}}{C} \left\{ \frac{1}{\rho_1 - \rho_2} (-e^{-\rho_1 t} + e^{-\rho_2 t}) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\tau_a} \left[ \frac{1}{\rho_1 \rho_2} + \frac{1}{\rho_1 - \rho_2} \left( \frac{1}{\rho_1} e^{-\rho_1 t} - \frac{1}{\rho_2} e^{-\rho_2 t} \right) \right] \right\},$$

и обусловленной только разрядом емкости  $C_a$  (ток  $I_{C0} = 0$ )

$$u_C^{**} = \frac{U_a}{(\rho_1 - \rho_2) r_a C} (-e^{-\rho_1 t} + e^{-\rho_2 t}).$$

В этих выражениях значения  $\rho_1$  и  $\rho_2$  получены путем решения характеристического уравнения

$$p^2 + \frac{r_{\Sigma} C + r_{\Sigma} C_a + r_a C_a}{r_{\Sigma} r_a C C_a} p + \frac{1}{r_{\Sigma} r_a C C_a} = 0$$

и равны:

$$\left. \begin{aligned} \rho_1 &= \frac{1}{2\tau_a} [\tau + \tau_a + r_{\Sigma} C_a - \sqrt{(\tau + \tau_a + r_{\Sigma} C_a)^2 - 4\tau\tau_a}]; \\ \rho_2 &= \frac{1}{2\tau_a} [\tau + \tau_a + r_{\Sigma} C + \sqrt{(\tau + \tau_a + r_{\Sigma} C_a)^2 - 4\tau\tau_a}], \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

где  $\tau = r_{\Sigma} C$  — постоянная времени основной зарядной цепи ГПН.

Суммарное напряжение с учетом (4-10).

$$u_c = u_c^* + u^{**}_c = \frac{I_{C0}}{C} \left\{ \frac{1 + \kappa \frac{T_{п.х}}{r_a C}}{\rho_1 - \rho_2} (-e^{-\rho_1 t} + e^{-\rho_2 t}) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\tau_a} \left[ \frac{1}{\rho_1 \rho_2} + \frac{1}{\rho_1 - \rho_2} \left( \frac{1}{\rho_1} e^{-\rho_1 t} - \frac{1}{\rho_2} e^{-\rho_2 t} \right) \right] \right\}. \quad (4-12)$$

Выражения (4-11) и (4-12) существенно упрощаются, если допустить, что  $C_a \ll C$ :  $\rho_1 \approx 1/\tau_a$ ,  $\rho_2 \approx 1/\tau$ ,

$$u_c \approx I_{C0} r_{\Sigma} \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} + \kappa \frac{C_a T_{п.х}}{C (\tau - \tau_a)} \left( e^{-\frac{t}{\tau}} - e^{-\frac{t}{\tau_a}} \right) \right]. \quad (4-12a)$$

Формула (4-12a) графически проиллюстрирована на рис. 4-10. Кривая 1 характеризует экспоненту  $1 - e^{-\frac{t}{\tau}}$ , кривая 2 — второе слагаемое в квадратных скобках (являющееся разностью двух экспонент); кривая 3 является суммарной. Из графиков видно, что влияние абсорбционных параметров проявляется в виде дополнительной нелинейности — резкого замедления скорости изменения  $u_c$  в начале прямого хода. Коэффициент нелинейности кривой (4-12a) при реальных соотношениях  $T_{п.х} \ll \tau \ll \tau_a$

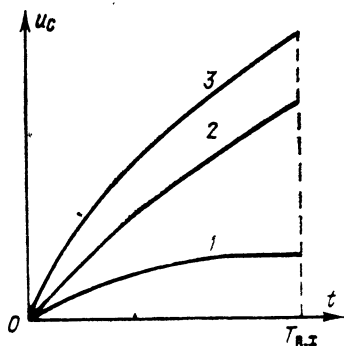


Рис. 4-10. График напряжения  $u_c$  и его составляющих во время прямого хода.

$$k_{нл} = \frac{T_{п.х}}{\tau} + k_{нл.а},$$

где коэффициент

$$k_{нл.а} \approx \frac{\kappa K_a \left( 1 - e^{-\frac{T_{п.х}}{\tau_a}} \right)}{\frac{\tau_a}{T_{п.х}} + \frac{\kappa}{2} K_a \left( 1 + e^{-\frac{T_{п.х}}{\tau_a}} \right)} \quad (4-13)$$

показывает, насколько возрастает нелинейность из-за влияния абсорбции в конденсаторе; в случае  $\tau = \infty$   $k_{нл} = k_{нл.а}$ . При этом следует учитывать, что существует сложная зависимость абсорбционных параметров от величины сопротивления  $r_{\Sigma}$ : при его увеличении возрастает сопротивление  $r_a$ , тогда как емкость  $C_a$  остается почти неизменной. Увеличение  $r_a$ , а следовательно, и постоянной времени  $\tau_a$  приводит к уменьшению коэффициента  $k_{нл.а}$ , который в случае  $T_{п.х}/\tau_a \ll 1$  становится с учетом (4-10а)

$$k_{нл.а} \approx 0,5K_a \left( \frac{T_{п.х}}{\tau_a} \right)^2. \quad (4-13а)$$

Напротив, при отношении  $T_{п.х}/\tau_a \gg 1$  коэффициент

$$k_{нл.а} \approx \frac{K_a}{0,5K_a + \frac{\tau_a}{T_{п.х}}} = \frac{1}{0,5 + \frac{r_a C}{T_{п.х}}} \quad (4-13б)$$

возрастает.

Необходимо отметить, что практически формулы (4-13)—(4-13б) можно использовать лишь для качественных расчетов. Это обусловлено сугубо приближенным моделированием абсорбционных процессов в конденсаторе одной  $r_a C_a$ -цепью. Вместе с тем введение в рассмотрение даже двух параллельных абсорбционных цепей с различными параметрами чрезмерно усложнило бы анализ, да и само определение этих параметров было бы крайне затруднительным.

В последующих разделах будут рассмотрены способы коррекции нелинейности, обусловленной абсорбцией в конденсаторах.

#### 4-3. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПРОСТОЙ ИНТЕГРИРУЮЩЕЙ ЦЕПЬЮ

**Основная схема.** В практической схеме ГПН с простой интегрирующей цепью в качестве ключа  $Kл$  (см. рис. 4-2) обычно используется транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером (рис. 4-11,а). Во время прямого хода транзистор  $T_1$  закрыт смещением  $\frac{R_1}{R_1 + R_2} E_1$  или падением напряжения на диоде  $D_1$ , при этом конденсатор  $C$  заряжается. (Учитывая возможность работы ГПН на очень низких частотах, мы здесь и в дальней-

шем будем рассматривать случай кондуктивной связи ключевого каскада с источником управляющих импульсов; емкостная связь подробно рассмотрена в работах [Л. 10, 11 и др.] Во время обратного хода управляющий импульс  $u_{\text{имп}}$  длительностью  $T_{\text{имп}} = T_{\text{о.х}}$  открывает транзистор  $T_1$  и конденсатор разряжается.

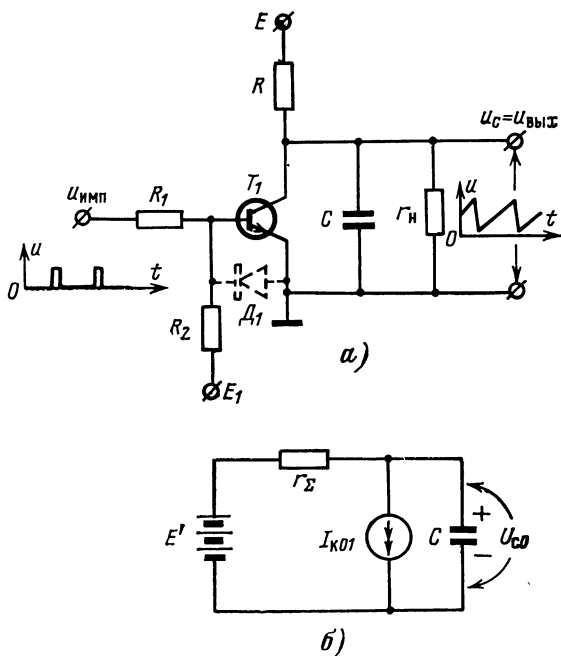


Рис. 4-11. Схемы ГПН с простой интегрирующей RC-цепью.

*а* — реальная; *б* — эквивалентная для отрезка времени  $T_{\text{п.х}}$ .

На эквивалентной схеме заряда конденсатора  $C$  во время  $T_{\text{п.х}}$  (рис. 4-11,б) учтены напряжение  $U_{\text{к.нас1}} = U_{C0}$  на насыщенном транзисторе  $T_1$  и его обратный коллекторный ток  $I_{K01}$ ; сопротивление

$$r_{\Sigma} = \frac{r_{\text{н}} R}{r_{\text{н}} + R} = r_{\text{н}} \parallel R, \quad (4-14)$$

**а** напряжение

$$E' = \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{н}} + R} E.$$

Эта схема легко приводится к схеме на рис. 4-7,а с током

$$I_{C0} = \frac{E}{R} - I_{K01}. \quad (4-15)$$

*Прямой ход.* При идеальном скачкообразном запи- рании транзистора  $T_1$  заряд конденсатора полностью характеризуется уравнениями (4-2) — (4-7) с учетом (4-14) и (4-15). Коэффициент нелинейности пилообраз- ного напряжения

$$k_{нл} = \frac{r_{н} + R}{r_{н}R} \frac{T_{п.х}}{C}, \quad (4-16)$$

его размах

$$U_C = \left( \frac{E}{R} - I_{K01} - \frac{U_{к.нас1}}{r_{\Sigma}} \right) \frac{T_{п.х}}{C}.$$

На практике обычно  $I_{K01} \ll E/R \gg \frac{U_{к.нас1}}{r_{\Sigma}}$  вследствие чего основные расчетные формулы принимают вид:

$$I_{C0} \approx \frac{E}{R}, \quad U_C \approx \frac{ET_{п.х}}{RC}; \quad (4-17)$$

$$\xi \approx k_{нл} \approx \frac{T_{п.х}}{RC}. \quad (4-18)$$

Соотношение (4-18) наглядно показывает основной недостаток схемы: примерное равенство коэффициентов нелинейности и использования питающего напряжения. Это значит, например, что при требуемой величине  $k_{нл} = 1\%$  и напряжении  $E = 150$  в можно получить размах пилообразного напряжения всего 1,5 в.

*Процесс восстановления.* Разряд конденсатора во вре- мя обратного хода можно разделить на две фазы: 1) эф- фективный обратный ход с момента отпирания транзи- стора  $T_1$  и до входа его в насыщение, конденсатор при этом разряжается под действием коллекторного тока транзистора

$$I_{K1} \approx \beta_1 \frac{U_{имп}}{R_1} = I_{кл}, \quad (4-19)$$

где  $U_{имп}$  — размах входного импульса;  $\beta_1$  — коэффици- ент усиления по току транзистора  $T_1$ ; 2) пауза, когда транзистор пребывает в насыщенном состоянии и на конденсаторе поддерживается практически неизменное остаточное коллекторное напряжение  $U_{к.нас1}$ .

Таким образом, время восстановления  $T_{\text{в}}$  примерно равно длительности эффективного обратного хода ( $T_{\text{о.х.эфф}}$ ).

Эквивалентная схема разряда во время  $T_{\text{о.х.эфф}}$  соответствует схеме на рис. 4-11,б с заменой тока  $I_{\text{к01}}$  током  $I_{\text{кл}}$ , а напряжения  $U_{\text{с0}} = U_{\text{к.нас1}}$  напряжением  $U_{\text{сг п.х}} = U_{\text{с0}} + U_{\text{с}}$ . Подставив эти значения в формулу (4-2) с учетом (4-15) и объединив для наглядности члены,

содержащие множитель  $e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п.х}}}}$ , получаем уравнение разряда конденсатора:

$$u_{\text{с (о.х)}} = (U_{\text{сг п.х}} + I_{\text{кл}} r_{\Sigma} - E') e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п.х}}}} + E' - I_{\text{кл}} r_{\Sigma}$$

при  $0 \leq t \leq T_{\text{о.х.эфф}}$

(для упрощения записи начало временного отсчета смещено на величину  $T_{\text{п.х}}$ ).

Очевидно, что конденсатор будет разряжаться лишь при условии

$$I_{\text{кл}} > \frac{E' - U_{\text{сг п.х.}}}{r_{\Sigma}}.$$

С учетом безусловно выполняемого неравенства  $T_{\text{о.х.эфф}} \ll \tau_{\text{п.х}}$  напряжение на конденсаторе, соответствующее окончанию эффективного обратного хода,

$$U_{\text{сг о.х.эфф}} = U_{\text{с0}} = U_{\text{сг п.х}} - (U_{\text{сг п.х}} + I_{\text{кл}} r_{\Sigma} - E') T_{\text{о.х.эфф}} / \tau_{\text{п.х}},$$

откуда необходимый для получения заданного времени  $T_{\text{о.х.эфф}}$  ток ключа

$$I_{\text{кл}} = I_{\text{с0}} + I_{\text{р}} \approx \left( 1 + \frac{T_{\text{п.х}}}{T_{\text{о.х.эфф}}} \right) \frac{E}{R}, \quad (4-20)$$

где  $I_{\text{р}} = \frac{T_{\text{п.х}}}{T_{\text{о.х.эфф}}} I_{\text{с0}}$  — фактический ток разряда конденсатора. И, наоборот, при данном токе  $I_{\text{кл}}$  время

$$T_{\text{о.х.эфф}} = \frac{T_{\text{п.х}}}{\frac{I_{\text{кл}}}{I_{\text{с0}}} - 1}. \quad (4-21)$$



Разумеется, что ток  $I_{кл}$  должен быть достаточным, чтобы обеспечивалось соотношение

$$T_{о.х.эфф} \leq T_{о.х} = T_{имп}, \quad (4-21a)$$

в противном случае конденсатор не будет успевать полностью разряжаться и от периода к периоду на нем будет накапливаться заряд, который приведет к все возрастающему смещению напряжения  $u_c$  и, в конце концов, к его отсечке (ограничению) во время прямого хода.

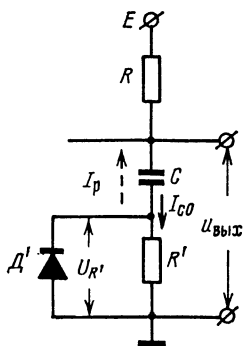


Рис. 4-12. Способ получения трапецидального напряжения.

Отношение  $N = I_{кл}/I_{c0}$  характеризует степень насыщения транзистора  $T_1$  по окончании  $T_{о.х.эфф}$ . Повышение этого отношения (с целью укорочения обратного хода) приводит к увеличению запаздывания, с которым запирается транзистор после того, как на его базу оказывается поданным запирающее смещение. На высоких частотах это явление может вызвать заметную нелинейность пилообразного напряжения в начале прямого хода [Л. 9, 10], но в интересующем

нас диапазоне ( $f \leq 1$  кГц) практически не сказывается.

В тех случаях, когда на выходе ГПН требуется иметь трапецидальное напряжение (см. рис. 1-10), последовательно с зарядно-разрядным конденсатором  $C$  включают резистор с небольшим (по сравнению с  $R$ ) сопротивлением  $R'$  (рис. 4-12). При этом выходное напряжение ГПН в начале прямого хода

$$U_{вых0} = U_{c0} + \frac{R'}{R} E.$$

Наличие резистора  $R'$  несколько изменяет характер процессов во время обратного хода. Теперь его первая фаза  $T_{о.х.эфф}$  заканчивается при остаточном напряжении на конденсаторе  $U_{cост} = U_{к.нас1} + I_p R'$ ; в случае  $I_p R' \gg U_{ст.п.х}$  транзистор войдет в насыщение мгновенно — сразу же после его отпирания ( $T_{о.х.эфф} = 0$ ). Теперь в паузе конденсатор  $C$  продолжает разряжаться с постоянной времени  $CR'$  через насыщенный транзистор и резистор  $R'$ . Если  $CR' C > (T_{о.х} - T_{о.х.эфф})/4,6$ , то к началу оче-

редного прямого хода на конденсаторе будет остаточное напряжение  $U'_{C0} > U_{к.нас1}$ .

Обычно параллельно резистору  $R'$  включают диод  $D'$ . Во время прямого хода диод заперт положительным напряжением  $U_{R'} = \frac{R'}{R} E$ , во время обратного хода он шунтирует сопротивление  $R'$ , обеспечивая быстрый разряд конденсатора до напряжения  $U'_{C0} = U_{к.нас1} + U_{D'}$  ( $U_{D'}$  — падение напряжения на диоде  $D'$ ).

*Стабильность.* Установим зависимость относительного изменения размаха напряжения  $U_C$  от относительных приращений напряжения питания  $\Delta \bar{E} = \Delta E/E$ , емкости конденсатора  $\Delta \bar{C}$ , зарядного сопротивления  $\Delta \bar{R} = \Delta R/R$  и обратного коллекторного тока  $\Delta \bar{I}_{к01} = \Delta I_{к01}/I_{к01}$ ; длительность прямого хода  $T_{п.х}$  считаем неизменной, а напряжением  $U_{к.нас1} \approx 0,1 \div 0,2$  в пренебрегаем.

В соответствии с выражением (4-8)

$$\Delta U_C = \frac{\Delta \bar{E} - \Delta \bar{R}}{1 - \frac{I_{к01} R}{E}} - \frac{\Delta \bar{I}_{к01}}{\frac{E}{I_{к01} R} - 1} - \Delta \bar{C}. \quad (4-22)$$

Как видно из полученного выражения, приращения  $\Delta \bar{E}$  и  $\Delta \bar{R}$  взаимно компенсируют друг друга. Практически влияние этих параметров устраняется путем применения стабилизированного источника питания и высокоточных резисторов типа ПТМН или С5-5, температурный коэффициент сопротивления (ТКС) которых составляет  $(1 \div 1,5) \cdot 10^{-4} \% / 1^\circ \text{C}$ . Влияние тока  $I_{к01}$  может быть существенно ослаблено выбором  $E \gg \gg I_{к01} R$  или  $I_{C0} \gg I_{к01}$ ; рекомендуется применять кремниевые транзисторы с малым током  $I_{к0}$ . При необходимости использования германиевых транзисторов коллекторную цепь ключевого каскада следует строить как показано на рис. 4-13:

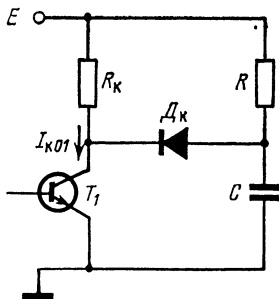


Рис. 4-13. Способ устранения влияния тока  $I_{к01}$ .

Сопротивление  $R_k$  должно выбираться из расчета,

чтобы при максимальном токе  $I_{к01}$  обеспечивалось соотношение

$$R_k \leq \frac{E - U_{CT_{п.х}}}{I_{к01}}, \quad (4-23)$$

при котором диод  $D_k$  будет оставаться закрытым.

Таким образом, температурную нестабильность размаха пилообразного напряжения в основном определяет ТКЕ зарядно-разрядного конденсатора. Компенсация этой нестабильности в принципе может осуществляться с помощью термосопротивления или диодов, включаемых совместно с зарядным сопротивлением  $R$ .

Нестабильность начального уровня пилообразного напряжения всецело определяется температурным коэффициентом напряжения  $U_{к.нас1}$  на коллекторе транзистора  $T_1$ : порядка  $0,7 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$  для кремниевых транзисторов и  $(5 \div 10) \text{ мкВ/}^\circ\text{С}$  — для германиевых. При размахе напряжения  $U_C$  порядка нескольких вольт относительное приращение  $\Delta \bar{U}_{C0}$  составляет примерно  $0,01\% / ^\circ\text{С}$ .

Зависимость коэффициента нелинейности пилообразного напряжения от приращения параметров деталей ГПН получается с помощью нахождения частных производных выражения (4-16):

$$\Delta k_{нл} = -k_{нл} \Delta \bar{C} - \frac{T_{п.х}}{RC} \bar{R} \Delta - \frac{T_{п.х}}{r_{нл} C} \Delta \bar{r}_{нл}. \quad (4-24)$$

При проектировании нужно выбирать исходную величину  $k_{нл}$  с таким расчетом, чтобы обеспечивалось условие  $k_{нл} + \Delta k_{нл.макс} \leq k_{нл.доп}$ .

Большое практическое значение имеет зависимость длительности эффективного обратного хода  $T_{о.х.эфф}$  от коэффициента усиления  $\beta_1$  транзистора  $T_1$ . Исходя из выражений (4-19) и (4-21), нетрудно установить, что

$$\Delta T_{о.х.эфф} \approx -\Delta \bar{\beta}_1 T_{о.х.эфф}. \quad (4-25)$$

Практически это означает, что нужно выбирать сопротивление резистора  $R_1$  в базе транзистора  $T_1$  (рис. 4-11,а) таким, чтобы соотношение (4-21а) выполнялось при минимальном возможном коэффициенте  $\beta_{1мин}$ . Считая в пределе  $T_{о.х.эфф} = T_{о.х.}$ , находим

$$R_1 = \beta_{1мин} \frac{U_{имп} - U'_{э01}}{I_{кл.мин}}, \quad (4-26)$$

$$I_{кл.мин} = \left(1 + \frac{T_{п.х}}{T_{о.х}}\right) I_{C0}. \quad (4-27)$$

Транзистор  $T_1$  должен быть при этом рассчитан на максимальный коллекторный ток

$$I_{\text{кл. макс}} = \frac{\beta_{\text{макс}}}{\beta_{\text{мин}}} I_{\text{кл. мин}}$$

длительностью

$$T_{\text{о.х.эфф. мин}} = \frac{\beta_{\text{мин}}}{\beta_{\text{макс}}} T_{\text{о.х.}},$$

соответствующей максимальному значению  $\beta_{\text{макс}}$ .

В тех случаях, когда отношение  $\beta_{\text{макс}}/\beta_{\text{мин}}$  велико, может оказаться целесообразным ограничить ток  $I_{\text{кл. макс}}$  на некотором, еще допустимом уровне  $I_{\text{кл. доп}}$ , включив в коллекторную цепь ключевого транзистора резистор с сопротивлением

$$R_{\text{огр}} = \frac{U_c}{I_{\text{кл. доп}}}. \quad (4-28)$$

Тогда при величине  $\beta_1 \geq \beta^*_1 = R_1 I_{\text{кл. доп}} / (U_{\text{имп}} - U'_{\text{э01}})$  транзистор войдет в насыщение и конденсатор будет разряжаться по экспоненте с постоянной времени  $R_{\text{огр}} C$ . Существенно, что применение ограничительного сопротивления обеспечивает полный разряд конденсатора за время  $T_{\text{о.х}}$  лишь в случае, когда ключевой транзистор имеет не менее чем 4—5-кратный запас по максимальному коллекторному току относительно минимально необходимого  $I_{\text{кл. мин}}$ . Этому условию соответствует максимальная величина

$$R_{\text{огр. макс}} = \frac{U_c}{(4 - 5) I_{\text{кл. мин}}}. \quad (4-28a)$$

При бóльших значениях  $R_{\text{огр}}$  разряд конденсатора будет неполным, причем остаточное напряжение на нем  $U_{\text{с0}}$  будет зависеть от величины коэффициента  $\beta_1$  (если  $\beta_1 < \beta^*_1$ ), что, естественно, нежелательно.

**Методы коррекции нелинейности.** Несомненным достоинством ГПН с простой интегрирующей цепью являются простота схемы и нечувствительность ее выходных показателей к параметрам транзисторов. Однако для практического использования такого ГПН необходимо иметь коэффициент использования питающего напряжения  $\xi \geq (5 \div 10) k_{\text{нл}}$ .

*Дополнительная интегрирующая цепь.* Наиболее распространенным решением задачи является добавление

В зарядную цепь ещё одной интегрирующей  $RC$ -цепочки с подключением выхода ГПН к эмиттерному повторителю (рис. 4-14). Коррекция нелинейности достигается благодаря тому, что через конденсатор  $C_2$ , помимо основного тока  $i_c$ , протекает возрастающий во время  $T_{п.х}$  ток

$$i_{св} = \frac{u_{вх} - u_c}{R_{св}} = \frac{u_{C1}}{R_{св}}.$$

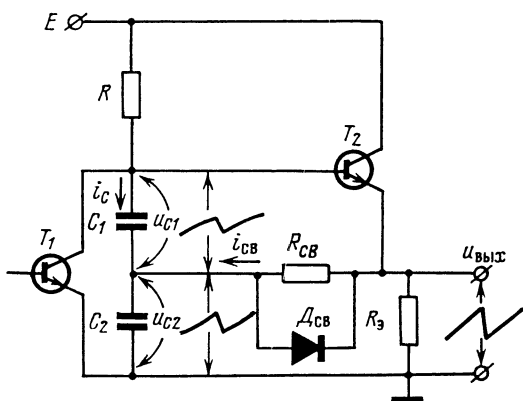


Рис. 4-14. Способ коррекции нелинейности с помощью дополнительной интегрирующей цепи.

Благодаря этому нелинейности напряжения  $u_{с2}$  параболической формы и напряжения  $u_{с1}$  экспоненциальной формы взаимно компенсируют друг друга.

Анализ показывает [Л. 11, 12], что для достижения минимального коэффициента нелинейности при наименьшем токе  $i_{св}$  следует выбирать  $C_1 = C_2 = 2C$  (сумма  $C_1 + C_2$  остается равной исходному значению эквивалентной емкости  $C$ ),

$$R_{св} \approx \frac{1}{4} \beta_2 R_3.$$

Описанный метод коррекции нелинейности весьма удобен для получения пилообразных напряжений параболической и S-образной формы. Основным его недостатком является наличие лишнего зарядно-разрядного конденсатора  $C_2$ , что особенно нежелательно при работе ГПН на низких частотах. Кроме того, необходимо иметь в виду, что конденсатор  $C_1$  во время обратного хода перезаряжается разрядным током конденсатора  $C_2$  и,

следовательно, должен быть неполярным. Для ускорения разряда конденсатора  $C_2$  параллельно сопротивлению  $R_{св}$  включают диод  $D_{св}$ .

*Схема с корректирующим усилителем.* В схеме на рис. 4-15 собственно ГПН изображен в виде эквивалентного (для прямого хода) генератора тока  $I_{C0}=E/R$  и зарядно-разрядного конденсатора  $C$ , который подклю-

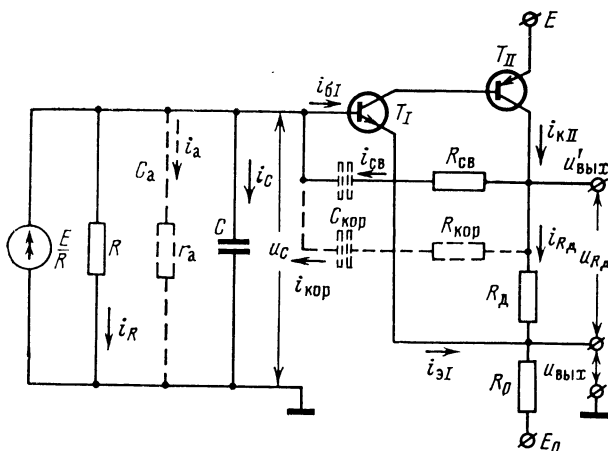


Рис. 4-15. Способ коррекции нелинейности с помощью корректирующего усилителя.

чен ко входу усилителя ( $T_I—T_{II}$ ), охваченного положительной обратной связью (ПОС) по напряжению через сопротивление  $R_{св}$ . Предположим сначала, что последовательно с этим сопротивлением включен разделительный конденсатор большой емкости. Кроме того, будем полагать, что ток  $i_{R_d} \gg i_{св}$ ,  $i_{эI}$  и, следовательно через делитель  $R_d—R_0$  протекает общий ток  $i_{кII} \approx \beta_I \beta_{II} i_{бI}$ .

Нелинейность напряжения на конденсаторе  $C$  обусловлена тем, что в процессе заряда через него замыкается не весь ток  $E/R$ ; часть этого тока

$$\Delta i = \Delta i_R + \Delta i_{бI} = \frac{\Delta u_C}{R} + \frac{\Delta u_C}{\beta_I \beta_{II} R_0}$$

ответвляется в сопротивление  $R$  (составляющая  $\Delta i_R$ ) и в нагрузку — в базу транзистора  $T_I$  (составляющая

$\Delta i_{61}$ ). Эти потери, однако, могут быть восполнены током обратного направления

$$\Delta i_{св} = \frac{R_{\pi}}{R_0} \frac{\Delta u_C}{R_{св}}.$$

Выполнение условия  $|\Delta i| = |\Delta i_{св}|$  или

$$\frac{\beta_I \beta_{II} R_0 + R}{\beta_I \beta_{II} R_0 R} = \frac{R_{\pi}}{R_0 R_{св}},$$

откуда

$$R_{св} = R_{св. опт} = \frac{R R_{\pi}}{R_0 + \frac{R}{\beta_I \beta_{II}}}, \quad (4-29)$$

обеспечивает линейный заряд конденсатора  $C$  постоянным током  $E/R$  на протяжении всего прямого хода.

При отсутствии разделительного конденсатора через сопротивление  $R_{св}$  протекает начальный ток

$$I_{сво} = \frac{R_{\pi}}{R_{св}} \frac{E_0}{R_0}.$$

С учетом этого тока напряжение

$$u_C = \frac{1}{g_{\Sigma}} \left( \frac{E}{R} + \frac{R_{\pi}}{R_{св}} \frac{E_0}{R_0} \right) \left( 1 - e^{-g_{\Sigma} \frac{t}{C}} \right), \quad (4-30)$$

где проводимость

$$g_{\Sigma} = \frac{1}{r_{\Sigma}} = \frac{1}{R} + \frac{1}{\beta_I \beta_{II} R_0} + \frac{R_{\pi}}{R_0 R_{св}} \quad (4-31)$$

(составляющей  $U_{C0}$  пренебрегаем). Величина

$$g_y = \frac{1}{\beta_I \beta_{II} R_0} + \frac{R_{\pi}}{R_0 R_{св}} \quad (4-32)$$

характеризует полную входную проводимость усилителя  $T_I - T_{II}$  с учетом цепи ПОС. Сопоставляя выражения (4-29) и (4-32), нетрудно убедиться, что нулевая нелинейность пилообразного напряжения достигается при отрицательной проводимости

$$g_y = -\frac{1}{R}. \quad (4-33)$$

Варьируя сопротивление  $R_{св}$  относительно  $R_{св. опт}$ , можно не только регулировать величину коэффициента нелинейности

$$k_{нл} = \frac{g_{\Sigma}}{C} T_{ц. х.}, \quad (4-34)$$

но и изменять его знак.

Схема на рис. 4-15 позволяет также осуществлять коррекцию нелинейности, обусловленной абсорбционными параметрами конденсатора  $r_a - C_a$ . Для этого параллельно резистору  $R_{св}$  включается цепочка  $R_{кор} - C_{кор}$ . Коррекция основана на взаимной компенсации токов  $i_a$  и  $i_{кор}$ . Можно показать, что полная компенсация достигается, если

$$\tau_{кор} = R_{кор} C_{кор} = \tau_a \text{ и } \Delta u_C = \Delta u_R / R_{кор}.$$

Совместное решение этих уравнений дает следующие оптимальные значения корректирующих элементов:

$$\left. \begin{aligned} R_{кор.опт} &= \frac{R_d}{R_0} r_a; \\ C_{кор.опт} &= \frac{R_0}{R_d} C_a. \end{aligned} \right\} \quad (4-35)$$

В частном случае  $R_d = R_0$ ;  $R_{кор.опт} = r_a$ ;  $C_{кор.опт} = C_a$ .

#### 4-4. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ТОКОСТАБИЛИЗИРУЮЩИМ ДВУХПОЛЮСНИКОМ

**Генератор линейно возрастающего напряжения.** В качестве токостабилизирующего двухполюсника обычно используется транзистор, включенный по схеме с общей базой. При таком включении коллекторная характеристика транзистора имеет вид:

$$i_k = \alpha i_3 + \frac{u_{к.б.}}{r_k} + I_{к0},$$

где  $\alpha$  — коэффициент усиления по току,  $r_k$  — сопротивление коллекторного перехода, определяющее угол наклона характеристик относительно оси  $u_{к.б.}$ . Семейство коллекторных характеристик показано на рис. 4-16. Нетрудно заметить, что эти характеристики аналогичны вольт-амперной характеристике стабилизатора тока (рис. 4-3).

В схеме на рис. 4-17,а роль токостабилизирующего двухполюсника выполняет транзистор  $T$ . Транзистор  $T_1$  является ключевым. Во вре-

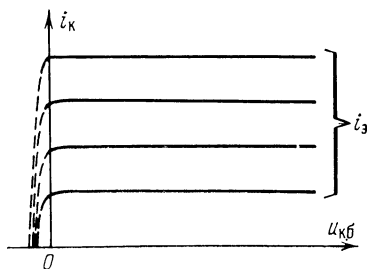


Рис. 4-16. Коллекторные характеристики транзистора, включенного по схеме с общей базой.



мя прямого хода он заперт, и конденсатор  $C$  заряжается током  $i_K$ , во время обратного хода конденсатор разряжается током  $I_P = I_{KЛ} - i_K$ .

*Основные соотношения.* Эквивалентная схема заряда конденсатора полностью соответствует рис. 4-7,а; в дан-

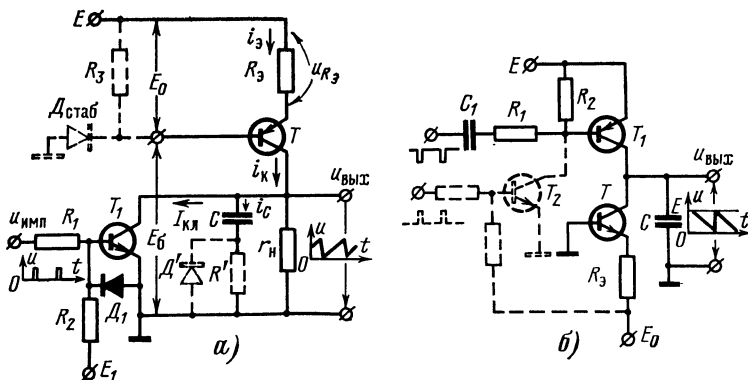


Рис. 4-17. Схемы генераторов линейно возрастающего (а) и линейно уменьшающегося (б) напряжения с токостабилизирующим двухполюсником.

ном случае сопротивление  $r_{\Sigma} = r_K r_H / (r_K + r_H)$ , а ток  $I_{C0} = I'_{K0} - I_{K0Л}$ , где начальный (в момент  $t_i = 0$ ) коллекторный ток транзистора  $T$

$$I_{K0} = \alpha \frac{E_0 - U_{\Theta 0}}{R_{\Theta}} + \frac{E_0 - U_{C0}}{r_K} + I_{K0}. \quad (4-36)$$

Обозначение  $I'_{K0}$  введено в отличие от обозначения, принятого для обратного коллекторного тока  $I_{K0}$ .

В формуле (4-36) начальное напряжение на конденсаторе  $U_{C0} = U_{K.нас1}$ , а начальное напряжение на эмиттере транзистора  $T$

$$U_{\Theta 0} = U'_{\Theta 0} + I_{K0} \frac{r_{\Theta}^*}{\alpha} \approx U'_{\Theta 0};$$

отметим, что в тех случаях, когда эмиттерный ток постоянный или же изменяется в небольших пределах относительно среднего значения, напряжение  $U'_{\Theta 0}$  соответствует пересечению касательной к характеристике  $i_{\Theta}(u_{\Theta})$  в рабочей точке с осью  $u_{\Theta}$ .

Практически ток  $I_{K0} \approx I_{K01}$ , а

$$\alpha \frac{E_0 - U'_{\text{э0}}}{R_{\text{э}}} \gg \frac{E_0 - U_{C0}}{r_{\text{к}}},$$

поэтому расчетное значение

$$I_{C0} \approx \alpha \frac{E_0 - U'_{\text{э0}}}{R_{\text{э}}}, \quad (4-37)$$

соответственно размах напряжения

$$U_C \approx \alpha \frac{T_{\text{п.х}}}{R_{\text{э}} C} (E_0 - U'_{\text{э0}}). \quad (4-38)$$

Благодаря тому, что ток  $I_{C0}$  практически не зависит от величины сопротивлений  $r_{\text{к}}$  и  $r_{\text{н}}$ , коэффициенты

$$k_{\text{нл}} = \frac{T_{\text{п.х}}}{\frac{r_{\text{к}} r_{\text{н}}}{r_{\text{к}} + r_{\text{н}}} C} \quad (4-39)$$

и  $\xi$  в ГПН с токостабилизирующим двухполюсником не связаны друг с другом. Максимально возможный размах пилообразного напряжения  $U_{\text{Смакс}}$  определяется здесь лишь напряжением  $E_0 = E - E_0$  и минимальным остаточным (в активном режиме) напряжением  $U_{\text{к.мин}}$  на коллекторе транзистора  $T$  (порядка 1—1,5 в). Соответственно предельный коэффициент

$$\xi_{\text{макс}} = 1 - \frac{E_0 + U_{\text{к.мин}}}{E}$$

вполне может составлять 50—60% и более.

Напряжение  $E_0 (E_0)$  может быть получено различными способами. В тех случаях, когда напряжение питания  $E \geq 10 \div 15$  в, целесообразно подключить базу транзистора  $T$  к стабилитрону  $D_{\text{стаб}}$ , который в зависимости от конкретных условий и требований термостабилизации схемы (об этом будет сказано далее) можно включить между базой и «землей» (как показано пунктиром на рис. 4-17, а) или же между базой и источником питания.

Обратный ход в рассматриваемой схеме протекает так же, как и в ГПН с простой интегрирующей цепью. Необходимый для получения заданной длительности эффективного обратного хода  $T_{\text{о.х.эфф}}$  ток ключа  $I_{\text{кл}}$  определяется по формуле (4-20) с учетом (4-37):

$$I_{\text{кл}} \approx \left( 1 + \frac{T_{\text{п.х}}}{T_{\text{о.х.эфф}}} \right) \frac{E_0}{R_{\text{э}}}.$$

*Стабильность.* Суммарная нестабильность размаха пилообразного напряжения, полученная путем нахождения частных производных выражения (4-38)

$$\Delta U_C \approx \Delta \bar{\alpha} - \frac{\Delta \bar{U}'_{э0}}{E_0/U'_{э0} - 1} - \frac{R_э}{r_k} \left( \frac{E}{E_0} - 1 \right) \Delta \bar{r}_k + \Delta \bar{E}_0 - \Delta \bar{C},$$

в отличие от нестабильности в схеме на рис. 4-11, а [выражение (4-22)] зависит от изменения ряда параметров транзистора ГПН ( $\alpha$ ,  $U'_{э0}$ ,  $r_k$ ), а также от дрейфа напряжения  $E_0$ .

Поскольку сопротивление  $r_k$  весьма велико (порядка 1—3 Мом), его влияние на размах  $U_C$  сравнительно легко устраняется выбором сопротивления

$$R_э \ll \frac{E_0}{E - E_0} r_k,$$

в дальнейшем составляющую  $\Delta \bar{U}_C(r_k)$  учитывать не будем.

Параметр  $\alpha$  и емкость  $C$  (у большинства конденсаторов) имеют положительный температурный коэффициент, напряжение  $U'_{э0}$  — отрицательный. Обычно бывает желательно, чтобы температурный коэффициент напряжения (ТКН)  $E_0$  тоже был отрицательным. Такой коэффициент имеют стабилитроны с напряжением стабилизации  $E_{\text{стаб}} \leq 5 \div 6$  в. Их следует включать между базой транзистора  $T$  и источником питания ( $E_0 = E_{\text{стаб}}$ ). У стабилитронов с напряжением  $E_{\text{стаб}} \geq 5 \div 6$  в (типа Д814 и др.) — положительный ТКН, их включают между базой и «землей» ( $E_0 = E - E_{\text{стаб}}$ ).

При правильном выборе стабилитрона принципиально возможна полная взаимная компенсация всех дестабилизирующих воздействий, условие которой

$$|\Delta \bar{C}| + |\Delta \bar{\alpha}| = |\Delta \bar{E}_0| + \frac{|\Delta \bar{U}'_{э0}|}{\frac{E_0}{U'_{э0}} - 1}. \quad (4-40)$$

Нестабильность начального уровня пилообразного напряжения, как и в ГПН с простой интегрирующей цепью, определяется изменением остаточного напряжения на коллекторе насыщенного транзистора  $T_1$ . Однако в случае включения последовательно с зарядно-разрядным конденсатором сопротивления  $R'$  начальный скачок напряжения

$$U_{R'0} = I_{C0} R'$$

окажется зависящим и от параметров транзистора  $T$ , и от напряжения на его базе, причем условие (4-40), учитывающее нестабильность  $\Delta \bar{C}$ , отнюдь не является условием получения  $\Delta \bar{U}_{R'0} = 0$ . Поэтому без крайней необходимости следует избегать включения резистора  $R'$ .

Температурная нестабильность коэффициента нелинейности по аналогии с выражением (4-23)

$$\Delta k_{нл} = -k_{нл} \Delta \bar{C} - \frac{T_{п.х}}{r_{кC}} \Delta \bar{r}_к - \frac{T_{п.х}}{r_{нC}} \Delta \bar{r}_н.$$

Зависимость эффективной длительности обратного хода от коэффициента усиления  $\beta_1$  транзистора  $T_1$  при стабильном токе  $I_{C0}$  определяется по формуле (4-25). Для того чтобы соотношение  $T_{о.х.эфф} \leq T_{о.х}$  обеспечивалось во всем интервале рабочих температур, необходимо выбирать сопротивление

$$R_1 \leq \frac{\beta_{1мин} U_{нмп}}{\left(1 + \frac{T_{п.х}}{T_{о.х}}\right) \frac{E_0}{R_0}}.$$

**Генератор линейно уменьшающегося напряжения.** Для получения линейно уменьшающегося напряжения можно трансформировать схему на рис. 4-17,а аналогично тому, как это сделано на рис. 4-2,б. При этом выходное напряжение  $u_{вых} = E - u_C$  будет «привязано» в верхней точке не к «земле», а к напряжению питания.

В тех случаях, когда желательно сохранить привязку напряжения  $U_{вых}$  к «земле», нужно, чтобы зарядно-разрядный конденсатор  $C$  во время обратного хода быстро заряжался до напряжения коллекторного питания, а во время прямого хода разряжался через токостабилизирующий двухполусник. Для этого достаточно поменять местами в схеме на рис. 4-17,а ключ  $T_1$  и каскад с общей базой  $T$  (рис. 4-17,б).

Уравнение напряжения на конденсаторе во время прямого хода

$$u_C = E e^{-\frac{t}{\tau_{п.х}}} - I_{C0} r_z \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{п.х}}}\right)$$

в этом случае характеризуется теми же значениями  $I_{C0}$ ,  $r_z$ ,  $\tau_{п.х}$  и  $k_{нл}$ , что и в схеме на рис. 4-17,а. С допущением  $T_{п.х} \ll \tau_{п.х}$

$$u_C \approx E - \alpha \frac{E_0 - U'_{в0}}{R_0 C} t.$$

Отметим, что наличие вспомогательного источника  $E_0$  здесь существенно повышает коэффициент использования основного питающего напряжения  $E$ ; величина

$$\xi_{\max} = 1 - \frac{U_{\text{к. мин}} + U_{\text{к. нас1}}}{E}$$

может быть получена в пределах 90%.

Недостатком рассмотренной схемы является необходимость подавать управляющие импульсы на базу транзистора  $T_1$  через разделительный конденсатор ( $C_1$ ) или же использовать вспомогательный ключевой каскад ( $T_2$ ), показанный на рис. 4-17,б пунктиром.

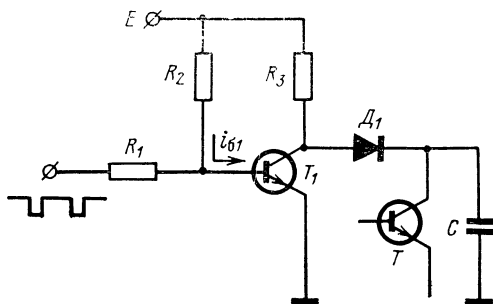


Рис. 4-18. Вариант построения ключевого каскада для схемы на рис. 4-17,б.

Возможен и другой вариант построения ключевого каскада (рис. 4-18): во время  $T_{\text{п.х}}$  транзистор  $T_1$  удерживается в насыщенном состоянии базовым током  $I_{\text{б1}} \approx E/R_2 > E/\beta_1 R_3$ , при этом диод  $D_1$  отключает конденсатор  $C$  от коллектора  $T_1$ . Во время обратного хода входной импульс запирает транзистор  $T_1$  и конденсатор заряжается через резистор  $R_3$ . Для того чтобы этот заряд успевал закончиться за время  $T_{\text{о.х}}$ , необходимо иметь:

$$R_3 \leq 4,6 T_{\text{о.х}} / C.$$

Таким образом, сравнивая генераторы линейно возрастающего и линейно уменьшающегося напряжений, можно заключить, что последний из них обеспечивает повышенный коэффициент  $\xi$ , но имеет (на низких частотах) более сложный ключевой каскад.

**Методы коррекции нелинейности.** Поскольку сопротивление коллекторного перехода  $r_{\text{к}}$  весьма велико, не-

линейность пилообразного напряжения в ГПН с токо-стабилизирующим двухполюсником в основном обусловлена сопротивлением внешней нагрузки. Необходимость иметь  $r_H \geq 500 \text{ ком}$  составляет основной недостаток этих схем.

Коррекция нелинейности может осуществляться теми же методами, что и в ГПН с простой интегрирующей цепью. Для получения напряжения параболической или S-образной формы проще всего использовать до-

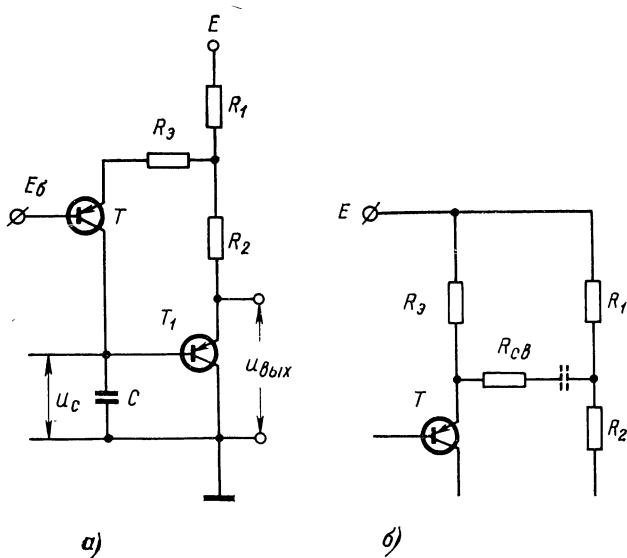


Рис. 4-19. Схемы динамического управления током  $I_{C0}$  в ГПН с токостабилизирующим двухполюсником с помощью напряжения  $\mu U_C$  (а) и пропорционального этому напряжению тока (б).

полнительную  $RC$ -цепь (рис. 4-14), для формирования линейного напряжения — корректирующий усилитель (рис. 4-15).

Возможен и принципиально иной метод коррекции, основанный на динамическом увеличении тока  $I_{C0}$  во время  $T_{п.х.}$ . Очевидно, что если приращение

$$\Delta I_{C0} = g_{\Sigma} U_C, \quad (4-41)$$

то на протяжении всего прямого хода конденсатор будет заряжаться постоянным током  $I_{C0}$ .

Управление этим током может осуществляться введением в цепь эмиттера транзистора  $T$  (например, с помощью эмиттерного повторителя  $T_1$ ) сигнала обратной связи: напряжения  $\mu U_C$  (рис. 4-19,а) или тока, пропорционального этому напряжению (рис. 4-19,б). В обеих схемах коэффициент

$$\mu \approx \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

а сопротивление

$$r_{\Sigma} \approx r_{\pi} \approx \beta_1 (R_1 + R_2).$$

В схеме на рис. 4-19,а соотношение (4-41) имеет вид:

$$\alpha \frac{\mu U_C}{r_{\Sigma}} = \frac{c}{\beta_1 (R_1 + R_2)}$$

(где  $r_{\Sigma} = R_3 + R_1 \parallel R_2$ ), откуда для получения нулевой нелинейности нужен коэффициент

$$\mu = \mu_{\text{опт}} \approx \frac{r_{\Sigma}}{\beta_1 (R_1 + R_2)}.$$

Очевидно, что при  $\mu > \mu_{\text{опт}}$  будет иметь место перекоррекция нелинейности.

В схеме на рис. 4-19,б (считаем, что  $R_{\text{св}} \gg R_3$ ) условие получения нулевой нелинейности

$$\mu = \mu_{\text{опт}} \approx \frac{R_{\text{св}}}{\beta_1 (R_1 + R_2)}$$

или

$$R_{\text{св}} = R_{\text{св.опт}} \approx \mu \beta (R_1 + R_2).$$

В отличие от схемы на рис. 4-19,а здесь возможна коррекция нелинейности пилообразного напряжения без влияния на его размах, с этой целью последовательно с резистором  $R_{\text{св}}$  включается разделительный конденсатор (показан пунктиром).

Динамическое управление коллекторным током транзистора  $T$  принципиально может осуществляться не только по цепи его эмиттера, но и по цепи базы. В этом случае управляющее напряжение должно подаваться в противофазе с напряжением  $u_c$ , а сопротивление  $R_{\text{св}}$  должно быть увеличено в  $(\beta + 1)$  раз.

В тех случаях, когда требуется иметь пилообразное напряжение S-образной, N-образной или параболической формы, а частота развертки не очень низка (в пределах десятков герц и выше), может применяться более сложная частотно-зависимая обратная связь [Л. 36].

**Методы повышения стабильности.** На практике ввиду значительного разброса температурных коэффициентов дестабилизирующих параметров равенство (4-40) обычно не обеспечивается. Поэтому для повышения стабильности целесообразно подключить базу транзистора  $T$  вместо стабилитрона  $D_{\text{стаб}}$  к терморегулятору (рис. 4-20, а). В нормальных условиях ( $t = 20 \div 25^\circ\text{C}$ ) напряжение  $E_B$  в точке  $B$  устанавливается равным напряжению  $E_A$ . С помощью стабилитрона, диодов или термосопротив-

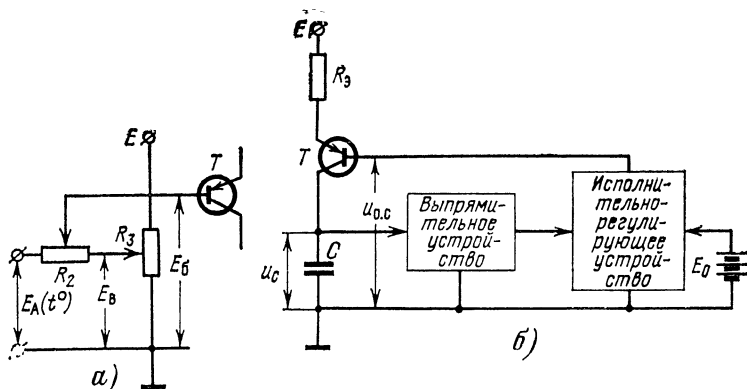


Рис. 4-20. Методы повышения стабильности с помощью терморегулятора напряжения (а) и ООС по напряжению (б).

ления задается положительный или отрицательный температурный коэффициент этого напряжения, заведомо больший, чем это необходимо для получения  $\Delta \bar{U}_C = 0$ . Температурный коэффициент напряжения  $E_B$  на базе транзистора  $T$  зависит от положения движка потенциометра  $R_2$  и устанавливается в соответствии с равенством (4-40) равным по величине и обратным по знаку требуемому температурному коэффициенту напряжения  $E_0$ .

На частотах  $f \geq 50$  гц высокая стабильность размаха пилообразного напряжения обеспечивается с помощью отрицательной обратной связи по напряжению [Л. 37]. Суть этого метода проиллюстрирована с помощью функциональной схемы ГПН, представленной на рис. 4-20, б. Выпрямленное пилообразное напряжение  $u_C$  совместно с опорным постоянным напряжением  $E_0$  подаются на сравнивающее устройство (например, балансный усилитель). Разностный сигнал усиливается и



в качестве постоянного напряжения ООС подается на базу токостабилизирующего транзистора. Таким образом, любая тенденция к изменению размаха  $U_C$  (безразлично, чем обусловленная — нестабильностью тока  $I_{C0}$  или емкости  $C$ ) корректируется изменением постоянного напряжения  $E_6 = u_{o.c.}$

Помимо высокой стабильности, достоинством такого метода является возможность получения пилообразного напряжения с неизменным размахом в режиме перестройки частоты управляющих импульсов.

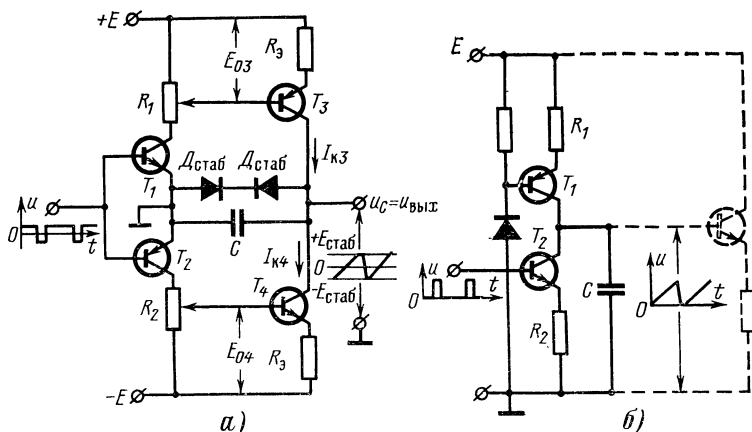


Рис. 4-21. Схемы генераторов пилообразного напряжения с линейным обратным ходом — симметричного относительно нулевой оси (а) и несимметричного (б).

### Генераторы пилообразного напряжения с линейным обратным ходом

Принцип токостабилизирующего двухполюсника весьма удобен для построения ГПН с линейным обратным ходом — нужно только в схемах на рис. 4-17 или 4-18 заменить ключ  $T_1$  вторым токостабилизирующим каскадом. Один из возможных вариантов такой гибридной схемы представлен на рис. 4-21, а; в зависимости от полярности входного импульса попеременно открыты либо транзисторы  $T_1$ ,  $T_3$ , либо  $T_2$ ,  $T_4$ . В первом случае конденсатор  $C$  заряжается током

$$I_{кз} = I_{п.х} \approx \alpha_3 \frac{E_{03}}{R_9},$$

во втором — перезаряжается током

$$I_{к4} = I_{о.х} \approx \alpha_4 \frac{E_{04}}{R_9}.$$

Достоинством такой схемы является симметрия обеих цепей заряда, что обеспечивает высокую стабильность работы схемы. Для ГПН с линейным обратным ходом это обстоятельство является чрезвычайно важным, поскольку токи  $I_{п.х}$  и  $I_{о.х}$  здесь жестко связаны:  $I_{п.х}/I_{о.х} = T_{о.х}/T_{п.х}$ .

Малейшее нарушение этого соотношения (например, вследствие того, что ток  $I_{п.х}$  приобрел приращение  $\Delta I_{п.х}$ ) приведет к тому, что каждый период развертки напряжение на конденсаторе будет получать приращение  $\Delta U_C = \Delta I_{п.х} T_{п.х} / C$  и на конденсаторе начнет накапливаться заряд  $q = n C \Delta U_C$  ( $n$  — число периодов развертки). Этот процесс будет продолжаться до тех пор, пока не наступит ограничение напряжения  $u_c$ .

В практических условиях, разумеется, невозможно обеспечить абсолютную стабильность отношения  $I_{п.х}/I_{о.х}$ . Поэтому приходится проектировать ГПН с таким расчетом, чтобы обеспечивалась «привязка» напряжения на конденсаторе в конце эффективного обратного хода  $T_{о.х.эфф} = v T_{о.х}$  к фиксированному уровню (в схеме на рис. 4-21,а «привязка» осуществляется с помощью потенциометров  $R_1$  и  $R_2$  к любому из уровней  $\pm E_{ст.аб}$ , задаваемых стабилизаторами  $D_{ст.аб}$ ). При этом  $I_{п.х}/I_{о.х} = v T_{о.х} / T_{п.х}$ .

Теперь приращение  $\Delta(I_{п.х}/I_{о.х})$  вызовет лишь приращение  $\Delta v = \Delta \left( \frac{I_{п.х}}{I_{о.х}} \right) \frac{T_{п.х}}{T_{о.х}}$  при условии, что

$$\Delta v < 1 - v.$$

На основании расчетных или экспериментальных данных, задаваясь максимально возможной нестабильностью  $\Delta(I_{п.х}/I_{о.х})|_{\max}$  (в схеме, показанной на рис. 4-21,а при достаточно больших эмиттерных сопротивлениях  $R_a$  эта нестабильность в основном определяется разностью  $\Delta a_3 - \Delta a_4$ ), находим максимальную исходную величину

$$v_{\max} = 1 - \Delta \left( \frac{I_{п.х}}{I_{о.х}} \right) \bigg|_{\max} \frac{T_{п.х}}{T_{о.х}}.$$

Генератор пилообразного напряжения с линейным обратным ходом может быть построен таким образом, что кривая выходного напряжения полностью расположена в области положительных или отрицательных значений. Например, в схеме, приведенной на рис. 4-21,б, каскад  $T_1$  все время открыт, заряд конденсатора осуществляется током  $I_{к1} = I_{п.х}$ , а разряд — разностным током  $I_{к2} - I_{к1} = -I_{о.х}$ . В этом случае на работу схемы может существенно повлиять абсорбция в зарядно-разрядном конденсаторе. После выключения проработавшей некоторое время схемы на емкости  $C_a$  остается напряжение  $U_a \approx \kappa U_C$ . Это напряжение начнет заряжать емкость  $C$ , вследствие чего на конденсаторе окажется восстановившееся напряжение  $u_b$ , максимальное значение которого  $U_{b.\max} \approx K_a U_C$ .

Экспериментально установлено [Л. 34], что при отсутствии шунтирующего конденсатор сопротивления (а именно такой случай возможен в неработающей схеме) величина постоянной времени  $\tau_a$  весьма велика; у электролитических конденсаторов она достигает 5—10 ч. Следовательно, на протяжении примерно такого же времени на конденсаторе будет удерживаться напряжение, близкое к  $U_{b.\max}$ . В результате при очередном включении ГПН выходное напряжение сразу же сместится на величину  $u_b$ .

В обычных схемах, где  $T_{0, \text{х.эфф}} < T_{0, \text{х}}$ , это явление практически несущественно: первый же обратный ход, как правило, «привязывает» напряжение на конденсаторе к нормальному исходному уровню. Однако в ГПН с линейным обратным ходом для этого потребуются более или менее длительный переходный процесс (тем больший, чем ближе к единице коэффициент  $\psi$ ), что не всегда допустимо.

Описанный эффект может быть существенно ослаблен правильным построением следующего за ГПН каскада (обычно это эмиттерный повторитель). Если он построен на транзисторе той же проводимости, что и каскад  $T_2$  (как показано пунктиром на рис. 4-21,б), то абсорбционная емкость при снятом напряжении питания сможет относительно быстро разрядиться через резистор  $R_3$  и открытый переход база — эмиттер. Естественно, что этого не произойдет, если выполнить эмиттерный повторитель на транзисторе противоположной проводимости.

#### 4-5. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

**Развернутая эквивалентная схема.** Рассмотрим ГПН с положительной обратной связью начнем с развернутой эквивалентной схемы для прямого хода развертки (рис. 4-22), в которой цепь заряда конденсатора

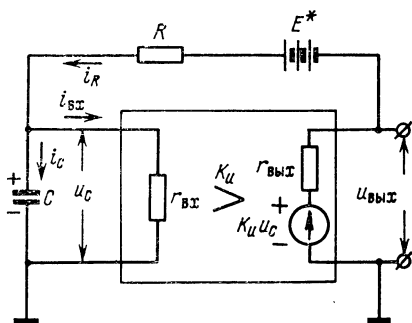


Рис. 4-22. Развернутая эквивалентная схема ГПН с ПОС по напряжению для отрезка времени  $T_{п.х}$ .

в свою очередь легко приводится к обычному виду (см. рис. 4-7,а). Это достигается следующим образом: в момент  $t=0$  напряжения  $U_{C0} = K_u U_{C0} = 0$ , а токи

$$I_{R0} = I_{C0} = \frac{E^*}{R^*}, \quad (4-42)$$

где  $R^* = R + r_{\text{вых}}$ .

Активные потери при заряде конденсатора  $C$  характеризуются токами

$$\Delta i_{\text{вх}} + \Delta i_R = \frac{\Delta u_C}{r_{\text{вх}}} - (K_u - 1) \frac{\Delta u_C}{R^*} = g_{\Sigma} \Delta u_C,$$

где

$$g_{\Sigma} = \frac{1}{r_{\text{вх}}} + \frac{1 - K_u}{R^*}$$

— полная входная проводимость усилителя с учетом цепи ОС. Следовательно,

$$r_{\Sigma} = \frac{1}{g_{\Sigma}} = \frac{R^*}{1 - K_u + \frac{R^*}{r_{\text{вх}}}}. \quad (4-43)$$

Таким образом, в зависимости от величины коэффициента  $K_u$  сопротивление  $r_{\Sigma}$  может быть положительным, отрицательным или бесконечно большим, если

$$K_u = K_{u_{\text{опт}}} = 1 + \frac{R^*}{r_{\text{вх}}}; \quad (4-44)$$

последнему случаю соответствует линейно изменяющееся напряжение

$$u_c = \frac{E^*}{R^* C} t.$$

В общем случае напряжение  $u_c$  описывается уравнением (4-2) с учетом формул (4-42) и (4-43) и может быть «выпуклым» ( $K_u < K_{u_{\text{опт}}}$ ), «вогнутым» ( $K_u > K_{u_{\text{опт}}}$ ) и линейным.

С учетом тока

$$i_R = i_c + i_{\text{вх}} = \frac{E^*}{R^*} \left[ \frac{r_{\Sigma}}{r_{\text{вх}}} + \left( 1 - \frac{r_{\Sigma}}{r_{\text{вх}}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п.х}}}} \right],$$

где  $\tau_{\text{п.х}} = r_{\Sigma} C$ , напряжение на выходе ГПН во время  $T_{\text{п.х}}$

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}} = K_u u_c - i_R r_{\text{вых}} = \frac{E^*}{R^*} \left[ r_{\Sigma} \left( K_u - \frac{r_{\text{вых}}}{r_{\text{вх}}} \right) \times \right. \\ \left. \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п.х}}}} \right) - r_{\text{вых}} e^{-\frac{t}{\tau_{\text{п.х}}}} \right]. \end{aligned}$$

Обычно  $r_{\text{вых}} \ll R$ ,  $r_{\text{вх}}$ ,  $K_u r_{\Sigma}$ ; при этом расчетные значения

$$\begin{aligned} r_{\Sigma} &\approx \frac{R}{1 - K_u + \frac{R}{r_{\text{вх}}}}; \\ I_{c0} &\approx \frac{E^*}{R}; \end{aligned} \quad (4-45)$$

$$u_{\text{вых}} \approx K_u u_c \approx \frac{K_u E^*}{1 - K_u + \frac{R}{r_{\text{вх}}}} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{\text{п.х}}}} \right); \quad (4-46)$$

$$k_{\text{нл}} \approx \left( 1 - K_u + \frac{R}{r_{\text{вх}}} \right) \frac{T_{\text{п.х}}}{RC}.$$

Существенно, что размах напряжений  $U_c$  и  $U_{\text{вых}}$ :

$$U_{\text{вых}} = K_u U_c = K_u \frac{T_{\text{п.х}}}{RC} E^* \quad (4-47)$$

может значительно превышать величину напряжения  $E^*$ .

Считая нестабильными параметры  $C$ ,  $r_{\text{вх}}$ ,  $K_u$  и  $E^*$ , находим нестабильности размаха  $U_{\text{вых}}$  и коэффициента  $k_{\text{нл}}$ :

$$\Delta U_{\text{вых}} = \Delta \bar{K}_u + \Delta \bar{E}^* - \Delta \bar{C}; \quad (4-48)$$

$$\Delta k_{\text{нл}} = -K_u \frac{T_{\text{п.х}}}{RC} \Delta \bar{K}_u - k_{\text{нл}} \Delta \bar{C} - K_u \frac{T_{\text{п.х}}}{r_{\text{вх}} C} \Delta \bar{r}_{\text{вх}}.$$

Как видно из выражения (4-48), нестабильность  $\Delta \bar{C}$  в принципе может быть скомпенсирована за счет  $\Delta \bar{K}_u$  и  $\Delta \bar{E}^*$ .

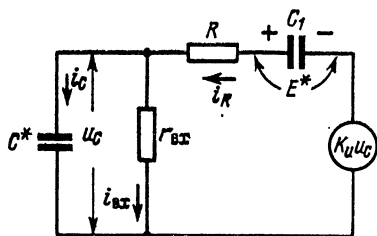


Рис. 4-23. Упрощенная эквивалентная схема ГПН с ПОС по напряжению и накопительным конденсатором  $C^*$  для отрезка времени  $T_{\text{п.х}}$ .

**Схема с накопительным конденсатором.** В качестве батареи  $E^*$  чаще всего используется предварительно заряженный до этого напряжения накопительный конденсатор большой емкости  $C^* \gg C$ . (Построение незаземленных источников питания сопряжено со значительными практическими неудобствами; тем более неприемлемо использование аккумуляторных батарей.) Соответствующая такому случаю эквивалентная схема ГПН во время прямого хода показана на рис. 4-23 (для упрощения анализа полагаем  $r_{\text{вых}} \ll R$ ).

Исходя из очевидных соотношений в этой схеме.

$$\begin{aligned} i_R &= \frac{u_C}{r_{\text{вх}}} + C \frac{du_C}{dt}; \\ (K_u - 1) u_C &= u_R + u_{C*}; \\ u_{C*} &= E^* - \frac{1}{C^*} \int_0^{T_{\text{н.к}}} i_R dt \end{aligned}$$

и введя обозначение

$$\Lambda = 1 + \frac{C}{C^*} + \frac{R}{r_{\text{вх}}} - K_u, \quad (4-49)$$

получим основное дифференциальное уравнение для напряжения на конденсаторе  $C$ :

$$\frac{du_C^2}{d^2t} + \frac{\Lambda}{RC} \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{Rr_{\text{вх}}CC^*} = 0 \quad (4-50)$$

или

$$\frac{du_C^2}{d^2t} + a \frac{du_C}{dt} + bu_C = 0,$$

где

$$a = \frac{\Lambda}{RC}; \quad b = \frac{1}{Rr_{\text{вх}}CC^*}. \quad (4-51)$$

Уравнение (4-50) имеет три решения в зависимости от знака разности  $a^2 - 4b = \vartheta^2$ :

если  $\vartheta^2 > 0$ ,

$$u_{C(I)} = \frac{E^*}{RC\vartheta} \left( e^{-\frac{a-\vartheta}{2}t} - e^{-\frac{a+\vartheta}{2}t} \right); \quad (4-52)$$

если  $\vartheta = 0$ ,

$$u_{C(II)} = \frac{E^*}{RC} t e^{-\frac{a+\vartheta}{2}t}; \quad (4-53)$$

если  $\vartheta^2 < 0$ ,

$$u_{C(III)} = 2 \frac{E}{RC|\vartheta|} e^{-\frac{a}{2}t} \sin \frac{1}{2}|\vartheta|t. \quad (4-54)$$

Как видно, выражения (4-52) и (4-53) являются уравнениями экспоненциальных кривых, тогда как выражение (4-54) есть уравнение свободных колебаний — затухающих или возрастающих в зависимости от зна-

ка  $a$ . (Фактически никаких колебаний в рассматриваемой схеме не возникает, так как прямой ход не выходит за пределы начального отрезка этой кривой.) В свою очередь знак  $a$  определяется знаком  $\Lambda$ , а при данных  $C$ ,  $C^*$ ,  $R$  и  $r_{\text{вх}}$  — величиной  $K_u$ . Так, при  $\vartheta=0$  коэффициент  $\Lambda$  может иметь два значения:

$$\Lambda = \pm 2 \sqrt{\frac{RC}{r_{\text{вх}} C^*}},$$

которым соответствуют коэффициенты усиления

$$K'_u = 1 + \frac{C}{C^*} + \frac{R}{r_{\text{вх}}} - 2 \sqrt{\frac{RC}{r_{\text{вх}} C^*}};$$

$$K''_u = 1 + \frac{C}{C^*} + \frac{R}{r_{\text{вх}}} + 2 \sqrt{\frac{RC}{r_{\text{вх}} C^*}}.$$

При  $\vartheta^2 > 0$  имеет место неравенство

$$|\Lambda| > 2 \sqrt{\frac{RC}{r_{\text{вх}} C^*}},$$

которое выполняется при  $K_u < K'_u$  либо при  $K_u > K''_u$ .  
Наконец, при  $\vartheta^2 < 0$

$$|\Lambda| < 2 \sqrt{\frac{RC}{r_{\text{вх}} C^*}},$$

а значения  $K_u$  лежат в пределах  $K'_u \leq K_u \leq K''_u$ . В рамках этого случая возможно равенство  $\Lambda=0$ , которому соответствует

$$K_u = K_{\text{опт}} = 1 + \frac{C}{C^*} + \frac{R}{r_{\text{вх}}}. \quad (4-55)$$

При этом выражение (4-54) принимает вид уравнения незатухающих колебаний

$$u_c = \frac{E^*}{RC \sqrt{b}} \sin \sqrt{b} t. \quad (4-56)$$

Коэффициенты нелинейности напряжения  $u_c$ , полученные путем дифференцирования выражений (4-52) — (4-54), в соответствии с (4-1)

$$k_{\text{нл (I)}} = \frac{2aT_{\text{п.х}}}{2 - aT_{\text{п.х}}};$$

$$k_{\text{нл (II)}} = k_{\text{нл (III)}} = \frac{2aT_{\text{п.х}} \left(1 - \frac{aT_{\text{п.х}}}{4}\right)}{2 - aT_{\text{п.х}} \left(1 - \frac{aT_{\text{п.х}}}{4}\right)}.$$

Для сравнительно малых нелинейностей ( $aT_{п.х} \ll 1$ )

$$k_{нл(I)} \approx k_{нл(II)} = k_{нл(III)} \leftarrow k_{нл} \approx aT_{п.х};$$

с учетом выражений (4-49) и (4-51)

$$k_{нл} \approx \left(1 + \frac{C}{C^*} + \frac{R}{r_{вх}} - K_u\right) \frac{T_{п.х}}{RC}. \quad (4-57)$$

Может создаться впечатление, что в случае  $K_u = K_{u\text{опт}} (\Lambda = a = 0)$  коэффициент нелинейности равен нулю — результат, явно не соответствующий уравнению (4-56). Противоречие устраняется, если при нахождении  $k_{нл}$  учитывать члены разложения функции  $du_c/dt$  не только первого, но и второго порядка:

$$k_{нл} = \frac{2bT_{п.х}^2}{4 - bT_{п.х}^2}$$

или (поскольку  $bT_{п.х}^2 \ll 4$ )

$$k_{нл} \approx \frac{T_{п.х}^2}{2Rr_{вх}CC^*} = k_{нл.мин} \quad (4-58)$$

— минимально достижимый коэффициент нелинейности в схеме с накопительным конденсатором  $C^*$  (рис. 4-24).

Отметим, что весь анализ существенно упрощается, если допустить, что ток  $i_R$  полностью протекает через конденсатор  $C$  [Л. 9], тогда

$$u_c = \frac{E^*}{\Lambda} (1 - e^{-at}),$$

а  $k_{нл} = aT_{п.х}$ .

**Генератор пилообразного напряжения с эмиттерным повторителем.** Наиболее известна схема ГПН с накопительным конденсатором и эмиттерным повторителем (рис. 4-25), которую с полным правом можно назвать классической.

Будем считать, что к началу прямого хода транзистор  $T_1$  и диод  $D$  открыты, транзистор  $T$  закрыт, конденсатор  $C$  полностью разряжен (фактически — до напряже-

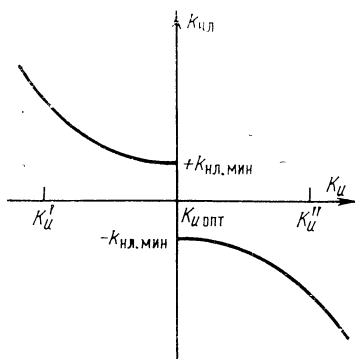


Рис. 4-24. Типовая зависимость  $k_{нл}(K_u)$  в схеме на рис. 4-23.



ния  $U_{к.нас1}$ ), а конденсатор  $C^*$  заряжен до напряжения  $E^* = E - U_d \approx E$ , где  $U_d$  — остаточное падение напряжения на диоде  $D$ ). После запираания транзистора  $T_1$  конденсатор  $C$  начинает заряжаться, диод  $D$  почти сразу же запирается (так как напряжение на его отрицательном электроде  $E^* + u_{вых}$  становится больше, чем напряжение питания) и схема принимает вид, показанный на рис. 4-26,а.

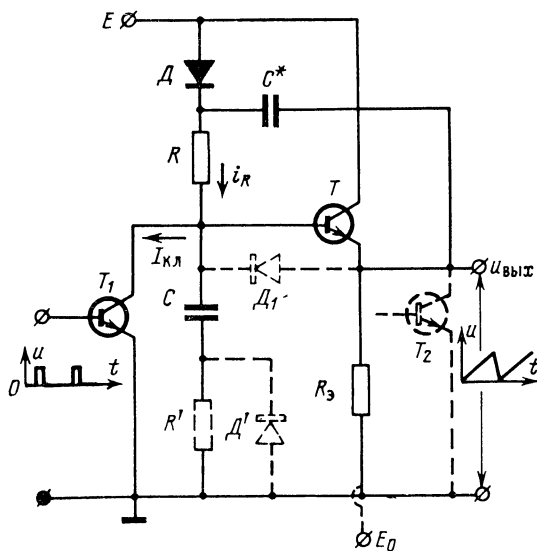


Рис. 4-25. Классическая схема ГПН с ПОС по напряжению.

*Прямой ход.* В начальный момент времени прямого хода напряжение  $u_c \approx 0$ , соответственно равны нулю напряжение на выходе эмиттерного повторителя  $u_{вых}$  и ток  $i_{R_3}$  в сопротивлении  $R_3$ . Однако транзистор  $T$  уже открыт: его начальный эмиттерный ток

$$I_{э0} = I_{R_0} = \frac{E^* - U_{э0}}{R} = \frac{E^*_{экв}}{R} \approx I_{C0}, \quad (4-59)$$

где начальная разность напряжений между базой и эмиттером транзистора  $U_{э0} = U'_{э0} + I'_{э0} r^*_{э0} \approx U'_{э0}$ , а эквивалентное зарядное напряжение

$$E^*_{экв} = E - U_d - U'_{э0}. \quad (4-60)$$

Таким образом, для работы ГПН во время прямого хода сопротивление  $R_3$  не требуется. Если бы оно отсутствовало, то в течение всего времени  $T_{п.х}$  ток  $i_R$  был бы равен эмиттерному току транзистора  $T$ , а заряд конденсатора осуществлялся бы коллекторным током  $i_K = i_3 - i_6 = i_C$ . В результате схема на рис. 4-26,а упрощается

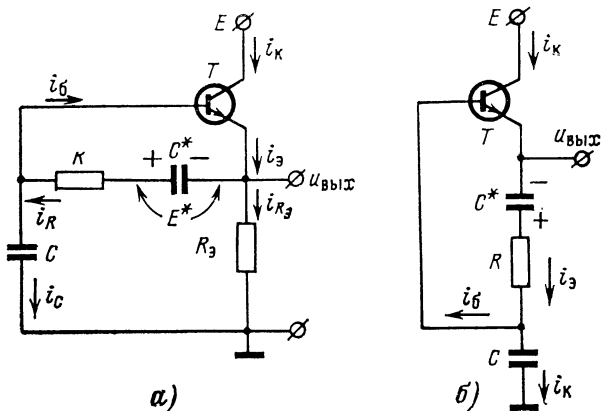


Рис. 4-26. Схемы ГПН на рис. 4-25 во время прямого хода: с учетом (а) и без учета (б) сопротивления  $R_3$ .

лась бы ГПН с токостабилизирующим двухполюсником (рис. 4-26,б), отличающемуся от рассмотренных в предыдущем параграфе местом включения конденсатора  $C$  и точкой съема выходного напряжения.

Более того, наличие резистора  $R_3$  (как будет видно из последующего анализа) ухудшает коэффициент нелинейности пилообразного напряжения, а также увеличивает максимальный эмиттерный ток транзистора  $T$ , который с учетом тока  $I_{R_3 T_{п.х}} = U_{CT_{п.х}} / R_3$  равен:

$$I_{3.макс} = I_{C0} + I_{R_3 T_{п.х}} \approx \left(1 + \frac{T_{п.х}}{R_3 C}\right) I_{C0}.$$

С практически оправданными допущениями:  $R_3 \gg r_{*3} \ll R$ ,  $U'_{30} \ll E \gg U_d$ , ГПН на рис. 4-26,а соответствует эквивалентной схеме (см. рис. 4-23) со следующими параметрами:  $E^* \approx E$ ,  $r_{вх} \approx \beta R_3$ ,

$$K_u = \frac{R_3}{R_3 + r_{*3}} \approx 1. \quad (4-61)$$

При этом расчетные значения

$$I_{c0} \approx \frac{E}{R}; \quad (4-62)$$

$$\Lambda \approx \frac{C}{C^*} + \frac{R}{\beta R_0};$$

$$u_c \approx u_{\text{вых}} \approx \frac{E/RC}{1/\tau - 1/\tau^*} \left( e^{-\frac{t}{\tau^*}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right),$$

где

$$\tau \approx \beta R_0 C; \quad \tau^* \approx RC^*.$$

Полный размах напряжения на конденсаторе

$$U_c \approx \frac{T_{\text{п.х}}}{RC} E,$$

откуда, видно, что коэффициент использования питающего напряжения

$$\xi \approx \frac{T_{\text{п.х}}}{RC}$$

в пределе ( $RC = T_{\text{п.х}}$ ) может быть получен весьма близким к единице (практически, с учетом минимального остаточного напряжения на коллекторе транзистора  $T$ , около 0,85—0,9).

Коэффициент нелинейности согласно выражению (4-57)

$$k_{\text{нл}} = T_{\text{п.х}}/\tau + T_{\text{п.х}}/\tau^*.$$

*Обратный ход.* С поступлением на базу транзистора  $T_1$  управляющего импульса начинается обратный ход, который можно расчленить на три фазы: разряд конденсатора  $C$  под действием тока  $I_p = I_{\text{кл}} - E/R$ , транзистор  $T$  все еще открыт, диод  $D$  закрыт; дозаряд конденсатора  $C^*$  по цепи  $D-R_0$ , который начинается, как только напряжение  $u_c$  уменьшится настолько, что установится соотношение  $u_{\text{вых}} + u_{c^*} \leq E - U_d$ , при котором открывается диод и почти сразу же закрывается транзистор  $T$ ; нелинейный заряд конденсатора  $C$  от источника  $E$  по цепи  $D-R$  с момента запириания транзистора  $T_1$  и до момента отпириания транзистора  $T$ .

На протяжении прямого хода и первой фазы обратного хода  $T'_{\text{о.х}}$  конденсатор  $C^*$  разряжается примерно постоянным током  $i_R \approx E/R$ , так что максимальное изменение напряжения между его обкладками

$$\Delta U_{C^*} = \frac{T_{\text{п.х}} + T'_{\text{о.х}}}{C^*} \frac{E}{R} \approx \frac{T_{\text{п.х}} E}{RC^*}.$$

Очевидно, что в момент отпирания диода  $D$  напряжение  $u_{\text{вых}} \approx \Delta U_{C^*}$ . Следовательно, за время  $T'_{0.x}$  конденсатор  $C$  разряжается на величину  $\Delta U_C \approx U_C - \Delta U_{C^*}$ , откуда с учетом выражения (4-62) длительность первой фазы

$$T'_{0.x} \approx \left(1 - \frac{C}{C^*}\right) \frac{E}{I_{\text{кл}} R} T_{\text{п.х.}}$$

Во время второй фазы  $T''_{0.x}$  конденсатор  $C^*$  должен восстановить эту потерю напряжения, заряжаясь через открытый диод  $D$  с постоянной времени  $(R_3 + r_d) C^* \approx \approx R_3 C^*$  (сопротивление диода  $r_d \ll R_3$ ); этот процесс заканчивается за время

$$T''_{0.x} \approx (4,6) R_3 C^*.$$

Таким образом, минимально необходимая длительность управляющего импульса  $T_{\text{имп}} = T'_{0.x} + T''_{0.x}$ .

По окончании действия этого импульса транзистор  $T_1$  запирается. Если бы одновременно разрывалась и цепь диода  $D$ , то транзистор  $T$  немедленно оказывался бы открытым, причем на его эмиттере возникал бы отрицательный скачок напряжения  $-U_{30} \approx -U'_{30}$ , соответствующий нулевому напряжению на базе ( $u_C = 0$ ) и заданному току  $I_{C0}$ . В действительности, однако, диод  $D$ , остается открытым, и напряжение  $u_{\text{вых}}$  удерживается равным нулю до тех пор, пока напряжение на конденсаторе в процессе его заряда по цепи  $D-R$  не становится примерно равным  $U'_{30}$ . Лишь с этого момента с задержкой во времени

$$\Delta T_3 \approx \frac{U'_{30}}{E} RC$$

относительно заднего фронта управляющего импульса транзистор  $T$  отпирается и напряжение  $u_{\text{вых}}$  начинает линейно нарастать (рис. 4-27, а). Соответственно полная длительность обратного хода выходного напряжения  $T_{0.x} = T'_{0.x} + T''_{0.x} + \Delta T_3$ .

Задержка увеличивается, если  $T'_{0.x} < T_{\text{имп}} < T'_{0.x} + T''_{0.x}$ . Тогда к моменту запираения транзистора  $T_1$  эмиттерный повторитель  $T$  будет закрыт экспоненциально уменьшающимся отрицательным напряжением  $u_{R_3} = u_{\text{вых}}$  на сопротивлении  $R_3$ , создаваемым током дозаряда конденсатора  $C^*$ .

Откроется транзистор  $T$  лишь при напряжении на конденсаторе  $u_C = U'_{30} + U_{R_3} |_{\Delta T'_3}$ , т. е. спустя время  $\Delta T'_3 > \Delta T_3$  (рис. 4-27, б).

Для уменьшения задержки проще всего включить последовательно с конденсатором  $C$  цепочку  $R'-D'$ , создав в момент запираания транзистора  $T_1$  скачок напряжения  $U_{R'} \geq U'_{э0}$  на базе транзистора  $T$ . Этот эффект проиллюстрирован на рис. 4-27, в.

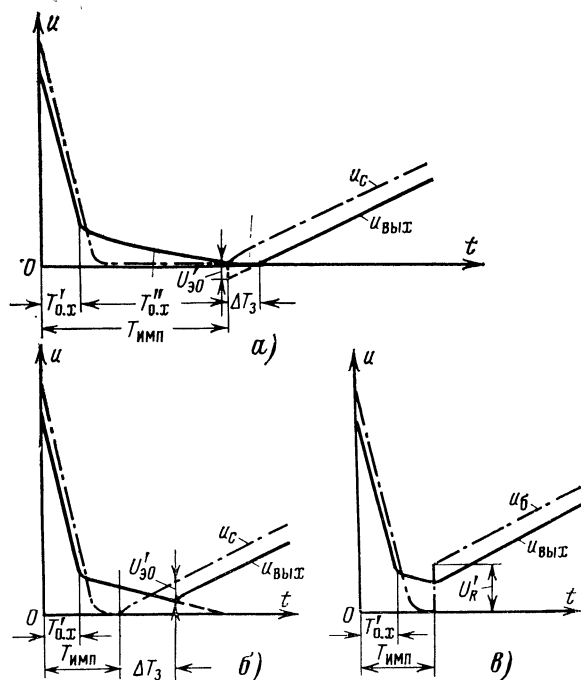


Рис. 4-27. Диаграммы напряжений  $u_c$  и  $u_{вых}$  в схеме на рис. 4-25 для случаев  $T_{имп} = T'_{о.х} + T''_{о.х}$  (а) и  $T_{имп} < T'_{о.х} + T''_{о.х}$  при отсутствии (б) и наличии (в) скачка напряжения  $U_{R'}$ .

Для уменьшения времени  $T''_{о.х}$  применяется несколько методов.

1. Параллельно эмиттерному переходу транзистора  $T$  включают диод  $D_1$  (показан пунктиром на рис. 4-25), по окончании разряда конденсатора  $C$  этот диод отпирается (при открытом транзисторе  $T$  он заперт напряжением на его эмиттерном переходе), и ток  $I_{кл}$  начинает поступать в конденсатор  $C^*$ . В этом случае время  $T''_{о.х} \approx \Delta U_{C^*} C^* / I_{кл} \approx T'_{о.х}$ .

2. Параллельно резистору  $R_3$  (можно даже вместо него) включают дополнительный ключевой каскад  $T_2$ ; при этом основной ключевой каскад  $T_1$  принципиально необязателен — разряд конденсатора  $C$  будет осуществляться через открытый эмиттерный переход транзистора  $T$ .

3. Подключают резистор  $R_3$  к дополнительному источнику  $E_0$ . Эта мера (если  $E_0 \gg \Delta U_{C^*}$ ) позволяет существенно увеличить начальный ток дозаряда конденсатора  $C^*$ , который становится равным  $(\Delta U_{C^*} + E_0)/R_3$  (вместо  $\Delta U_{C^*}/R_3$ ); при этом (как показано в работе [Л. 11])

$$T''_{0.x} \approx \frac{E}{E_0} \frac{R_3}{R} T_{п.х},$$

откуда необходимое при заданной длительности  $T''_{0.x}$  напряжение

$$E_0 \approx \frac{R_3}{R} \frac{T_{п.х}}{T''_{0.x}} E = E_{ном}.$$

Существенно, что все время  $T''_{0.x}$  транзистор  $T$  остается закрытым, лишь в конце этого отрезка, когда напряжение на его эмиттере становится примерно равным нулю (точнее,  $-U'_{30}$ ), транзистор отпирается, благодаря чему устраняется и задержка  $\Delta T_3$ . Теперь в начале прямого хода его эмиттерный ток

$$I_{30} = I_{C0} + \frac{E_0}{R_3} = \left(1 + \frac{T_{п.х}}{T''_{0.x}}\right) I_{C0} \gg I_{C0}.$$

Отсюда следует, что рассматриваемый метод приемлем лишь при сравнительно малом токе  $I_{C0}$ . Вместе с тем в тех случаях, когда этот ток меньше 100—150 мка, увеличение тока  $I_{30}$  желательно: чем меньше эмиттерный ток, тем больше сопротивление  $r^*_{30}$  (у маломощных кремниевых транзисторов при указанных значениях  $I_{30}$  сопротивление эмиттера достигает сотен ом), тем существеннее отличается от единицы коэффициент усиления  $K_u$ , вследствие чего пилообразное напряжение в начале  $T_{п.х}$  имеет повышенную нелинейность.

Поэтому на практике иногда ограничиваются использованием напряжения  $E_0 < E_{ном}$  (главным образом, в целях получения необходимого тока  $I_{30}$ ) в сочетании с каким-либо другим способом снижения времени  $T''_{0.x}$ . Отметим, что увеличение тока  $I_{30}$  может быть достиг-

нуто и созданием начального скачка напряжения на базе транзистора  $T$  с помощью резистора  $R'$ .

**Стабильность.** В рассматриваемой схеме ГПН токи  $I_{к0}$  транзисторов  $T$  и  $T_1$  взаимно компенсируют друг друга. Пренебрегая остаточной разностью этих токов, можно рассчитывать нестабильность размаха выходного напряжения по формуле (4-48); с учетом зависимостей  $K_u$  от  $r_{э}^*$  и  $E_{экв}^*$  от  $U_d$  и  $U'_{э0}$  [см. формулы (4-60) и (4-61)]:

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx -\frac{r_{э}^*}{R_э} \Delta \bar{I}_{э}^* - \frac{U_d}{E} \Delta U_d - \frac{U'_{э0}}{E} \Delta U'_{э0} - \Delta \bar{C}.$$

В случае  $R_э \gg r_{э}^*$  и  $U_d \ll E \ll U'_{э0}$

$$\Delta \bar{U}_{\text{вых}} \approx -\Delta \bar{C}$$

— размах выходного напряжения, как и в ГПН с простой интегрирующей цепью, практически не зависит от изменения параметров транзисторов.

Нестабильность начального уровня выходного напряжения обусловлена разностью приращений напряжений  $U_{к.нас1}$  и  $U'_{э0}$ ; при использовании в обоих каскадах ( $T_1$  и  $T$ ) кремниевых транзисторов  $\Delta U_{\text{вых}0} \approx (0,6 \div 0,7) \Delta U'_{э0}$ .

Нестабильность коэффициента нелинейности при изменении емкостей конденсаторов  $C$  и  $C^*$ , а также коэффициента  $\beta$  транзистора  $T$

$$\Delta k_{нл} = -\frac{T_{п.х}}{\tau} (\Delta \bar{C} + \Delta \bar{\beta}) - \frac{T_{п.х}}{\tau^*} \Delta \bar{C}^*.$$

**Модификации основной схемы.** Основными достоинствами ГПН на рис. 4-25 являются малое выходное сопротивление ( $r_{\text{вых}} \approx r_{э}^*$ ), что облегчает его согласование с последующими каскадами ГР, независимость размаха пилообразного напряжения от коэффициента усиления по току  $\beta$  транзистора  $T$ , близкий к единице коэффициент  $\xi$ .

Вместе с тем эта схема имеет и ряд недостатков: длительность обратного хода в ней больше, чем в других, уже рассмотренных типах ГПН; сравнительно велик и коэффициент нелинейности (практически в пределах 5—10%), что объясняется, в первую очередь, конечным (порядка  $10^5$  ом) входным сопротивлением эмиттерного повторителя. Особенно усложняется задача получения малого коэффициента  $k_{нл}$  на частотах  $f < 50$  гц, где уже практически не удается иметь емкость  $C^* \gg C$  (или  $C^* \gg T_{п.х}/R$ ).

Существует ряд модификаций рассмотренной схемы, где более или менее эффективно устранены указанные недостатки.

Уменьшение длительности обратного хода (точнее, ее составляющей  $T''_{о.х}$ ) без всякого усложнения основной схемы может быть достигнуто, если ключевой и усилительный каскады выполнить на транзисторах различной проводимости (рис. 4-28). Схема на рис. 4-28, а

является генератором линейно возрастающего напряжения, схема на рис. 4-28,б — линейно уменьшающегося (в ней конденсатор  $C$  во время обратного хода заряжается через ключевой транзистор  $T_1$ , а во время прямого — перезаряжается током разряда конденсатора  $C^*$ ). Дозаряд конденсатора  $C^*$  в обеих схемах осуществляется через выходное сопротивление эмиттерного повторителя  $r_{*э} \ll R_э$ , благодаря чему и достигается существенное уменьшение времени  $T''_{ох}$ .

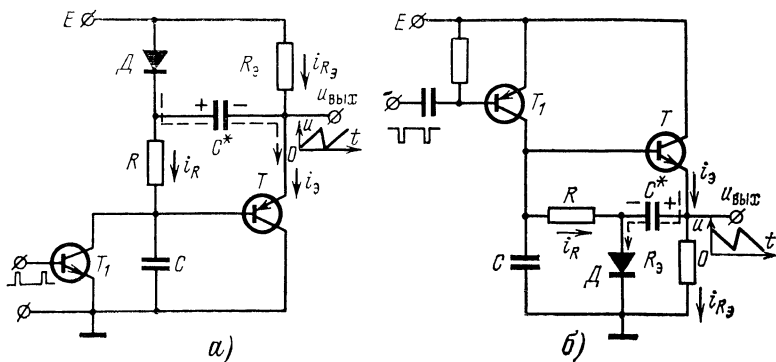


Рис. 4-28. Варианты классической схемы ГПН с коротким обратным ходом: генераторы линейно возрастающего (а) и линейно уменьшающегося (б) напряжения.

Отметим, однако, что коэффициент использования питающего напряжения в этих схемах меньше, чем в основной (рис. 4-25). В ГПН на рис. 4-28,а максимальное напряжение на выходе лимитировано величиной

$$U_{\text{вых. макс}} = \left(1 - \frac{R_э}{R}\right) E;$$

при  $u_C \approx U_{\text{вых. макс}}$  эмиттерный ток транзистора  $T$   $i_э = i_{R_э} - i_R$  уменьшается до нуля и на выходе ГПН возникает отсечка.

То же самое происходит и в схеме на рис. 4-28,б, если

$$u_C \approx U_{\text{вых. мин}} = \frac{R_э}{R} E.$$

В обоих случаях предельный коэффициент  $\xi_{\text{макс}} \approx 1 - R_э/R$ .

Наиболее распространенные методы снижения нелинейности — использование дополнительной интегрирующей  $RC$ -цепи по аналогии с тем, как это сделано в схеме на рис. 4-14, и составного эмиттерного повторителя — для повышения входного сопротивления усилителя ГПН (подобные схемы подробно рассмотрены в работах [Л. 10, 11]). С этой же целью еще более целесообразно заменить эмиттерное сопротивление  $R_э$  транзисторным генератором постоянного тока — каскад  $T'$  на рис. 4-29. Благодаря большому (сотни килоом) выходному сопротивлению этого каскада входное сопротивление эмиттерного повторителя и его коэффициент усиления по напряжению достигают предельных значений:  $r_{вх} = r_K$ ,  $K_u = 1$ . При этом коэффициент нелинейности  $k_{нл} \approx T_{п.х}/(RC^*)$ .



Все эти меры, однако, не решают проблемы применения ГПН с положительной обратной связью на низких частотах. В этом плане наиболее радикальным методом является замена конденсатора  $C^*$  стабилитроном  $D_{\text{стаб}}$  [Л. 38—40], например, как это сделано в схеме на рис. 4-30. В отличие от источника незаземленной э. д. с. ( $E^*$ ) в эквивалентной схеме на рис. 4-22 через стабилитрон протекает не постоянный ток  $i_R \approx I_{C0}$ , а переменный ток

$$i_{\text{стаб}} = i_{R1} - i_R \approx \frac{E - (u_C + E_{\text{стаб}})}{R_1} - I_{C0}. \quad (4-63)$$

Сопротивление  $R_1$  должно выбираться с таким расчетом, чтобы максимальное и минимальное значения этого тока не выходили за

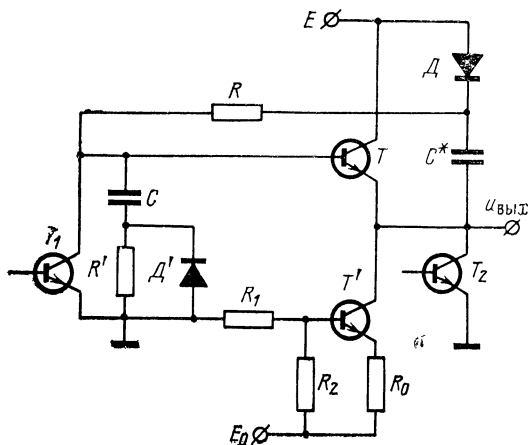


Рис. 4-29. Вариант классической схемы ГПН с генератором постоянного тока.

пределы допустимых значений токов стабилизации  $I_{\text{стаб.макс}}$  и  $I_{\text{стаб.мин}}$ ; соответственно

$$\frac{E - (U_C + E_{\text{стаб}})}{I_{C0} + I_{\text{стаб.мин}}} \geq R_1 \geq \frac{E - E_{\text{стаб}}}{I_{C0} + I_{\text{стаб.макс}}}. \quad (4-64)$$

В выражениях (4-63) и (4-64) значения  $I_{C0}$ ,  $u_C$  и  $U_C$  определяются по формулам (4-45), (4-46) и (4-49), где  $E^* = E_{\text{стаб}}$ , а  $E^*_{\text{экв}} = E_{\text{стаб}} - U'_{\text{э0}}$ ;  $K_u = 1$ ;  $r_{\text{вх}} = \beta R_0$ ;  $r_{\text{вых}} = r^*_{\text{э}} \ll R$ :

$$u_C = \beta \frac{R_0}{R} (E_{\text{стаб}} - U'_{\text{э0}}) \left( 1 - e^{-\frac{t}{\beta R_0 C}} \right);$$

$$U_C = \frac{T_{\text{п.х}}}{RC} (E_{\text{стаб}} - U'_{\text{э0}});$$

$$I_{C0} = \frac{E_{\text{стаб}} - U'_{\text{э0}}}{R}.$$

Источник эмиттерного смещения  $E_0$  играет в этой схеме существенную роль. При его отсутствии в начале прямого хода ( $t=0$ ,  $u_C=0$ ) через стабилитрон потечет ток

$$I_{\text{стаб0}} = \frac{ER - E_{\text{стаб}}(R + R_1)}{R_0 R + R_0 R_1 + R R_1},$$

который создаст на сопротивлении  $R_0$  запирающее транзистор падение напряжения  $I_{\text{стаб0}} R_0$ . Можно показать, что транзистор  $T$  откроет-

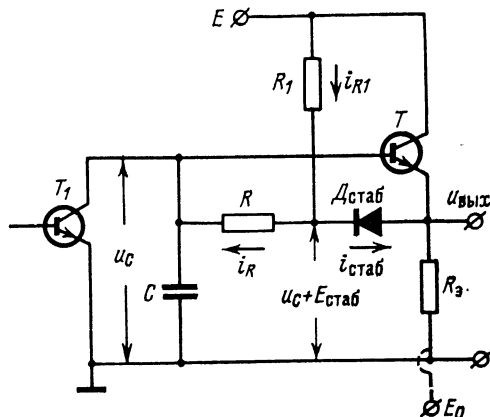


Рис. 4-30. Вариант классической схемы ГПН со стабилитроном.

ся, лишь когда напряжение на конденсаторе (все это время он будет нелинейно заряжаться) достигнет величины

$$U'_C = \frac{R_0^2}{R_0^2 + R_1^2} \left( E - \frac{R^2 + R_1^2}{R^2} E_{\text{стаб}} \right) + U'_{\text{э0}}.$$

В результате напряжение на выходе ГПН во время  $T_{\text{п.х}}$  будет возрастать по линейному закону со значительной временной задержкой относительно заднего фронта синхросигнала. Во избежание такого явления необходимо напряжение

$$E_0 \geq \frac{R_0}{R_1} (E - E_{\text{стаб}}).$$

Достоинством ГПН со стабилитроном является не только возможность его применения на низких частотах, но и меньшая, чем в классической схеме, длительность обратного хода: вторая фаза восстановления отсутствует ( $T''_{\text{о.х}}=0$ ).

Все это достигается, однако, ценой худшего использования питающего напряжения: здесь коэффициент  $\xi_{\text{макс}} \approx 1 - E_{\text{стаб}}/E$ .

С этой точки зрения желательно использовать стабилитроны с возможно меньшим напряжением  $E_{\text{стаб}}$  (КС133А, КС139А и т. п.). Однако у таких стабилитронов сравнительно велико (порядка 100 ом) динамическое сопротивление, что отрицательно сказывается на линейности: относительное изменение напряжения на стабилитроне во время  $T_{\text{п.х}}$  приводит к пропорциональному увеличению коэффициента  $k_{\text{н.л.}}$ . Кроме того, при выборе стабилитрона необходимо учитывать и его ТКН, от величины и знака которого зависит нестабильность размаха выходного напряжения:

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx \Delta E_{\text{стаб}} - \frac{U'_{\text{эо}}}{E_{\text{стаб}}} \Delta U'_{\text{эо}} - \Delta C.$$

**Схемы с регулируемым коэффициентом усиления.** Наиболее эффективным методом коррекции нелинейности в ГПН с ПОС является замена эмиттерного повторителя усилителем с регулируемым коэффициентом усиления по напряжению  $K_u \geq 1$ . Таким свойством обладает двухкаскадный усилитель  $T_I - T_{II}$  на рис. 4-15, имеющий (как показывает анализ)

$$K_u \approx 1 + \frac{R_{\pi}}{R_0} - \frac{\left(1 + \frac{R_{\pi}}{R_{\text{св}}}\right) r_{\text{эI}}^*}{\alpha_I \beta_{II} R_0}. \quad (4-65)$$

Практически

$$1 > \frac{R_{\pi}}{R_0} \gg \frac{\left(1 + \frac{R_{\pi}}{R_{\text{св}}}\right) r_{\text{эI}}^*}{\alpha_I \beta_{II} R_0},$$

так что для инженерных расчетов (исключая расчет стабильности) можно пользоваться упрощенной формулой

$$K_u \approx 1 + \frac{R_{\pi}}{R_0}. \quad (4-65a)$$

Регулирование коэффициента усиления при наличии цепи ПОС эквивалентно изменению полной входной проводимости усилителя  $g_{\Sigma}$  [формула (4-31)], где сопротивление  $R_{\text{св}}$  тождественно зарядному сопротивлению  $R$  в схеме на рис. 4-22. Нетрудно убедиться, что при  $K_u = K_{\text{уопт}} = 1 + R/r_{\text{вх}}$  (где  $r_{\text{вх}} \approx \beta_I \beta_{II} R_0$ ) проводимость  $g_{\Sigma} = 0$ . Имея коэффициент  $K_u > 1$ , в принципе можно корректировать нелинейность пилообразного напряжения (величину  $g_{\Sigma}$ ) изменением сопротивления  $R = R_{\text{св}}$ , как это и делалось в схеме на рис. 4-15. Однако в ГПН с ПОС такая коррекция невыгодна, поскольку в обратной пропорциональной зависимости от сопротивления  $R$  находятся ток  $I_{\text{с0}}$  и размах напряжения  $U_{\text{с}}$ .

Пользуясь выражением (4-65), установим зависимость коэффициента усиления по напряжению от приращений параметров транзисторов  $T_I$  и  $T_{II}$  ( $\alpha_I$ ,  $\beta_{II}$ ,  $r_{эI}^*$ ):

$$\Delta \bar{K}_u \approx \frac{\left(1 + \frac{R_d}{R}\right) r_{эI}^*}{\beta_{II}(R_d + R_0)} (\Delta \bar{\alpha}_I + \Delta \bar{\beta}_{II} - \Delta \bar{r}_{эI}^*), \quad (4-66)$$

причем составляющей  $\Delta \bar{\alpha}_I = \Delta \bar{\beta}_I / \beta_I$  практически можно пренебречь. Как видно из полученного выражения, выгодно иметь:

$$R_d \ll R; \beta_{II}(R_d + R_0) \gg r_{эI}^*. \quad (4-67)$$

*Генератор пилообразного напряжения с конденсатором  $C^*$ .* В практическом варианте ГПН с конденсатором  $C^*$  (рис. 4-31), работающем на частоте  $f=50$  гц ( $T_{п.х} = 19$  мсек), коэффициенты  $\beta_I \approx \beta_{II} \approx 20$ , входное сопро-

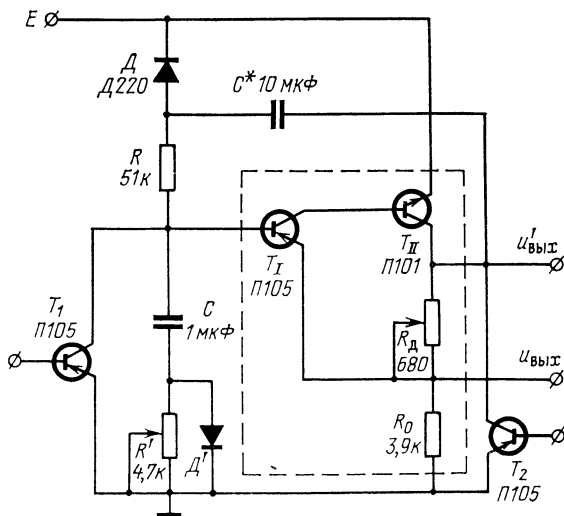


Рис. 4-31. Принципиальная схема ГПН с регулируемым коэффициентом усиления  $K_u$  и накопительным конденсатором.

тивление  $r_{вх} \approx 0,9$  Мом (в тех случаях, когда  $\beta_I \beta_{II} R_0 \gg 5 \cdot 10^5$  ом, следует учитывать шунтирующее действие сопротивления коллекторного перехода  $r_{кI} \approx 1 \div 3$  Мом). Согласно выражениям (4-58) и (4-55)  $k_{нл.мин} \approx 0,05\%$  при  $K_{уопт} \approx 1,16$ .

Для сравнения, используя в ГПН на рис. 4-25 составной эмиттерный повторитель на транзисторах одностипной проводимости ( $T_I$  и  $T_{II}$  — П105) с входным сопротивлением того же порядка, что и у схемы на рис. 4-31, и коэффициентом  $K_u \approx 1$ , при тех же значениях  $R$ ,  $R_0 = R_0$ ,  $C$  и  $C^*$ , согласно (4-57) получим  $k_{нл} \approx 6,3\%$ . Таким образом, уменьшение коэффициента усиления всего лишь на 16% привело к увеличению нелинейности более чем в 100 раз (!). Такая критичность зависимости  $k_{нл}$  от  $K_u$ , конечно, является недостатком ГПН с ПОС,

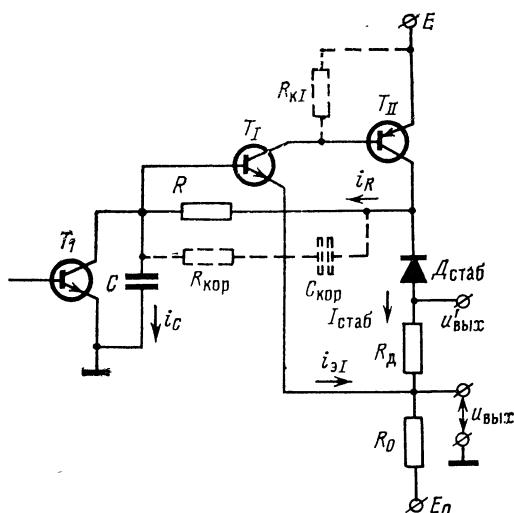


Рис. 4-32. Схема ГПН с регулируемым коэффициентом усиления и стабилизатором.

тем более что в условиях эксплуатации могут изменяться отношения  $R/r_{вх}$  и  $C/C^*$ , а стало быть, и требуемая величина  $K_{уопт}$ . (Этот недостаток присущ всем схемам коррекции нелинейности с помощью положительной обратной связи по напряжению.) Поэтому для обеспечения минимального температурного приращения коэффициента нелинейности все же желательно иметь исходные значения  $R/r_{вх}$  и  $C/C^*$  возможно меньшими.

Пилообразное напряжение в рассматриваемой схеме можно снимать как с эмиттера транзистора  $T_I$  ( $u_{вх}$ ), так и с коллектора транзистора  $T_{II}$  ( $u'_{вых}$ ). В последнем случае, однако, размах напряжения на выходе  $U'_{вых} =$

$=K_u U_{\text{вых}}$  зависит от регулировки линейности (величины коэффициента  $K_u$ ).

*Генератор пилообразного напряжения со стабилизатором.* При использовании в качестве батареи  $E^*$  стабилизатора последний может быть включен непосредственно в цепь коллектора транзистора  $T_{II}$  — рис. 4-32 [Л. 41]. В этом случае ток через стабилизатор минимален в начальный момент времени  $T_{п.х.}$ ; отсюда требуемая величина  $E_0 = I_{\text{стаб.мин}} R_0$ , соответственно максимальное значение тока  $I_{\text{стаб.макс}} = (E_0 + U_C) / R_0$ . Существенно, что в отличие от схемы на рис. 4-30 величина динамического сопротивления стабилизатора  $r_{\text{стаб}}$  здесь практически не влияет на нелинейность: это сопротивление просто добавляется к сопротивлению  $R_d$ , которое на величину  $r_{\text{стаб}}$  должно быть уменьшено.

Для большинства маломощных стабилизаторов (Д814, Д818 и др.) ток  $I_{\text{стаб.мин}} = 1 \div 3 \text{ ма}$ . Такой ток вполне достаточен для нормальной работы транзистора  $T_{II}$ , однако начальный ток транзистора  $T_I$   $I_{эI0} \approx I_{\text{стаб.мин}} / \beta_{II}$  может оказаться чрезмерно малым (десятки микроампер), что приведет к чрезмерному падению коэффициента усиления  $\beta_I$  и увеличению сопротивления  $r_{эI}^*$ , а следовательно, к повышенной неустойчивости  $\Delta \bar{K}_u$ . Для увеличения этого тока до величины  $I_{эI\text{мин}}$ , при которой указанные явления носят еще допустимый характер (100—200 мка), целесообразно включать в коллектор транзистора  $T_I$  сопротивление

$$R_{KI} = \frac{U'_{э0 II} + I_{\text{стаб.мин}} r_{э II}^*}{I_{э I \text{ мин}} - \frac{I_{\text{стаб.мин}}}{\beta_{II}}}.$$

В рассматриваемой схеме эквивалентное значение напряжения

$$E^*_{\text{экв}} = E_{\text{стаб}} + U_0 - U'_{э0 I},$$

где

$$U_0 = \frac{R_d}{R_0} E_0.$$

Полная неустойчивость размаха выходного напряжения, подсчитанная по формуле (4-48) с учетом (4-65), а также приращения напряжения  $E^*_{\text{экв}}$ :

$$\Delta U_{\text{вых}} \approx \frac{\left(1 + \frac{R_d}{R}\right) r_{э I}^*}{\beta_{II} (R_d + R_0)} (\Delta \bar{\beta}_{II} - \Delta \bar{r}_{э I}^*) +$$

$$+ \frac{\Delta E_{\text{стаб}}}{1 + (U_0 - U'_{\text{э0}})/E_{\text{стаб}}} - \frac{U'_{\text{э0I}}}{U_{\text{стаб}} + U_0} \Delta U'_{\text{э0I}} - \Delta \bar{U}. \quad (4-68)$$

Приращение коэффициента нелинейности вследствие температурного изменения полной входной проводимости усилителя  $g_{\Sigma}$  оценивается по формуле

$$\Delta k_{\text{нл}} = \frac{T_{\text{н.к}}}{C} \Delta g_{\Sigma}, \quad (4-69)$$

где

$$\Delta g_{\Sigma} = \frac{r_{\text{эI}}^*}{\beta_{\text{II}} R_0^2} \Delta r_{\text{эI}}^* - \frac{\Delta \beta_{\text{I}}}{\beta_{\text{I}} \beta_{\text{II}} R_0} - \left( \frac{r_{\text{эI}}^*}{R_0} + \frac{1}{\beta_{\text{I}}} \right) \frac{\Delta \beta_{\text{II}}}{\beta_{\text{II}} R_0}. \quad (4-70)$$

Благодаря возможности эффективно корректировать нелинейность пилообразного напряжения, в том числе и связанную с абсорбцией в зарядно-разрядном конденсаторе (цепочка  $R_{\text{кор}} C_{\text{кор}}$  на рис. 4-32), рассматриваемая схема с успехом используется на очень низких частотах развертки (вплоть до сотых долей герца). В немалой степени этому способствует и то обстоятельство, что величина тока  $I_{C0}$  здесь в отличие от ГПН с токостабилизирующим двухполюсником и, как мы увидим в дальнейшем, с ООС не определяет коллекторный (эмиттерный) ток транзисторов усилителя ГПН. Это позволяет в отдельных случаях идти на уменьшение тока  $I_{C0}$  до нескольких десятков микроампер, компенсируя возрастающее влияние сопротивления утечки конденсатора  $C$  увеличением коэффициента усиления  $K_u$ . Так, используя электролитический конденсатор ЭТО-2-25-300 с током утечки 1—2 мка, можно при токе заряда  $I_{C0} = 30$  мка получить пилообразное напряжение размахом 15 в, длительностью 150 сек.

Основной недостаток схемы на рис. 4-32 — низкий коэффициент использования питающего напряжения; из-за падения напряжения на сопротивлении  $R_d$  коэффициент  $\xi$  здесь даже ниже, чем в схеме на рис. 4-30:

$$\xi_{\text{макс}} \approx 1 - \frac{E_{\text{стаб}}}{E} - \frac{R_d}{R_0} \frac{E_0 + U_C}{E}.$$

*Генератор пилообразного напряжения без специального источника  $E^*$ .* До сих пор мы рассматривали усилитель  $T_I - T_{II}$  с делителем  $R_d - R_0$  лишь как устройство для коррекции нелинейности. Возможно, однако, использовать эту же схему и непосредственно для формирования пилообразного напряжения, притом без какого бы

то ни было специального источника  $E^*$  — конденсатора  $C^*$  или стабилитрона  $D_{\text{стаб}}$  (рис. 4-33). Роль этого источника может выполнять напряжение  $U_0$ , создающее в начале прямого хода (когда  $u_c=0$ ) ток через сопротивление  $R$

$$I_{R0} = \frac{R_{\pi}}{R_0 R_{\pi}} E_0. \quad (4-71)$$

С учетом падения напряжения  $U'_{\text{э0I}}$  фактическое напряжение  $E^*_{\text{экв}}$  в схеме на рис. 4-33

$$E^*_{\text{экв}} = \frac{R_{\pi}}{R_0} E_0 - U'_{\text{э0I}}, \quad (4-72)$$

а начальный ток заряда конденсатора

$$I_{C0} = \frac{(R_{\pi}/R_0) E_0 - U'_{\text{э0I}}}{R}. \quad (4-73)$$

По мере заряда ток  $i_R$  возрастает, так как приращение напряжения на конденсаторе  $\Delta u_c$  вызывает в  $K_u$  раз

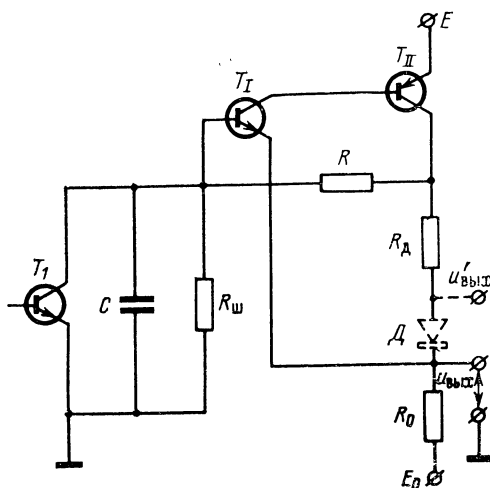


Рис. 4-33. Схема ГПН без специального источника напряжения  $E^*$ .

большее приращение напряжения на другом конце резистора  $R$ . Для того чтобы ток  $i_c$  продолжал оставаться неизменным (равным  $I_{C0}$ ), параллельно конденсатору включается резистор  $R_{\text{ш}}$ .



Таким образом ГПН на рис. 4-33 уподобляется схеме на рис. 4-15 (но без генератора тока  $E/R$ ); его работа во время  $T_{п.х}$  характеризуется уравнениями (4-30) — (4-34), в которых  $E/R=0$ ,  $R_{св}=R$ , а  $R=R_{ш}$ .

Нестабильность  $\Delta U_{вых}$  в рассматриваемой схеме определяется по формуле (4-68), в которой  $E_{стаб}=\Delta \bar{E}_{стаб}=0$ , нестабильность  $k_{нл}$  — по формулам (4-69) и (4-70).

Для компенсации нестабильности напряжения  $U'_{э0}$  последовательно с сопротивлением  $R_d$  можно включить диод  $D$ , тогда приращения напряжений  $U'_{э0}$  и  $U_d$  будут взаимно компенсировать друг друга, вследствие чего

$$\Delta U_{вых} \approx \frac{\left(1 + \frac{R_d}{R}\right) r_{эI}^*}{\beta_{II}(R_d + R_0)} (\Delta \bar{\beta}_{II} - \Delta \bar{r}_{эI}^*) - \Delta \bar{C}. \quad (4-74)$$

Эта же мера в 5—10 раз ослабляет и температурное изменение начального уровня выходного напряжения

$$U_{вых0} = U_{к.нас1} - U'_{э0I} + U_d \approx U_{к.нас1}. \quad (4-75)$$

В тех случаях, когда нестабильность  $\Delta \bar{U}_{вых}$  в основном обусловлена отрицательным ТКЕ зарядно-разрядного конденсатора, целесообразно включить 1—2 диода последовательно с резистором  $R$ .

Предельный коэффициент  $\xi$  в ГПН на рис. 4-33 выше, чем в схеме со стабилизатором (рис. 4-32):

$$\xi_{\max} \approx 1 - \frac{R_d}{R_0} \frac{E_0 + U_C}{E}. \quad (4-76)$$

#### 4-6. ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНОГО НАПЯЖЕНИЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

**Развернутая эквивалентная схема.** В развернутом виде эквивалентная схема генератора линейно уменьшающегося напряжения — наиболее распространенный вид ГПН с ООС — для отрезка времени прямого хода представлена на рис. 4-34,а; здесь  $K_i$ ,  $r_{вх}$ ,  $r_{вых}$  — коэффициент усиления по току, входное и выходное сопротивления усилителя ГПН при разомкнутом кольце ОС.

Исходя из очевидных соотношений

$$E_0 = i_R R + u_{вх}; \quad u_{вых} = u_{вх} + u_C; \quad u_C = U_{C0} - \Delta u_C;$$

$$i_C = i_R - i_{вх} = K_i i_{вх} - i^* - i_{н},$$

составим основное уравнение для тока конденсатора:

$$i_C = \frac{K_i + \frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{вых}\Sigma}}}{\gamma} \frac{E_0}{R} + \frac{1 + \frac{r_{\text{вх}}}{R}}{\gamma r_{\text{вых}\Sigma}} (U_{C0} + \Delta u_C),$$

где

$$\Delta u_C = \frac{1}{C} \int_0^{T_{\text{п.х}}} i_C dt = U_C;$$

$$r_{\text{вых}\Sigma} = \frac{r_{\text{н}} r_{\text{вых}}}{r_{\text{н}} + r_{\text{вых}}};$$

$$\gamma = 1 + K_i + \left(1 + \frac{R}{r_{\text{вых}\Sigma}}\right) \frac{r_{\text{вх}}}{R}$$

— коэффициент, характеризующий глубину ООС.

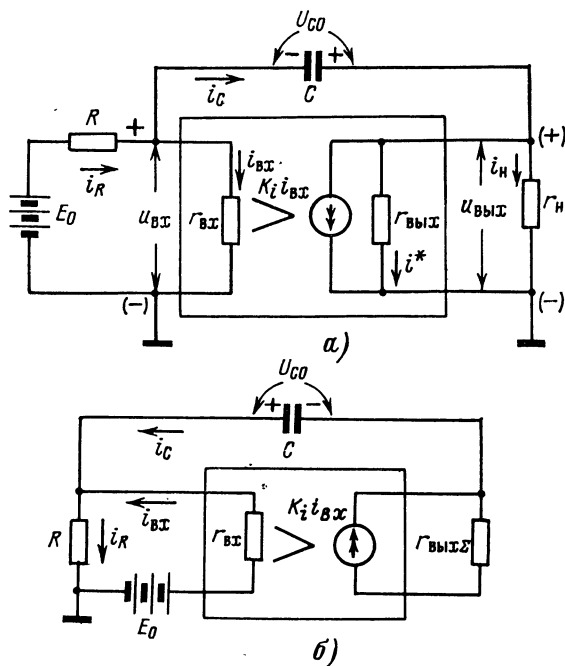


Рис. 4-34. Развернутые эквивалентные схемы генераторов линейно уменьшающегося (а) и линейно возрастающего (б) напряжений с ООС для отрезка времени  $T_{\text{п.х}}$ .

Таким образом, эквивалентная цепь разряда конденсатора  $C$  соответствует схеме на рис. 4-7,а с параметрами:

$$I_{C0} = \frac{K_i + \frac{r_{вх}}{r_{вх \Sigma}}}{\gamma} \frac{E_0}{R} + \frac{1 + \frac{r_{вх}}{R}}{\gamma} \frac{U_{C0}}{r_{вх \Sigma}}; \quad (4-77)$$

$$r_{\Sigma} = \frac{\gamma}{1 + \frac{r_{вх}}{R}} r_{вх \Sigma}. \quad (4-78)$$

Качество работы ГПН тем выше, чем сильнее неравенства:

$$K_i \gg 1; R \gg r_{вх} \ll r_{вх \Sigma}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \gamma &\approx K_i; \\ r_{\Sigma} &\approx K_i r_{вх \Sigma}; \\ I_{C0} &\approx \frac{E_0}{R} + \frac{U_{C0}}{K_i r_{вх \Sigma}}. \end{aligned} \quad (4-79)$$

Обычно  $E_0 \approx U_{C0}$ , а  $R \ll K_i r_{вх \Sigma}$ , так что практически

$$I_{C0} \approx \frac{E_0}{R}. \quad (4-80)$$

Уравнение (4-79) свидетельствует о том, что при одинаковых величинах эквивалентного выходного сопротивления  $r_{вх \Sigma}$  (включая сопротивление внешней нагрузки  $r_n$ ) и прочих равных условиях коэффициент нелинейности в ГПН с ООС в  $K_i$  раз меньше, чем в ГПН с токостабилизирующим двухполюсником. Уравнение (4-80) показывает, что в идеальном случае начальный ток разряда конденсатора не зависит от параметров усилителя.

Напряжение на конденсаторе  $u_C$  определяется по формуле (4-2) с учетом (4-77) и (4-78); во время  $T_{п.х}$  оно уменьшается от начального значения  $U_{C0}$  в пределе до нуля (перезаряд конденсатора в практических схемах не возможен).

Напряжение на входе усилителя

$$u_{вх} = i_{вх} r_{вх} = \frac{r_{вх}}{R + r_{вх}} E_0 - I_{C0} r_{вх \Sigma} + \frac{r_{вх \Sigma}}{r_{\Sigma}} \Delta u_C,$$

где

$$r_{вх \Sigma} = \frac{R r_{вх}}{R + r_{вх}},$$

по мере разряда конденсатора возрастает, однако размах этого напряжения

$$U_{\text{вх}} = \frac{r_{\text{вх} \Sigma}}{r_{\Sigma}} U_C$$

в силу малости отношения  $r_{\text{вх} \Sigma} / r_{\Sigma}$  намного меньше  $U_C$ . Поэтому практически  $u_{\text{вых}} \approx u_C$ , а

$$U_{\text{вых}} \approx U_C \approx \frac{I_{C0} T_{\text{п.х}}}{C}. \quad (4-81)$$

Для получения линейно возрастающего напряжения нужно в схеме на рис. 4-34, а заземлить точку соединения источника  $E_0$  с сопротивлением  $R$ ; для того чтобы при этом сохранить положительную полярность выход-

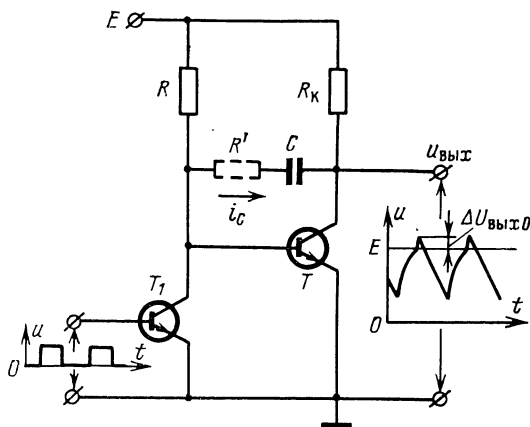


Рис. 4-35. Классическая схема ГПН с ООС.

ного напряжения, нужно дополнительно изменить на обратные полярности напряжений  $E_0$  и  $U_{C0}$  (рис. 4-34, б). Тогда выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = u_R + u_C = E_0 - u_{\text{вх}} + u_C$$

по мере разряда конденсатора (уменьшения напряжения  $u_C$ ) будет возрастать.

**Классическая схема генератора линейно уменьшающегося напряжения.** В наиболее известной («классической») схеме ГПН с ООС (рис. 4-35) усилителем является транзистор  $T$  с динамическими параметрами:

$K_i \approx \beta$ ;  $r_{вх} \approx \beta r_{бэ}^*$ ;  $r_{вых} \approx r_k / \beta$  и статическими:  $U'_{э0}$  и  $I_{к0}$ . Транзистор  $T_1$  — ключевой. Во время обратного хода, когда он открыт входным импульсом, транзистор  $T$  заперт, а конденсатор  $C$  заряжается через сопротивление  $R_k$  до напряжения

$$U_{CT_{0,x}} = U_{C0} = E - I_{к0} R_k - U_{к.наэс1}. \quad (4-82)$$

Во время прямого хода транзистор  $T_1$  закрыт, транзистор  $T$ , напротив, открыт; конденсатор  $C$  разряжается,

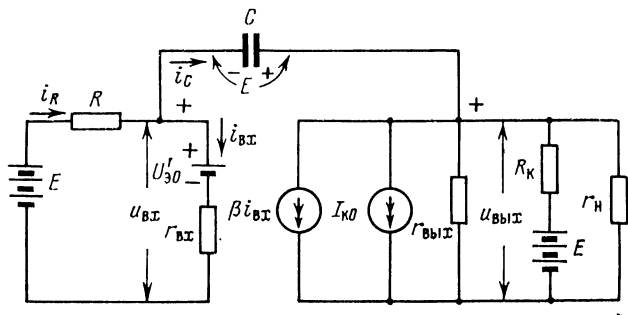


Рис. 4-36. Эквивалентная схема ГПН на рис. 4-35 для отрезка времени  $T_{п.х}$ .

причем источником  $E_0$  является напряжение коллекторного питания  $E$ .

Таким образом, в этой схеме  $U_{C0} \approx E_0 = E$ .

**Соотношения для прямого хода.** Эквивалентная схема ГПН для отрезка времени  $T_{п.х}$  (рис. 4-36) отличается от эквивалентной схемы на рис. 4-34,а наличием во входной цепи усилителя напряжения  $U'_{э0}$ , а в выходной — генератора тока  $I_{к0}$ , сопротивления  $R_k$  и источника  $E$ . С учетом практически выполняемых соотношений:  $r_{вх} \ll R \ll \beta R_k$ ,  $r_{вых} \gg R_k \ll r_n$  эквивалентное сопротивление  $r_{\Sigma} \approx \beta R_k$ , а начальный ток разряда конденсатора

$$I_{C0} \approx I_{к0} + \alpha \frac{E - U'_{э0}}{R}. \quad (4-83)$$

Для большинства расчетов можно дополнительно принять  $\alpha = 1$ ;  $E \gg U'_{э0}$ ;  $I_{к0} \ll E/R$ . Тогда

$$I_{C0} \approx \frac{E}{R}; \quad (4-83a)$$

$$U_c \approx \frac{T_{п.х}}{RC} E;$$

$$\xi \approx \frac{T_{п.х}}{RC}$$

(откуда видно, что при  $RC = T_{п.х}$  коэффициент  $\xi \rightarrow 1$ );

$$k_{нл} \approx \frac{T_{п.х}}{\beta R_K C} = \xi \frac{R}{\beta R_K}. \quad (4-84)$$

Сразу же после отпирания транзистора  $T$  напряжения на его базе и коллекторе скачком увеличиваются на величину

$$\Delta U_0 = U'_{э0} + I_{вх0} r_{вх} \approx U'_{э0} + I_{c0} r_{*э},$$

это явление типично для всех ГПН с ООС. Следовательно, начальное напряжение на выходе ГПН с учетом формулы (4-82)

$$U_{вых0} = U_{c0} + \Delta U_0 = E - I_{к0} R_K - U_{к.нас1} + U'_{э0} + I_{c0} r_{*э};$$

обычно  $U'_{э0} + I_{c0} r_{*э} > I_{к0} R_K + U_{к.нас1}$ , так что  $U_{вых0} > E$ .

Для устранения этого обычно нежелательного скачка последовательно с конденсатором  $C$  включают сопротивление  $R' \geq r_{*э} + U'_{э0}/I_{c0}$ ; во время  $T_{п.х}$  на этом сопротивлении падает практически постоянное напряжение  $I_{c0} R'$ , компенсирующее (или, если это требуется, перекомпенсирующее) напряжение  $\Delta U_{вых0}$ .

*Соотношения для обратного хода.* К моменту окончания прямого хода напряжение на конденсаторе

$$U_{CT_{п.х}} = \left(1 - \frac{T_{п.х}}{RC}\right) U_{c0} \approx (1 - \xi) E.$$

При отпирании транзистора  $T_1$  принципиально возможны два случая.

1. Заданный входным импульсом коллекторный ток этого транзистора

$$I_{к1} \geq \frac{E - U_{CT_{п.х}}}{R_K} \approx \xi \frac{E}{R_K}.$$

При этом транзистор  $T_1$  сразу же оказывается в насыщении, и заряд конденсатора осуществляется от источника  $E$  с постоянной времени  $\tau_{0.х} = R_K C$ . В этом случае длительность обратного хода, необходимая для заряда конденсатора до напряжения  $U_{c0}$ , определяется из уравнения

$$U_{c0} = E \left(1 - e^{-\frac{T_{0.х}}{\tau_{0.х}}}\right) + U_{CT_{п.х}} e^{-\frac{T_{0.х}}{\tau_{0.х}}}.$$

Здесь уже существенно учесть, что реально  $U_{c0} < E$ . Обозначим  $U_{c0} = \xi' E$ , где  $1 \geq \xi' \geq \xi$ . Тогда точное значение  $U_{CT_{п.х}} = (\xi' - \xi) E$  и соответственно

$$U_{c0} = E \left[ 1 - (1 + \xi - \xi') e^{-\frac{T_{о.х}}{\tau_{о.х}}} \right],$$

откуда

$$T_{о.х} = R_k C \ln \left( 1 + \frac{\xi}{1 - \xi'} \right). \quad (4-85)$$

Очевидно, что длительность обратного хода тем меньше, чем меньше коэффициенты  $\xi$  и  $\xi'$ .

2. Коллекторный ток

$$I_{к1} < \xi \frac{E}{R_k},$$

тогда транзистор  $T_1$  войдет в насыщение не сразу, а по прошествии некоторого времени, которое потребуется, чтобы наступило равенство

$$I_{к1} = \frac{E - u_{с(о.х)}}{R_k}.$$

В этом (нетипичном) случае полная длительность обратного хода несколько больше, чем в предыдущем.

*Соотношение между  $k_{нл}$  и  $T_{о.х}$ .* При заданном коэффициенте  $k_{нл}$  согласно выражению (4-84) необходимая постоянная времени

$$R_k C = \frac{T_{п.х}}{\beta k_{нл}}. \quad (4-86)$$

С другой стороны, исходя из формулы (4-85) для длительности обратного хода, необходимо иметь:

$$R_k C = \frac{T_{о.х}}{\ln \left( 1 + \frac{\xi}{1 - \xi'} \right)}. \quad (4-87)$$

Сопоставив выражения (4-86) и (4-87), получим соотношение длительностей обратного и прямого ходов как функцию от коэффициента нелинейности:

$$\frac{T_{о.х}}{T_{п.х}} = \frac{\ln \left( 1 + \frac{\xi}{1 - \xi'} \right)}{\beta k_{нл}}. \quad (4-88)$$

Так, в случае  $\xi \rightarrow 1$  (тем более и  $\xi' \rightarrow 1$ )

$$\frac{T_{о.х}}{T_{п.х}} \approx \frac{4,6}{\beta k_{нл}} \quad (4-89)$$

или

$$k_{нл} \frac{T_{о.х}}{T_{п.х}} \approx \frac{4,6}{\beta}. \quad (4-90)$$

Положив, например,  $\beta=50$ , а  $k_{нл}=0,02$ , получим  $T_{о.х}/T_{п.х} \approx 4,6$  (!). Если же задаться реальным в телевидении отношением  $T_{о.х}/T_{п.х}=0,1$ , то при  $\beta=50$   $k_{нл} \approx 0,94$ , что также недопустимо. В этих условиях трудно получить приемлемый коэффициент нелинейности даже ценой существенного ухудшения коэффициента  $\xi$ ; так, при  $\xi=0,3$ , а  $\xi'=0,95$  величина  $k_{нл} \approx 39\%$  все еще чрезмерно велика.

Несовместимость малого коэффициента нелинейности и короткого обратного хода является основным и весьма серьезным недостатком классической схемы ГПН с ООС, практически исключающим возможность ее применения в телевизионных развертывающих устройствах.

**Стабильность.** Нестабильность размаха выходного пилообразного напряжения определяется из формулы (4-81) с учетом (4-83):

$$\Delta U_{вых} \approx \Delta \bar{\alpha} - \frac{U'_{э0}}{E} \Delta U'_{э0} + \frac{I_{к0}R}{E} \Delta I_{к0} - \Delta \bar{C}.$$

Как всегда, при построении однокаскадных транзисторных усилителей с ООС по току нагрузки желательно применять транзисторы с возможно меньшим током  $I_{к0}$  и возможно большим коэффициентом  $\alpha$ ; кроме того, целесообразно выбирать напряжение  $E \gg U'_{э0}$ ,  $I_{к0}R$ .

Все эти меры способствуют также и стабилизации начального уровня выходного напряжения:

$$\Delta U_{вых0} \approx \frac{U'_{э0}}{E} \Delta U'_{э0} - \frac{I_{к0}R_k}{E} \Delta I_{к0} - \frac{U_{к.нас1}}{E} \Delta U_{к.нас1}.$$

Нестабильность коэффициента нелинейности [выражение (4-84)] зависит от двух параметров: емкости  $C$  и коэффициента  $\beta$ :

$$\Delta k_{нл} = -k_{нл} (\Delta \bar{C} + \Delta \bar{\beta}). \quad (4-91)$$

Поскольку температурные коэффициенты  $C$  и  $\beta$  чаще всего совпадают, суммарное относительное изменение  $(\Delta \bar{C} + \Delta \bar{\beta})$  в практических условиях может достигать 80—100%. Поэтому исходный коэффициент  $k_{нл}$  иногда приходится выбирать с 2—3-кратным запасом относительно предельно допустимого.



**Способы получения короткого обратного хода. Схема с отсекающим диодом.** Наиболее распространенный способ снижения длительности обратного хода основан на уменьшении коэффициента  $\xi' = U_{\text{с макс}}/E$ . В схеме на рис. 4-37 коллектор транзистора  $T$  через диод  $D$  подключен к фиксированному постоянному напряжению  $E_1 < E$ . Пока напряжение на коллекторе  $u_K < E_1$ , диод закрыт; следовательно, на формирование прямого хода он не влияет. Когда же при заряде конденсатора во время  $T_{0.x}$  возникает равенство  $u_K \approx u_C \approx E_1$ , диод открывается и обратный ход заканчивается. Таким образом, в этой схеме коэффициент  $\xi' = E_1/E$ .

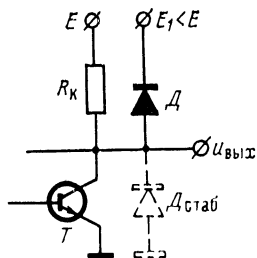


Рис. 4-37. Схема включения отсекающего диода для ускорения обратного хода.

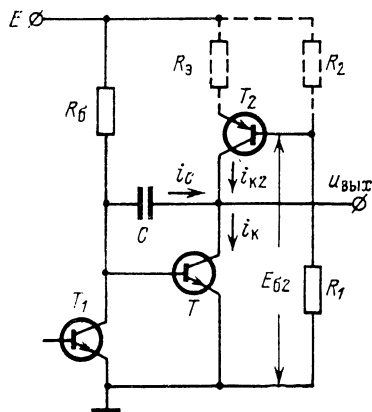


Рис. 4-38. Схема ГПН с генератором постоянного тока.

Вместо цепочки  $D-E_1$  к коллектору транзистора  $T$  может быть подключен стабилитрон  $D_{\text{стаб}}$  с напряжением стабилизации  $E_{\text{стаб}} < E$ , тогда  $\xi' \approx E_{\text{стаб}}/E$ .

Описанный метод, однако, недостаточно эффективен. Так при коэффициентах  $\xi' = 0,5$ ,  $\xi = 0,3$  в рассмотренном выше случае ( $k_{н.л} = 0,02$ ,  $\beta = 50$ ) согласно выражению (4-88) получаем  $T_{0.x}/T_{п.х} \approx 0,47$ .

**Схема с генератором постоянного тока.** В схеме на рис. 4-38 [Л. 42] вместо коллекторного сопротивления  $R_K$  включен транзистор  $T_2$ , обеспечивающий практически постоянный ток заряда конденсатора  $C$

$$I_{\text{зар}} = I_{K2} \approx \beta \frac{E}{R_1}$$

при насыщенном ключевом транзисторе  $T_1$  и запертом транзисторе  $T$ . Соответствующая выбранному коэффициенту  $\xi$  величина этого тока

$$I_{\text{зар}} \geq \frac{U_C C}{T_{0.x}} \approx I_{C0} \frac{T_{п.х}}{T_{0.x}}$$

обеспечивается при сопротивлении

$$R_1 \leq \frac{\beta_2 T_{0.x}}{\xi C}.$$

Поскольку транзистор  $T_2$  открыт на протяжении всего периода  $T_{п.и.}$  и, следовательно, во время прямого хода ток разряда конденсатора

$$i_c = i_k - i_{k2},$$

коллекторный ток  $i_k$  усилительного каскада  $T$  должен быть существенно увеличен:

$$i_k = \left(1 + \frac{T_{п.х.}}{T_{о.х.}}\right) I_{C0}.$$

Соответственно сопротивление

$$R \approx \frac{\beta E}{\left(1 + \frac{T_{п.х.}}{T_{о.х.}}\right) I_{C0}}.$$

Для стабилизации тока  $i_{k2}$  и увеличения выходного сопротивления  $r_{вых2}$  каскада  $T_2$  [что способствует снижению коэффициента  $k_{нл.}$ , примерно равного в данном случае  $T_{п.х.}/(\beta r_{вых2}C)$ ] в его эмиттер полезно включить сопротивление, а смещение на базу подать от низковольтного делителя; коэффициент  $\xi$  при этом, естественно, снижается.

Основные недостатки такого ГПН: зависимость тока  $I_{C0}$  от параметров транзистора  $T_2$  и неэкономичность всей схемы, потребляющей практически постоянный ток  $i_{k2}$  (10—30 ма).

Схема с эмиттерным повторителем. В схеме на рис. 4-39 «выходная» обкладка конденсатора  $C$  подключена не к коллектору транзистора  $T$ , а к эквивалентному с ним выходу эмиттерного повторителя  $T_2$ . Благодаря этому заряд конденсатора во время  $T_{о.х.}$  осуществляется через сравнительно малое выходное сопротивление  $r_{вых2}$  транзистора  $T_2$ . В такой схеме коэффициент нелинейности

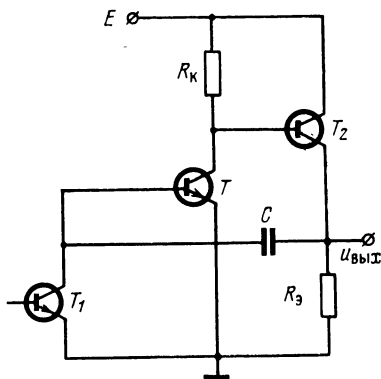


Рис. 4-39. Схема ГПН с эмиттерным повторителем.

$$k_{нл} \approx \frac{T_{п.х.}}{K_i r_{вых2} C} \approx \frac{(R_k + \beta_2 R_3)^2}{\beta_1 \beta_2 R_3 R_k^2} \frac{T_{п.х.}}{C}, \quad (4-92)$$

где

$$K_i \approx \frac{\beta_1 \beta_2 R_k}{R_k + \beta_2 R_3}$$

— эквивалентный коэффициент усиления по току каскадов  $T_1$  и  $T_2$ :

$$r_{вых2} \approx \frac{R_k R_3}{R_k + \beta_2 R_3}; \quad (4-93)$$

коэффициент

$$\xi \leq \frac{\beta_2 R_3}{R_k + \beta_2 R_3}. \quad (4-94)$$

Сопоставляя выражения (4-92), (4-93) и (4-94), нетрудно убедиться, что для уменьшения длительности обратного хода и повышения коэффициента  $\xi$  сопротивление резистора  $R_k$  выгодно уменьшать, для снижения коэффициента нелинейности — наоборот, увеличивать. Несмотря на такое противоречие, рассматриваемая схема все же более целесообразна практически, нежели ГПН с генератором постоянного тока.

*Схемы с большим  $K_i$ .* Противоречие между получением малого коэффициента нелинейности и короткого обратного хода можно устранить, заменив транзистор  $T$  в схеме на рис. 4-35 многокаскадным усилителем (в простейшем случае — составным триодом) с коэффициентом усиления  $K_i \gg \beta$  [Л. 20, 43]. К примеру, подставим в формулу (4-89) вместо  $\beta$  коэффициент  $K_i = 2\,300$ ; легко подсчитать, что теперь отношение  $T_{o.x}/T_{п.х} = 0,1$  реализуется при величине  $k_{нл} = 2\%$ . Однако из-за сложности и склонности к самовозбуждению такие схемы не получили широкого применения.

### **Генераторы пилообразного напряжения с эффективным обратным ходом**

Для всех рассмотренных выше схем ГПН характерно отсутствие фазы эффективного обратного хода: ключевой транзистор почти сразу же переходит из запертого состояния в насыщенное, выполняя роль не генератора тока  $I_{кл}$ , как в ГПН других типов, а пассивного короткозамкнутого ключа. В этих условиях сокращение длительности обратного хода сопряжено с более или менее существенным усложнением схемы ГПН и некоторым ухудшением ее выходных показателей (стабильность, коэффициент  $\xi$ , устойчивость).

Вместе с тем задача может быть решена значительно более рациональным путем — включением ключевого транзистора  $T_1$  взамен сопротивления  $R_k$  [Л. 7, 44].

*Генератор линейно уменьшающегося напряжения.* В простейшем варианте такой ГПН представлен на рис. 4-40,а. Во время  $T_{п.х}$  транзистор  $T_1$  закрыт, эквивалентное выходное сопротивление генератора  $r_{вых \Sigma} = r_{вых} \parallel r_n$  в этом случае оказывается большим, чем при наличии в коллекторе транзистора  $T$  сопротивления  $R_k \ll r_{вых}$ . Благодаря этому даже одного каскада усиления обычно бывает достаточно для получения коэффициента

$$k_{нл} = \frac{T_{п.х}}{\beta r_{вых \Sigma} C}$$

в пределах 1%. Существенно, что в такой схеме коллекторный ток транзистора  $i_k = i_c \approx I_{c0}$ ; поэтому здесь, как и в ГПН с токостабилизирующим двухполюсником, не следует выбирать ток  $I_{c0}$  меньшим, чем это позволяет

падение коэффициента  $\beta$  при малых токах  $i_k$ . В остальном работа ГПН на рис. 4-40, а во время  $T_{п.х}$  не отличается от классической схемы.

Во время  $T_{о.х}$  конденсатор  $C$  заряжается через эмиттерный переход транзистора  $T$  током

$$I_{зар} = I_{кл} - I_{к(о.х)}, \quad (4-95)$$

транзистор  $T_1$  входит в насыщение лишь по окончании эффективного обратного хода ( $T_{о.х.эфф}$ ), т. е. когда кон-

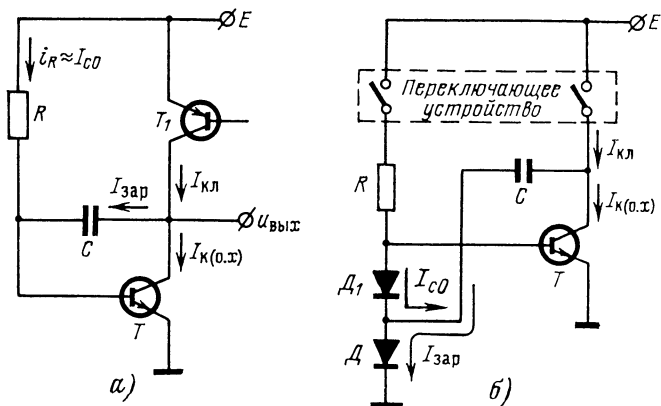


Рис. 4-40. Схемы ГПН с ООС и эффективным обратным ходом.

а — с простым транзисторным ключом; б — с дополнительными диодами в цепях заряда и разряда конденсатора.

денсатор  $C$  полностью зарядится. Таким образом, задавая ток

$$I_{зар} = \frac{T_{п.х}}{T_{о.х.эфф}} I_{C0}, \quad (4-96)$$

можно получить принципиально сколь угодно малую длительность  $T_{о.х.эфф}$ .

Сделать это практически несколько сложнее. Дело в том, что при заряде конденсатора через базу транзистора  $T$  протекает ток

$$I_6 = I_{зар} + I_{C0} = \left(1 + \frac{T_{п.х}}{T_{о.х.эфф}}\right) I_{C0},$$

который в  $\beta$  раз усиливается в коллекторной цепи. В результате коллекторный ток этого транзистора

$$I_{к(о.х)} = \beta \left(1 + \frac{T_{п.х}}{T_{о.х.эфф}}\right) I_{C0}$$

оказывается чрезмерно большим, равно как и ток  $I_{\text{кл}} = I_{\text{зар}} + I_{\text{к(о.х.)}}$ .

Чтобы устранить попадание тока  $I_{\text{кл}}$  в базу транзистора  $T$ , нужна дополнительная диодная цепь —  $D-D_1$  на рис. 4-40, б. Здесь во время  $T_{\text{о.х}}$  диод  $D$  открыт, а диод  $D_1$  закрыт (во время  $T_{\text{п.х}}$  диоды переключаются). Теперь уже ток

$$I_{\text{к(о.х.)}} = \beta I_{\text{с0}}$$

значительно меньше нагружает ключевой транзистор:

$$I_{\text{кл}} \approx \left( \beta + \frac{T_{\text{п.х.}}}{T_{\text{о.х.эфф}}} \right) I_{\text{с0}}. \quad (4-97)$$

Для того чтобы ток  $I_{\text{к(о.х.)}}$  вообще отсутствовал, можно заменить транзистор  $T_1$  переключающим устройством (например, триггером), которое во время обратного хода будет отсоединять сопротивление  $R$  от источника питания, обесточивая базу усилительного транзистора [Л. 45].

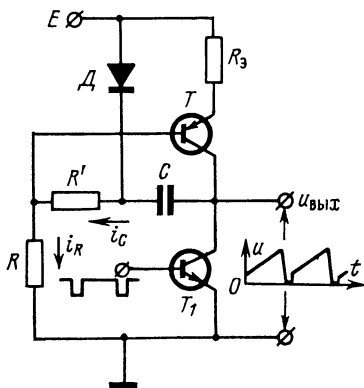


Рис. 4-41. Генератор линейно возрастающего напряжения с ООС и эффективным обратным ходом.

Генератор линейно возрастающего напряжения. Схемы на рис. 4-40 не совсем удобны для согласования ключевого каскада с «привязанными» к нулевому потенциалу телевизионными синхронизирующими импульсами. В этом отношении предпочтительней схема генератора линейно возрастающего напряжения (рис. 4-41) [Л. 44]. Во время прямого хода она соответствует эквивалентной схеме на рис.

4-34, б; при запертых диоде  $D$  и транзисторе  $T_1$  конденсатор разряжается коллекторным током транзистора  $T$ , а выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = i_R R + i_C R' - u_C, \quad (4-98)$$

где  $u_C = U_{\text{с0}} - \Delta u_C$  возрастает. Во время обратного хода конденсатор заряжается через диод  $D$  до напряжения  $U_{\text{с0}} = E - U_{\text{к.нас1}} - U_{\text{д}} \approx E$ .

Уточним назначение сопротивлений  $R'$  и  $R_3$ . Первое служит для создания запирающего диод  $D$  потенциала во время прямого хода:

$$u' = i_R R + i_C R' \geq E. \quad (4-99)$$

В начальный момент времени  $T_{п.х}$  эмиттерный ток транзистора  $T$

$$I_{э0} = I_{R0} \approx \frac{E - U'_{э0}}{R + R_3}; \quad (4-100)$$

соответственно коллекторный ток

$$I_{к0} = I_{C0} = \alpha \frac{E - U'_{э0}}{R + R_3}. \quad (4-101)$$

Для прикидочных расчетов можно пользоваться формулой

$$I_{C0} \approx \frac{E}{R + R_3}. \quad (4-101a)$$

Необходимое значение сопротивления  $R'$  находится путем подстановки (4-100) и (4-101) в (4-99):

$$R' \geq \frac{R_3 + \frac{U'_{э0}}{E} R}{\alpha \left( 1 - \frac{U'_{э0}}{E} \right)} \quad (4-102)$$

или (полагаем  $\alpha = 1 \gg U'_{э0}/E$ )

$$R' \geq \left( 1 + \sigma \frac{U'_{э0}}{E} \right) R_3, \quad (4-102a)$$

где коэффициент

$$\sigma = \frac{R}{R_3}. \quad (4-103)$$

В начале прямого хода напряжение на выходе ГПН, полученное из выражения (4-98) с учетом (4-100), (4-101) и (4-103):

$$U_{вых0} = \frac{\alpha \frac{R'}{R_3} - 1}{1 + \sigma} \left( E - \frac{\alpha \frac{R'}{R_3} + \sigma}{1 + \sigma} U'_{э0} \right) + U_{к.нас1} + U_d; \quad (4-104)$$

если сопротивление  $R'$  выбрано в соответствии с (4-102), то

$$U_{вых0} \geq U_{к.нас1} + U_d.$$

В конце прямого хода максимальное выходное напряжение

$$U_{выхT_{п.х}} = U_{вых0} + U_c \leq E - I_{C0} R_3 - U_{к.мин},$$

где  $U_{к.мин}$  — минимальное остаточное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора  $T$ .

С учетом формулы (4-101а) предельный коэффициент

$$\xi_{\max} \approx \sigma / (1 + \sigma).$$

Наличие в схеме сопротивления  $R_3$  снижает не только коэффициент  $\xi_{\max}$ , но и коэффициент  $\gamma$ ; можно показать, что в данном случае

$$\gamma = 1 + \beta \frac{R}{R + \beta R_3} \approx \frac{\beta \sigma}{\beta + \sigma}, \quad (4-105)$$

и, следовательно,

$$k_{нл} \approx \frac{\beta + \sigma}{\beta \sigma} \frac{T_{п.х}}{r_{вых} \Sigma C}. \quad (4-106)$$

Тем не менее небольшое ( $\sigma \approx 40 \div 60$ ) сопротивление  $R_3$  все же полезно, так как оно позволяет существенно снизить величину требуемого тока  $I_{кл}$  ключевого транзистора  $T_1$ .

Представив во время  $T_{о.х}$  ГПН в виде эквивалентной схемы (рис. 4-42), находим коллекторный ток транзистора  $T$

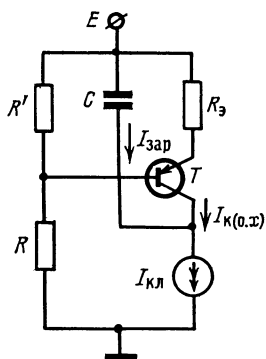


Рис. 4-42. Эквивалентная схема ГПН на рис. 4-41 для отрезка времени  $T_{о.х}$ .

$$I_{к(о.х)} = \frac{\beta R' E}{(R' + \beta R_3) R + \beta R' R_3};$$

практически  $R' \ll \beta R_3$  и

$$I_{к(о.х)} \approx \frac{R'}{R + R'} \frac{E}{R_3}. \quad (4-107)$$

Используя это соотношение в формуле (4-95) совместно с (4-96), получим необходимую величину тока ключевого каскада:

$$I_{кл} = \left( \frac{T_{п.х}}{T_{о.х.эфф}} + \frac{1 + \sigma}{\frac{R'}{R_3} + \sigma} \frac{R'}{R_3} \right) I_{C0} \approx \left( \frac{T_{п.х}}{T_{о.х.эфф}} + \frac{R'}{R_3} \right) I_{C0}. \quad (4-108)$$

Отношение  $R'/R_3 \approx 2 \div 3$ , т. е. примерно на порядок меньше, чем коэффициент  $\beta$ , входящий в формулу для тока ключа (4-97) при отсутствии сопротивления  $R_3$ .

Температурная стабильность размаха выходного на-

пряжения в рассматриваемой схеме несколько выше, чем в классической, поскольку токи  $I_{\text{к0}}$  транзисторов  $T$  и  $T_1$  взаимно компенсируют друг друга:

$$\Delta \bar{U}_{\text{вых}} \approx \Delta \bar{\alpha} - \frac{U'_{\text{э0}}}{E} \Delta \bar{U}'_{\text{э0}} - \Delta \bar{C}. \quad (4-109)$$

Температурная нестабильность начального уровня

$$\Delta \bar{U}_{\text{вых0}} \approx \frac{\Delta \bar{\alpha}}{1 + \sigma} - \frac{U'_{\text{э0}}}{E} \Delta \bar{U}'_{\text{э0}} + \frac{U_{\text{д}}}{E} \Delta \bar{U}_{\text{д}} + \frac{U_{\text{к.нас1}}}{E} \Delta \bar{U}_{\text{к.нас1}};$$

учитывая взаимокомпенсацию составляющих, обусловленных приращениями  $\Delta \bar{U}'_{\text{э0}}$  и  $\Delta \bar{U}_{\text{д}}$ , можно считать, что

$$\Delta \bar{U}_{\text{вых0}} \approx \frac{\Delta \bar{\alpha}}{1 + \sigma} + \frac{\Delta U_{\text{к.нас1}}}{E} \Delta \bar{U}_{\text{к.нас1}}. \quad (4-110)$$

Несколько ослаблена по сравнению с классической схемой [см. формулу (4-91)] и нестабильность коэффициента нелинейности:

$$\Delta k_{\text{нл}} = -k_{\text{нл}} \left( \frac{\sigma}{\beta + \sigma} \Delta \bar{\beta} + \Delta \bar{C} \right). \quad (4-111)$$

Таким образом, по совокупности всех основных показателей (стабильность, линейность, достаточно высокий коэффициент  $\xi$ , рациональность построения ключевого каскада и малая длительность  $T_{\text{о.х}}$ ) схема на рис. 4-41 представляет собой оптимальный вариант транзисторного ГПН с ООС.

#### Способы коррекции нелинейности.

Коррекция нелинейности в ГПН с ООС осуществляется теми же методами, что и в ГПН других типов. Для формирования S-образного напряжения целесообразно использовать дополнительную интегрирующую RC-цепь (рис. 4-43), для получения нулевого или отрицательного коэффициента нелинейности — метод динамического управления

током усилительного транзистора с помощью ПОС по напряжению. (Ввиду наличия в одном генераторе и отрицательной и положительной обратной связи такие схемы иногда называют ГПН с комбинированной ОС

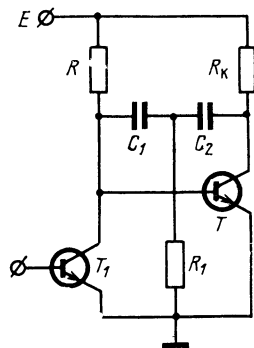


Рис. 4-43. Генератор пилообразного напряжения с ООС и дополнительной интегрирующей RC-цепью.



[Л. 46].) Метод корректирующего усилителя в данном случае менее эффективен. Дело в том, что собственное выходное сопротивление усилительного транзистора ГПН, включенного по схеме с общим эмиттером, в  $\beta$  раз меньше, чем в ГПН с токостабилизирующим двухполюсником. Поэтому для получения нулевого

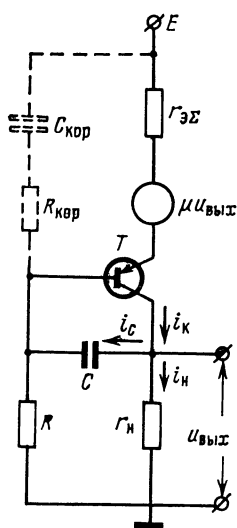


Рис. 4-44. Способ коррекции нелинейности в схеме на рис. 4-41 с помощью ПОС по напряжению.

а ток конденсатора

$$i_C = i_K - i_n = \frac{\beta E}{R + \beta r_{эс}} - g_{\Sigma} u_{\text{вых}},$$

где эквивалентная проводимость

$$g_{\Sigma} = \frac{1}{r_n} - \frac{\mu \beta}{R + \beta r_{эс}} \quad (4-112)$$

Из формулы (4-112) вытекает условие постоянства тока  $i_C$

$$\mu = \mu_{\text{онт}} = \frac{R + \beta r_{эс}}{\beta r_n}, \quad (4-113)$$

тождественное соотношению (4-41) для данной схемы.

коэффициента нелинейности требуется сравнительно небольшое отрицательное входное сопротивление корректирующего усилителя, из-за чего повышается критичность его настройки, а главное, возникают условия отсечки пилообразного напряжения.

Рассмотрим работу схемы на рис. 4-41 во время  $T_{\text{п.х}}$  при наличии в эмиттере транзистора  $T$  источника напряжения

$$u_{0,c} = \mu u_{\text{вых}}$$

с внутренним сопротивлением  $r_{0,c}$  (рис. 4-44); сопротивление  $r_{эс} = R_0 + r_{0,c}$ , сопротивление  $R'$  для наглядности анализа принято равным нулю. Кроме того, будем полагать  $E \gg U'_{э0}$ ,  $r_n \ll r_{\text{вых}}$ . Тогда коллекторный ток транзистора  $T$

$$i_K = \frac{\beta(E + \mu u_{\text{вых}})}{R + \beta r_{эс}},$$

Коррекция нелинейности, связанной с абсорбцией в зарядно-разрядном конденсаторе, в ГПН с ООС может осуществляться с помощью  $RC$ -цепи (показана пунктиром на рис. 4-44), замедляющей установление постоянного напряжения на сопротивлении  $R$  в начале прямого хода, а также с помощью частотно-зависимой ПОС по напряжению.

**Способы повышения стабильности.** Обычно ТКЕ зарядно-разрядного конденсатора превышает температурный коэффициент тока  $I_{C0}$ ; в этих случаях целесообразно включить последовательно с одним из сопротивлений ( $R$  или  $R_3$ ) диодно-резисторную цепочку ( $D_1 D_2 R_1$  на рис. 4-45); регулируя сопротивление  $R_1$ , можно добиться более или менее точного соотношения  $\Delta \bar{I}_{C0} = \Delta \bar{C}$  в заданном интервале температур.

На не очень низких частотах (десятки герц и выше) иногда осуществляют управление током  $I_{C0}$  с помощью отрицательной обратной связи по выпрямленному выходному напряжению [Л. 7] аналогично тому, как это сделано в схеме на рис. 4-20,б. В зависимости от схемы выпрямляющего и сравнивающего устройств сигнал обратной связи может быть подан как в эмиттер, так и в базу транзистора  $T$ .

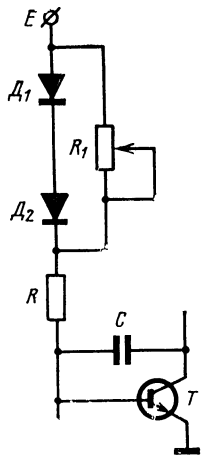


Рис. 4-45. Способ стабилизации размаха напряжения  $U_c$  в схеме на рис. 4-41 с помощью диодно-резистивной цепи.

#### 4.7. ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

**Указания по применению.** Для получения пилообразного напряжения на очень низких частотах ( $f \leq 1$  гц,  $T_{п.х} \geq 1$  сек) лучше всего применять ГПН с ПОС и регулируемым коэффициентом усиления — либо со стабилитроном (рис. 4-32), либо без специального источника  $E^*$  (рис. 4-33). В этих схемах (как, впрочем, и во всех ГПН с ПОС) допустим меньший, чем в ГПН с ООС или с токостабилизирующим двухполюсником, ток  $I_{C0}$ ; при прочих равных условиях это позволяет использовать конденсаторы меньшей емкости с меньшими габаритами и массой и, как правило, с лучшими характеристиками (ТКЕ, ток утечки, коэффициент абсорбции). В отличие от обычного ГПН с ПОС и стабилитроном (см. рис. 4-30) в схемах с регулируемым коэффициентом усиления возможна эффективная коррекция нелинейности пилообразного напряжения, в том числе и нелинейности, связанной

с абсорбцией в зарядно-разрядном конденсаторе. Стабильность тока  $I_{c0}$  здесь обычно несколько ниже, чем у ГПН с простой интегрирующей  $RC$ -цепью, который в принципе также можно применять для работы на низких частотах. Однако при использовании конденсаторов с большим положительным ТКЕ (а таковы все электролитические конденсаторы) высокостабильного тока  $I_{c0}$  и не требуется; напротив, нужно, чтобы этот ток имел температурный коэффициент того же знака и порядка, что и ТКЕ конденсатора. Осуществить такую компенсацию в схемах с ПОС практически легче, чем в ГПН с токостабилизирующим двухполосником.

На частотах  $f$  от нескольких десятков герц и выше применяются ГПН всех типов. Чаще других предпочтения заслуживают ГПН с ООС и эффективным обратным ходом, в частности схема на рис. 4-41. Она достаточно проста, стабильна, при прочих равных условиях допускает меньшее сопротивление внешней нагрузки и обеспечивает более высокий коэффициент  $\xi$ , чем схемы с токостабилизирующим двухполосником.

Генераторы пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполосником наиболее целесообразно применять для получения пилообразного напряжения с линейным обратным ходом (см. рис. 4-21), а также в тех случаях, когда требуется повышенная стабильность начального уровня выходного напряжения.

В ГПН с простой интегрирующей  $RC$ -цепью (рис. 4-11) ток  $I_{c0}$  в наименьшей мере зависит от параметров транзистора. При использовании высокостабильных конденсаторов эта схема обеспечивает наиболее высокую стабильность размаха пилообразного напряжения. В сочетании с корректирующим усилителем (см. рис. 4-15) она с успехом применяется, например, в электростатических развертывающих устройствах, где требуется повышенное (десятки и даже сотни вольт) напряжение коллекторного питания, вследствие чего низкий коэффициент  $\xi$  этой схемы уже не является существенным недостатком.

Малоприспособна в качестве задающего генератора телевизионных ГР широко распространенная в импульсных устройствах классическая схема ГПН с ООС (см. рис. 4-35). Для получения пилообразного напряжения с близким к нулевому коэффициентом нелинейности в ГПН с простой интегрирующей  $RC$ -цепью и с токостабилизирующим двухполосником лучше всего применять корректирующий усилитель, который одновременно осуществляет согласование выхода ГПН со входом выходного усилителя.

В ГПН с ООС коррекцию нелинейности следует осуществлять с помощью ПОС по напряжению (см. рис. 4-44).

Дополнительную интегрирующую  $RC$ -цепь наиболее целесообразно использовать для получения напряжения  $S$ -образной или пилообразно-параболической формы (в ГР с трансформаторным выходом).

**Рекомендации по проектированию.** При расчете ГПН обычно берут заданы следующие параметры:  $T_{п.х.}$ ,  $T_{о.х.}$ ,  $k_{нд.}$ ,  $U_{вых.}$ ,  $\Delta \bar{U}_{вых.}$  и температурный интервал  $\Delta t$ ; в тех случаях, когда ГПН является составной частью ГР, сверх того, оговариваются и питающие напряжения, уже определенные при расчете выходных усилителей, а также сопротивление внешней нагрузки  $r_n$ .

Отправным моментом при расчете является ток  $I_{c0}$ . Желательно, чтобы этот ток не менее чем на 2 порядка превышал ток утечки конденсатора и токи  $I_{к0}$  ключевого и усилительного транзисторов ГПН. В схемах с токостабилизирующим двухполосником и с ООС

ток  $I_{C0}$  должен также соответствовать нормальным коллекторным токам транзисторов усилителя. В то же время чрезмерно завышать ток  $I_{C0}$  не следует, как и при этом возрастают требуемые емкость и габариты зарядно-разрядного конденсатора, а также ток ключевого транзистора  $I_{кл}$ . Для большинства случаев оптимальными являются значения  $I_{C0} \approx 500 \div 1500$  мка. На частотах выше 1—2 кГц, когда емкость  $C$  сравнительно невелика (сотые доли микрофарады), может оказаться целесообразным несколько увеличить  $I_{C0}$ ; на очень низких частотах, как уже отмечалось выше, приходится снижать этот ток.

По заданному размаху напряжения  $U_{вых}$ , которое во всех ГПН точно или приближенно равно  $U_c$ , и ориентировочно выбранному току  $I_{C0}$  находится емкость  $C$ , после чего значение  $I_{C0}$  уточняется. Желательно использовать конденсаторы с возможно меньшим и только положительным ТКЕ.

Далее рассчитываются элементы зарядно-разрядных цепей, определяются условия получения заданных стабильности и линейности. В схемах, где требуется или возможно обеспечение нулевой нелинейности, целесообразно производить все расчеты именно для случая  $k_{нл} = 0$ . Цепи коррекции нелинейности, связанной с абсорбцией в зарядно-разрядном конденсаторе, обычно подбираются экспериментально ввиду отсутствия справочных данных по  $r_a$  и  $C_a$ ; при желании значения этих параметров могут быть установлены по методике, изложенной в работе [Л. 34].

Определяются минимально необходимый и максимально возможный токи  $I_{кл}$ , первый соответствует наименьшему коэффициенту  $\beta$  ключевого транзистора и выбранной предельно допустимой длительности  $T_{0.х\text{эфф}}$  (порядка  $0,9T_{0.х}$ ), второй — максимальному значению  $\beta$  и является одним из критериев для выбора типа транзистора ключевого каскада.

Очень важным моментом при проектировании является выбор транзисторов. Для усилительных каскадов ГПН требуются маломощные кремниевые транзисторы с малыми током  $I_{к0}$  и остаточным (в режиме усиления) напряжением на коллекторе  $U_{к.мин}$  и с возможно большим (за исключением второго каскада составного триода) коэффициентом  $\beta$ . Всем этим требованиям наиболее полно удовлетворяют транзисторы 2Т312Б, 2Т312В в меньшей мере те же транзисторы серии КТ, имеющие повышенный ток  $I_{к0}$ . Примерно аналогичным требованиям должны удовлетворять транзисторы ключевого каскада, у которых вместо напряжения  $U_{к.мин}$  существенную роль играет остаточное напряжение в режиме насыщения  $U_{к.нас}$ ; кроме того, они должны быть рассчитаны на более или менее кратковременное ( $T_{0.х\text{эфф}}$ ) протекание сравнительно большого (десять миллиампер) тока  $I_{кл}$ . Поскольку требованию обычно удовлетворяют транзисторы 2Т312 ( $I_{к\text{макс}} = 30$  ма), однако в отдельных случаях необходимы более мощные транзисторы  $n-p-n$  проводимости 2Т603. Кремниевые транзисторы  $p-n-p$  проводимости допускают меньшие токи (10—20 ма) и не всегда пригодны для работы в ключевом каскаде. Тогда вместо них приходится использовать германиевые транзисторы (например, 1Т320 с током  $I_{к\text{макс}} = 50$  ма), в этом случае коллекторная цепь транзистора подключается к конденсатору через кремниевый диод (см. рис. 4-13,б). Маломощные кремниевые диоды (Д220 и др.) применяются и в других цепях (например, Д, Д' и Д<sub>1</sub> на рис. 4-25), если они выполняют функцию пассивного ключа. В цепях термостабилизации с равным успехом могут быть использованы и германиевые диоды (Д18, Д311 и др.).

## ПРИЛОЖЕНИЕ

### ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ГР

1. Генераторы развертки для трубки видикон, работающей в малокадровом режиме.

Исходные данные:  $f_{\text{кадр}}=0,5$  гц;  $T_{\text{п.кадр}}=2$  сек;  $T_{\text{п.х.кадр}}=1,9$  сек;  $T_{\text{о.х.кадр}}=0,1$  сек;  $f_{\text{стр}}=250$  гц;  $T_{\text{п.стр}}=4$  мсек;  $T_{\text{п.х.стр}}=3,6$  мсек;  $T_{\text{о.х.стр}}=0,4$  мсек;  $L=10$  мГн;  $r_L=200$  ом;  $I_L=10$  ма;  $\Delta_p=\Delta_c \leq 5\%$ ;  $k_{\text{нл}} \leq 10\%$ ;  $t=20 \pm 20^\circ \text{C}$ ; управляющие импульсы длительностью  $T_{\text{о.х}}$  положительной полярности, размахом  $U_{\text{имп}}=2$  в; дополнительное требование: минимальные габариты и масса.

**Общие соображения.** Генератор кадровой развертки (ГКР) может быть построен только по схеме с непосредственной связью.

2. Ввиду малости напряжения

$$U_{L(\text{о.х.стр})} = \frac{LI_L}{T_{\text{о.х.стр}}} = 0,25 \text{ в}$$

целесообразно использовать для генератора строчной развертки (ГСР) ту же схему, что и для ГКР.

Учитывая, с одной стороны, требование минимальных габаритов и массы, а с другой стороны, малый размах  $I_L$  (допускающий при необходимости термостабилизацию размера отклонения с помощью термосопротивлений в цепи ОК), выбираем для выходного усилителя простую асимметричную двухтактную схему (см. рис. 2-4,б). Выбор ГПН определится по результатам проектирования этой схемы.

**Выходной усилитель.** При перепаде температуры  $|\Delta t|=20^\circ \text{C}$  относительная нестабильность  $|\Delta r_L|=8\% > \Delta_p$ . Поэтому последовательно с каждой катушкой должна быть включена термощепочка, состоящая из параллельно соединенных терморезистора с отрицательным ТКС  $R_t \approx 0,44r_L \approx 97$  ом (тип ММТ-9) и шунтирующего сопротивления  $R_{\text{ш}} \approx 0,57r_L \approx 110$  ом, которое точнее подбирается при настройке (к этому вопросу мы вернемся при проектировании ГПН); эквивалентное сопротивление  $r_t = R_t \parallel R_{\text{ш}} = 50$  ом.

С учетом полного сопротивления нагрузки  $r_{\text{н}} = r_L + r_t = 250$  ом и размаха пилообразного напряжения на ней  $U_{\text{н}} = I_L r_{\text{н}} = 2,5$  в по данным табл. 2-1 ориентировочно определяем загрузку транзисторов усилителя:  $I_{\text{к.макс}} = 15$  ма;  $U_{\text{к.макс}} = 5$  в;  $P_{\text{к}} = 25$  мвт. Желательно

(для повышения входного сопротивления усилителя), чтобы эти транзисторы имели возможно большие коэффициенты  $\beta$ . Всем этим требованиям удовлетворяют кремниевые транзисторы  $p-n-p$  проводимости 2Т326Б ( $I_{к\text{ макс}}=20\text{ ма}$ ;  $U_{к\text{ макс}}=20\text{ в}$ ;  $P_{к\text{ макс}}=250\text{ мвт}$ ;  $\beta \geq 60$  при  $t=20^\circ\text{C}$ ) и  $n-p-n$  проводимости 2Т312В ( $I_{к\text{ макс}}=30\text{ ма}$ ;  $U_{к\text{ макс}}=15\text{ в}$ ;  $P_{к\text{ макс}}=225\text{ мвт}$ ;  $\beta \geq 50$ ).

Выбираем нормализованное питающее напряжение  $E=+6,3\text{ в}$ . Согласно выражению (2-23) коэффициент  $\delta_{\text{опт}}=0,76$ ; при этом  $U_{\text{но}}=\delta_{\text{опт}}U_{\text{н}}=U_{к\text{ мин}}=1,9\text{ в}$ .

По формуле (2-17) уточняем мощность  $P_{\text{к}}=37,5\text{ мвт}$ .

Считаем  $r_{*3}=2,5\text{ ом}$ , а  $\Delta r_{*3}=0,5\text{ \%}/1^\circ\text{C}$ . Практическая нестабильность сопротивления нагрузки  $r_{\text{н}}$  при  $|\Delta t|=20^\circ\text{C}$  не должна превышать  $\pm 1,5\%$ . Для худшего случая, когда знаки температурного изменения  $r_{*3}$  и  $r_{\text{н}}$  совпадают, определяем по формулам (2-7) и (2-21) наибольшую относительную нестабильность размаха отклонения в выходном усилителе  $\Delta_{\text{р}}(\text{ву})=1,6\%$ ; предельная нестабильность центровки  $\Delta_{\text{ц}}(\text{ву})=3\%$  (если одно из нагрузочных сопротивлений на  $1,5\%$  возрастает, а другое настолько же уменьшается).

Минимальное входное сопротивление усилителя при наименьших возможных значениях  $\beta_{\text{мин}}=40$  (у транзистора 2Т312В) и  $\beta_{2\text{ мин}}=48$  (у транзистора 2Т326Б), соответствующих температуре  $t_{\text{мин}}=0^\circ\text{C}$  (считаем, что  $\Delta\beta=1\text{ \%}/1^\circ\text{C}$ )

$$r_{\text{вх. мин}}=r_{\text{вх1}}\|r_{\text{вх2}}\approx 5,2\text{ ком},$$

где  $r_{\text{вх1}}=\beta_1 r_{\text{н}}=10\text{ ком}$ ;  $r_{\text{вх2}}=\beta_2 r_{\text{н}}=12\text{ ком}$ .

Полная потребляемая мощность

$$P_{\Sigma}=\frac{E^2}{r_{\text{н}}}=160\text{ мвт}.$$

**Генератор пилообразного напряжения кадровой частоты.** Из расчета выходного усилителя следует, что ГПН должен обеспечить выходное напряжение размахом  $U_{\text{вых}}\approx U_{\text{н}}=2,5\text{ в}$  с начальным уровнем  $U_{\text{вых0}}\approx U_{\text{но}}=1,9\text{ в}$ ; работая на нагрузку  $r_{\text{н}}\geq r_{\text{вх. мин}}=5,2\text{ ком}$ .

При совпадении по знаку с нестабильностью  $\Delta_{\text{р}}(\text{ву})$  предельно допустимая нестабильность  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}}=\Delta_{\text{р}}-\Delta_{\text{р}}(\text{ву})=3,4\%$ . Для питания ГПН желательно использовать тот же источник, что и для выходного усилителя (6,3 в).

Величина  $r_{\text{н}}$  явно недостаточна, чтобы, не прибегая к усложняющим схему ГР методам коррекции нелинейности, получить требуемый коэффициент  $k_{\text{нл}}\leq 10\%$  в схемах ГПН с токостабилизирующим двухполюсником и (тем более) с простой интегрирующей  $RC$ -цепью. Из ГПН с положительной и отрицательной обратной связью требованию минимальных габаритов при достаточно высоких качественных показателях в наибольшей мере удовлетворяет схема с ООС и эффективным обратным ходом (см. рис. 4-41). Ее целесообразно построить на тех же транзисторах, что и выходной усилитель.

Задаемся током  $I_{\text{с0}}=0,5\text{ ма}$ ; тогда при требуемом размахе напряжения  $U_{\text{вых}}=U_{\text{с}}=2,5\text{ в}$  согласно формуле (4-6) емкость  $C=400\text{ мкф}$  (конденсатор типа К52-2 на напряжение 15 в).

Учитывая ТКЕ этих конденсаторов ( $\Delta\bar{C}\approx 0,4\text{ \%}/1^\circ\text{C}$ ), по формуле (4-109) находим  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}}\approx 7,5\text{ \%}$ , что почти вдвое превышает допустимую величину.

Поскольку верхняя граница температурного диапазона сравнительно невысока ( $40^\circ\text{C}$ ) и, следовательно, не приходится опасаться существенного возрастания тока утечки зарядно-разрядного конденсатора, целесообразно вдвое снизить ток  $I_{\text{сб}}$ ; это позволяет использовать более стабильный конденсатор К52-2 на напряжение 50 в емкостью 200 мкф с ТКЕ порядка  $0,2\ \%/1^\circ\text{C}$ . Тогда  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}} \approx 3,5\%$ , причем температурный коэффициент выходного напряжения всегда отрицательный.

Здесь необходимо снова вернуться к выходному усилителю. Очевидно, что для снижения величины  $\Delta_r$  желательно, чтобы нестабильности  $\Delta_r(\text{ву})$  и  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}}$  хотя бы частично компенсировали друг друга. Это может быть достигнуто путем небольшой перестройки термощепок (увеличения сопротивлений  $R_{\text{ш}}$ ) с тем, чтобы обеспечивалась перекомпенсация нестабильности сопротивлений  $r_L$ , а результирующая нестабильность  $\Delta r_{\text{н}}$  имела отрицательный ТКС и по абсолютной величине была в пределах  $0-3\%$ .

Нестабильность начального уровня выходного напряжения ГПН [формула (4-110)] даже в случае  $\sigma=1$  пренебрежимо мала и на центровку практически не влияет. Можно, однако, показать, что при стабильном напряжении  $U_{\text{вых0}}$  нестабильность размаха пилообразного напряжения  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}}$  создает в асимметричном двухтактном усилителе равную по абсолютной величине нестабильность центровки  $\Delta_{\text{ц}}(\text{ГПН})$ . Нежелательно, чтобы нестабильности  $\Delta_{\text{ц}}(\text{ГПН})$  и  $\Delta_{\text{ц}}(\text{ВУ})$  совпадали по знаку, при этом возможна максимальная результирующая нестабильность  $\Delta_{\text{ц}}=6,5\%$ . Такого случая, однако, можно всегда избежать, изменив знак  $\Delta_{\text{ц}}(\text{ВУ})$  путем взаимной перестановки термощепок.

Оценим коэффициент нелинейности  $k_{\text{нл.а}}$ , ориентировочно считая коэффициент абсорбции в зарядно-разрядном конденсаторе  $K_{\text{а}}=0,05$ , а постоянную времени  $\tau_{\text{а}}=T_{\text{п.х.кадр}}$ . Определив из формулы (4-10) коэффициент  $\kappa \approx 0,66$ , по (4-13) найдем  $k_{\text{нл.а}} \approx 2\%$ . Таким образом, максимальная нелинейность, обусловленная отношением  $T_{\text{п.х}}/\tau$ , не должна превышать  $8\%$ .

С учетом собственного выходного сопротивления в схеме с общим эмиттером  $r_{\text{вых}} \approx 50\ \text{ком}$  транзистора 2Т326Б сопротивление  $r_{\text{вых}\Sigma} = r_{\text{вых}} \parallel r_{\text{н}} \approx 5\ \text{ком}$ .

Задавшись с  $1\%$ -ным запасом величиной  $k_{\text{нл}}=7\%$  (без учета абсорбции), находим из формулы (4-106) при минимальном возможном коэффициенте  $\beta_{\text{мин}}=48$  требуемую величину коэффициента  $\sigma=60$ .

По формулам (4-101а) и (4-103) определяем сопротивления  $R \approx 25\ \text{ком}$  (используется для регулировки размаха  $U_{\text{вых}}$  и точнее подбирается при настройке) и  $R_{\text{а}} \approx 430\ \text{ом}$ .

Считая в формуле (4-104) сумму  $U_{\text{к.нас1}} + U_{\text{д}} \approx 0,7\ \text{в}$  (диод Д типа Д220), а  $\alpha=1$ , находим сопротивление  $R' \approx 910\ \text{ом}$  (используется для центровки).

Задавшись с запасом  $T_{0.\text{х.эфф.макс}}=0,9T_{0.\text{х}}$ , по формуле (4-108) получим ток  $I_{\text{кл.мин}} \approx 6\ \text{ма}$ .

При соответствующем току  $I_{\text{кл.мин}}$  минимальном коэффициенте  $\beta_{\text{мин}}=40$  транзистора  $T_1$ , считая  $U_{\text{э1}} \approx 0,6\ \text{в}$ , из формулы (4-19) определяем сопротивление  $R_1 \approx 9,1\ \text{ком}$ .

Для запираания транзистора  $T_1$  во время  $T_{0.\text{х}}$  требуется источник отрицательного смещения  $E_1=-1,2\ \text{в}$ ; величина сопротивления  $R_2$  не критична, принимаем  $R_2=R_1$ .

Максимально возможный (при  $t_{\text{макс}}=40^\circ\text{C}$ ) коэффициент  $\beta_{1\text{макс}}\approx 300$ . Следовательно,  $\beta_{1\text{макс}}/\beta_{1\text{мин}}\approx 7,5$ , а ток  $I_{\text{кл.макс}}\approx 45\text{ ма}>I_{\text{к.макс}}=30\text{ ма}$ .

Ограничим коллекторный ток на уровне  $I_{\text{кл.доп}}=I_{\text{к.макс}}$ , включив рассчитанное по формуле (4-28) сопротивление  $R_{\text{огр}}=82\text{ ом}$ ; условие (4-28) при этом выполняется.

**Генератор пилообразного напряжения строчной частоты.** При токе  $I_{\text{с0}}=250\text{ мка}$  емкость  $C\approx 0,47\text{ мкф}$  (конденсатор К76П-1 с ТКЕ порядка  $0,125\text{ } \%/1^\circ\text{C}$ ).

Согласно формуле (4-109)  $\Delta\bar{U}_{\text{вых}}\approx 2\%$ . Таким образом, требуемые величины  $\Delta_r$  и  $\Delta_c$  здесь получаются даже без специальной настройки термоцепочек.

По остальным параметрам ГПН строчной частоты не отличается от ГПН кадровой.

## 2. Генераторы электростатической развертки

Исходные данные:  $f_{\text{кадр}}=50\text{ гц}$ ;  $T_{\text{п.кадр}}=20\text{ мсек}$ ;  $T_{\text{п.х.кадр}}=19\text{ мсек}$ ;  $T_{\text{о.х.кадр}}=1\text{ мсек}$ ;  $f_{\text{стр}}=15\,625\text{ гц}$ ;  $T_{\text{п.стр}}=64\text{ мксек}$ ;  $T_{\text{п.х.стр}}=58\text{ мксек}$ ;  $T_{\text{о.х.стр}}=6\text{ мксек}$ ;  $U_{\text{пл}}=35\text{ в}$ ; емкость монтажа  $C_{\text{м}}=50\text{ пф}$ ; сопротивление делителя  $R_{\text{д}}=200\text{ ком}$ ;  $\Delta_r=k_{\text{нл}}\leq 3\%$ ,  $t=20\pm 50^\circ\text{C}$ ; управляющие импульсы длительностью  $T_{\text{ох}}$  положительной полярности,  $U_{\text{имп}}=2\text{ в}$ .

**Общие соображения.** Целесообразно ГКР и ГСР построить по единой схеме.

Учитывая высокие требования к стабильности и линейности отклонения, выбираем в состав функциональной схемы каждого генератора развертки ГПН с простой интегрирующей  $RC$ -цепью (см. рис. 4-11,а) в расчете на использование высокостабильных зарядно-разрядных конденсаторов и корректирующий усилитель (см. рис. 4-15); сравнительно небольшой размах напряжения  $U_{\text{пл}}$  позволяет применить на выходе ГР обычный балансный усилитель с генератором постоянного тока (см. рис. 2-8).

Источники питания балансного усилителя ( $E$  и  $E_1$ ) желательно использовать и для других узлов схемы.

**Выходной усилитель.** Из формулы (2-64) определяем  $r_{\text{вых экв макс}}=12\text{ ком}$ . В схеме балансного усилителя собственное выходное сопротивление  $r_{\text{вых}}\approx 10^5\text{ ом}$ ; следовательно,  $r_{\text{вых экв}}\approx R_{\text{н}}$ ; с запасом берем  $R_{\text{н}}=10\text{ ком}$  (тип С5-5).

Из формулы (2-63) находим разделительные емкости на кадровой и строчной частотах:  $C_{\text{кадр}}\approx 4,7\text{ мкф}$ ,  $C_{\text{стр}}\approx 15\,000\text{ пф}$ .

Выбираем кремниевые транзисторы с возможно большим коэффициентом  $\beta$  и предельно допустимым напряжением на коллекторе  $U_{\text{к.макс}}>U_{\text{пл}}$  — П307Б ( $\beta=50\div 150$ ;  $U_{\text{к.макс}}=80\text{ в}$ ;  $I_{\text{к.макс}}=30\text{ ма}$ ;  $P_{\text{к.макс}}=250\text{ мвт}$ ).

Соответствующий требуемому напряжению  $U_{\text{пл}}$  ток нагрузки

$$I_{\text{н}}=\frac{U_{\text{пл}}}{R_{\text{н}}}=3,5\text{ ма}.$$

Задаемся током  $\delta I_{\text{н}}=1\text{ ма}$ , откуда коэффициент  $\delta\approx 0,28$ .

По формуле (2-25) ток  $I_{\text{о}}\approx 5,5\text{ ма}$ .

Ориентировочно определяя  $r_{\text{с}}^*\approx 15\text{ ом}$  и считая  $\Delta\bar{\beta}=1\text{ } \%/1^\circ\text{C}$ , а  $\Delta r_{\text{с}}^*=0,6\text{ } \%/1^\circ\text{C}$ , находим из формулы (2-33) сопротивление  $R_{\text{с}}$ ,



обеспечивающее при среднем значении  $\beta=100$  нулевую нестабильность  $\Delta p$ :

$$R_3 = \frac{\Delta F^*_{\text{в}}}{\Delta \beta} \beta r^*_{\text{в}} = 900 \text{ ом};$$

берем  $R_3=1 \text{ ком}$  (тип С5-5).

Коэффициент  $\psi=R_3/R_H=0,1$ .

Согласно формуле (2-24) требуемый размах входного сигнала  $U_{\text{вх}}(\text{ВУ})=U_C=7 \text{ в}$ ; максимальный входной ток в случае наименьшего (при температуре  $t_{\text{мин}}=-30^\circ\text{C}$ ) коэффициента  $\beta_{\text{мин}}=25$

$$I_{\text{вх}}(\text{ВУ})_{\text{макс}} = \frac{(1+\delta) I_H}{\beta_{\text{мин}}} = 0,18 \text{ ма}.$$

Для регулировки размаха отклонения между эмиттерами транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  следует включить переменное сопротивление  $20 \text{ ком}$ .

Считая  $U_{\text{вх}0}=0$ , определяем напряжение  $E_{62}=U_{\text{вх}}/2=3,5 \text{ в}$ .

Задав коэффициентами  $\xi'=\xi'_1=0,85$ , а  $\psi_1=\psi$  ( $R_{\text{в}1}=R_3$ ), находим по формулам (2-26) и (2-27) требуемые величины питающих напряжений:  $E=60 \text{ в}$ ,  $E_1 \approx -8,2 \text{ в}$  (берем  $-10 \text{ в}$ ).

С учетом падения напряжения на эмиттерном переходе транзистора  $T_3$  ( $U_{\text{в}3} \approx 0,7 \text{ в}$ ) напряжение  $E_{63}=I_0 R_{\text{в}1}+U_{\text{в}3}=6,2 \text{ в}$ .

Напряжения  $E_{62}$  и  $E_{63}$  могут быть получены с помощью потенциометрического делителя либо стабилизаторов (расчет этих цепей не представляет специфического интереса).

По формулам (2-30)—(2-32) проверяем загрузку транзисторов  $T_1-T_3$  по рассеиваемой на коллекторе мощности:  $P_{\text{к}1} \approx 70 \text{ мвт}$ ;  $P_{\text{к}2} \approx 80 \text{ мвт}$ ;  $P_{\text{к}3} \approx 30 \text{ мвт}$ .

**Генератор пилообразного напряжения.** Напряжение питания  $E=60 \text{ в}$ , транзистор  $T_1$ —ПЗ07Б.

При требуемом размахе напряжения  $U_C \approx U_{\text{вх}}(\text{ВУ})=7 \text{ в}$ , задавшись током  $I_{\text{с}0}=0,5 \text{ ма} \gg I_{\text{к}01\text{макс}} \approx 10 \text{ мка}$ , по формуле (4-6) получим емкость зарядно-разрядного конденсатора для кадровой и строчной частот:  $C_{\text{кадр}} \approx 1,5 \text{ мкф}$  (тип К77-1),  $C_{\text{стр}} \approx 4700 \text{ пкф}$  (тип К76П-2).

По формуле (4-15) сопротивление  $R=120 \text{ ком}$ .

Считая  $T_{\text{о.х.макс}}=0,9T_{\text{о.х.}}$ , по формуле (4-20) определяем токи  $I_{\text{кл.мин.кадр}}=11,5 \text{ ма}$ ,  $I_{\text{кл.мин.стр}}=6 \text{ ма}$ .

При  $\beta_{\text{мин}}=25$  из формулы (4-19) сопротивления  $R_{1\text{кадр}} \approx 2,7 \text{ ком}$ ,  $R_{1\text{стр}} \approx 5,1 \text{ ком}$  (полагаем  $U_{\text{в}1}=0,7 \text{ в}$ ).

При  $E_1=-10 \text{ в}$  сопротивления  $R_{2\text{кадр}} \approx 25 \text{ ком}$ ,  $R_{2\text{стр}} \approx 47 \text{ ком}$ .

Максимально возможный (при температуре  $t_{\text{макс}}=70^\circ\text{C}$ ) коэффициент  $\beta_{\text{макс}} \approx 225$ ; следовательно, отношение  $\beta_{\text{макс}}/\beta_{\text{мин}}=9$ , а токи  $I_{\text{кл.макс.кадр}}=105 \text{ ма}$ ,  $I_{\text{кл.макс.стр}}=56 \text{ ма}$ . Поскольку транзисторы ПЗ07Б рассчитаны на импульсный ток коллектора до  $120 \text{ ма}$ , включать ограничительное сопротивление не обязательно.

Максимальный ТКЕ обоих зарядно-разрядных конденсаторов порядка  $0,01 \text{ } \%/^\circ\text{C}$ . Пренебрегая дестабилизирующим влиянием напряжения  $E$ , сопротивления  $R$  и тока  $I_{\text{к}01}$  (взаимокомпенсируется с током  $I_{\text{к}01}$  транзистора  $T_1$  корректирующего усилителя), по формуле (4-22) определяем нестабильность размаха выходного напряжения ГПН при перепаде температуры  $|\Delta t|=50^\circ\text{C}$ :  $|\Delta \bar{U}_{\text{вых}}| \approx |\Delta \bar{C}|=0,5 \text{ } \%$ .

**Корректирующий усилитель.** Ввиду отсутствия  $p-n-p$  кремниевых транзисторов на коллекторное напряжение свыше  $60 \text{ в}$  приходится

применить в каскаде  $T_{II}$  транзистор МП104 (или 2Т203А) с параметрами:  $U_{к.макс}=60$  в;  $I_{к.макс}=10$  ма;  $P_{к.макс}=150$  мвт;  $\beta \geq 9$ ; при этом напряжение на эмиттере  $T_{II}$  должно быть снижено до величины  $E_{эII}=40 \div 45$  в (например, с помощью стабилитронов). Транзистор  $T_I$  — ПЗ07Б.

Задаемся током  $I_{кII0} \approx 10 I_{вх(ВУ)} \approx 2$  ма; при напряжении  $E_0 = -E_I = -10$  в сопротивление  $R_0 = E_0 / I_{кII0} \approx 5,1$  ком.

Берем  $R_d = R_0$ .

При средних значениях  $\beta_I = 100$  и  $\beta_{II} = 20$  находим по формуле (4-29) сопротивление  $R_{св.опт} = 120$  ком (используется для регулировки линейности).

Максимальный (при наибольшем коэффициенте  $\beta_{IIмакс} \approx 50$ ) начальный ток транзистора  $T_I I_{кI0} = I_{кII0} / \beta_{IIмакс} = 40$  мка. Для увеличения этого тока (примерно на 100 мка) полезно подключить коллектор  $T_I$  к источнику  $E$  через сопротивление  $R_{кI} = (E - E_{эII}) / 100$  мка  $\approx 200$  ком.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Валик И. Л., Хромов Л. И. Узкополосные малокадровые телевизионные системы.— «Техника кино и телевидения», 1958, № 12, с. 20—25.
2. Валик И. Л., Хромов Л. И. О новом типе телевизионных систем.— «Радиотехника», 1961, т. 16, № 2, с. 74—78.
3. Брацлавец П. Ф., Росселевич И. А., Хромов Л. И. Космическое телевидение. М., «Связь», 1967.
4. Самойлов В. Ф. Генераторы телевизионной развертки. М., «Связь», 1966.
5. Самойлов В. Ф. Транзисторные генераторы телевизионной развертки. М., «Связь», 1969.
6. Васильев Н. Н., Смирнова В. Ф. Расчет транзисторного выходного каскада кадровой развертки с трансформаторным выходом.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1968, вып. 4, с. 83—95.
7. Schneider H. D. Transistorierte horisontal und vertikal Ablenkgeräte für Fernseekamera.— «Radio Mentor», 1966, № 5, p. 412—413.
8. Окадо Тоси, Сахара Хироси. Схемы телевизионных разверток.— «Данси гирдзюцу, Electronic Engng», 1965, № 6, p. 90—101.
9. Шац С. Я. Транзисторы в импульсной технике. Л., Судпромгиз, 1963.
10. Тищенко А. М. и др. Расчет и проектирование импульсных устройств на транзисторах. М., «Советское радио», 1964.
11. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., Машиностроение, 1966.
12. Гольденберг Л. М. Теория и расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах. М., «Связь», 1969.
13. Яковлев В. Н. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, «Техника», 1968.
14. Лицкевич А. М., Урецкий И. М. Выходной каскад генератора пилообразного тока с коррекцией нелинейности на полупроводнико-

вых приборах. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. IX, «Техника телевидения», 1962, вып. 2, с. 45.

15. **Лицкевич А. М.** Об одном способе коррекции нелинейности отклонения в ключевых генераторах пилообразного тока на полупроводниковых приборах. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1967, вып. 1, с. 56—67.

16. **Халфин А. М.** Основы телевизионной техники. М., «Советское радио», 1965.

17. **Гершберг А. Е.** Электростатические видиконы. М., «Энергия», 1969.

18. **Бонштедт Б. Э., Маркович М. Г.** Фокусировка и отклонение пучков в электроннолучевых приборах. М., «Советское радио», 1967.

19. **Шефтель И. Т.** Термосопротивления. Характеристики, конструкция и области применения. М., Физматгиз, 1958.

20. **Лицкевич А. М., Модель А. З.** Применение интегрирующих схем на транзисторах в качестве низкочастотных генераторов пилообразного напряжения и тока. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. IX «Техника телевидения», 1960, вып. 3, с. 85—97.

21. **Модель А. З.** К расчету выходных усилителей генераторов электромагнитной развертки с непосредственной связью. — «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1971, вып. 1, с. 51—59.

22. **Модель А. З., Овчинников Е. К.** О стабильности развертывающего устройства с преобразователями «код — ток». — «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1971, вып. 5, с. 82—89.

23. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1965.

24. **Дрангинис В. В., Модель А. З.** Стабильный усилитель мощности. Авторское свидетельство № 149456, класс 21 а<sup>2</sup>, 1801, 1961. — Бюллетень изобретений, 1962, № 16.

25. **Модель А. З., Дрангинис В. В.** Высокостабильные оконечные каскады генераторов низкочастотной развертки на транзисторах. — «Радиотехника», 1961, № 7, с. 52—59.

26. **Овчинников Е. К.** Адресные устройства телевизионных систем обработки изображений. — В кн.: Структурные методы опознавания и автоматическое чтение. М., ВИНТИ, 1970, с. 281—289.

27. Справочник по импульсной технике. Киев, «Техника», 1971.

28. **Важенина З. П.** Фантастические генераторы. М., «Советское радио», 1965.

29. **Nillesen A. H.** Recent development in circuits and transistors for television receivers. II. Fiel deflection circuits for tuny — vision

receivers.— «Electronic Applications, Components and Materials», 1966—1967, № 1, p. 12—29.

30. **Катаев С. И.** Генераторы импульсов телевизионной развертки. М.—Л., Госэнергониздат, 1951.

31. **Лицкевич А. М.** Ключевой генератор пилообразного напряжения с индуктивным накопителем.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1968, вып. 2, с. 76—86.

32. **Ренне В. Г., Оганесян А. Г.** Исследование схемы, эквивалентной конденсатору с абсорбцией.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. III. «Детали и компоненты аппаратуры», 1964, вып. 7, с. 31—37.

33. **Честнова М. К.** Диэлектрическая абсорбция в конденсаторах различных типов.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. III. «Детали и компоненты аппаратуры», 1962, вып. 4, с. 21—30.

34. **Модель А. З.** Влияние абсорбционных параметров конденсаторов на работу генераторов пилообразного напряжения.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1968, вып. 4, с. 96—106.

35. **Цыпкин Я. З.** Теория импульсных систем. М., Физматгиз, 1958.

36. **Пустынский И. Н., Хорошаев В. М.** Генераторы пилообразного напряжения с произвольной нелинейностью.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. «Техника телевидения», 1967, вып. 2, с. 16—25.

37. **Холл Р. К.** Транзисторные схемы генераторов разверток для телевизионных камер.— Материалы Лондонского симпозиума фирмы «Электроника», 1965, № 7, с. 1—10.

38. **Модель А. З., Шишков Г. Н.** Генератор пилообразного напряжения. Авторское свидетельство № 159568, класс 21 а<sup>1</sup>, 3602; МПК Н 03 к. Бюллетень изобретений, 1964, № 1.

39. **Rosenbluth W.** Linear sweep signal generator. Патент США № 3300655, кл. 307—88,5, 1967.

40. **Charlton R.** Linear sweep generator. Патент США № 3347101. кл. 307—88,5, 1967.

41. **Модель А. З., Шишков Г. Н.** Анализ транзисторных генераторов пилообразного напряжения с положительной обратной связью.— «Радиотехника», 1965, № 9, с. 46—57.

42. **Jourgenssen R.** Dispositif pour produire des oscillations en forme d'escalier. Патент Франции № 1344704, кл. G01d, 1963.

43. **Merril L. C., Slater T. L.** Linear sweep-voltage generators and precision amplitude comparator using transistors.— «Electr. Commun.», 1956, № 3, p. 228—233.

44. **Модель А. З.** Транзисторный генератор пилообразного напряжения с отрицательной емкостной обратной связью.— «Вопросы радиоэлектроники», сер. IX «Техника телевидения», 1965, вып. 1, с. 83—91.

45. **Corney J.** Lenearly-varying output voltage generator utilizing a transisorized modifiled Miller integrators. Патент США, № 3256446, кл. 307—88,5, 1966.

46. **Яковлев В. Н.** Полупроводниковый генератор линейно изменяющегося напряжения с комбинированной обратной связью.— Научные доклады высшей школы по разделу «Радиотехника и электроника», 1959, № 1, с. 188—192.

## **Оглавление**

Предисловие . . . . .	3
-----------------------	---

### **Глава первая**

#### **Основы построения генераторов развертки**

1-1. Общие сведения о генераторах электромагнитной развертки . . . . .	5
1-2. Принципы формирования линейно изменяющегося тока . . . . .	8
1-3. Виды генераторов электромагнитной развертки . . . . .	17
1-4. Краткие сведения о генераторах электростатической развертки . . . . .	20

### **Глава вторая**

#### **Выходные бестрансформаторные усилители ГР**

2-1. Общие сведения . . . . .	21
2-2. Работа однотактного усилителя пилообразного тока . . . . .	24
2-3. Усилители с раздельным включением ОК . . . . .	31
2-4. Однотактные усилители с мостовым включением ОК . . . . .	42
2-5. Двухтактные усилители с мостовым включением ОК, работающие в режиме А . . . . .	48
2-6. Двухтактные усилители, работающие в режиме В (АВ) . . . . .	50
2-7. Работа усилителей во время обратного хода . . . . .	64
2-8. Выходные усилители генераторов электростатической развертки . . . . .	70
2-9. Практические рекомендации . . . . .	72

### **Глава третья**

#### **Выходные усилители ГР с отрицательной обратной связью по току нагрузки**

3-1. Характеристики усилителя как преобразователя напряжения в ток . . . . .	74
3-2. Усилители с последовательной ООС . . . . .	77
3-3. Усилители с параллельной ООС . . . . .	81
3-4. Нестабильность рабочей точки . . . . .	85
3-5. Схемы выходных усилителей ГР с ООС по току нагрузки . . . . .	87
3-6. Схемы с операционными усилителями . . . . .	99

### **Глава четвертая**

#### **Генераторы пилообразного напряжения**

4-1. Общие сведения . . . . .	104
4-2. Особенности работы ГПН на низких частотах . . . . .	110

4-3. Генераторы пилообразного напряжения с простой интегрирующей цепью . . . . .	116
4-4. Генераторы пилообразного напряжения с токостабилизирующим двухполюсником . . . . .	127
4-5. Генераторы пилообразного напряжения с положительной обратной связью . . . . .	138
4-6. Генераторы пилообразного напряжения с отрицательной обратной связью . . . . .	160
4-7. Практические рекомендации . . . . .	177
Приложение. Примеры проектирования ГР . . . . .	180
Список литературы . . . . .	186



*АЛЕКСАНДР ЗАЛМАНОВИЧ МОДЕЛЬ*

**Транзисторные генераторы развертки**

Редактор Ю. А. Шумихин  
Редактор издательства В. А. Абрамов  
Художественный редактор Д. И. Чернышев  
Технический редактор М. П. Осипова  
Корректор В. С. Антипова

Сдано в набор 30/X 1973 г.

Подписано к печати 13/V 1974 г.

Т-0 708

Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 10,08

Уч.-изд. л. 13,09

Тираж 15 000 экз. Зак. 468 Цена 50 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114,  
Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома  
при Государственном комитете Совета  
Министров СССР по делам издательств,  
полиграфии и книжной торговли.  
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

**Цена 50 коп.**