

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

ОБЩИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО РАБОТЕ НАД КУРСОВОЙ РАБОТОЙ

Работа студента над курсовой работой складывается из следующих элементов: самостоятельное изучение разделов и тем пособия с последующей самопроверкой и решением типовых задач, индивидуальные консультации, посещение лекций, практических занятий, сдача курсовой работы.

При выполнении курсовой работы необходимо получить электронную версию по выполнению заданного проекта. Номер задания определяется в соответствии со списком группы.

1.ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ.

1.1.ТИПЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Операционный усилитель (ОУ) в настоящее время является наиболее универсальным усилителем, позволяющим на его основе реализовывать практически любые требования, предъявляемые к усилителям.

ОУ находят широкое применение не только в усилительных схемах, но и в различных аналоговых и импульсных устройствах. Отечественная промышленность выпускает большое количество различных типов ОУ, выполненных в виде интегральных микросхем и представляющих собою высококачественные усилители с непосредственными (гальваническими) связями, высоким коэффициентом усиления ($10^3 - 10^6$), малым уровнем собственных шумов, способные устойчиво работать при замкнутой цепи отрицательной обратной связи (ООС).

подавляющее большинство ОУ изготавливаются по монолитной интегральной технологии, обеспечивающей низкую стоимость, наибольшую плотность упаковки, высокую, надежность работы. По гибридной технологии в небольших количествах выпускаются ОУ специального назначения, которые либо нельзя реализовать в монолитной форме, либо нецелесообразно по экономическим соображениям из-за ограниченного на них спроса.

Наиболее распространены ОУ общего применения. Характерные особенности этих усилителей - низкая стоимость, малые размеры, широкий диапазон напряжения питания, защищенный от перегрузок вход и выход, малое количество или полное отсутствие дополнительных компонентов, невысокая частота единичного усиления ($f_{г} = 10^6$ Гц), малая склонность к самовозбуждению, хорошая повторяемость характеристик в стандартном технологическом процессе изготовления монолитных ИМС.

Усилители, которые по некоторым параметрам превосходят ОУ общего применения, называются специальными. Специальные усилители сложнее и дороже. Однако это деление условное, так как идет непрерывное совершенствование схем и технологии, и параметры, которые недавно считались выдающимися, сегодня являются стандартными.

Различают следующие типы специальных ОУ.

1. Прецизионные ОУ, характеризующиеся малыми входными погрешностями, достаточно большим коэффициентом усиления без ООС и коэффициентом ослабления синфазного сигнала.

2. Электрометрические ОУ, имеющие очень большие входные сопротивления, малые входные токи и шумы.

3. Быстродействующие ОУ, предназначенные для обработки быстроменяющихся аналоговых сигналов; обычно имеют внешние цепи коррекции. Делятся на два класса:

- широкополосные усилители, предназначенные для обработки непрерывных сигналов; характеризуются высокими значениями частоты единичного усиления и частоты усиления на полной мощности.

- ОУ с быстрым установлением, рассчитанные на обработку импульсных сигналов. Они имеют высокие значения частоты единичного усиления и скорости нарастания выходного напряжения, повышенные значения выходного тока.

Параметры некоторых типов ОУ, выпускаемых отечественной промышленностью, даны в приложении 2.

1.2. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НА БАЗЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (ОУ).

Мощность, отдаваемая ОУ в нагрузку, определяется максимальным выходным напряжением ОУ $U_{OУ\max}$ и минимально допустимым сопротивлением нагрузки ОУ $R_{Н\min}$. Для современных ОУ значения максимального выходного напряжения и допустимого сопротивления нагрузки имеют значения: $U_{OУ\max} < 10\text{В}$ и $R_{Н\min} > 1 \div 5\text{ кОм}$, что объясняется ограниченной мощностью рассеивания в полупроводниковом кристалле.

В тех случаях, когда от усилителя мощности (УМ) требуются параметры, превосходящие выходные параметры ОУ, последовательно с ОУ включают дополнительный усилитель, обычно с гальванической связью, выполненный на дискретных транзисторах, который в технической литературе получил название "бустер". Токовый бустер увеличивает выходной ток: его коэффициент усиления по напряжению $K_{УБ}$ приблизительно равен единице. Бустер напряжения увеличивает выходное напряжение и, возможно, ток. На практике стараются основное усиление по напряжению получить от ОУ, так как бустер с единичным усилением обладает наименьшими искажениями выходного сигнала.

Если требуемое напряжение на нагрузке усилителя мощности $U_H > U_{OУ\max}$, используют бустер с минимальным усилением по напряжению, определяемым по условию;

$$K_{и\delta} = \frac{U_H}{U_{ov\max}} \geq 1 \quad (1.1)$$

Большинство распространенных схем бустеров неинвертирующие. ОУ соединяется с бустером гальванически и охвачен общей отрицательной обратной связью (ООС), которая повышает стабильность работы, расширяет полосу пропускания и снижает нелинейные искажения.

Структурные схемы инвертирующего и неинвертирующего УМ с бустером показаны на рис.1.1. Конденсатор $C_{кор}$ компенсирует дополнительный фазовый сдвиг, вносимый бустером на высоких частотах, и повышает устойчивость работы УМ.

Для инвертирующего включения (рис.1.1а) - $K_{уум} = -R_{ос} / R_1$. Для неинвертирующего включения (рис.1.1б) - $K_{уум} = 1 + R_{ос} / R_1$.

Параметры корректирующего конденсатора $C_{кор}$ выбираются из соотношения:

$$C_{кор} = \tau_{бб} / R_{ос}, \quad (1.2)$$

где $\tau_{бб}$ - постоянная времени бустера в области верхних частот (зависит от частотных свойств транзисторов бустера и величины емкости нагрузки). Расчет данной величины будет приведен при расчете конкретных схем бустеров.

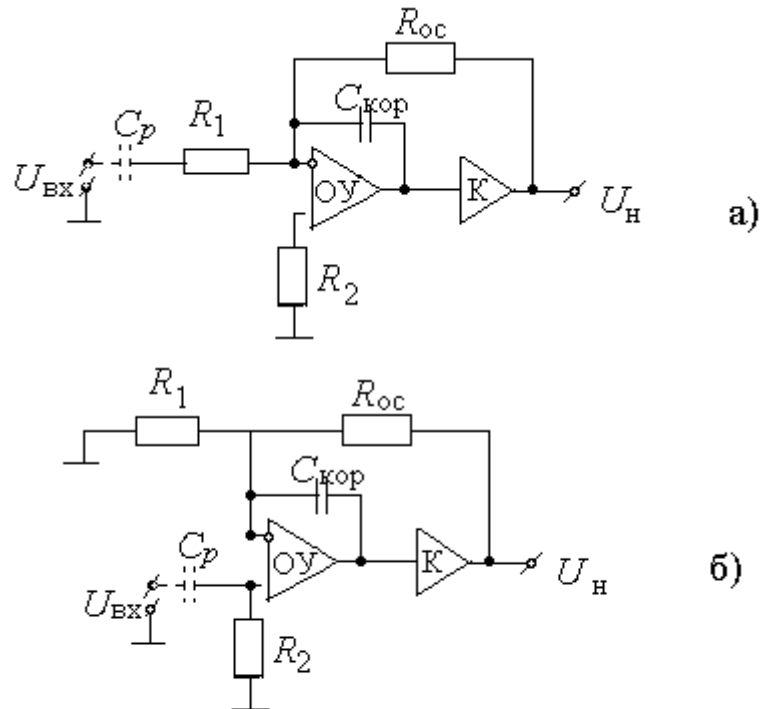


Рис. 1.1.

Схема усилителя мощности на ОУ с бустером: а – фаза выходного сигнала УМ сдвинута на 180^0 относительно входного (инвертирующий УМ); б – фаза выходного сигнала совпадает со входным (неинвертирующий УМ).

1.3 ВЫБОР ТИПА ОУ И КОРРЕКЦИЯ ЕГО ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

ОУ является входным каскадом УМ и, следовательно, должен удовлетворять следующим условиям:

а) При выборе ОУ необходимо учитывать параметры разброса самого ОУ и спроектированной схемы. С этой целью для определения $K_{u.ô}$ используем следующее:

$$F = \Delta K_{U.ou} / \delta K_U,$$

где $\Delta K_{U.ou}$ – разброс параметров ОУ, δK_U – разброс параметров спроектированной схемы.

Далее находим коэффициент усиления схемы исходя из заданных параметров:

$$K_{U.ym} = U_n / e_n.$$

Следующим этапом является определение $K_{U.ou}$. Он равен

$$K_{U.ou} = F \cdot K_{U.ym}.$$

б) обеспечить максимальную передачу напряжения источника сигнала e_n с внутренним сопротивлением R_2 на вход УМ:

$$\begin{aligned} &\text{при } R_{вх.ou} \gg R_{вх.ум} \gg R_\Gamma \quad U_{ex} \approx E_n, \\ \text{а при } R_{вх.ou} \gg R_{вх.ум} \approx R_\Gamma \quad U_{вх} &= \frac{E_\Gamma R_{вх.ум}}{R_{вх.ум} + R_\Gamma}; \end{aligned} \quad (1.3)$$

Зная R_Γ , определяем $R_{вх.ou}$ в соответствии с уравнениями 1.3 и по справочнику выписываем все ОУ имеющие близкие по значению $R_{вх.ou}$.

в) коэффициент усиления ОУ на верхней частоте сигнала f_β $k_{uou}^{f_\beta}$ должен хотя бы на порядок превышать требуемое значение $k_{uум}$ для обеспечения глубокой ООС во всем диапазоне частот УМ

$$k_{uou}^{f_\beta} \geq 10 k_{uум} \quad (1.5)$$

Значение $k_{uou}^{f_\beta}$ определяется по амплитудно-частотной характеристике ОУ (АЧХ).

Для ОУ с внутренней коррекцией $k_{uou}^{f_\beta}$ может быть рассчитан аналитически по справочному значению частоты единичного усиления f_t

$$k_{uou}^{f_\beta} = f_t / f_\beta \quad \text{при } f_\beta \geq 10^2 \text{ Гц}; \quad (1.6)$$

г) для обеспечения максимального размаха напряжения на выходе ОУ, при синусоидальном сигнале частотой f_g , ОУ должен иметь скорость нарастания напряжения $V_{ивых}$ не менее

$$V_{U.ВЫХ} \geq 6,28 f_B U_{OU.МАКС}, \quad (1.7)$$

здесь f_g в МГц, $U_{оумакс}$ в В.

д) Далее, зная ЛВАХ, коэффициент усиления ОУ, f_g выбираем ОУ, которые вписываются в одну из выбранных ранее ОУ.

В случае, когда не удастся подобрать ОУ, удовлетворяющий перечисленным требованиям, используют каскадное включение усилителей на ОУ, как представлено на рис. 1.2. Связь между каскадами обычно гальваническая, что упрощает и удешевляет УМ, так как разделительные емкости должны быть неполярными из-за знакопеременного сигнала (электролитические конденсаторы, как правило, полярные, и их использование недопустимо). Каждый каскад на ОУ охвачен местной ООС, которая стабилизирует его коэффициент усиления и расширяет полосу пропускания каскада.

Полный коэффициент усиления усилителя мощности, состоящего из N каскадов, будет

$$k_{u\sum} = k_{u1} \cdot k_{u2} \cdot \dots \cdot k_{uN} = k_{уум}, \quad (1.8)$$

где k_{u1}, k_{u2} – коэффициенты усиления каскадов на ОУ с местными ООС; k_{uN} – коэффициент усиления последнего ОУ и бустера, охваченных ООС.

На рис 1.2 приведены схемы многокаскадных УМ с бустером. Обычно больше двух каскадов на ОУ в УМ использовать не рекомендуется, так как более широкополосный усилитель экономически целесообразно выполнять на дискретных элементах. Корректирующий конденсатор $C_{кор}$ выбирается по условию 1.2.

Сопротивления R_3 и R_4 на рис. 1.2 служат для уменьшения погрешности, вносимой входными токами ОУ.

В многокаскадных УМ первый каскад, включенный по неинвертирующей схеме (рис.1.2а), обеспечивает более высокое входное сопротивление, чем инвертирующая схема (рис.1.2б). В подобных многокаскадных УМ требования к ОУ в каждом каскаде различны.

Для ОУ входного каскада определяющими являются требования достаточной полосы пропускания и $R_{вх}$ (согласно 1.3). ОУ второго каскада должен также пропускать частоты до f_B и иметь требуемую амплитуду выходного напряжения (условия 1.4). Вместе оба каскада должны обеспечивать требуемый коэффициент усиления (условие 1.8).

В случае необходимости обеспечить очень высокое ($>10^6$ Ом) входное сопротивление, УМ на его входе ставят повторитель на ОУ и используют гальваническую связь с источником сигнала.

ОУ с внутренней коррекцией не требует индивидуальной коррекции. В ОУ с внешней коррекцией параметры корректирующих цепей зависят от требуемой величины коэффициента усиления каскада с ООС.

1.4 ВЫБОР ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ СХЕМЫ УМ

После выбора типа ОУ можно составить общую функциональную схему УМ, подобно изображенным на рис.1.2а и 1.2б.

а) В соответствии с заданием бустер должен обеспечивать на нагрузке амплитуду напряжения U_H , амплитуду тока $I_H=U_H/R_H$ и мощность $P_H=U_H^2/2R_H$. Так как бустер является нагрузкой ОУ, то на входе бустера ток $I_{ВХБ}$ и напряжение $U_{ВХБ}$ не должны превышать предельных параметров ОУ.

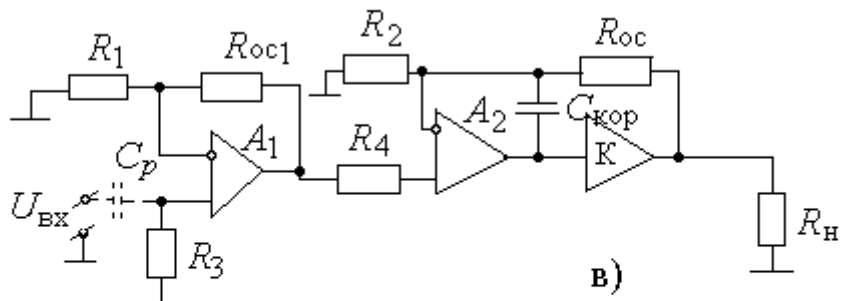
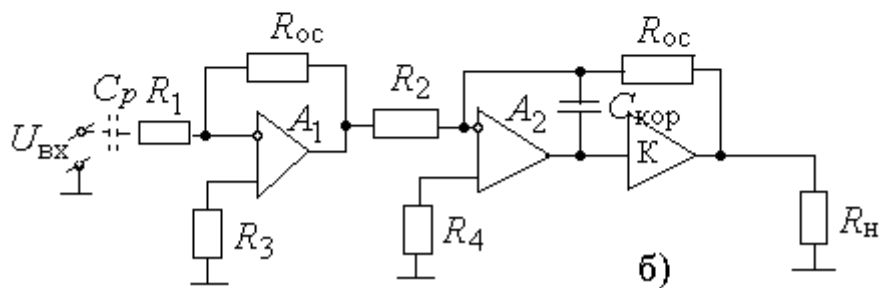
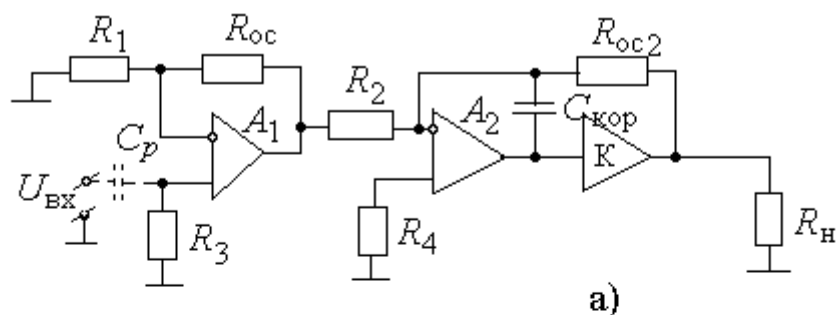


Рис. 1.2. Схема УМ с каскадным включением усилителей на ОУ: *a* – неинвертирующий УМ; *б* – инвертирующий УМ; *в* – неинвертирующий УМ с повышенным $R_{вх}$.

$$U_{вхб} \leq U_{оумакс} \quad (1.9)$$

и ток

$$I_{вхб} \leq \frac{U_{оумакс}}{R_{нмин}}. \quad (1.10)$$

Если $U_H < U_{оумакс}$, то целесообразно применить токовый бустер с $k_{иб} < 1$, имеющий наименьший коэффициент нелинейных искажений.

Если $U_H \geq U_{оумакс}$, то должен быть использован бустер напряжения с коэффициентом усиления

$$k_{иб} = \frac{U_H}{U_{оумакс}} \geq 1 \quad (1.11)$$

б) Для выбора числа каскадов ОУ определим требуемый коэффициент усиления усилителя мощности

$$k_{иум} = \frac{U_H}{U_{вх}}, \quad (1.12)$$

где $U_{вх}$ определяется по формуле (1.3). Коэффициент усиления каскадов на ОУ

$$k_{и\Sigma} = \frac{k_{иум}}{k_{иб}}. \quad (1.13)$$

Если $k_{и\Sigma} > k_{иоу}^{f_в}$, то число каскадов на ОУ N рассчитывается по формуле

$$N \geq \frac{10k_{и\Sigma}}{k_{иоу}^{f_в}}, \quad (1.14)$$

где N - ближайшее целое число (в сторону увеличения).

в) Схема включения входного каскада ОУ выбирается в зависимости от заданного источника входного сигнала и фазовых соотношений между входным и выходным сигналом.

Входное сопротивление для инвертирующего (рис.1.1а) и дифференциального включения ОУ равно:

$$R_{вх ум} = R_1 \quad (1.15)$$

Резистор $R_1 \leq 10$ кОм, иначе $R_{ос}$ получится очень большим. Для неинвертирующего включения (рис.1.1б)

$$R_{вх ум} = R_2 \quad (1.16)$$

и может достигать больших значений.

г) При разработке усилителя мощности переменного тока, необходимо определить место включения разделительных емкостей. Обычно раздели-

тельная емкость ставится на входе усилителя, как показано пунктиром на рис. 1.1 и 1.2. При этом ее величина будет минимальной. Разделительные емкости между каскадами использовать нежелательно.

д) Определение напряжения источника питания. Если $U_H < U_{OY \max}$, то напряжение источника питания УМ, в том числе и бустера, определяется требованием к питанию ОУ. Как правило, ОУ питается от двухполярного источника питания $\pm 15В$. Если $U_H \geq U_{OY \max}$, то напряжение общего двухполярного источника питания будет определяться выходным напряжением бустера.

Так как ОУ потребляет небольшой ток, то целесообразно питать его от общего источника через параметрические стабилизаторы на стабилитронах $VD1, VD2$, как показано на рис.1.3.

При $E_{\text{пит.буст.}} < U_{OY \max}$ напряжение источника питания УМ, в том числе и бустера, определяется $E_{\text{пит}}$ операционного усилителя. В этом случае целесообразно питать схему бустера от общего источника питания через параметрические стабилизаторы на стабилитронах Д1 и Д2.

При расчете цепей питания всей схемы выбираем однотипные стабилитроны, у которых напряжение стабилизации равно

$$U_{\text{ст}} = E_{\text{пит. буст.}},$$

$$I_{\text{ст.ном}} \sim (0,3-0,5) I_H,$$

где $E_{\text{пит. буст.}}, I_H$ - напряжение и ток питания бустера.

Номиналы ограничивающих ток резисторов определяются по следующим формулам:

$$R_{\text{ст1}} = R_{\text{ст2}} = \frac{U_{\text{ип.ОУ}} - E_{\text{пит.буст.}}}{(1,3 \div 1,5) I_H}.$$

Номиналы мощности рассеяния каждого резистора

$$P_{R.cm} = \frac{(U_{\text{ип.ОУ}} - E_{\text{пит.буст.}})^2}{R_{cm1,2}}.$$

В схеме 3.1. для рассмотренного данного случая цепи $R_{\text{ст.1}}, R_{\text{ст.2}}$ Д1 и Д2 подаются на цепи питания бустера.

Если $E_{\text{пит.буст.}} > U_{OY \max}$, расчет цепей питания ОУ. рассчитывается по следующим формулам. Выбираем однотипные стабилитроны $VD1, VD2$, у которых напряжение стабилизации и токи определяются как:

$$U_{\text{ст}} = |U_{\text{ип.оу}}|; I_{\text{ст.ном}} \approx (0,3 \div 0,5) I_{\text{ном.оу}} \quad (1.17)$$

где $U_{\text{ип.оу}}$ и $I_{\text{ном.оу}}$ - напряжение и ток питания ОУ.

Выберем номиналы ограничивающий ток резисторов

$$R_{cm1} = R_{cm2} = \frac{E_n - U_{\text{ст}}}{(1,3 \div 1,5) I_{\text{ном.ОУ}}} \quad (1.18)$$

Номинальная мощность рассеяния каждого резистора

$$P_{R.cm} = \frac{(E_n - U_{cm})^2}{R_{cm1,2}}. \quad (1.19)$$

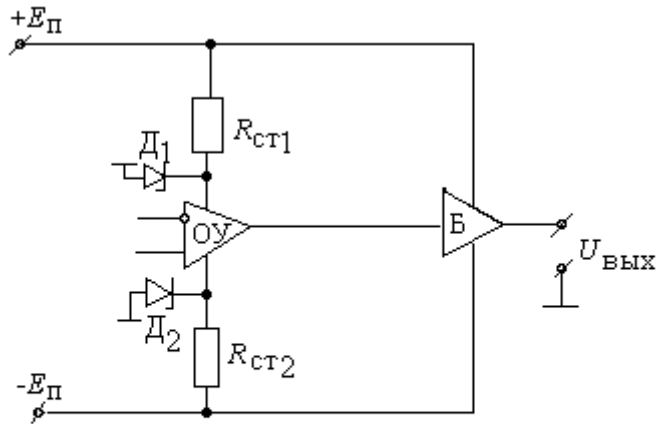


Рис. 1.3.

Схема питания ОУ при повышенном напряжении общего источника.

2. РАСЧЕТ ВЫХОДНОГО КАСКАДА УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ (БУ-СТЕРА)

В настоящее время разработано множество различных схем выходных каскадов усилителей мощности. Тем не менее далеко не все используются в схемах УМ на ОУ в силу ряда причин. Так практически не применяются трансформаторные каскады из-за нетехнологичности, больших габаритов и веса трансформаторов, сравнительно небольшой полосы пропускания и повышенного уровня нелинейных искажений. Сравнительно редко используются одноконтурные выходные каскады, работающие в классе А, имеющие низкий КПД и невысокий коэффициент использования питающих напряжений.

Широкое распространение получили двухтактные бестрансформаторные выходные каскады на транзисторах, имеющие гальваническую связь с ОУ и с нагрузкой. Это обусловлено рядом факторов:

- разработка и выпуск отечественной промышленностью недорогих комплементарных пар транзисторов на широкий диапазон выходных мощностей от долей ватт до нескольких десятков ватт;
- наиболее полное использование биполярного питания ОУ;
- хорошие частотные, температурные, энергетические и массогабаритные характеристики таких каскадов;
- возможность работы баз разделительных емкостей (с гальванической связью), что позволило реализовать не только усилители постоянного и переменного тока, но и различные импульсные и квазиимпульсные схемы;

- разработка бустеров в интегральном исполнении, совместимых с ОУ и улучшающих его выходные параметры: выходной ток, напряжение, мощность, скорость нарастания выходного напряжения и т.д.

На рис. 2.1-2.5 приведены принципиальные схемы некоторых типов бустеров тока и напряжения. Режим работы бустеров определяется величиной смещения на базе выходных транзисторов. Бустеры в режиме А используют крайне редко, лишь в высококачественных маломощных усилителях, что обусловлено низким кпд ($\eta \leq 40\%$) и значительным потреблением мощности при отсутствии входного сигнала.

В режиме В кпд - наибольший, достигающий 78% для синусоидального сигнала, высокий коэффициент использования питающих напряжений ($\xi \rightarrow 1$). Неприятной особенностью режима В являются искажения сигналов типа "ступенька", обусловленные запертыми транзисторами оконечного каскада в момент перехода сигнала через нулевой уровень.

В режиме АВ рабочая точка выбирается в начале линейной части входной характеристики транзисторов, что позволяет получить сравнительно высокий кпд и коэффициент использования напряжения, близкие к режиму В. Искажения типа "ступеньки" отсутствуют. В режиме покоя рассеивается малая мощность (порядка 1-10% от P_H).

Эти достоинства и обеспечили широкое распространение режима АВ в бустерах. Использование глубокой отрицательной обратной связи (ООС), охватывающей последний каскад на ОУ совместно с бустером, требует обеспечить необходимый запас по коэффициенту усиления всей схемы. С этой целью при выборе ОУ необходимо учитывать разброс параметров ОУ ΔK_{Oy} и нестабильность коэффициента усиления всей схемы δK_u . При расчетах вводится коэффициент F - глубина ООС, равный:

$$F = \frac{\Delta K_{Oy}}{\delta K_u}. \quad (2.1)$$

Бустеры тока, изображенные на рис. 2.1 и 2.3, построены на комплементарных транзисторах, включенных по схеме с общим коллектором. Схемы симметричны для положительной и отрицательной полуволн сигнала и обладают малыми нелинейными искажениями.

Простейший бустер (рис. 2.1а) позволяет обеспечить в нагрузке ток $I_H \leq 0,1 \div 0,3$ при мощности $P_H \leq 1 \div 3$ Вт.

Более мощный бустер (рис. 2.1б) выполнен на составных комплементарных транзисторах, что позволяет увеличить выходные параметры до $I_H \leq 5$ А и $P_H \leq 30$ Вт.

Режим АВ в этих схемах достигается включением смещающих диодов в базовые цепи. Если диоды выбраны из того же полупроводникового материала, что и транзисторы, то падение напряжения на открытом диоде

такое же, как и на прямосмещенном p-n переходе база-эмиттер транзистора, и составляет $\approx 0,7\text{В}$.

Источники тока ИТ1, ИТ2 через диоды задают ток, превышающий амплитуду входного тока бустера $I_{\text{ИТ}} > I_{\text{вхм.б}}$ и обеспечивающий открытое состояние диодов при любом входном сигнале. Данные схемы источников тока используются также в схеме 2.1.

Кроме функции смещения диоды обеспечивают термокомпенсацию бустера. При изменении окружающей температуры меняется напряжение $U_{\text{бэ}}$ транзисторов и одновременно падение напряжения на диодах, что улучшает термостабилизацию.

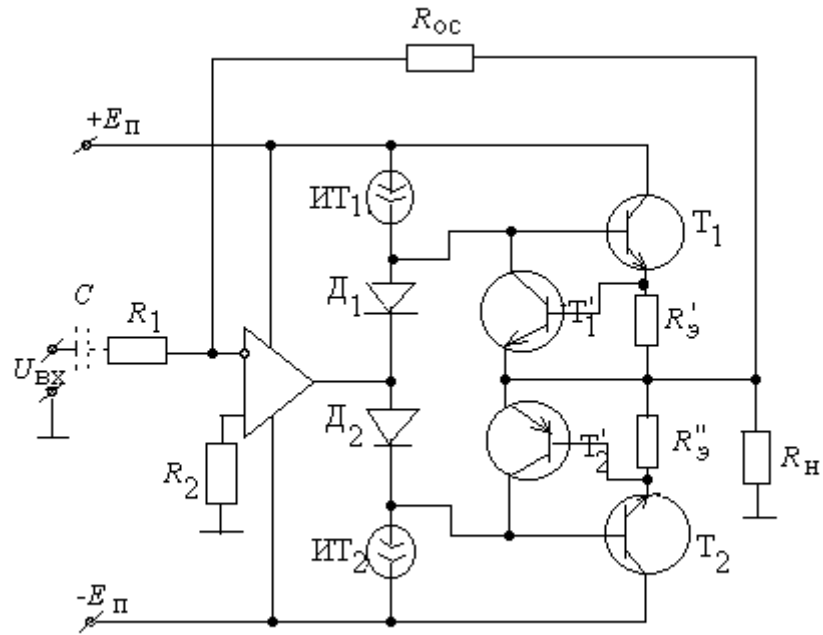
Резисторы R'_9, R''_9 и транзисторы T'_1, T'_2 в схеме 2.1а обеспечивают защиту выходной цепи УМ от перегрузки по току. Транзисторы T'_1, T'_2 откроются, если падение напряжения на резисторах R_9 превысит значение 0,6 В.

При этом максимальное значение выходного тока ограничивается величиной

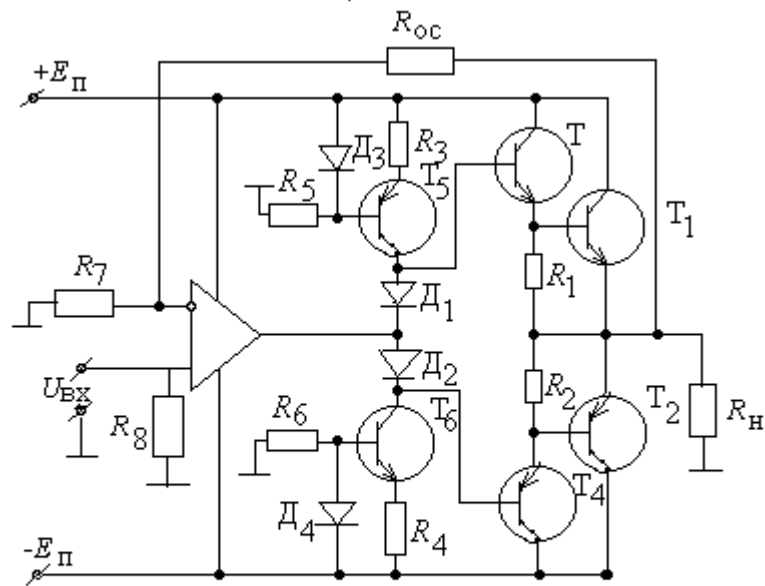
$$1,5I_{\text{kmax}} \approx \frac{0,6\text{В}}{R_9}. \quad (2.2)$$

При необходимости получения больших выходных токов используются составные транзисторы (рис.2.1б): пары T_1, T_3 и T_2, T_4 . При работе этой схемы в режиме АВ установка тока покоя затруднена, поскольку нужно скомпенсировать четыре, зависящих от температуры, напряжения $U_{\text{бэ}}$.

Для повышения термостабильности схемы 2.1.б вводят резисторы R_1, R_2 , падения напряжения на которых в режиме покоя выбираются $U_{\text{R}} \approx 0,4\text{В}$, вследствие чего мощные выходные транзисторы T_1, T_2 остаются запертыми при малых токах нагрузки. При увеличении выходного тока транзисторы T_1, T_2 отпираются. Поскольку напряжение $U_{\text{бэ}1,2}$ не превышает



а)



б)

Рис. 2.1. УМ с токовым бустером по схеме повторителя с дополнительной симметрией: а – инвертирующий; б – неинвертирующий.

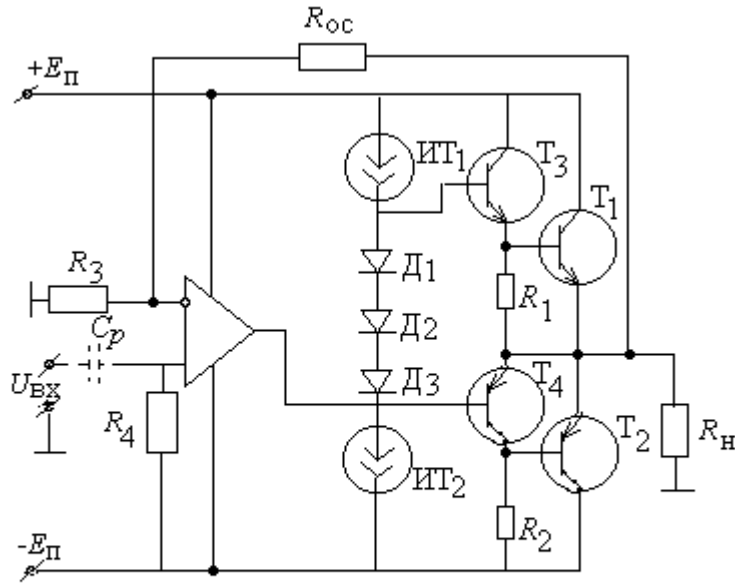


Рис. 2.2. Неинвертирующий УМ с токовым бустером по схеме повторителя с квазикомплементарной симметрией.

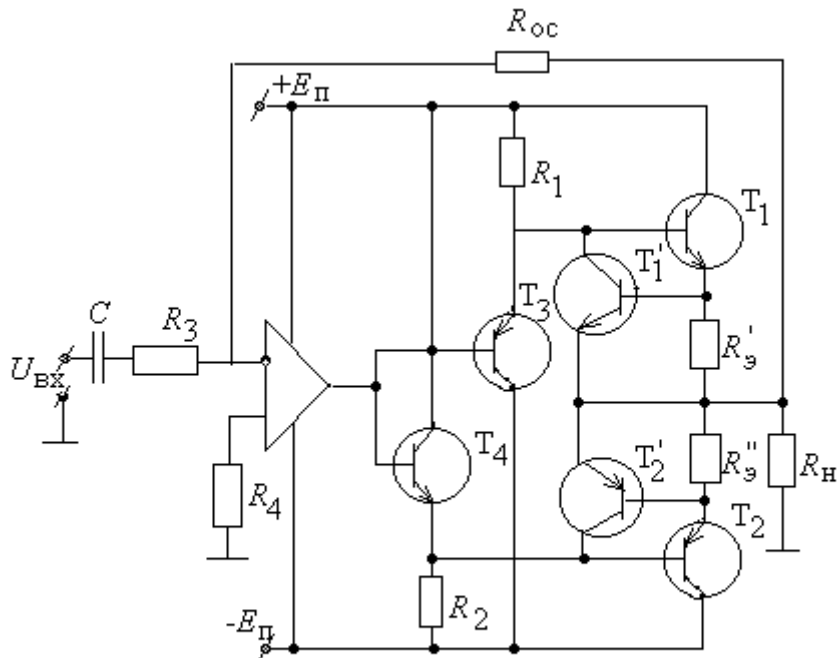


Рис. 2.3. Инвертирующий УМ с токовым бустером, использующим Повторители в целях смещения транзисторов T_1, T_2 .

0,8 В, при полностью открытых транзисторах T_1, T_2 , ток через резисторы R_1, R_2 не превысит величины $0,8V / R_1$, и большая часть тока транзисторов T_3, T_4 потечет в транзисторы T_1, T_2 .

Падение напряжения на диодах D_1, D_2 (рис.2.1б) должно составлять: $U_{D1,2} = 2 \times 0,7 + 2 \times 0,4 = 2,2V$.

На рис. 2.1б показаны принципиальные схемы источников тока ИТ₁ и ИТ₂, питающих диоды D_1, D_2 . Источник тока включает в себя транзистор T_5 (T_6) с эмиттерным резистором R_3 (R_4) и делителем в цепи базы на диоде D_3 (D_4) и резисторе R_5 (R_6). Применение источников тока позволяет обеспечить постоянный ток диодов D_1, D_2 при изменении входного сигнала бустера, что улучшает термокомпенсацию бустера. Кроме того, вследствие большого внутреннего сопротивления, источники тока не создают дополнительной нагрузки для ОУ (не снижают входное сопротивление бустера).

Бустер на схеме 2.2, собран по схеме эмиттерного повторителя с квазикомплементарной симметрией. В этой схеме в выходном каскаде использованы транзисторы T_1, T_2 одного типа проводимости, а транзисторы T_3, T_4 - различных типов. Для повышения температурной стабильности в этом каскаде, как и в предыдущей схеме, при малых токах нагрузки выходные транзисторы заперты, для чего падение напряжения на резисторах R_1, R_2 от тока покоя транзисторов T_3, T_4 составляет порядка 0,4 В. Общее падение напряжения на диодах D_1, D_2 должно составлять: $U_{D1,2} = 0,7 \times 2 + 0,4 = 1,8V$.

На рис.2.3 приведена схема токового бустера, в которой вместо смещающих диодов с источниками тока применены эмиттерные повторители на транзисторах T_3, T_4 , работающие в режиме А. Напряжение $U_{BЭ}$ этих транзисторов создает необходимое в классе АВ смещение на базах выходных транзисторов T_1, T_2 . При этом несколько возрастает потребляемая схемой мощность в режиме покоя, но обеспечивается высокое входное сопротивление бустера.

Бустеры напряжения, показанные на рис.2.4-2.5, позволяют получить напряжения на нагрузке, превышающие $U_{Oy.макс}$.

Бустер (рис.2.4) выполнен по традиционной схеме. Сигнал с выхода ОУ поступает на двухкаскадный усилитель мощности, выполненный по двухтактной схеме на транзисторах $T_1 - T_4$, включенных по схеме с ОЭ и работающих в режиме АВ. Для снижения нелинейных искажений, характерных для схемы включения с ОЭ, внутри бустера введена последовательная отрицательная обратная связь по напряжению через резистор R_5 . Коэффициент передачи цепи ООС определяется отношением части выходного напряжения, выделенного на входном сопротивлении транзисторов T_3, T_4 ,

определяемом со стороны эмиттера, т.е. в схеме с ОБ, ко всему выходному напряжению. Следовательно:

$$\chi = \frac{R_{ex.об.3,4}}{R_5 + R_{ex.об.3,4}} \approx \frac{R_{ex.об.3,4}}{R_5}. \quad (2.3)$$

В бустере (рис.2.5) сигнал управления снимается не с выхода ОУ, а с резисторов R_3, R_4 , включенных последовательно в цепь питания ОУ. Транзисторы T_3, T_4 работают в режиме А и выполняют функции стабилизатора напряжения питания ОУ. Они являются предоконечными усилителями и обеспечивают необходимое смещение на базах транзисторов T_1, T_2 , работающих в режиме АВ.

2.1. Расчет бустера тока по схеме двухтактного эмиттерного повторителя

Расчет токового бустера (схемы рис.2.1-2.3) производится в следующей последовательности.

1. Как правило, питание бустера осуществляется от тех же источников E_n , что и питание ОУ.

Подсчет величины E_n производится по формуле

$$E_n \geq U_H + U_{кэ.мин} + U'_{R_9}$$

(2.4)

здесь $U'_{R_9} = 0.6В$, $U_{кэ.мин} = 2+4В$ - падение напряжения на полностью открытом транзисторе $T_1(T_2)$.

2. Мощность, потребляемая оконечным каскадом,

$$P_{ип} = 2E_n I_{ксп}$$

(2.5)

где $I_{ксп}$ - средний ток транзисторов при максимальной амплитуде

$$I_{к.сп} = \frac{I_{к.мах}}{\pi} \cong \frac{I_H}{\pi}.$$

(2.6)

3. Мощность, рассеиваемая одним оконечным транзистором,

$$P_k = \frac{P_{ин} - P_{вых}}{2}; \quad P_{вых} = P_H. \quad (2.7)$$

4. Транзисторы T_1, T_2 выбираются из следующих условий:

$$а) I_{к1.мах} = I_{к2.мах} = I_H < I_{к.доп}, \quad (2.8)$$

$$б) U_{кэ.доп} \geq 2E_n, \quad (2.9)$$

$$в) P_{к1} = P_{к2} < P_{к.доп}, \quad (2.10)$$

$$г) f_B < f_{\beta 1} = f_{\beta 2}, \quad (2.11)$$

где $I_{к.доп}$, $U_{кэ.доп}$, f_{β} - предельные параметры транзисторов.

На основании этих условий подбираем подходящую комплементарную пару транзисторов. Для облегчения подбора транзисторов в приложении 1 приведены основные параметры некоторых рекомендуемых пар транзисторов на различные уровни мощности.

Если комплементарную пару конечных транзисторов подобрать не удастся, то можно воспользоваться схемой рис. 2.2 с выходным каскадом на однотипных транзисторах, которые выбираются согласно условиям (2.8-2.11). Методика расчета при этом остается прежней.

5. На выходных характеристиках выбранного типа транзисторов строится линия нагрузки одного плеча УМ, которая проходит через точки с координатами:

$$\begin{aligned} I_k &= 0 & U_{кэ} &= E_n \\ I_k &= I_{к.макс} = I_H & U_{кэ} &= E_n - U_H, \end{aligned}$$

где $U_H = I_H R_H = \sqrt{2 P_H R_H}$

Определяется ток $I_{ко}$ (ток покоя транзистора) выбираемый из соотношения

$$I_{ко} = (0.01 \div 0.15) I_{к.макс} \quad (2.12)$$

На входной характеристике, при $U_{кэ} \neq 0$, откладываются токи базы $I_{б0}$, $I_{б0.макс}$ (ток базы при максимальном сигнале) и находятся $U_{бэ0}$ и $U_{бэмакс}$.

Расчитываются амплитуды тока и напряжения в цепи базы:

$$\begin{aligned} I_{б1,2} &= I_{б1,2макс} - I_{б0,2} \\ U_{бэ1,2} &= U_{бэ1,2макс} - U_{бэ0,2}. \end{aligned} \quad (2.13)$$

и входное сопротивление бустера

$$R_{ex1,2} = R_{ex.б} = \frac{U_H + U_{бэ1,2}}{I_{б1,2}}. \quad (2.14)$$

Если $R_{ex.б} \geq (1.2 \div 1.5) R_{Hmin.oy}$, то ОУ согласован с выходным каскадом и схема бустера выбирается согласно рис 2.1а.

Если это условие выполнить не удастся, то потребуются дополнительные каскады согласования, как показано на рис. 2.1б, 2.2, 2.3.

Часто, если режим работы выходных транзисторов не приближается к предельному, входное сопротивление бустера можно рассчитать аналитически:

- в физической системе параметров

$$R_{ex1,2} = R_{ex.б} = r_{б1,2} + (\beta_{1,2} + 1)(R_H + r_{э1,2}), \quad (2.15 а)$$

где $r_{б1,2}$ - сопротивление базы транзисторов T_1, T_2

- в системе h -параметров

$$R_{ex1,2} = R_{ex.б} = h_{11э} + (h_{21э} + 1)R_H. \quad (2.15б)$$

Аналитически можно рассчитать амплитуду тока базы

$$I_{б1,2} = \frac{I_H}{\beta_{1,2} + 1}. \quad (2.16)$$

6. Рассчитаем делитель в цепи базы выходного каскада. Для того, чтобы диоды $D1$, $D2$ были всегда открыты, ток делителя I_d должен быть выбран из соотношения

$$I_d \geq I_{\beta m1,2} + (0,5 \div 1) \text{mA}. \quad (2.17)$$

Ток делителя обеспечивается источником тока (см. 2.1б) и находится из выражения:

$$I_d = I_{k5,6} \cong I_{\beta 5,6} = \frac{U_{R3,4}}{R_{3,4}} = \frac{U_{\partial 3,4} - U_{\beta \partial 5,6}}{R_{3,4}}. \quad (2.18a)$$

Здесь $U_{\beta \partial 5,6}$ принимается равным 0.7 В

Очевидно, что $U_{\partial 3,4}$ должно быть больше 0.7 В. Поэтому в качестве диода в цепи базы источника тока целесообразно использовать светодиод, прямое падение напряжения $U_{пр}$ которого более 0.7В. Например у светодиодов с красным свечением $U_{пр}=1.8\text{В}$. Можно также применить в цепи смещения базы два выпрямительных диода, включенные последовательно.

Из выражения (2.18a) определяется номинал резистора $R_{3,4}$. Напряжение $U_{R5,6} = E_n - U_{D3,4}$. Ток в делителе цепи базы $T_{5,6}$ обычно выбирается равным коллекторному току этих транзисторов, тогда

$$R_{5,6} = \frac{U_{R5,6}}{I_d}. \quad (2.18б)$$

Транзисторы $T_{5,6}$ источника тока выбираются в соответствии с требованиями:

$$\begin{aligned} I &\cong I_d < I_{к.доп} \\ U_{к\partial.доп} &\geq E_n \\ P_k &< P_{к.доп}, \text{ где } P_k = I_k U_{к\partial} = I_k (E_n - U_{\partial 3,4}) \\ f_{\beta} &\gg f_B \end{aligned} \quad (2.19)$$

Диоды $D1$, $D2$ выбираются из того же полупроводникового материала, что и транзисторы $T1$, $T2$, в соответствии с требованиями:

$$\begin{aligned} I_{д.доп} &> I_d \\ U_{д.обр.мах} &> 2E_n \\ \frac{1}{\tau_d} &\gg f_B \end{aligned} \quad (2.20)$$

где $I_{д.доп}$, $U_{добр.мах}$ и τ_d - предельные прямой ток, обратное напряжение и постоянная времени диода.

7. Величина токоограничивающих резисторов R_3' , R_3'' выбирается согласно (2.2).

8. Коэффициент усиления по напряжению бустера меньше единицы и рассчитывается либо графически -

$$K_{уб} = \frac{U_n}{U_n + U_{\beta \partial m1,2}}, \quad (2.21)$$

либо аналитически -

$$K_{уб} = \frac{(\beta_{1,2} + 1)R_n}{R_{ex.б}}, \quad (2.22a)$$

$$K_{Уб} = \frac{(h_{2,1\text{Э}1,2} + 1)R_n}{R_{exб}} \quad (2.22б)$$

9. Напряжение, снимаемое с выхода ОУ -

$$U_{вых.ОУ} = \frac{U_n}{K_{Уб}} \quad (2.23)$$

Это напряжение должно быть меньше максимально допустимого выходного напряжения ОУ $U_{оу\max}$, приводимого в справочниках.

10. Частотные искажения бустера в области высоких частот определяются верхней частотой f_β выходных транзисторов с учетом глубокой (100%) отрицательной обратной связи, существующей в этом каскаде.

Коэффициент частотных искажений бустера, без учета 100% ООС, равен

$$M_B = \sqrt{1 + \frac{f_B}{f_\beta}}. \quad (2.24)$$

При наличии 100% ООС в бустере -

$$M_{бв} = 1 + (M_B - 1)(1 - K_{уб}) \quad (2.25)$$

11. Рассмотрим варианты расчета токового бустера, когда

$R_{ex.б} < R_{ноу.min}$. При этом выбирается одна из схем, приведенных на рис. 2.16, 2.2, 2.3.

А. В схемах 2.16, 2.2 предоконечные транзисторы $T3, T4$ работают в режиме АВ. Амплитуда тока, протекающего через транзисторы $T3, T4$, определяется как

$$I_{\bar{K}3,4m} = (1,1 \div 1,3) I_{\bar{B}1,2m} \quad (2.26)$$

Ток покоя этих транзисторов выбирается в соответствии с выражением (2.12). На резисторах $R_{1,2}$, как уже указывалось, падение напряжения должно составлять $\approx 0,4 B$, поэтому

$$R_{1,2} = \frac{0,4B}{I_{к03,4}} \quad (2.27)$$

Средний ток транзисторов при максимальной амплитуде -

$$I_{к3,4cp} = \frac{I_{к3,4m}}{\pi} \quad (2.28)$$

Мощность, потребляемая предоконечным каскадом -

$$P_{\bar{K}\bar{\Pi}3,4} = 2E_n \cdot I_{к3,4cp} \quad (2.29)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором $T3$ ($T4$) -

$$P_{к3,4} = \frac{1}{2}(P_{кп3,4} - K_{уб} \cdot I_{к3,4ср} \cdot U_H) = \frac{1}{2}I_{к3,4ср} \cdot (2E_n - K_{уб}U_H). \quad (2.30)$$

Комплементарная пара транзисторов $T3, T4$ выбирается из условий:

$$\begin{aligned} а) I_{к.дон} &\geq I_{к3,4т} & б) U_{кэ.дон} &\geq 2E_n \\ в) P_{к.дон} &\geq P_{к3,4} & г) f_{\beta3,4} &> f_B \end{aligned} \quad (2.31)$$

Аналогично п.5 данного расчета графически или аналитически определяются входные параметры каскада на $T3, T4$ - $U_{бэм3,4}, I_{бэм3,4}$. С учетом того, что нагрузкой каскада на $T3, T4$ является входное сопротивление каскада на $T1, T2$, подсчитывается входное сопротивление бустера (см.рис.2.1б, 2.2) из выражений:

$$R_{вх 3,4} = R_{вх.б} = \frac{U_H + U_{бэм1,2} + U_{бэм3,4}}{I_{бт3,4}} \quad (2.32 а)$$

или

$$R_{вх.б} \approx \beta_{3,4} \cdot R_{вх 1,2} \cong h_{2,1э3,4} \cdot R_{вх 1,2} \quad (2.32 б)$$

Коэффициент усиления по напряжению -

$$K_{уб} = \frac{U_H}{U_H + U_{бэм1,2} + U_{бэм3,4}} \quad (2.33 а)$$

или аналитически

$$K_{уб} = \frac{\beta_{1,2} \cdot \beta_{3,4} \cdot R_H}{R_{вх.б}} = \frac{h_{2,1э1,2} \cdot h_{2,1э3,4} \cdot R_H}{R_{вх.б}} \quad (2.33 б)$$

По формуле 2.23 проверяется величина напряжения, снимаемая с выхода ОУ.

Частотные искажения в области высоких частот в схемах (рис.2.1б, 2.2) подсчитываются аналогично п.10 (выражения 2.24 ,2.25) с учетом того, что результирующий коэффициент частотных искажений Мвб равен произведению коэффициентов частотных искажений выходного (на транзисторах $T1, T2$) и предвыходного (на транзисторах $T3, T4$) каскадов.

Б. При расчете схемы бустера, показанного на рис.2.3, необходимо учитывать, что транзисторы $T3, T4$ рассеивают большую мощность, чем в рассмотренных ранее схемах, так как работают в режиме А, с током покоя коллектора

$$I_{к03,4} = (1,1 \div 1,3)I_{б1,2т} \quad (2.34)$$

Расчет мощности, потребляемой от источника питания и рассеиваемой транзисторами $T3, T4$, ведется в соответствии с формулами 2.29 и 2.30, где $I_{к.ср}$ заменяется на $I_{к0}$. Резисторы обеспечивают требуемые токи покоя транзисторов $T3, T4$ и выбираются из условия

$$R_1 = R_2 = \frac{E_n - U_{бэ1,2} - U_{кэ}}{I_{к03,4}} = \frac{E_n - 0.7B - 0.6B}{I_{к03,4}} \quad (2.35)$$

где $I_{к03,4}$ выбирается по (2.31)

Входное сопротивление бустера по рис.2.3 определяется входным сопротивлением эмиттерного повторителя на транзисторах $T3, T4$

$$R_{ex.б} = (\beta_{3,4} + 1)(R_{1,2} || R_{ex1,2}) \quad (2.36)$$

или

$$R_{ex.б} = \frac{U_n + U_{бэм1,2} + U_{бэм3,4}}{I_{бт3,4}} \quad (2.37)$$

Коэффициент усиления по напряжению бустера равен

$$K_{уб} = \frac{U_n}{U_n + U_{бэм1,2} + U_{бэм3,4}} \quad (2.38)$$

2.2. РАСЧЕТ БУСТЕРА НАПРЯЖЕНИЯ.

Бустер напряжения, в отличие от бустера тока, обеспечивает дополнительное усиление по напряжению и позволяет получить на нагрузке сигнал, превышающий величины выходных токов и напряжений ОУ. На рис.2.4 и 2.5 показаны две наиболее распространенные схемы.

Бустер напряжения (рис.2.4) управляется выходным сигналом ОУ. Транзисторы $T1- T4$ включены по схеме с ОЭ. Диоды $D3, D4$ обеспечивают смещение на базы транзисторов $T3, T4$ (задают режим АВ). Коллекторной нагрузкой транзисторов $T3, T4$ являются входные сопротивления мощных оконечных транзисторов $T1, T2$.

Резистор R_5 обеспечивает местную последовательную ООС по напряжению в бустере, повышает стабильность работы и снижает нелинейные искажения.

Конденсатор $C_{кор}$ компенсирует фазовые искажения в бустере. Через резистор $R_{ос}$ осуществляется общая ООС всего УМ. Схема включения ОУ независит от бустера и может быть инвертирующей, как показано на рис.2.4 или неинвертирующей, или дифференциальной. Нелинейные искажения бустера в основном определяются разбросом параметров комплементарных пар транзисторов $T1, T2$ и $T3, T4$.

Бустер напряжения, показанный на рис.2.5 управляется по цепям питания ОУ.

Ток, потребляемый ОУ от источников питания, в основном определяется выходным каскадом ОУ, который, как известно, работает в режиме АВ и будет пропорционален величине выходного сигнала. Поэтому

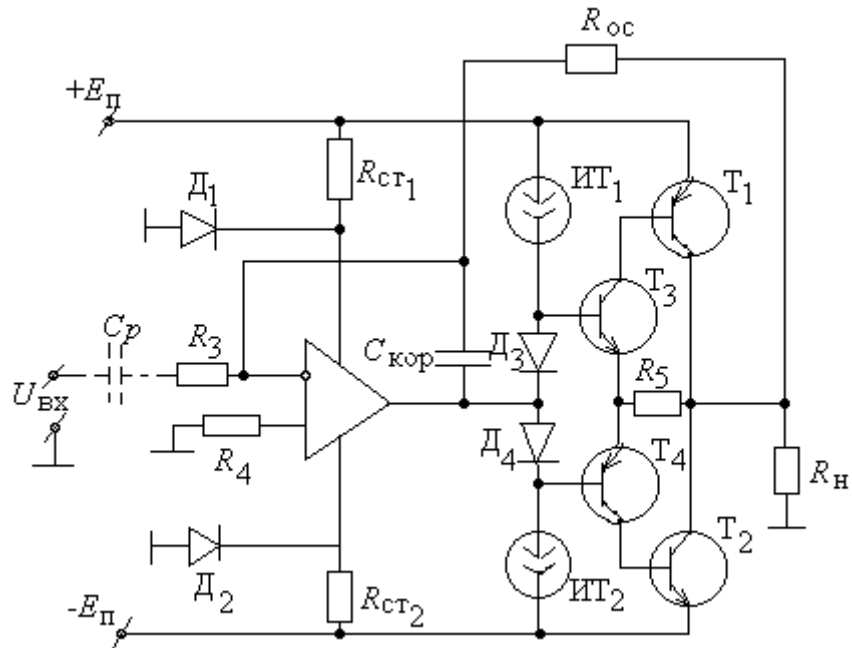


Рис. 2.4. Инвертирующий УМ с бустером напряжения, управляемый с выхода ОУ.

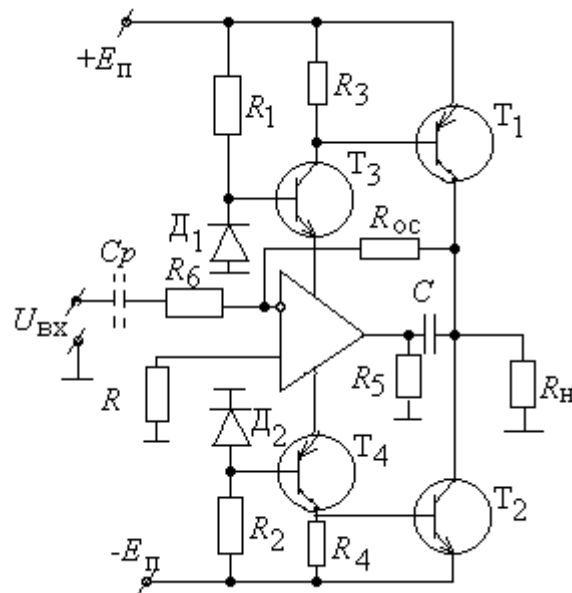


Рис. 2.5. Инвертирующий УМ с бустером напряжения, управляемый по цепям питания ОУ.

ток питания ОУ можно использовать для управления мощным оконечным каскадом.

Благодаря подключению к выходу ОУ резистора R_5 небольшого номинала ($R_5=0.5R_{н\min}$) через оконечный каскад ОУ, а, следовательно, и в цепи питания ОУ протекает значительный ток, который управляет коллекторным током транзисторов T_3, T_4 , включенных по схеме ОБ. Это позволяет при небольших сопротивлениях резисторов в коллекторных цепях R_3, R_4 получить значительное по величине напряжение, управляющее мощными выходными транзисторами T_1, T_2 , включенными по схеме ОЭ. При использовании бустера напряжения выходное напряжение ОУ ограничено и не достигает максимальной величины. Поэтому подключение к выходу ОУ нагрузки меньше допустимой не вызывает перегрузки ОУ по току. Фаза сигнала на выходе T_1, T_2 совпадает по фазе с сигналом на выходе ОУ, т.е. такой оконечный каскад является неинвертирующим. Конденсатор C_2 , включенный в цепи отрицательной ОС, охватывающей бустер и выходной каскад ОУ, повышает устойчивость работы усилителя и формирует АЧХ в области высоких частот. Цепь питания ОУ, выполненная на транзисторах T_3, T_4 и стабилитронах D_1, D_2 , представляет собой параметрический стабилизатор напряжения, имеющий выходное напряжение $\pm U_{u.n.ou}$ равное напряжению стабилизации D_1, D_2 .

Сравнивая схемы рис.2.4, 2.5 следует отметить, что управление бустером по цепям питания имеет следующие преимущества:

- а) меньше нелинейные искажения, так как каскад, включенный по схеме с ОБ, имеет более линейные характеристики;
- б) частотные свойства транзисторов T_3, T_4 слабо влияют на полосу пропускания (схема с ОБ более широкополосна). Но учитывая, что маломощные транзисторы обычно более высокочастотны, чем мощные, полоса пропускания бустеров по схемам рис.2.4 и 2.5 практически одинакова и определяется частотными свойствами оконечных транзисторов T_1, T_2 ;
- в) ОУ в схеме рис.2.5 лучше защищен от короткого замыкания нагрузки бустера и пробоя оконечных транзисторов;
- г) несколько упрощает схему отсутствие двух диодов смещения.

Тем не менее управление бустером с выхода ОУ в литературе встречается чаще, так как по остальным параметрам схемы рис.2.4 и 2.5 близки, и сказывается сила привычки к традиционному способу управления.

Расчет бустера напряжения производится в следующей последовательности.

1. Выбирается напряжение источников питания из условия:

$$E_n = U_n + U_{кэ\min} \quad \text{где} \quad U_{кэ\min} \approx 3 + 4B$$

2. Рассчитывается мощность, потребляемая оконечным каскадом $P_{u.n.}$, средний ток $I_{к1,2ср}$, протекающий через транзисторы, и мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора $P_{к1,2}$, рассчитываются по формулам: 2.5, 2.6, 2.7.

3. Подбирается комплементарная пара транзисторов, удовлетворяющих условиям 2.8- 2.11.

4. Входные параметры оконечного каскада могут быть определены графически. В ряде случаев, когда режим работы транзисторов далек от предельного, расчет можно вести аналитически по малосигнальным параметрам:

$$\begin{aligned} I_{км1} &= I_{км2} = I_H \\ R_{вх1} &= R_{вх2} = h_{11\bar{1},2} \\ I_{бм1,2} &= \frac{I_H}{h_{21\bar{1},2}} = \frac{I_H}{\beta_{1,2}} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Коэффициент усиления по напряжению транзисторов $T1, T2$ -

$$K_{u1,2} = \frac{h_{21\bar{1},2} R_H}{h_{11\bar{1},2} R_{вх1,2}} = \frac{\beta_{1,2} R_H}{R_{вх1,2}} \quad (2.40)$$

5. Расчет предвыходного каскада бустера на рис.2.4. Амплитуда входного тока:

$$I_{\bar{B}3,4m} = \frac{I_{к3,4m}}{\beta_{3,4}} \quad (2.41)$$

Входное сопротивление транзисторов $T3, T4$

$$R_{вх3,4} = h_{11\bar{1}3,4} \quad (2.42)$$

Коэффициент усиления по напряжению предвыходного каскада:

$$K_{u3,4} = \frac{\beta_{3,4} R_{вх1,2}}{R_{вх}} = \frac{h_{21\bar{1}3,4} \cdot h_{11\bar{1},2}}{h_{11\bar{1}3,4}} \quad (2.43)$$

6. Расчет параметров бустера по рис.2.4

Коэффициент усиления двух каскадов бустера без местной обратной связи (через резистор R_5):

$$K_{u\Sigma} = K_{u1,2} \cdot K_{u3,4} = \frac{\beta_{1,2} \beta_{3,4} R_H}{R_{вх3,4}} \quad (2.44)$$

Для снижения нелинейных искажений, расширения полосы пропускания, увеличения входного сопротивления бустер охватывается местной последовательной ООС по напряжению через резистор R_5 . Из практических соображений целесообразно $K_{уб}$ брать минимальным, т.е.

$$K_{уб} = \frac{U_H}{U_{оу\max}} \quad (2.45)$$

При этом полнее используются возможности ОУ и обеспечиваются минимальные искажения в бустере. Коэффициент передачи χ цепи местной обратной связи в бустере равен (см. выражение 2.3)

$$\chi = \frac{R_{вх3,4об}}{R_5} \quad \text{или} \quad \chi = \frac{R_{вх3,4оз}}{\beta_{3,4} \cdot R_5}$$

где $R_{ex\ 3,4oэ}$ - входное сопротивление транзисторов $T3, T4$ со стороны базы (в схеме ОЭ), равно

$$R_{ex\ 3,4oэ} = \beta \cdot R_{ex\ 3,4об}$$

Поскольку при глубокой ООС $K_{uoc} \approx \frac{1}{\chi}$, то

$$K_{uб} = K_{uoc} = \frac{\beta_{3,4} \cdot R_5}{R_{ex\ 3,4oэ}}$$

Учитывая, что глубина местной ООС F_M в бустере равна

$$F_M = \frac{K_{u\Sigma}}{K_{uб}} \quad (2.46)$$

получим выражения для выбора резистора

$$R_5 = \frac{R_{ex\ 3,4oэ}}{\beta_{3,4}} K_{uб} = \frac{R_{ex\ 3,4oэ} \cdot K_{u\Sigma}}{\beta_{3,4} F_M} \quad (2.47)$$

Входное сопротивление бустера по рис.2.4 (с учетом местной ООС через резистор R_5) равно

$$R_{ex.\ б} = R_{ex\ 3,4} \cdot F_M \quad (2.48)$$

Входной делитель бустера рассчитывается по тем же формулам, что и в токовом бустере (2.17- 2.20), учитывая, что в выражении 2.17 вместо $I_{б1,2m}$ подставляется $I_{б3,4m}$ из (2.41). Постоянная времени бустера в области высоких частот

$$\tau_{в.б} = \frac{1}{F_M} (\tau_{\beta_{1,2}} + \tau_{\beta_{3,4}}) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{F_M} \left(\frac{1}{f_{\beta_{1,2}}} + \frac{1}{f_{\beta_{3,4}}} \right) \quad (2.49)$$

где $\tau_{\beta_{1,2}}$ и $\tau_{\beta_{3,4}}$ - постоянные времени транзисторов $T1, T2$ и $T3, T4$, включенных по схеме ОЭ;

$f_{\beta_{1,2}}$ и $f_{\beta_{3,4}}$ - верхние граничные частоты транзисторов $T1, T2$, включенных по схеме ОЭ.

Корректирующая емкость рассчитывается по формуле (1.2)

7. Расчет предвыходного каскада бустера по рис.2.5

Резистор R_5 выбирается из условия получения максимального тока, потребляемого ОУ:

$$R_5 \cong 0.5 R_{n\ min\ оу} \quad (2.48)$$

Тогда через транзисторы $T3, T4$ протекает ток

$$I_{к3,4} = I_{ном.оу} + I_{оу.маx} - I_{б1,2m} \quad (2.49)$$

где

$$I_{оу.маx} = \frac{U_{оу.маx}}{R_{n.min.оу}} \quad (2.50)$$

Напряжение на базе $T3, T4$ задается параметрическими стабилизаторами $R_1 D_1$ и $R_2 D_2$ и равно $U_{ин} = +0.7B$

Резисторы R_3, R_4 выбираются из условия

$$R_{3,4} = \frac{0,7B}{I_{к3,4}} \quad (2.53)$$

Мощность, рассеиваемая транзистором $T3$ ($T4$), равна

$$P_k = (E_n - U_{un.oy})(I_{nom.oy} + I_{oy.max} + I_{б1,2m}) \quad (2.54)$$

На основании проведенных расчетов подбирается комплементарная пара транзисторов $T3, T4$, удовлетворяющих требованиям :

$$\begin{aligned} a) I_{к.дон} > I_{nom.oy} + I_{oy.max} \\ б) U_{кэ.дон} > E_n \\ в) P_{к.дон} \geq P_k \\ г) f_{\alpha 3,4} > f_B \end{aligned} \quad (2.55)$$

Стабилитроны $D1, D2$ выбираются из условий :

$$\begin{aligned} U_{cm} = U_{un.oy} + U_{бэ3,4} = U_{un.oy} + 0.7B \\ I_{cm.max} - I_{cm.min} \geq I_{б3,4m} \end{aligned} \quad (2.56)$$

где $I_{б3,4m}$ - ток базы транзисторов $T3, T4$. $I_{б3,4m} = \frac{I_{к3,4m}}{\beta_{3,4m}}$, $I_{cm.max}, I_{cm.min}$ - допустимый диапазон изменения тока стабилитрона.

Резисторы R_1, R_2 рассчитываются по формуле:

$$R_1 = R_2 = \frac{E_n - U_{u.n.oy}}{I_{cm.min} + I_{б3,4m}} \quad (2.57)$$

8. Расчет параметров каскада.

В данной схеме бустер и ОУ представляют единое целое. Поэтому отдельно не рассчитывается коэффициент усиления бустера $K_{уб}$, а целесообразно определять общий коэффициент усиления $K_{уум}$ для бустера, охваченного совместно с ОУ общей ООС. Для инвертирующей или неинвертирующей схемы включения ОУ коэффициент усиления равен

$$\begin{aligned} K_{u-} &= -R_{i\tilde{n}} / R_6 \\ K_{u-} &= 1 + R_{i\tilde{n}} / R_6 \end{aligned} \quad (2.58)$$

Емкость C_2 служит для коррекции частотной характеристики бустера и выбирается из выражения:

$$C_2 \geq \frac{\tau_B}{\beta_1 \beta_2 R_{вых.oy}}, \quad \text{где } \tau_B = \frac{1}{2\pi f_B} \quad (2.59)$$

При этом постоянная времени бустера в области высоких частот оказывается равной

$$\tau_{BB} = \tau_B = \beta_1 \beta_3 C_2 R_{вых.oy} \quad (2.60)$$

и коэффициент частотных искажений бустера $M_B = \sqrt{2}$

3. РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ ООС УМ

1. При инвертирующем включении входного каскада ОУ (рис.1.1а и 1.2б) резистор R_1 определяет входное сопротивление УМ и выбирается из условия

$$R_1 \gg R_r. \quad (3.1)$$

Тогда для схемы 1(рис.1.1а)

$$R_{oc} = K_{u.ym} R_1, \quad (3.2)$$

а для схемы (рис.1.2б)

$$R_{oc} = K_{u1} R_1, \quad (3.3)$$

где K_{u1} - коэффициент усиления первого каскада на ОУ.

Резистор R_2 (рис.1.1а) уменьшает токовый дрейф входного каскада. Для этого сопротивления инвертирующего и неинвертирующего входа ОУ по постоянному току должны быть одинаковы. Если разделительный конденсатор C_p отсутствует, то

$$R_2 = R_1 || R_{oc} \quad (3.4)$$

Если C_p присутствует, то

$$R_2 = R_{oc} \quad (3.5)$$

2. При неинвертирующем включении входного каскада ОУ (рис.1.1б, 2.1а,в) входное сопротивление УМ -

$$R_{ex.ym} = R_2 \quad (3.6)$$

а резисторы R_1 и R_{oc} находятся из решения системы двух уравнений (для схемы рис.1.1б) .

$$K_{U.ym} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}, \quad (3.7-8)$$

$$R_2 = R_1 || R_{oc}.$$

В многокаскадной схеме (рис.2.1а,б) в уравнении (3.7) необходимо заменить $K_{u.ym}$ на K_{u1} - коэффициент усиления первого каскада на ОУ с ООС. Следует помнить, что величина резисторов в схемах, особенно R_{oc} , не должна превышать единиц МОм. При больших номиналах резисторов возможна нестабильная работа усилителя из-за влияния входных токов ОУ и токов утечек в корпусе ОУ и печатной плате.

Если R_{oc} по расчету получается более 1 МОм, используют Т-об- разную цепочку обратной связи (рис.3.1), которая позволяет при умеренных номиналах резисторов реализовать функцию высокоомного резистора $R_{oc.экв}$. Резисторы R''_{oc}, R'''_{oc} образуют делитель выходного напряжения ОУ, и лишь часть выходного напряжения через R'_{oc} подается во входную цепь, снижая глубину ООС.

Можно показать, что

$$R_{oc.экв} = R'_{oc} + R''_{oc} + \frac{R'_{oc}R''_{oc}}{R'''_{oc}} \quad (3.9)$$

На практике, при $R_{oc.экв} \gg R_1$, резисторы часто выбирают из условия

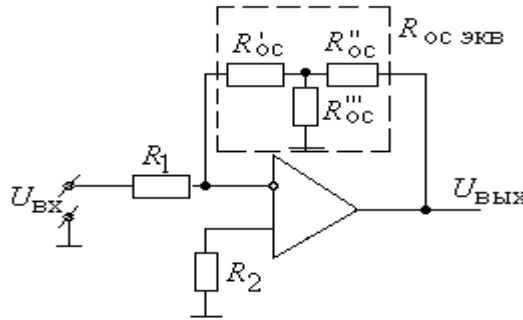


Рис.3.1

$$R_1 = R'_{oc} = R''_{oc} \quad (3.10)$$

тогда

$$R'''_{oc} = \frac{R_1^2}{R_{oc.экв} - 2R_1} \quad (3.11)$$

и ни один резистор в схеме УМ не превосходит величину R_1 .

3. Расчет резисторов обратной связи в промежуточных каскадах усиления на ОУ.

В тех случаях, когда УМ состоит из нескольких каскадов усиления на ОУ, резистор связи между каскадами R_2 в схемах рис.2.1б (при инвертирующем включении ОУ) должен быть больше минимального сопротивления нагрузки ОУ и выбирается ориентировочно

$$R_2 = (1,1 \div 5)R_{н.мин.оу} \quad (3.12)$$

Величина R_{oc2} рассчитывается как

$$R_{oc2} = K_{u2}R_2 \quad (3.13)$$

где K_{u2} - требуемый коэффициент усиления второго каскада на ОУ совместно с бустером, рассчитывается по формуле (1.8)

Резистор R_4 в схемах (рис.2.1а,б) снижает токовую ошибку во втором каскаде на ОУ и равен

$$R_4 = R_2 || R_{oc2} \quad (3.14)$$

В схеме, показанной на (рис.2.1в) резистор R_2 выбирают из условия

$$R_2 = (1,1 \div 1,5)R_{н.мин.оу} \quad (3.15)$$

А R_{oc} и R_4 рассчитываются, как и в ранее рассмотренных случаях, по формулам (3.13) и (3.14).

4. РАСЧЕТ ЧАСТОТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В УМ.

Согласно техническому заданию УМ должен работать в определенной полосе частот (от f'_H до f_B). В частном случае может быть $f_H=0$, т.е. усилитель должен усиливать не только переменную составляющую сигнала, но и постоянную.

Такое задание частотных характеристик УМ означает, что на граничных частотах f_H и f_B усиление снижается на 3 дБ по сравнению со средними частотами, т.е. коэффициент частотных искажений на частотах f_H и f_B равен

$$M_H=M_B=1.4^{(3 \text{ дБ})}$$

А. В области низких частот (НЧ) искажения зависят от постоянной времени $\tau_{нс}$ цепи перезаряда разделительной емкости C_p

$$M_{нс} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi f_H \tau_{нс}} \right)^2} \quad (4.1)$$

Если разделительная емкость единственная в УМ, то заданные частотные искажения $M_H = M_{нс}$.

Из выражения (4.1) определим

$$\tau_{нс} = \frac{1}{2\pi f_H \sqrt{M_{нс}^2 - 1}} \quad (4.2)$$

Здесь постоянная цепи перезаряда разделительной емкости C_p в схемах 1.1 и 1.2 равна

$$\tau_{нс} = C_p R_{zap} \quad (4.3)$$

где $R_{zap} = R_2 + R_{вх.ум}$ - сопротивление цепи перезаряда.

Следовательно,

$$C_p = \frac{\tau_{нс}}{R_2 + R_{вх.ум}} \quad (4.4)$$

При наличие нескольких (например, n) разделительных емкостей в УМ заданный коэффициент частотных искажений необходимо поделить поровну между всеми емкостями, т.е.

$$M_{нс \text{ дБ}} = \frac{M_H \text{ дБ}}{n} \quad (4.5)$$

или

$$M_{нс} = \sqrt[n]{M_H} \quad (4.6)$$

Далее находится $\tau_{нс}$ и величина C_p согласно выражениям (4.2) и (4.3) учитывая, что для каждой емкости имеется своя цепь перезаряда.

Б. Спад АЧХ УМ в области высоких частот (ВЧ) обусловлен частотными искажениями каскадов на ОУ и бустера, а также емкостью нагрузки, если она имеется.

Коэффициент частотных искажений на частоте f_b равен произведению частотных искажений каждого каскада УМ (один или два каскада на ОУ бустер)

$$M_{\bar{B}.ум} = M_{\bar{B}1} M_{\bar{B}2} M_{\bar{B}\bar{B}} M_{\bar{B}\bar{H}} \quad (4.7)$$

где $M_{\bar{B}1}$, $M_{\bar{B}2}$, $M_{\bar{B}\bar{B}}$ и $M_{\bar{B}\bar{H}}$ - коэффициенты частотных искажений соответственно каскадов на ОУ, бустера и емкости нагрузки C_H .

Если $K_{u_{оу}}^{f_b}$ выбран на порядок больше требуемого усиления каскада на ОУ (для получения достаточно глубокой ООС), то каскад на ОУ истотных искажений не вносит, т.е. $M_{\bar{B}1} = M_{\bar{B}2} = 1$.

Коэффициент частотных искажений бустера в области высоких частот определяется по формуле 2.25.

Коэффициент частотных искажений, определяемый влиянием емкости нагрузки C_H в области высоких частот, рассчитывается по формуле:

$$M_{\bar{B}\bar{H}} = \sqrt{1 + (2\pi f_{\bar{B}} \tau_{\bar{B}\bar{H}})^2} \quad (4.8)$$

где

$$\tau_{\bar{B}\bar{H}} = C_{\bar{H}} (R_{вых.ум} \parallel R_{\bar{H}}) \quad (4.9)$$

Обычно $R_H > R_{вых.ум}$, и можно полагать

$$\tau_{\bar{B}\bar{H}} = C_H R_{вых.ум} \quad (4.10)$$

Рассчитанный по формуле (4.7) коэффициент частотных искажений $M_{\bar{B}}$ должен быть меньше заданного. Если $M_{\bar{B}}$ получается больше заданного, то следует принять меры для уменьшения наибольшего из сомножителей в выражении (4.7).

При большой емкости нагрузки окончные транзисторы бустера на большой ток I_K с учетом реактивной составляющей тока нагрузки

$$I_{\bar{K}1,2} = I = \frac{U_{\bar{H}}}{R_{\bar{H}}} + U_{\bar{H}} 2\pi f_{\bar{B}} C_{\bar{H}} \quad (4.11)$$

При больших синусоидальных напряжениях ОУ, близких к максимальным, необходимо проверить, обеспечит ли скорость нарастания $V_{U.вых}$ выбранного типа ОУ требуемое напряжение на частоте $f_{\bar{B}}$, т.е. необходимо иметь

$$U_{OY.max} \geq \frac{V_{U.вых}}{2\pi f_{\bar{B}}} \quad (4.12)$$

5. РАСЧЕТ ПЛОЩАДИ РАДИАТОРОВ МОЩНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ.

Повышение температуры окружающей среды или корпуса транзистора вызывает существенное изменение его основных параметров и эксплуатационных характеристик; снижаются значения допустимых рассеиваемой мощности и напряжений на электродах, возрастают обратные токи и коэффициент передачи тока.

При сравнительно небольшой рассеиваемой мощности транзистор может использоваться без радиатора, если выполняется следующее условие:

$$P_K \leq P_{K_max} = \frac{T_n - T_c}{R_T} \quad (5.1)$$

где P_K - мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора, P_{K_max} - максимальная мощность рассеиваемая транзистором без теплоотвода, T_n - максимальная температура коллекторного перехода в условиях эксплуатации, T_c - максимально возможная температура окружающей среды, R_T - тепловое сопротивление между р-п переходом и окружающей средой имеет размерность °С/Вт; определяется конструкцией транзистора и приводится в справочнике.

Если $P_K > P_{K_max}$, но меньше P'_{K_max} с наибольшим теплоотводом, то необходимо использовать радиатор.

Конструктивно радиаторы выполняются либо в виде пластин из меди (толщиной 3-5 мм) или алюминия (толщиной 4-8 мм), либо в виде ребристых структур различной конфигурации из тех же материалов. Расчет площади радиатора ведется в следующем порядке:

1. По заданной величине P_K определяется необходимая величина теплового сопротивления переход - среда $R_{пс}$.

$$R_{пс} = \frac{T_n - T_c}{P_K} \quad (5.2)$$

где T_n , T_c - максимально допустимая температура коллекторного перехода транзистора /из справочника/ и максимальная температура окружающей среды /по заданию/.

2. Определяется максимально допустимое тепловое сопротивление корпус-среда $R_{кс}$:

$$R_{кс} = R_{пс} - R_{нк} \quad (5.3)$$

где $R_{нк}$ - тепловое сопротивление переход - корпус транзистора, которое берется из справочника или рассчитывается по следующей формуле:

$$R_{нк} = \frac{T_n - T_c}{P'_{K_max}} \quad (5.4)$$

3. Рассчитывается площадь радиатора S

$$S[\text{см}^2] \geq \frac{800}{R_{к\ c}} \quad (5.5)$$

где величина $R_{к\ c}$ подставляется в размерности град/Вт.

Для улучшения теплоотдачи плоскости радиатора стараются расположить вертикально. На рабочую поверхность радиатора обычно наносят затемняющее покрытие. При крайней необходимости можно использовать принудительное охлаждение с помощью вентиляторов.

6. РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ОФОРМЛЕНИЮ ПОЛНОЙ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ УМ, СПЕЦИФИКАЦИЙ И МОНТАЖНОЙ ПЛАТЫ.

После проведения электрического расчета на отдельном листе составляют полную принципиальную схему УМ с необходимыми вспомогательными элементами, такими как фильтры в цепях питания, схемы коррекции и другие. Все элементы общей принципиальной схемы изображаются в единой системе условных обозначений, без указания номинала и типа элемента.

Рекомендуется обозначать:

- резисторы $R_1, R_2 \dots$
- конденсаторы $C_1, C_2 \dots$
- индуктивности $L_1, L_2 \dots$
- ОУ $A_1, A_2 \dots$
- транзисторы $T_1, T_2 \dots$
- диоды, стабилитроны $D_1, D_2 \dots$

Младшие порядковые номера присваиваются элементам, стоящим на входе, а старшие соответственно элементам ближе к выходу.

На другом листе составляют спецификацию элементов, представляющую собой таблицу, в которой для каждого условного обозначения элементов приводятся данные о типе элемента, номинале величины, округленного до ближайшего стандартного значения, допуски на разброс параметров в соответствии с ГОСТами и количество элементов. Пример оформления спецификации дан ниже.

№ п/п	Обозначение	Тип	Кол -во
1.	R_1	Резистор МЛТ-0,5-12 ком $\pm 10\%$	1
2.	R_2		
	C_1, C_2	Конденсатор К-50-12-50-10	2
	$D_1 - D_4$	Диод полупровод- никовый Д4226А	4
	A_1, A_2	Операционный усилитель К140УД6	2
	T_1	Транзистор КТ814А	1

Имея полную принципиальную схему и спецификацию, приступают к разработке монтажной схемы. Наиболее рациональным способом монтажа является печатный, обеспечивающий минимальный объем устройства при достаточной надежности и технологичности.

Сначала на плате размечают положение интегральных схем, транзисторов и прочих навесных элементов, затем размечают оптимальное расположение печатных проводников. При этом следует придерживаться следующих рекомендаций:

- а) проводники должны быть по возможности короткими;
- б) для уменьшения паразитных связей между входными и выходными элементами внутри одного каскада, а тем более устройства в целом, должны быть разнесены на максимальное расстояние и не быть параллельными друг к другу;
- в) проводники входных и высокочастотных цепей следует прокладывать в первую очередь и делать максимально короткими;
- г) заземляющие проводники должны быть максимально возможной ширины и занимать все свободное от сигнальных проводников место;
- д) навесные элементы на печатной плате устанавливаются с одной стороны. На этой же стороне рекомендуется прокладывать шины питания. С противоположной стороны располагаются сигнальные проводники и земляная шина, обычно охватывающая по периметру всю печатную плату;
- е) если не удастся построить печатную плату без пересечения печатных проводников, можно применять перемычки.
- ж) печатные проводники, как правило, имеют ширину от 0.3 до 1.5 мм. Не должно быть резких изгибов, острых углов и переходов (радиус переходов не менее 1 мм).

з) при сравнительно небольших рассеиваемых мощностях (порядка единиц ватт) транзисторы вместе с радиаторами обычно размещаются на печатной плате, а при больших рассеиваемых мощностях, для улучшения охлаждения, устанавливаются отдельно от платы на внешнем корпусе устройства.

Задача максимального проектирования печатной платы носит многовариантный характер и в значительной степени зависит от искусства и опыта конструктора.

При проектировании сложных схем широко используется ЭВМ.

Разработанная печатная плата в выбранном масштабе изображается на отдельном листе. Сплошными линиями делается вид со стороны сигнальных проводников. Пунктирными линиями обозначаются условные обозначения, соответствующие обозначениям общей принципиальной схемы. Приводятся габаритные размеры платы.

Приложение 1.

Образец

КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

--Кафедра «Промышленная электроника»

Б Л А Н К З А Д А Н И Е
на курсовой проект по курсу
“СХЕМОТЕХНИКА”

Разработать усилитель переменного тока на интегральных операционных усилителях (ОУ) для усиления сигнала заданной амплитуды, имеющий в диапазоне температур от -20°C до $+60^{\circ}\text{C}$ следующие параметры: коэффициент частотных искажений $M_{\text{н}}=M_{\text{в}}=3\text{дБ}$, изменения $\delta K_{\text{У ОУ}}=50\%$.

- | | |
|--|-----|
| 1. Амплитуда входного сигнала $e_{\text{г}}$ | мВ |
| 2. Сопротивление генератора $R_{\text{Г}}$ | кОм |
| 3. Сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$ | Ом |

Пояснительная записка содержит краткие теоретические сведения, описание спроектированной схемы, содержание всех этапов работы, все подробные расчеты, промежуточные схемы, амплитудно-частотные характеристики.

Графическая часть проекта состоит из 2 листов формата А1, на которых вычерчиваются принципиальная электрическая схема и электромонтажная схема печатной платы. Спецификация приводится в соответствии с ГОСТами.

Приложение 2.

Справочные данные на отечественные транзисторы, используемые в усилителях мощности.

Параметры комплектарных пар транзисторов

N п/п	Тип транзистора		$I_{к_доп}$	$U_{к_эдоп}$	$P_{к_доп}$	f_B	$h_{11Э}$	$h_{21Э}$
	(А)	(В)	(Вт)	(МГц)	(Ом)			
	р-п-р	п-р-п			без радиатора			
					с радиатором			
1.	КТ361	КТ315	0.05-0.1	20-40	0.1	100	1200	20-700
2.	КТ502	КТ503	0.3	25-80	0.5	5	1400	15-480
3.	КТ814	КТ815	1.5	40-100	1.0/10	1	300	20-70
4.	КТ816	КТ817	3.0	25-80	1.0/25	1	-	15-45
5.	КТ818	КТ819	10-15	25-80	1.5-2/60-100	0.5	-	10-20

Для мощных транзисторов параметр $h_{11Э}$ не приводится, а величину $R_{ex.э}$ следует рассчитывать графически по характеристикам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю.А.Браммер. И.Н.Пащук. Импульсные и цифровые устройства: Учеб. Пособие для вузов –М.: Высш. Шк. , 2003. 352с.
2. В.Н.Павлов. Схемотехника аналоговых электронных устройств: Учебное пособие для вузов.- М.: Академия, 2008.-288 с.
3. Батанова Н.Л., Еникеева Г.Р., Кулагина Л.Г. Пособие по практическим занятиям по курсу «Электронные цепи и микросхемотехника». Казань, КГЭУ, 2010. - 72с.
- 4.Забродин Ю.С. Промышленная электроника. Москва: В.Ш., 1982, 496с.
- 5.Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. Москва: В.Ш., 2005, 623с.
6. Титце У., Шенк А. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. –М.:Додэка-XXI, 2008-832с (Серия «Схемотехника»).
- 7.Фолкенберри К., Проектирование устройств на операционных усилителях. Москва: Мир, 1982, 506с.
- 8.Расчет электронных схем. Примеры и задачи. Изьюрова Г.И., Королев Г.В. и др. М.: В.Ш., 1987, 335с.

Содержание

Введение.....	2
Общие рекомендации по выполнению курсовой работы	3
Задание на выполнение курсовой работы	4
1. Особенности проектирования усилителей.....	5
1.1. Типы операционных усилителей.....	5
1.2. Особенности проектирования усилителей мощности на базе операционных усилителей (ОУ).....	6
1.2 Выбор типа ОУ и коррекция его частотной характеристики.....	8
1.3 Выбор функциональной схемы усилителя мощности.....	10
2. Расчет выходного каскада усилителя мощности (бустера).....	13
2.1. Расчет бустера тока.....	19
2.2 Расчет бустера напряжения.....	26
3. Расчет цепей отрицательной обратной связи УМ.....	30
4. Расчет частотных искажений в усилителе мощности.....	32
5. Расчет площади радиаторов мощных транзисторов.....	34
6. Рекомендации по оформлению полной принципиальной схемы УМ, спецификаций и монтажной платы.....	35
Приложение 1.....	37
Приложение 2.....	39
Литература.....	40