

9.2. Проблема неконтролируемых связей

Те, кому приходилось работать с высокочувствительными усилителями, хорошо знают, насколько легко самовозбуждаются такие схемы. Для того чтобы понять, как создавать устойчивые многокаскадные линейные устройства, необходимо разобраться в причинах неработоспособности усилителя, каждый из каскадов которого сам по себе совершенно устойчив.

Немаловажные в этом аспекте вопросы правильного конструирования – выходят, разумеется, за рамки нашего рассмотрения. Но, между прочим, следует заметить, что степень опасности, создаваемой неконтролируемыми связями через паразитные емкости, а также через паразитные взаимные индуктивности между схемными элементами, относящимися к различным каскадам, обычно преувеличиваются.

Да, я как-то пытался укротить самовозбуждающийся усилитель ужесточением экранировки – это никак не помогло.

Все верно.

Наша задача – рассмотреть схемотехнические факторы, влияющие на устойчивость. Это те же самые факторы, которые определяют защищенность тракта от любых помеховых воздействий. Дело в том, что в большинстве случаев нежелательные связи действуют через общие цепи усилителя в местах сопряжений каскадов.

Паразитные параметры общих шин. Возможно, вы не раз посетовали на мою назойливость, когда я упорно напоминал о том, что сигнальные напряжения в схемах (как и любые напряжения) имеют два полюса.

Знаете, вырабатывается привычка считать второй полюс напряжения всегда автоматически «заземленным»...

Вот продуктом такого подхода и являются усилители, увешанные гирляндами развязывающих и фильтрующих цепей.

Попытаемся разобраться, как действуют паразитные междукаскадные связи в схемах, построенных без учета совместимости каскадов по сигналам. В типичной структуре такого вида, изображенной на рис. 9.12, вы сразу отметите необычные элементы $Z_1 \dots Z_6$, которых не было, разумеется, в первоисточнике, откуда заимствована схема. Эти элементы отражают паразитные параметры

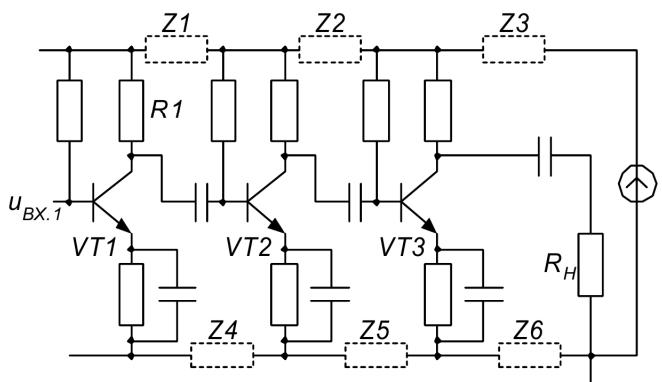


Рис. 9.12. Общие шины усилителя – это распределенные сопротивления

общих цепей усилителя: шины питания и общей, «земляной» шины.

Вообще-то принято считать все точки соединительного проводника эквипотенциальными.

Это ошибка. Даже сравнительно короткий отрезок монтажного провода или печатного проводника обладает заметным активным сопротивлением.

Какое уж там сопротивление!

Так ведь нередко сотых или тысячных долей Ома в общей цепи достаточно для самовозбуждения низкочастотного усилителя с мощным выходным каскадом, работающим на низкоомную нагрузку. Возвращаясь к схеме рис. 9.12, вы поймете, что в Z_3 входит также и внутреннее сопротивление источника питания, а оно, возможно, не так уж мало.

В диапазоне радиочастот значительно весомее вклад паразитной индуктивности проводников общих цепей. Отрезок монтажного провода длиной 10 см покажет значение индуктивности около 0,1 мкГн; на частоте 20 МГц индуктивное сопротивление получается 12 Ом.

Неужели? Не ожидал.

Рассмотрим под новым углом зрения функционирование усилительной схемы на рис. 9.12.

Напряжение сигнала на выходе, например, первого каскада (считая выходное сопротивление активного элемента достаточно большим) выражается, как известно:

$$u_{BIX.1} = u_{BX.1} S_1 R1.$$

Это напряжение действует на нагрузке каскада и выделяется на коллекторе $VT1$ относительно верхнего (по схеме) конца $R1$. Но оно не является входным для второго каскада, во что, может быть, хотелось бы верить: $u_{BIX.1} \neq u_{BX.2}$.

Действительно, два полюса входа – это эмиттер и база транзистора. И если база $VT2$ для сигнала действительно соединена с коллектором предыдущего каскада, то потенциал эмиттера по усиливаемому сигналу вовсе не соответствует потенциальну верхнего конца нагрузки R : и в той, и в другой точке присутствуют различные напряжения помех, вызванные протеканием сигнальных токов каскадов через сопротивления общих цепей. Между полюсами входа второго каскада, кроме полезной составляющей $u_{BIX.1}$, присутствуют слагаемые напряжения помех. Понятно, что эти помехи будут усилены последующей частью схемы.

Из-за того, что паразитные переменные потенциалы общих шин (которые мы назвали помехами) образуются за счет прохождения сигнальных составляющих токов каскадов по сопротивлениям $Z_1 \dots Z_6$ этих шин, понятен вывод о наличии в такой схеме

неконтролируемых обратных связей между последующими и предыдущими каскадами усиления. Если же незадачливый проектировщик в добавок подсоединит заземляемый конец источника сигнала не к эмиттеру $VT1$, а, например, к точке, отмеченной на схеме значком «земля», включив тем самым паразитные падения напряжения на $Z_4 \dots Z_6$ во входную цепь первого каскада, то на этом построение полностью неработоспособного усилителя будет завершено.

Но можно попытаться поправить дело, подключая между шиной питания и «землей» блокировочный конденсатор (а то и несколько конденсаторов в разных точках).

Это не даст желаемого эффекта: емкостные сопротивления обычно слишком велики, чтобы заметно изменить распределение помеховых потенциалов на низкоомных элементах. В таких случаях в популярной литературе выносится забавный вердикт: «склонен к самовозбуждению»...

Конструкции общих шин. Лобовой путь борьбы с паразитными связями в усилителе – снижение активных и реактивных составляющих сопротивлений общих цепей. Трудно обойти этот важный вопрос, хотя и относящийся к конструированию, а не к схемотехнике.

Вы, наверно, неоднократно видели высокочастотные схемы, помещенную в замкнутую металлическую коробку?

Конечно: это делается в целях экранировки.

Не только. Но и для того, чтобы получить идеальный провод «земли», индуктивность которого равна нулю.

Почему нулю?

Индуктивность проводящей полости точно равна нулю (но только если ее размеры не таковы, чтобы явиться непредусмотренным резонатором).

Удовлетворительно служит для этой же цели и просто плоская металлическая пластина (шасси), на которой располагается монтаж – не слишком близко к краям. Понятно, что такое шасси должно не только присутствовать, но и являться фактическим проводом «земли»: каждый элемент присоединяется к нему отдельно в ближайшей точке, иной вариант просто не имеет никакого смысла.

При использовании печатного монтажа общим проводом обычно является один проводящий слой двухстороннего металлизированного диэлектрика.

Если вы с заземляющей пластиной сложите вторую, изолированную от нее тонкой прокладкой, получится высококачественная шина питания. Реализуется подобное, конечно, многослойной печатью.

Не следует надеяться, что приведенные здесь меры застрахуют от самовозбуждения низкочастотный усилитель: чаще всего паразитная связь замыкается в нем все же через внутреннее сопротивление источника питания.

Защищенные междукаскадные связи. Правильный выбор их конфигураций, обеспечивающих совместимость по сигналам, делает устойчивой работу высокочувствительного многокаскадного усилителя даже при «неудачных» конструкциях общих цепей и низкокачественном источнике питания. Это достигается выбором таких связей, при которых во входную цепь каждого каскада не включаются помеховые сигналы с общих проводников.

Связь напряжение-напряжение. Она очень чувствительна к помехам на общих шинах, которым подвержена при ошибках сопряжения по сигналам. Для успеха необходимо всякий раз помнить, относительно каких точек схемы действуют входные и выходные полезные напряжения примененных нами каскадов.

Вспомним, что напряжение сигнала, поданное на базу (затвор) транзистора, действует относительно его эмиттера (истока), а поданное на эмиттер – относительно базы. Если в эмиттере включен резистор обратной связи, то напряжение, приложенное к базе, действует относительно конца этого резистора.

Входное напряжение дифференциального усилителя, поданное хотя бы только на один его вход, действует относительно второго входа.

Выходное напряжение схем, для которых коэффициент передачи напряжения определяется отрицательной обратной связью, имеющих низкое выходное сопротивление, действует относительно той же точки схемы, что и входное.

Контур сопряжения. На рис. 9.13, *a* в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком затвор-исток транзистора

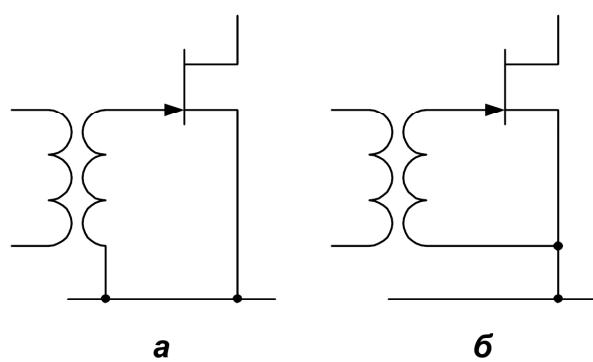


Рис. 9.13. Неправильно: помеха вносится в контур сопряжения отрезком шины (*a*); связь с шиной должна быть в одной точке (*b*)

(входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины. Если схема отражает действительный монтаж, то налицо грубая ошибка, связанная с внесением в контур сопряжения помех от падения напряжения на участке общей шины.

Рис. 9.13, *b* отображает правильную организацию контура сопряжения: оба полюса выходного напряжения источника

прямо соединены с двумя полюсами входа. Связь с шиной должна быть всегда лишь в единственной точке, но все дело в том, что добиться этого не всегда можно только конструкторскими приемами. Ниже мы рассмотрим схемотехнические методы, позволяющие восстановить «разбитый» контур сопряжения, и тем самым получить защищенную междукаскадную связь.

Связи напряжение-ток и ток-напряжение. Они являются столь же чувствительными к помехам на шинах. В контур сопряжения для этих видов связи будут входить, конечно, согласующие пассивные элементы, причем разработчик имеет в виду: при связи типа ток-напряжение выходное напряжение предыдущего каскада действует между выводами его нагрузки.

Помеха на шине. На рис. 9.14, *а* контур сопряжения грубо разрушен. На вход *VT2* поступает сумма сигналов – полезный плюс помехи, всегда присутствующие на шине питания.

Налицо неверное сопряжение по сигналам.

Позвольте, да я сто раз встречал подобное включение!

Тем не менее. Трудность заключается здесь в том, что контур сопряжения связан даже с двумя разными шинами, но эту трудность можно обойти.

Индуктивная междукаскадная связь. В схеме рис. 9.14, *б* выходное напряжение предыдущего каскада трансформируется на вход последующего. Этим достигается совместимость по сигналам вообще между любыми структурами. Рисунок отражает правильное подключение вторичной цепи: отрезок общей шины не должен входить в контур сопряжения.

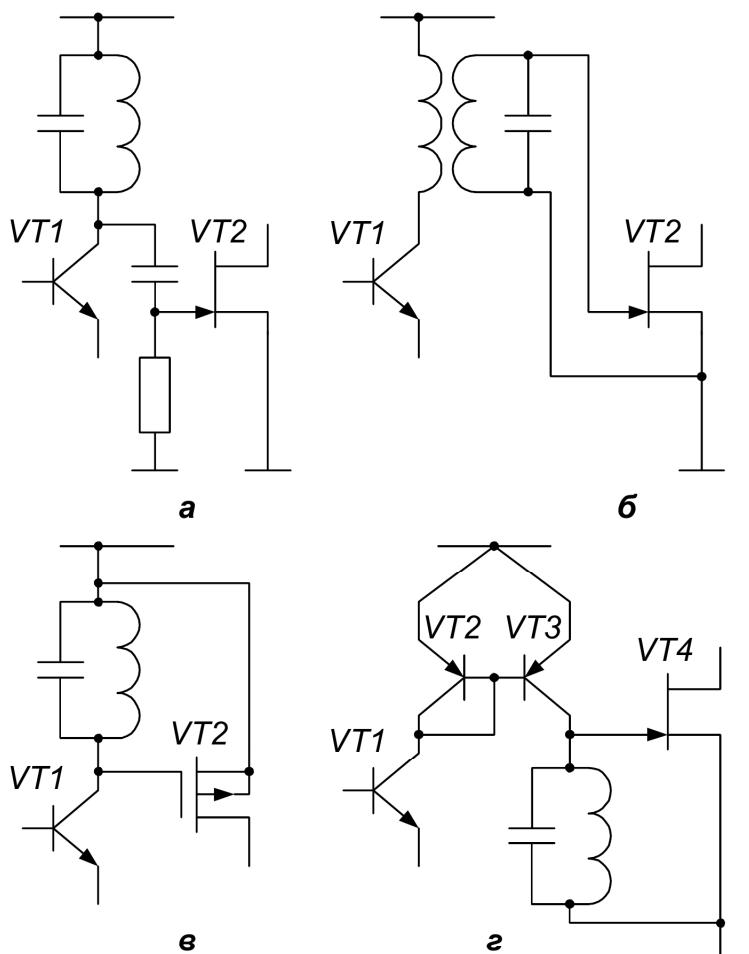


Рис. 9.14. Неправильно: усиlena помеха с шины питания (*а*); следует применить: индуктивную связь (*б*); транзистор обратной проводимости (*в*); «токовое зеркало» (*г*)

Индуктивная связь в принципе является наиболее защищенной, и может с успехом применяться не только для резонансных (как на рисунке), но и широкополосных схем. Но в последнем случае, при неумелом проектировании, она может внести нежелательную частотную зависимость, которая вовсе не предусматривалась разработчиком. Ведь всегда существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему. Величины этих емкостей практически неизвестны, так что полагаться на оценку частоты паразитного резонанса не стоит.

Подавление параллельного резонанса трансформатора в широкополосной схеме может быть обеспечено низкоомным выходом (либо низкоомным входом следующего каскада). Для этого должно выполняться:

$$2\pi f L > R$$

– во всем диапазоне частот.

Самый благоприятный режим работы для широкополосного трансформатора – это короткое замыкание по выходу (например, вход преобразователя тока в напряжение).

Вот уж не предполагал... Почему?

Тогда почти не играют роли ни величины индуктивности обмоток, ни паразитные емкости.

Правда должен признать, что при этом в большей степени оказывает негативное влияние так называемая индуктивность рассеяния.

А вот еще вопрос: что если коэффициент трансформации отличен от единицы?

Это просто: трансформатор поднимет уровень сигнала, если обмотка с большим числом витков обращена в сторону, где сопротивление выше.

Чередование структур. Как видно из рис. 9.14, *в*, использование в последующем каскаде транзистора со структурой противоположного типа дало возможность подать напряжение с нагрузки первого каскада непосредственно на вход второго, избежав внесения в контур сопряжения помех из общих цепей.

«Токовое зеркало». Конфигурация, изображенная на рис. 9.14, *г*, позволяет «приземлить» нагрузку первого каскада и тем самым удобно связать ее со входом следующего.

Мне кажется, что вместо одного здесь явились сразу три сопряжения.

Это верно. Но связь между $VT2$ и $VT3$ защищается правильным включением, как показано на рисунке; связь же между $VT1$ и $VT2$ относится к типу ток-ток, о ней – ниже.

Следует попутно отметить, что параметры прямой передачи для схемы с «токовым зеркалом» практически не отличаются от таких же для исходной конфигурации на рис. 9.14, *а* (из-за примерного равенства токов в обоих плечах «токового зеркала»).

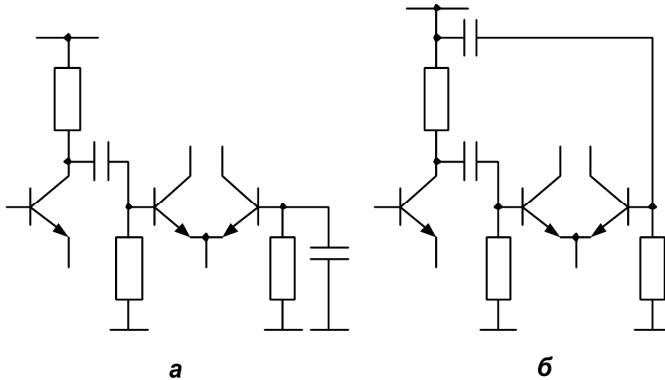


Рис. 9.15. Неправильно: между двумя входами дифференциальной схемы просачивается помеха (а); надо соединить их с двумя полюсами источника сигнала (б)

Дифференциальный усилитель.

Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала (рис. 9.15, б), если не наделать ошибок – как на рис. 9.15, а. Усилители с коэффициентом передачи напряжения, достигающим сотен тысяч – это обычно соединения нескольких дифференциальных каскадов.

Путаница с развязкой.

Развязывающая цепочка неплохо поможет правильному сопряжению каскадов по сигналам, если только ее включить без ошибок. А они весьма часты! Соединение конденсатора C_P с общей шиной вблизи каскада – источника, как на рис. 9.16, а, отвечает, как кажется, расхожей рекомендации: заземлять все элементы, относящиеся к данному каскаду, в одной точке, но... Вам должно быть теперь очевидно, что правильная организация связи соответствует рис. 9.16, б, где контур сопряжения не разорван неверным включением.

Когда не понимают необходимости прослеживать контур сопряжения, следствием оказываются не только неустойчивые к помехам связи, а и просто лишние элементы. Как, например, на рис. 9.17, а.

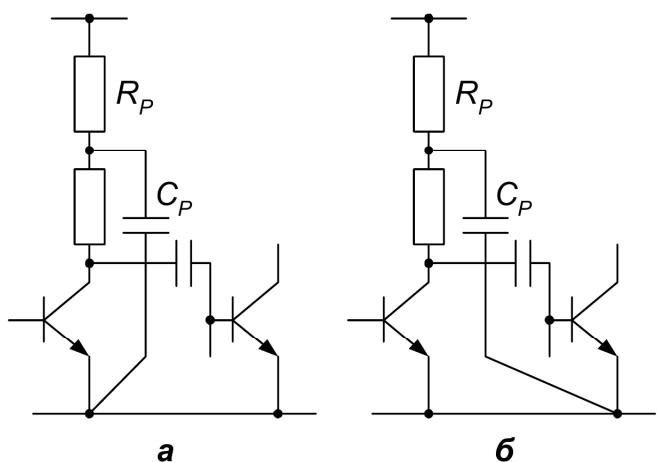


Рис. 9.16. Неправильно: такое подключение цепи $R_P C_P$ разбивает контур сопряжения (а); следует изменить соединение (б)

Извините, но эта схема – самая классическая классика...

Вроде бы. Но смотрите: связав единственным конденсатором эмиттер с верхним (по схеме) выводом резистора нагрузки, мы достигнем и требуемого эффекта максимального усиления, и правильного сопряжения по сигналам (рис. 9.17, б).

И деталей стало меньше... Просто чудеса.

Связь ток-ток. Подобная связь в принципе устойчива к помехам: в ней отсутствует замкнутый контур сопряжения. Тем не менее, помехи на шинах могут воздействовать и здесь, только механизм действия иной.

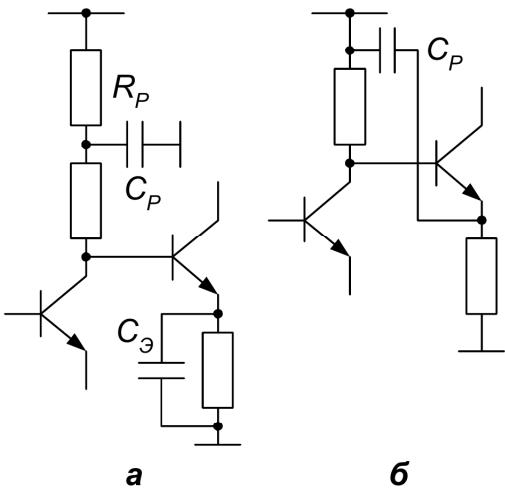


Рис. 9.17. Непрофессионально: две RC ячейки явно избыточны (*а*); лучше изъять лишние элементы (*б*)
Рис. 9.18. Помеха на шине эквивалентна входному
воздействию (*а*); лучше замкнуть контур сопряжения (*б*)

На первый взгляд потенциал базы $VT2$ (рис. 9.18, *а*) не должен влиять на работу схемы. Вспомнив, однако, что транзистор $VT1$ имеет конечную выходную проводимость (см. главу 2), мы поймем, что пульсации напряжения базы (а значит, и напряжения на стоке) u_1 эквивалентны воздействию помехи прямо на затвор:

$$u_{BX.\text{ЭКВ}} = u_1 g_{22} / S.$$

Обратитесь к паспортным данным распространенных полевых транзисторов, и вы обнаружите, что отношение g_{22} / S не так уж мало (может превышать 0,1).

Из-за невысокого выходного сопротивления каскада – источника связь ток-ток оказалась все же подверженной помехам, и возможно, что придется замкнуть контур сопряжения развязывающей емкостью, как на рис. 9.18, *б*. Для сравнения укажем, что если на месте $VT1$ применен преобразователь напряжения в ток на биполярном транзисторе, подавление помехи по питанию будет не менее чем тысячекратным; такая связь защищена без дополнительных мер.

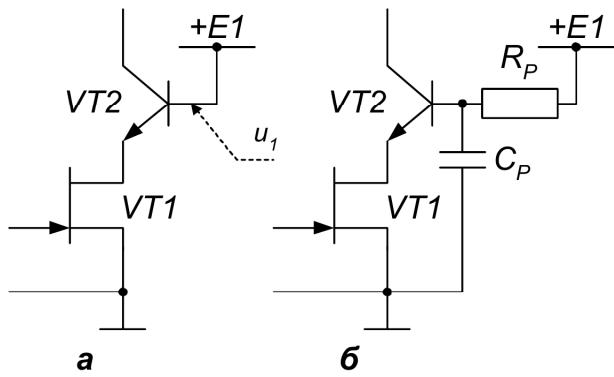


Рис. 9.18. Помеха на шине эквивалентна входному
воздействию (*а*); лучше замкнуть контур сопряжения (*б*)

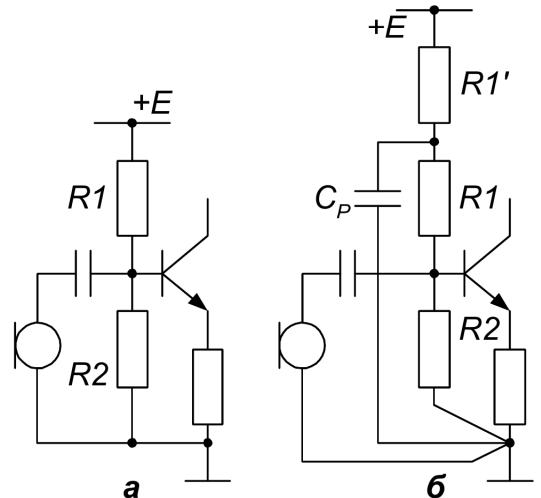


Рис. 9.19. Резистор $R1$ вносит помеху с шины в
контур сопряжения (*а*); необходима развязка (*б*)

Аналогичное явление возможно и в каскадах со связью ток-напряжение. Известная особенность схемных структур максимального усиления, – невысокое выходное

сопротивление, – обернулась теперь падением степени защищенности междукаскадных связей.

Цепи смещения. Они связывают входные электроды транзистора с шинами питания, и поэтому нередко разбивают контур сопряжения. Именно такую ситуацию вы видите на рис. 9.19, *a*, где делитель $R1R2$ передает на базу не только часть постоянного напряжения с шины, но и присутствующую на ней помеху. Конечно, уровень помехи на

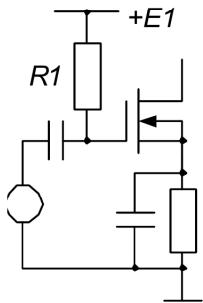


Рис. 9.20. Резистор $R1$ большого номинала практически не вносит помех

входе будет определяться параметрами делителя, нижнее плечо которого образуют и $R2$, и входное сопротивление каскада, и сопротивление источника сигнала. Но все же этот уровень может оказаться недопустимым, и тогда используют известные уже методы развязки, изолирующие контур сопряжения, как например на рис. 9.19, *б*. В этой схеме контур, включающий, кроме источника сигнала и входа каскада, параллельные им резисторы $R1$ и $R2$, соединяется с нулевой шиной лишь в одной точке; большая величина C_P изолирует его от источника $+E$.

В ряде случаев, особенно при использовании полевых приборов, подобные меры оказываются излишними. Так на рис. 9.20, если резистор $R1$ имеет величину $1 \text{ M}\Omega$, а внутреннее сопротивление микрофона составляет $100 \text{ }\Omega$, помеха с шины $E1$ будет подавлена в 10^4 раз.

Вам уже очевидно, что задача синтеза устойчивых относительно самовозбуждения многокаскадных схем полностью совпадает с задачей повышения защищенности схем от различного рода помех, скажем, сетевых пульсаций питающих напряжений.

Интересно, что разработчик может встретиться с ситуациями неустойчивости схем, связанными с влиянием таких факторов, о которых мы пока почти не говорили. Этими проблемами мы займемся в следующей главе.

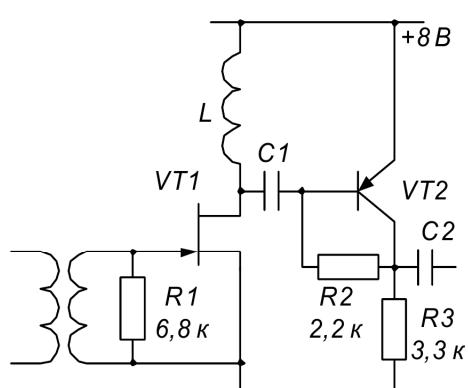


Рис. 9.21. От чего зависит усиление?

9.3. Вопросы из практики

В надежде повысить усиление, даваемое схемой на рис. 9.21, я увеличил нагрузку первого каскада (индуктивность дросселя L), но это не дало никакого эффекта. Тогда увеличил сопротивление нагрузки второго каскада $R3$, но также безрезультатно. В чем же дело?

Перед нами – двухкаскадная схема со связью ток-ток (т.е. каскодная) с низкоомным выходом. Коэффициент передачи здесь, очевидно, равен:

$$K_U = \frac{i_{\text{вых.1}}}{u_{\text{BX.1}}} \cdot \frac{u_{\text{вых.2}}}{i_{\text{BX.2}}} = S_1 R2.$$

Следовало увеличивать сопротивление резистора $R2$!

При проверке усилителя (рис. 9.22) на выходе обнаружился ужасный фон с частотой 100 Гц, значительно превышающий уровень пульсаций на шине $E1$. Откуда он берется?

Все объяснимо: вы здесь не учли, что выходное напряжение эмиттерного повторителя отсчитывается относительно той же точки, что и входное, на рис. 9.22 это – заземленный вывод вторичной обмотки входного трансформатора. Значит, к данной точке и должен быть подключен нижний (по схеме) вывод $C2$, а тем самым – эмиттер $VT2$ по сигналу.

Соединив указанный вывод с шиной $E2$, вы подали на усиление вторым каскадом все действующие на шине относительно «земли» помехи, в том числе и пульсации сетевого выпрямителя. Если источник $E2$ будет использоваться для питания также и последующих каскадов усилителя, самовозбуждение всего устройства гарантировано.

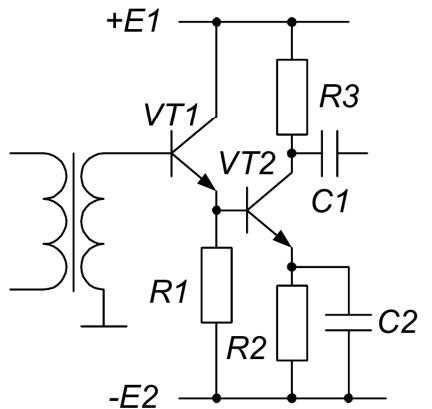


Рис. 9.22. В чем причина фона?

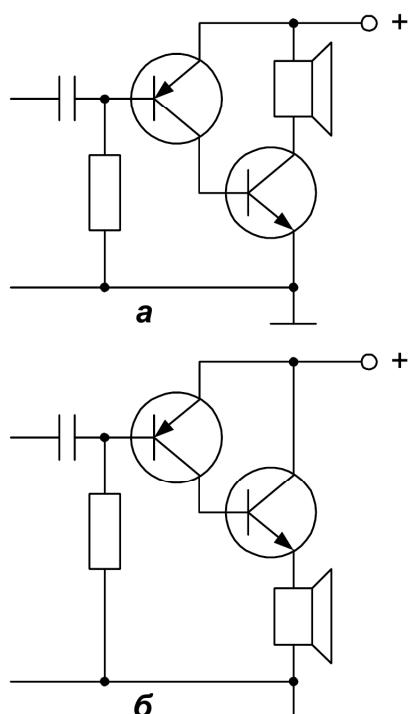


Рис. 9.23. Нужен ли «эмиттерный повторитель»?

Из двух журнальных схем низкочастотного усилителя мой сосед – юный радиолюбитель решил выбрать второй вариант: применением эмиттерного повторителя можно, как он слышал, снизить выходное сопротивление, согласовав схему с низкоомной нагрузкой (рис. 9.23). Он прав?

Чепуха. Второй вариант вовсе не является эмиттерным повторителем! Вход его питается током, а значит, это – низкостабильный усилитель тока с коэффициентом передачи $K_I = h_{213}$. Оба варианта эквивалентны.

Моя идея схемы смесителя (рис. 9.24) основана на изменении колебанием гетеродина сопротивления полевого транзистора, стоящего в цепи передачи. Как вам такой смеситель?

Вряд ли он окажется эффективным: управление сопротивлением, включенным последовательно с очень высоким выходным сопротивлением предыдущего каскада, бессмысленно. Следует применить смеситель, работающий по принципу управления токораспределением (как на рис. 9.25).

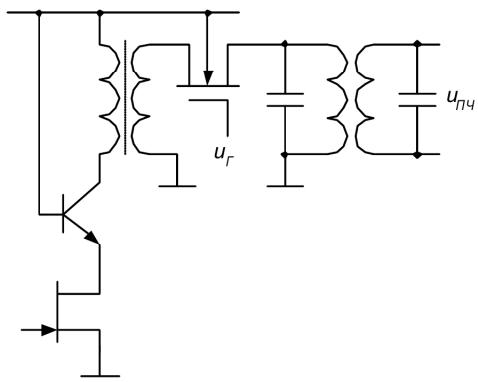


Рис. 9.24. Смеситель с управляемым сопротивлением?

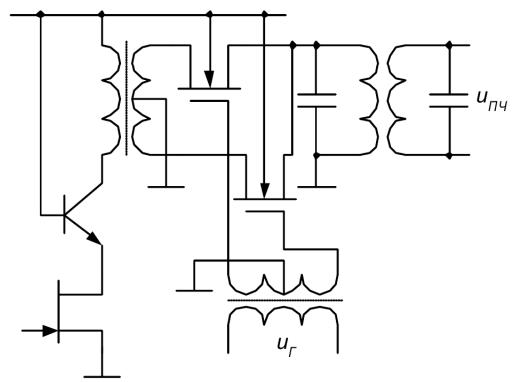


Рис. 9.25. Правильно выполненный смеситель
перераспределяет ток предыдущего каскада