

Модуль 6. Усилители мощности.

Лабораторная работа № 6.1

Исследование бестрансформаторных усилителей мощности

1. Цель работы

- получить навыки расчета и экспериментального определения мощностей и КПД в различных усилительных каскадах;
- сформулировать выводы о путях повышения КПД в бестрансформаторных усилителях мощности;
- закрепить умения обработки результатов экспериментов и наглядного их представления.

2. Задачи работы

- подготовиться к лабораторной работе, т.е. знать и понимать процессы, происходящие в исследуемых схемах;
- проработать разделы порядка выполнения работы, отвечая по каждому пункту на вопросы: как его реально выполнить? Что должно быть получено в результате его выполнения (прогнозируемый результат)?;
- ответить на контрольные вопросы методических указаний;
- обработать полученные экспериментальные данные, подготовить и защитить отчет.

3. Краткие сведения для подготовки к лабораторной работе

3.1. Общие положения

Характерной чертой усилителей мощности является высокое абсолютное значение выходной мощности усиливаемого сигнала, от нескольких десятков до сотен ватт, приемлемые нелинейные искажения в заданном частотном диапазоне. При этом важнейшей характеристикой усилителя становится коэффициент полезного действия (КПД) – это отношение мощности выделяемой в нагрузке (P_n) к мощности потребляемой от источника питания ($P_{\text{ип}}$) постоянного тока

$$\eta = \frac{P_n}{P_{\text{ип}}}.$$

Низкий КПД, означающий, что значительная часть энергии, потребляемой усилителем от источника питания, в процессе усиления тратится бесполезно на нагрев элементов усилителя, приводит к двум

негативным последствиям. С одной стороны, сами по себе бесполезные потери энергии являются экономическими потерями, а с другой – чрезмерный разогрев элементов может привести к их тепловому разрушению, для исключения которого необходимо применять специальные меры по охлаждению. Элементы системы охлаждения (радиаторы, вентиляторы) приводят к увеличению массы и габаритов, к дополнительному удорожанию усилителя.

3.2. Линейные усилители мощности

Под линейными, обычно, понимают усилители, в которых управляемые (активные, усилительные) элементы (УЭ) работают в непрерывном режиме. В линейных усилителях используют следующие режимы (классы) работы активных элементов: *A*, *B*, *AB*.

Класс *A* – режим, когда ток в выходной цепи активного элемента протекает в течение всего периода входного сигнала. Обязательно используется при разнополярных входных сигналах и одном активном элементе. Характеризуется сравнительно низким КПД и малыми нелинейными искажениями.

Класс *B* – режим работы активного элемента, при котором выходной ток протекает в течение половины периода входного сигнала. Характеризуется высоким КПД, но большими искажениями сигнала. Используют для усиления однополярных сигналов и при построении специальных двухтактных усилителей, для которых необходимо минимум два активных элемента.

Класс *AB* – выходной ток протекает больше чем полпериода, но меньше периода действия входного сигнала. Для усиления разнополярных сигналов необходимы два активных элемента. Основные отличия: КПД больше, чем в классе *A*, но меньше, чем в классе *B*; искажения значительно меньше, чем в классе *B*.

На рис. 3.111 приведены проходные характеристики активного элемента, показано положение рабочей точки и протекание выходных токов за период действия входного сигнала.

Обобщенные структурные схемы линейных усилителей с последовательным и параллельным включением нагрузки (*H*) изображены на рис. 3.112.

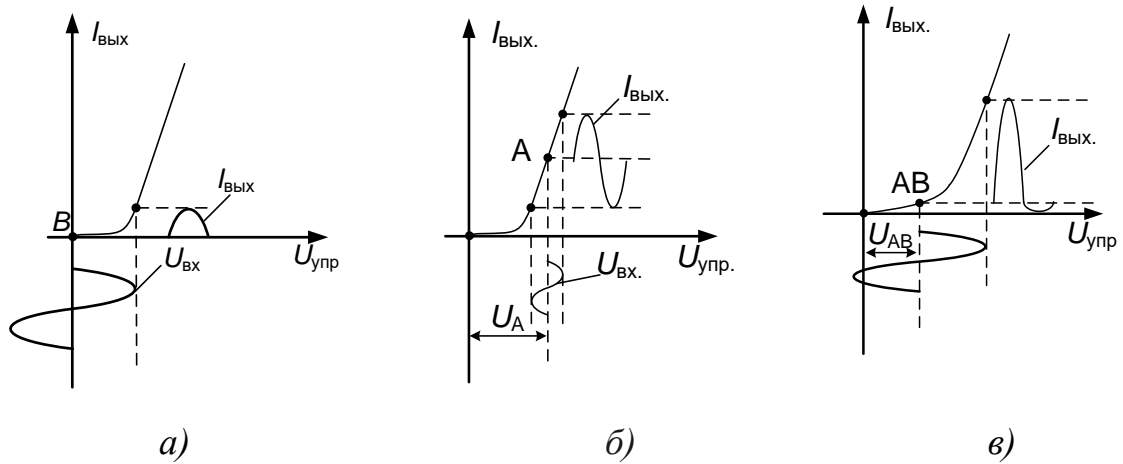


Рис. 3.111. Проходные характеристики активного элемента:
 (а) – класс В; (б) – класс А; (в) – класс АВ

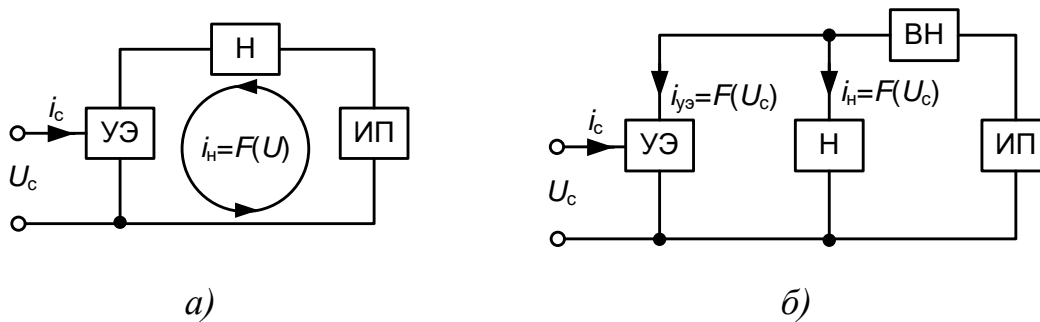


Рис. 3.112. Схемы усилителей мощности: а) – с последовательным включением нагрузки; б) – с параллельным включением нагрузки

В схеме усилителей по рис. 3.112, а, напряжение на нагрузке может иметь только одну полярность (за счет однополярного источника питания). В результате этого получение двуполярного (например, гармонического) сигнала в нагрузке возможно лишь с постоянным «пьедесталом» (рис. 3.113).

В случае параллельного включения нагрузки необходимо наличие дополнительного элемента – внутренней нагрузки (ВН), на которой теряется часть энергии источника питания (ИП), и

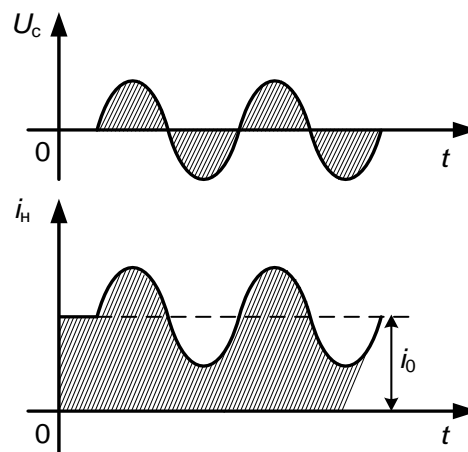


Рис. 3.113. Диаграмма выходного тока для однотактного усилителя мощности

мощности, выдаваемой усилительным элементом, т.е. еще больше понижает КПД. Отделение переменной составляющей осуществляется с помощью разделительной емкости. Такая схема при построении усилителей мощности практически не применяется, а используется в мало-мощных каскадах из-за удобства «заземления» управляющего элемента, источника питания и нагрузки.

Определим максимальный КПД (η) усилителя мощности по схеме, приведенной на рис. 3.112:

$$\eta = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{ип}}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T U_m \cdot \cos \omega t \cdot i_m \cos(\omega t) dt}{E_{\text{ип}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{ип}}(t) dt} = \frac{U_m \cdot i_m}{E_{\text{ип}} \cdot i_{\text{ип}}^0}.$$

Примем, что внутренняя нагрузка ($R_{\text{вн}}$) и нагрузка ($R_{\text{н}}$) – активные сопротивления. При гармоническом входном и выходном сигналах фазовом сдвиге $\varphi = 0$ и $R_{\text{вн}} = R_{\text{н}}$, $U_m = (1/3E_{\text{ип}})$ и $I_m = 1/(2 \cdot I_a)$, т.е.:

$$\eta = 0,5 \cdot \gamma_u \cdot \gamma_i,$$

где $\gamma_u = U_m / E_{\text{ип}}$, $\gamma_i = I_m / I_{\text{ип}}$ – коэффициенты использования по напряжению и току соответственно.

Для рассматриваемого усилителя максимальное значение $\gamma_u = 1/3$, а $\gamma_i = 1/2$, то без учета потерь на активном элементе максимальный КПД составит 8,3 %. Реальные схемы имеют еще более низкий КПД. Повысить КПД можно, используя в качестве $R_{\text{вн}}$ элемент, имеющий небольшое сопротивление для постоянного тока и большое для переменного, т.е. $R_i \gg R_{\text{н}}$. Такими свойствами обладают транзисторы. Усилители такого типа называют *усилителями с динамической неуправляемой нагрузкой*. В них коэффициент использования по напряжению становится равным 1/2, а коэффициент использования по току стремится к единице, таким образом КПД составит 25 %.

Экономичный режим воспроизведения знакопеременного сигнала при отсутствии или незначительном потреблении энергии от источника питания в режиме «покоя» возможен в двухтактных схемах усилителей, одна из разновидностей которых приведена на рис. 3.114, а. Эпюры токов в такой схеме изображены на рис. 3.114, б.

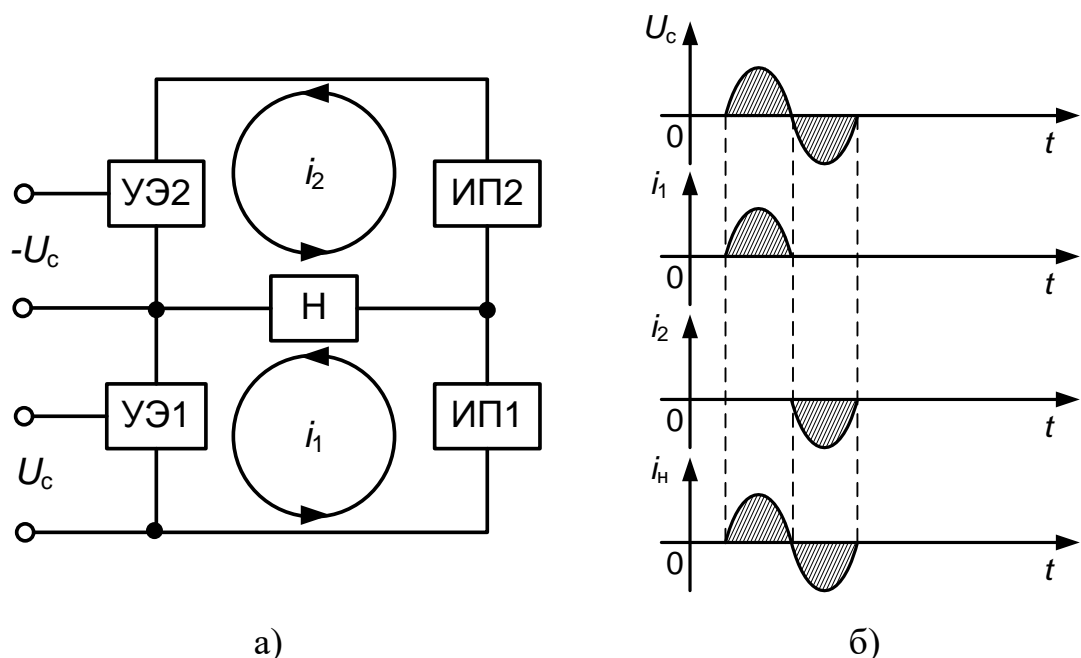


Рис. 3.114. Функциональная схема двухтактного каскада (а) и диаграмма токов (б)

Определим факторы, обеспечивающие максимально возможное значение КПД двухтактного усилителя. По определению КПД – это отношение мощности сигнала в нагрузке (P_H) к мощности, потребляемой при этом от источника питания ($P_{инп}$):

$$\eta = \frac{P_H}{P_{инп}} = \frac{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_H(t) i_H(t) dt}{\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} E_{инп}(t) i_{инп}(t) dt}.$$

В общем случае значение КПД зависит от формы сигнала – $U_H(t)$, $I_H(t)$, поэтому принято определять предельное значение КПД линейных усилителей при гармоническом сигнале в нагрузке

$$U_H(t) = U_m \cdot \cos \omega t; \quad i_H(t) = i_m \cdot \cos(\omega t + \varphi).$$

Тогда, полагая, что $E_{инп} = const$, и учитывая наличие в схеме двух источников, получаем

$$\eta = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T U_m \cdot \cos \omega t i_m \cos(\omega t + \varphi) dt}{2E_{\text{ип}} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{\text{ип}}(t) dt} = \frac{U_m i_m \cdot \cos \varphi}{2E_{\text{ип}} \cdot i_{\text{ип}}^0},$$

где $T = 2\pi/\omega$ – период сигнала; $I_{\text{ип}}^0$ – постоянная составляющая источника питания.

Минимальное значение КПД ($\eta = 0$) имеет место при чисто реактивной (емкостной или индуктивной) нагрузке, когда фазовый сдвиг между током и напряжением достигает 90° ($\varphi = \pi/2$). В этом случае активная мощность в нагрузке не развивается и вся мощность, отбираемая от источника питания, рассеивается на управляемых элементах. При чисто активной нагрузке ($\varphi = 0$) имеем:

$$\eta = \frac{U_m \cdot i_m}{4 \cdot E_{\text{ип}} \cdot i_{\text{ип}}^0}$$

Отсюда следует, что значение КПД зависит от коэффициента использования напряжения источника питания $\gamma_u = U_m/E_{\text{ип}}$ и коэффициента использования тока источника питания $\gamma_i = I_m/I_{\text{ип}}^0$.

Из рис. 3.114, *a* следует, что приращение напряжения в нагрузке одной полярности не может превышать напряжения источника питания одного плеча двухтактного каскада:

$$U_m < E_{\text{ип}}.$$

Степень этого неравенства зависит от вида вольт-амперных характеристик управляемых элементов и способа их включения. На рис. 3.115 приведен пример графического построения эппор напряжения и тока в нагрузке для одного плеча двухтактной схемы на полевых транзисторах с режимом покоя в точке *A*.

Из построений на рис. 3.115 хорошо видно, что коэффициент использования напряжения $\gamma_u < 1$ из-за наличия остаточного напряжения U_0 (точка *A''*).

Очевидно, что наиболее благоприятным в энергетическом смысле режимом работы линейных транзисторных усилителей является режим достижения заданной мощности в нагрузке при высоких значениях амплитуды напряжения и низких значениях амплитуды тока. При этом с одной стороны увеличивается отношение U_m/U_0 , а с другой – уменьшается абсолютное значение U_0 . Если при заданных нагрузке и мощности значения U_m и I_m оказываются неблагоприятными в указанном выше смысле, то можно, если это допустимо с других точек зрения, приме-

нить согласующий трансформатор. Выбором коэффициента трансформации можно на выходе усилителя (на первичной обмотке) получить требуемое высокое значение напряжения при заданном низком его значении в нагрузке. С учетом сделанных замечаний предельное значение $\gamma_u \rightarrow 1$.

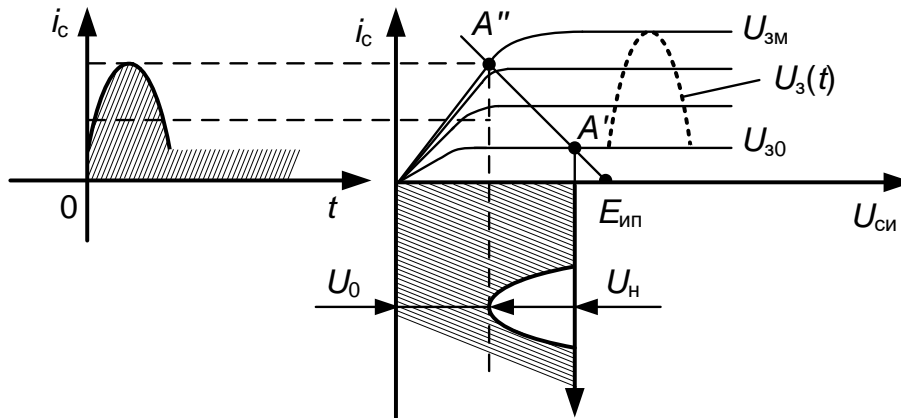


Рис. 3.115. Диаграммы напряжения и тока для одного плеча двухтактной схемы

Для определения максимального значения коэффициента γ_i рассмотрим эюру тока в цепи источника питания двухтактной схемы при заданном токе покоя I_0 , рис. 3.116.

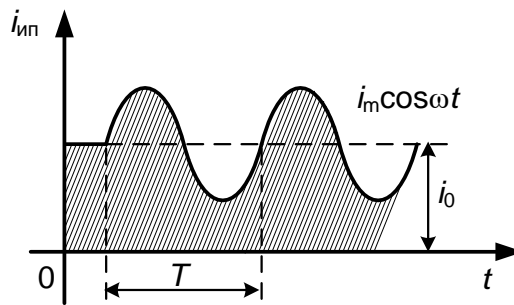


Рис. 3.116. Диаграмма выходного тока одного плеча двухтактного усилителя

Постоянная составляющая тока может быть подсчитана по соотношению:

$$i_{ип}^0 = i^0 + \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i_m \cos \omega t dt - \frac{1}{T} \int_0^T i^0 \cos \omega t dt = i^0 + \frac{i_m}{\pi} - \frac{i^0}{\pi}$$

или, обозначив $i^0 = \varepsilon \cdot i_m$:

$$i_{\text{ин}}^0 = i_m \frac{1 + \varepsilon \cdot (\pi - 1)}{\pi}; \quad \gamma_i = \frac{\pi}{1 + \varepsilon \cdot (\pi - 1)}.$$

Очевидно, что значение $i_{\text{ин}}^0$, соответствующее максимуму γ_i , достигается при $\varepsilon = 0$, когда $\gamma_i = \pi$. Полагая, что предельные значения $\gamma_u = 1$ и $\gamma_i = \pi$, получаем максимальное значение КПД двухтактного каскада при гармоническом выходном сигнале:

$$\eta_{\text{max}} = \frac{\pi}{4} \approx 78 \text{ \%}.$$

Мощность, рассеиваемая на каждом управляемом элементе, равна половине общей мощности потерь:

$$P_{\text{уэ}} = \frac{P_{\text{ин}} - P_{\text{н}}}{2} = \frac{\frac{P_{\text{н}}}{\eta} - P_{\text{н}}}{2} = 0,14 \cdot P_{\text{н}}.$$

3.3. Описание принципиальной схемы лабораторного макета

В настоящее время широкое применение в усилителях мощности находят МДП-транзисторы, обладающие меньшими потерями и большей температурной устойчивостью. Так как полевые транзисторы имеют отрицательный температурный коэффициент сопротивления канала, то при параллельном соединении можно не включать в исток выравнивающие резисторы.

Усилители мощности на полевых транзисторах, по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах, быстрее переключаются.

Мощные полевые транзисторы характеризуются большими значениями емкостей затвор-сток и затвор-исток. Поэтому целесообразно использовать мощные полевые транзисторы в качестве истоковых повторителей. Тогда вследствие эффекта Миллера не увеличивается емкость затвор-сток, и значительно уменьшается емкость затвор-исток благодаря наличию компенсационной обратной связи.

Экспериментальная часть данной работы содержит определение реальных значений КПД бестрансформаторных усилителей мощности (БУМ) на основе повторителя напряжения:

- с резистивной нагрузкой;
- с нелинейной (динамической) нагрузкой на однотипных транзисторах;
- по двухтактной схеме на разнотипных транзисторах (канал n -типа, канал p -типа);
- исследование схемы защиты от короткого замыкания.

В лабораторном макете используются мощные полевые транзисторы с изолированным затвором и индуцированным каналом (с обогащением). На рис. 3.117 приведены их вольтамперные характеристики.

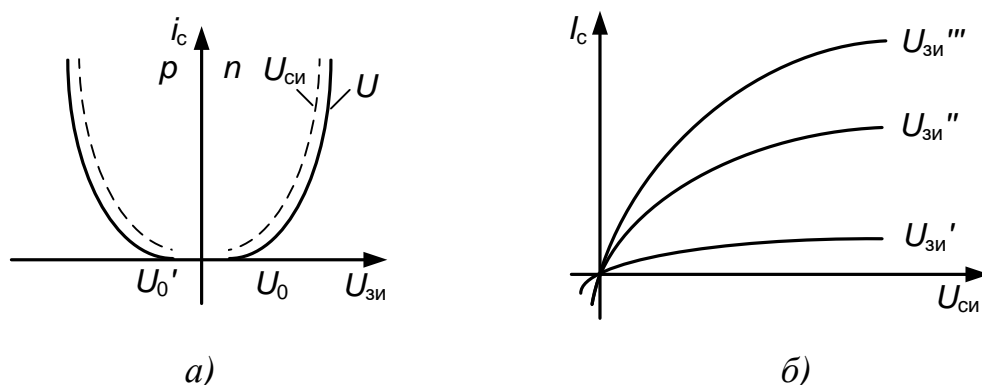


Рис. 3.117. Проходные (а) и выходные (б) вольтамперные характеристики транзисторов, используемых в лабораторном макете

Напряжение отсечки $U_{зи} = 3,5$ В, т.е. работать в усилительном режиме транзистор начинает при $U_{зи}$ больше 3,5 В. Сопротивление канала открытого транзистора меньше 0.05 Ом, крутизна 1000 мА/В, междуэлектродные емкости $C_{вх(зи)} = 180$ пФ, $C_{вых(си)} = 80$ пФ, $C_{прох(зс)} = 15$ пФ.

Графическое изображение транзисторов с каналом n -типа и каналом p -типа приведено на рис. 3.118



Рис. 3.118. Графическое изображение транзисторов с каналом n -типа (а) и каналом p -типа (б)

3.4. Истоковый повторитель

На рис. 3.119 приведена схема повторителя напряжения, у которого внутренняя ($R_{и}$) и внешняя ($R_{н}$) нагрузки – резисторы, а в качестве активного элемента – полевой транзистор VT1.

На рис. 3.120 приведены выходные характеристики транзистора и построены нагрузочные прямые по постоянному (а-б) и переменному (в-г) токам. Приведены эпюры токов и напряжений.

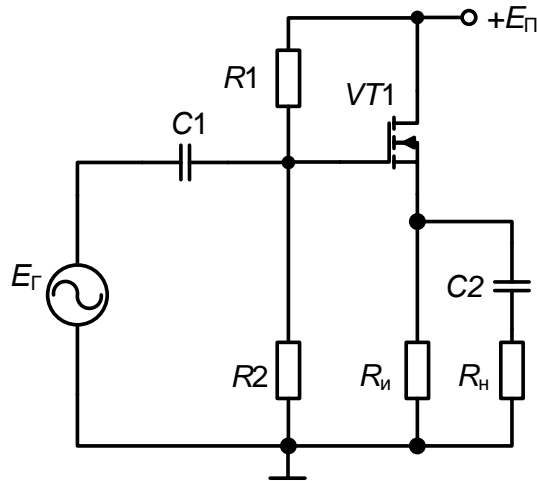


Рис. 3.119. Схема повторителя напряжения

Из рис. 3.120 видно, что амплитуда переменного тока (I_{cm}), отдаваемого транзистором, в пределе равна току в рабочей точке (I_{ca}). Этот ток протекает через параллельно соединенные $R_{и}$ и $R_{н}$. Таким образом, при $R_{и} = R_{н}$, ток в рабочей точке должен быть в два раза больше тока нагрузки и соответственно коэффициент использования тока $\gamma_i = 1/2$.

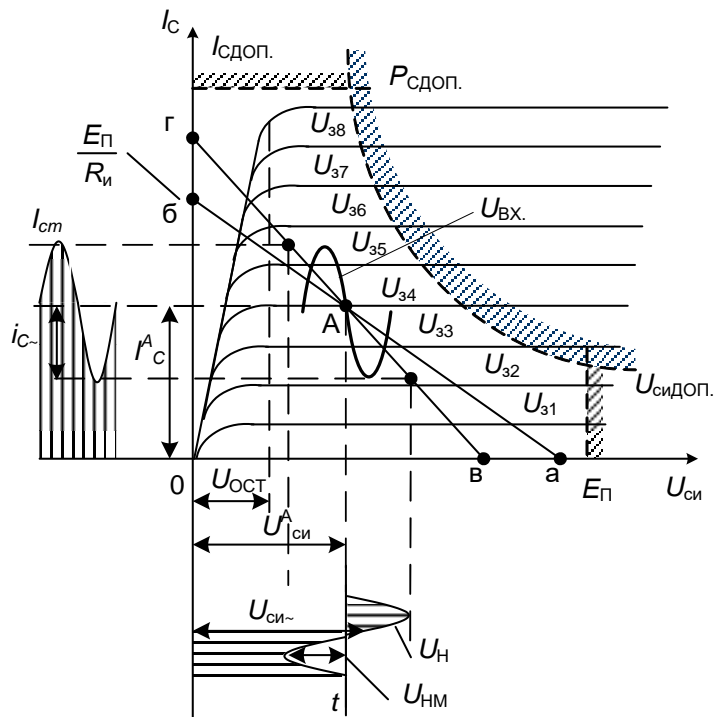


Рис. 3.120. Графические построения на ВАХ транзистора
На постоянном токе (рис. 3.120) по второму закону Кирхгофа:

$$E_{\Pi} = U_{ca} + I_{ca} \cdot R_{и},$$

т.к. $I_{ca} = I_{нм} \cdot 2$ и $U_{нм} = U_{ca}$, то $E_{п} = 3 U_{нм}$ и коэффициент использования напряжения $\gamma_u = 1/3$. Таким образом максимальный коэффициент полезного действия такого усилителя $1/12$ или $8,33\%$. Часто напряжение на активном элементе ($U_{си}$) и внутренней нагрузке ($U_{Rи}$) делают одинаковым, тогда коэффициент использования по напряжению оказывается равным $\gamma_u = 1/4$, а КПД = $1/16$ или $6,25\%$.

3.5. БУМ с динамической нагрузкой.

Поднять КПД каскада возможно, если весь переменный ток транзистора с амплитудой $I_{см}$ будет направлен в нагрузку.

Это произойдет, если по переменному току выполнится условие: $R_{и} \rightarrow \infty$. Этого можно достичь применением вместо резистора $R_{и}$ нелинейного элемента, у которого сопротивление переменному току (дифференциальное сопротивление) значительно больше, чем постоянному току (статическое сопротивление).

Как известно, таким свойством обладает любой нелинейный элемент, у которого на вольтамперной характеристике имеется участок, на котором ток слабо зависит от напряжения.

Таким свойством обладает и полевой транзистор. Например, возьмем ВАХ (рис. 3.120) при постоянном $U_{зи}$ в рабочей точке (А) – статическое сопротивление равно отношению $U_{си}/I_{ca}$ и имеет небольшое значение, а дифференциальное (отношение приращений) – намного больше. Схема БУМ с динамической нагрузкой с использованием полевых транзисторов изображена на рис. 3.121.

Анализ схемы приводит к следующему:

1) практически весь переменный ток транзистора $VT1$ идет в нагрузку, так как динамическая нагрузка на $VT2$ имеет существенно

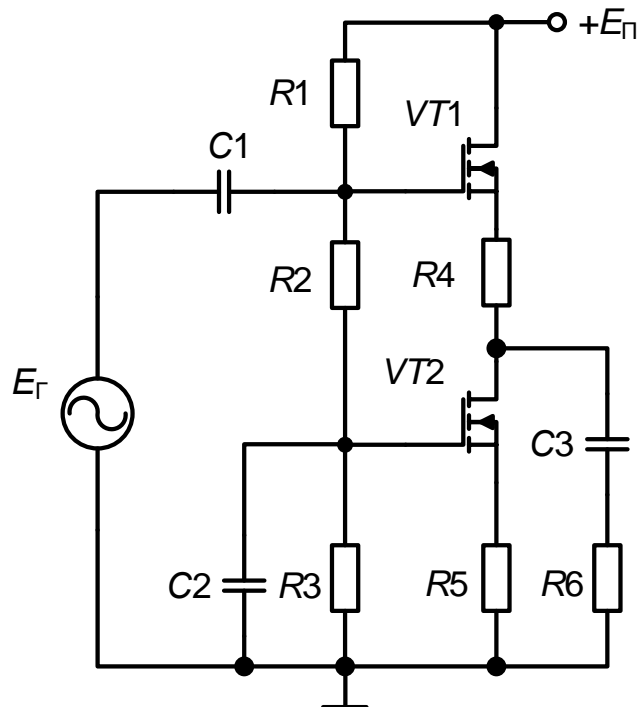


Рис. 3.121. Схема БУМ с динамической нагрузкой

большее сопротивление, чем сопротивление нагрузки R_H . Тогда ток стока в рабочей точке (I_{ca}) можно выбирать равным I_{HM} , поэтому коэффициент использования тока транзистора $\gamma_i \rightarrow 1$;

2) напряжение на транзисторах ($U_{си}$) делается равным $(1/2)E_{п}$ и, пренебрегая остаточным напряжением $U_{ост}$ (рис. 3.120), получаем $U_{HM} \rightarrow (1/2)E_{п}$, тогда $\gamma_u \rightarrow 0,5$.

Таким образом, благодаря использованию динамической нагрузки, максимальный КПД теоретически возрос до 25 % при оптимальной нагрузке, которая обеспечивает полное использование тока (I_c) и напряжения ($U_{си}$) транзистора $VT1$, тогда $R_H = U_{си}/I_c$.

Существенным недостатком таких каскадов является не только низкий КПД, но и потребление энергии от источника питания в состоянии покоя практически на том же уровне, как и при передаче полезного сигнала в нагрузку. В схеме с динамической нагрузкой используется два усилительных элемента, а ток в нагрузку отдает только один.

3.6. Двухтактные БУМ

Двухтактные усилительные каскады содержат минимум два усилительных элемента (рис. 3.114) управление которыми должно осуществляться противофазными сигналами, которое обеспечивает поочередную работу усилительных элементов, т.е. двухтактный режим.

В настоящее время имеется достаточно большой выбор комплементарных пар мощных транзисторов (транзисторы разного типа проводимости с одинаковыми характеристиками), которые используются для построения УМ. В этом случае управление осуществляется одним сигналом.

На рис. 3.122 приведена схема двухтактного УМ на комплементарных полевых транзисторах $VT1$ и $VT2$, которая представляет собой истоковый повторитель. Режим работы транзисторов задается цепью $R1$, $VD1$, $VD2$, $R2$. Стабилитроны устанавливают напряжения $U_{зи} = 3,6$ В при этих напряжениях транзисторы закрыты ток стока $I_c = 0$, т.е. обеспечивается режим класса B . Емкости $C1$ и $C2$ обеспечивают передачу входного сигнала U_c на транзисторы практически без потерь.

При подаче входного сигнала положительной полуволной открывается транзистор $VT1$ и ток протекает от $+E_{п1}$ через $VT1$, R_H и на $-E_{п1}$. На нагрузке формируется положительная полуволна выходного сигнала (один такт). Во второй полупериод открывается транзистор $VT2$ и ток протекает от $+E_{п2}$ к $-E_{п2}$ через $VT2$ и R_H в противоположном направлении – формируется отрицательная полуволна выходного сигнала (второй такт). На рис. 3.123 представлена форма выходного сигнала.

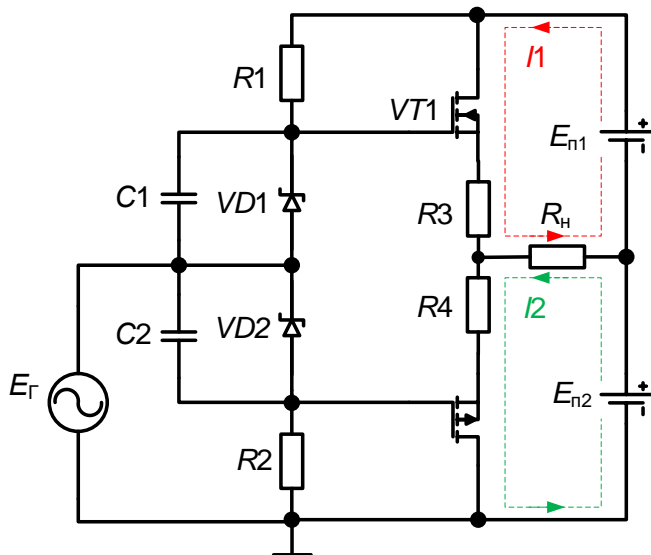


Рис. 3.122. Схема двухтактного УМ на комплементарных транзисторах

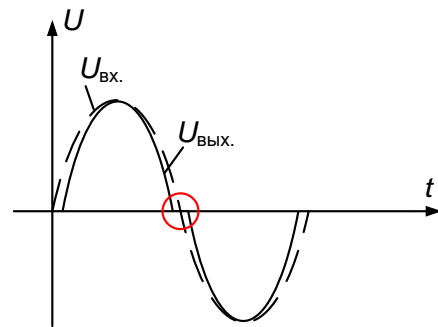


Рис. 3.123. Форма выходного сигнала УМ на комплементарных полевых транзисторах

Из-за нелинейности ВАХ транзисторов наблюдаются большие искажения сигнала в области перехода через ноль (на рис. 3.123 выделено кружком). Несмотря на глубокую ООС в повторителе эти искажения не отрабатываются, т.к. транзисторы в этот момент времени оказываются закрытыми и ООС не действует. Энергетические соотношения описаны на стр. 206, максимальный КПД составляет 78 %. Кроме большого КПД достоинством этого режима является отсутствие потребления мощности от источников питания до подачи входного сигнала. Для уменьшения искажений транзисторы УМ в закрытое состояние не переводятся, работают в активном режиме, но ток в рабочей точке (I_{ca}) значительно меньше тока нагрузки (I_H), т.е. устанавливается режим класса АВ. Искажения сигнала значительно меньше, ООС не разрывается, но из-за увеличения постоянного тока КПД меньше 78%.

Изменяя напряжение $U_{зи}$ можно поставить транзисторы в режим класса А, при этом будут протекать постоянные токи через нагрузку в противоположных направлениях: от $+E_{п1}$, VT1, R_H к $-E_{п1}$; от $+E_{п2}$, VT2, R_H к $-E_{п2}$. Таким образом, $I_H = I_{a1} - I_{a2} = 0$. При подаче положительной полуволны входного сигнала ток транзистора VT1 увеличится, а VT2 уменьшится на ΔI , при отрицательной полуволне – наоборот, и тогда ток нагрузки $I_H = (I_{a1} + \Delta I) - (I_{a2} - \Delta I) = 2 \cdot \Delta I$.

В пределе $\Delta I = I_a$ и коэффициент использования тока $\gamma_i = 2$, а КПД = 50 %

3.7. Схемы защиты от короткого замыкания.

В мощных усилителях случайное короткое замыкание нагрузки приводит к протеканию очень больших токов, что может привести к выходу из строя и усилителя и источника питания. С целью исключения этого применяются специальные схемы защиты, вариант которой изображен на рис. 3.124.

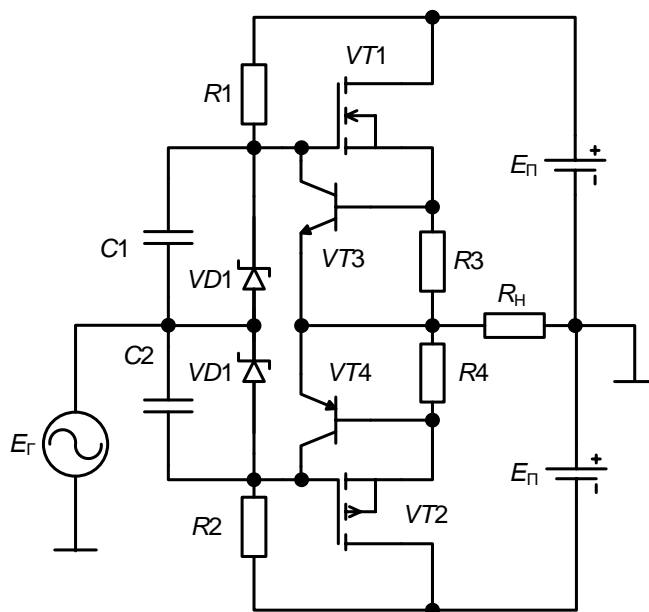


Рис. 3.124. Схема БУМ с защитой от короткого замыкания

Здесь рабочие транзисторы $VT1$, $VT2$, а $VT3$, $VT4$ – транзисторы схемы защиты. Резисторы $R3$, $R4$ – датчики тока выбираются таким образом, что при номинальном токе нагрузки транзисторы $VT3$ ($VT4$) практически заперты и не оказывают влияния на работу схемы. В случае закорачивания нагрузки падение напряжения на $R3$ ($R4$) резко возрастает, транзисторы $VT3$ ($VT4$) входят в насыщение и закорачивают промежуток затвор-исток полевых транзисторов $VT1$ ($VT2$), что приводит к их запираению. Максимальный ток коллектора $VT3$ ($VT4$) ограничивается резисторами $R1$, $R2$.

4. Программа лабораторной работы

ПРИМЕЧАНИЕ:

1. Обозначение приборов на схемах экспериментов соответствуют приборам в программе Multisim.
2. На всех схемах мультиметр DMM (XMM) работает в режиме измерения постоянного тока.

4.1. Собрать схему усилителя мощности (УМ) на повторителе с резистивной нагрузкой, рис. 3.125.

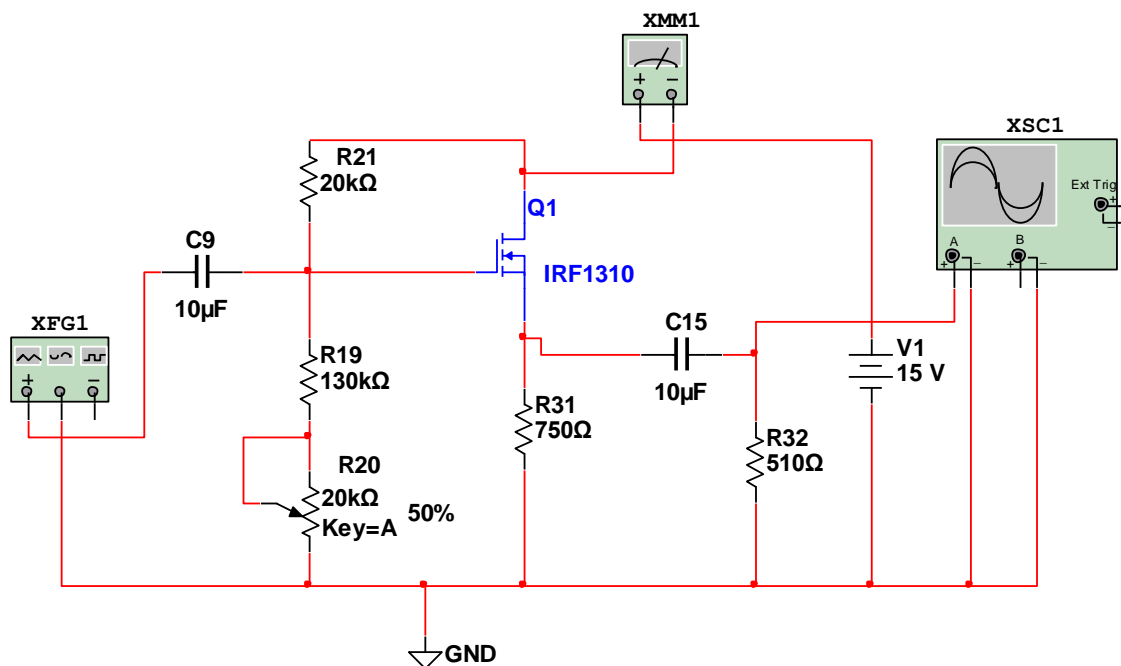


Рис. 3.125. УМ с резистивной нагрузкой

В эксперименте используются следующие приборы: FGEN (XFG1) – генератор синусоидальных колебаний; DMM (XMM1) – мультиметр (работает в режиме измерения постоянного тока); Scope (XSC1) – осциллограф (канал А – выходной сигнал, канал В – измерение постоянного напряжения на R_{31}). Обозначение приборов, приведенных в скобках, соответствуют приборам в программе Multisim.

При отсутствии входного сигнала с помощью резистора R_{20} , установить величину постоянного тока потребляемого схемой от источника питания $I_{\text{ин}} \approx 10$ мА, измерить постоянное напряжение на сопротивлении R_{31} . Подать на вход УМ синусоидальный сигнал с частотой 1 кГц. По осциллографу установить максимальный неискаженный сигнал и измерить его значение. Рассчитать: мощность выделяемую в нагрузке ($P_{\text{Н}} = U_{\text{н}}^2/R_{\text{Н}}$); мощность, потребляемую от источника питания ($P_{\text{ин}} = I_{\text{ин}} \cdot E_{\text{ин}}$) и коэффициент полезного действия ($\eta = P_{\text{Н}}/P_{\text{ин}}$).

4.2. Собрать схему (рис. 3.126), установить с помощью R_{20} напряжение $U_{\text{РН}} \approx 9,5$ В (напряжение в точке А), $I_{\text{ин}} \approx 13$ мА и повторить эксперимент. Сравнить и объяснить полученные результаты.

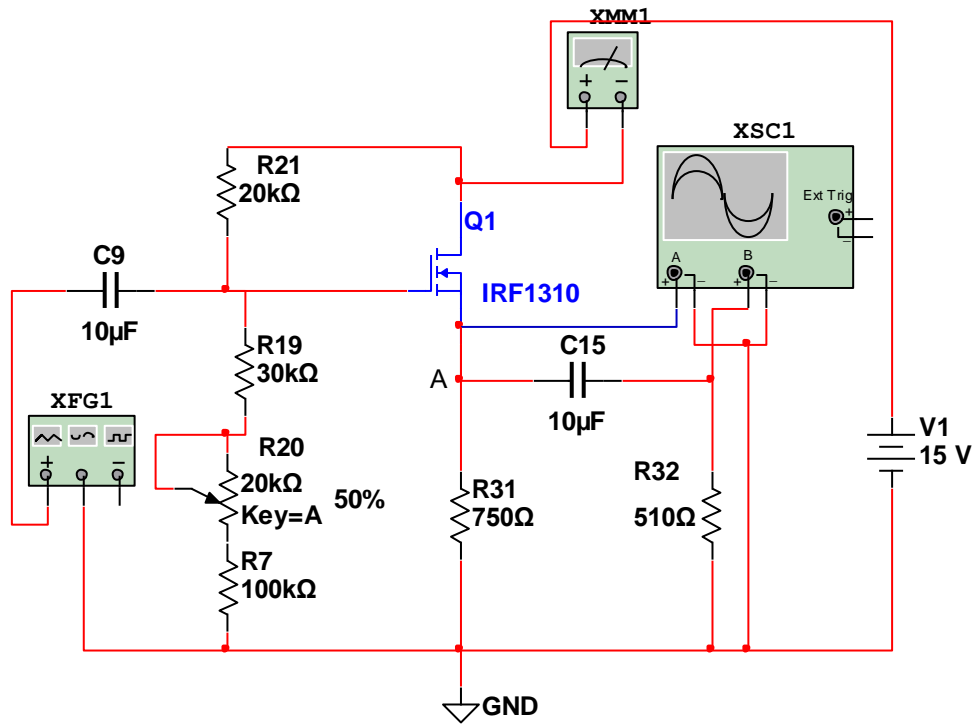


Рис. 3.126. Усилитель мощности с резистивной нагрузкой

4.3. Собрать схему усилителя мощности (УМ) на повторителе с нелинейной (динамической) нагрузкой, рис. 3.127.

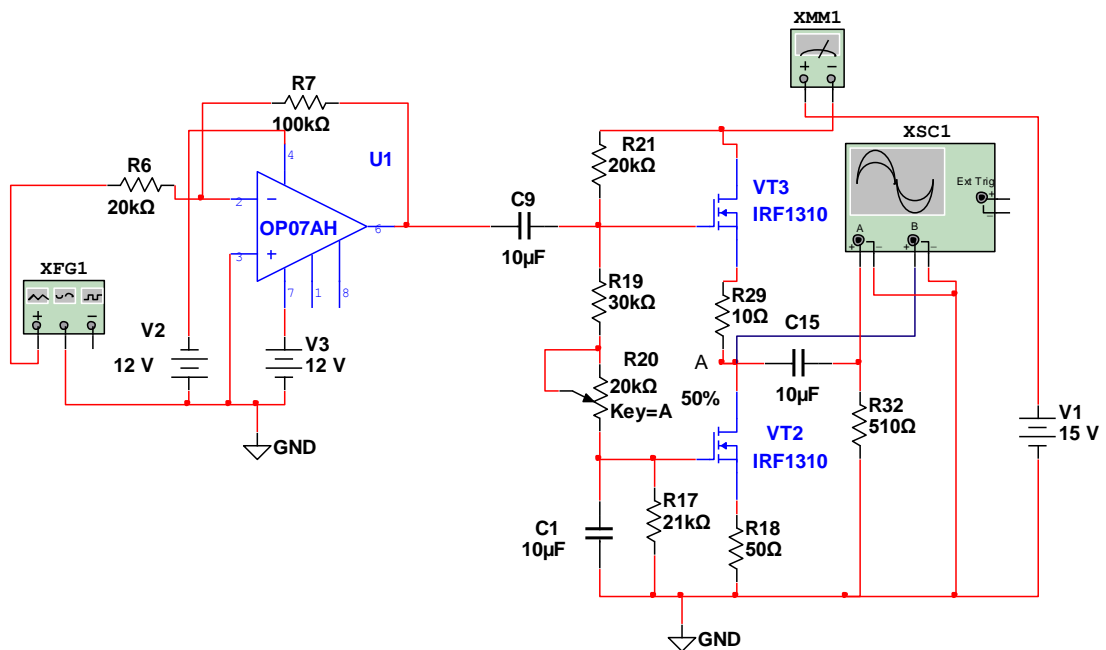


Рис. 17. Усилитель мощности с нелинейной (динамической) нагрузкой

В этой схеме, в отличие от предыдущей (рис. 3.126), в которой хорошая стабильность тока покоя достигается за счет большой величины резистора обратной связи R_{31} , стабильность тока покоя обеспечивается резистором R_{18} . Для получения необходимого значения входного напряжения к генератору подсоединен усилитель на микросхеме DA1 и резисторах R_6 , R_7 с коэффициентом усиления 5. Питание DA1 осуществляется от источника VPS (± 12 В).

- При нулевом входном сигнале установить величину токов покоя 10 мА с помощью резистора R_{20} , измерить постоянное напряжение сток-земля транзистора VT2.
- Определить величину максимального неискаженного выходного сигнала, постоянную составляющую тока стока. Рассчитать КПД этого УМ.
- Сравнить полученные результаты с предыдущей схемой. Выводы?

4.4. Собрать схему двухтактного УМ на разнотипных транзисторах (канал n -типа, канал p -типа), рис. 3.128. Питание УМ осуществляется от источника VPS (± 10 В), а питание ОУ от источника ± 15 В. Мультиметр DMM (XMM1) работает в режиме измерения постоянного тока, а осциллограф – в режиме измерения постоянного и переменного напряжений.

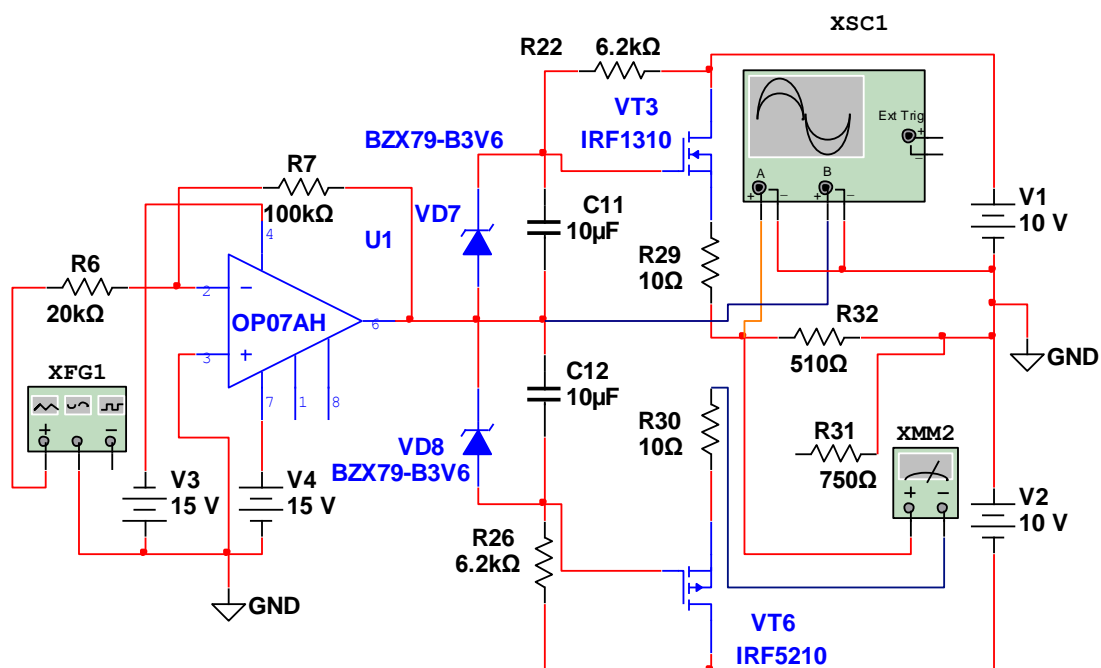


Рис. 3.128. Двухтактный усилитель мощности (класс В)

- При нулевом входном сигнале измерить ток покоя и постоянное напряжение на выходе.
- Подключить нагрузку ($R31$, $R32$, $R35$), в каждом случае установить максимальную величину неискаженного выходного сигнала определить постоянную составляющую тока стока транзисторов, рассчитать КПД. Определить класс работы транзисторов.

4.5. Собрать схему двухтактного УМ, приведенную на рис. 3.129. Подключение резисторов $R36$, $R37$ в цепь стабилитронов ($VD7$, $VD8$) привело к возрастанию напряжения затвор-исток ($U_{зи}$) транзисторов и появлению небольшого начального тока, т.е. транзисторы перешли в класс AB .

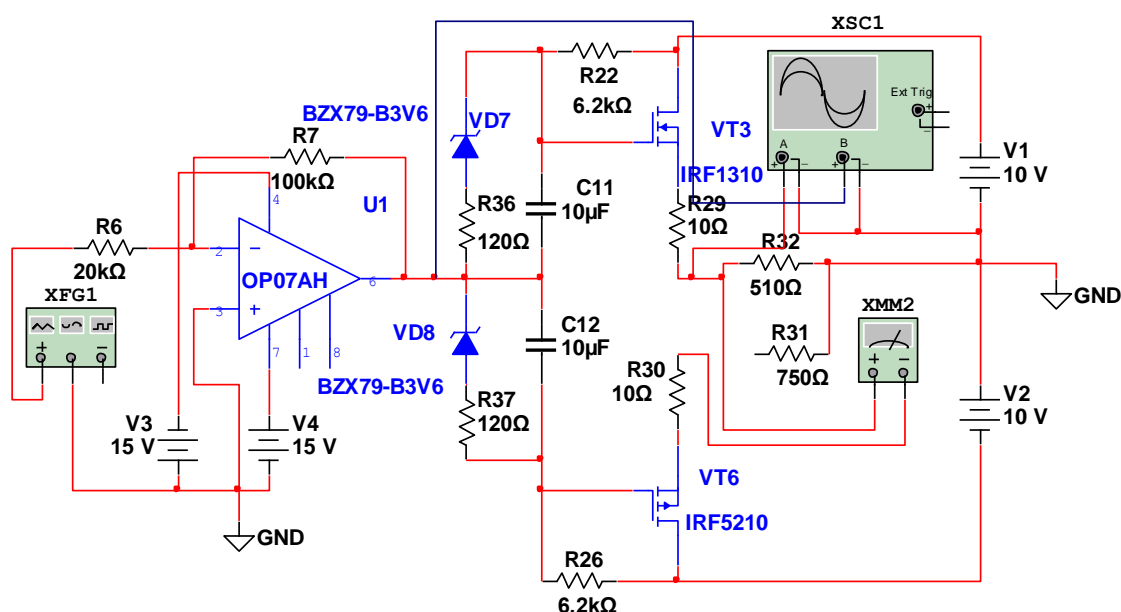


Рис. 3.129. Двухтактный усилитель мощности (класс AB)

- При нулевом входном сигнале измерить ток покоя.
- Подключить нагрузку ($R31$, $R32$), установить максимальную величину неискаженного выходного сигнала и определить постоянную составляющую тока стока транзисторов, рассчитать КПД. Определить класс работы транзисторов.

4.6. Собрать схему двухтактного УМ на комплементарных транзисторах, рис. 3.130. С помощью резистора $R13$ при нулевом входном сигнале, установить ток покоя 10 мА, т.е. класс A . Подключить нагрузку ($R31$, $R32$), установить максимальную величину неискаженного выходного сигнала при неизменном токе покоя. Рассчитать КПД. Сравнить результаты, полученные в п. 4.4, 4.5 и 4.6.

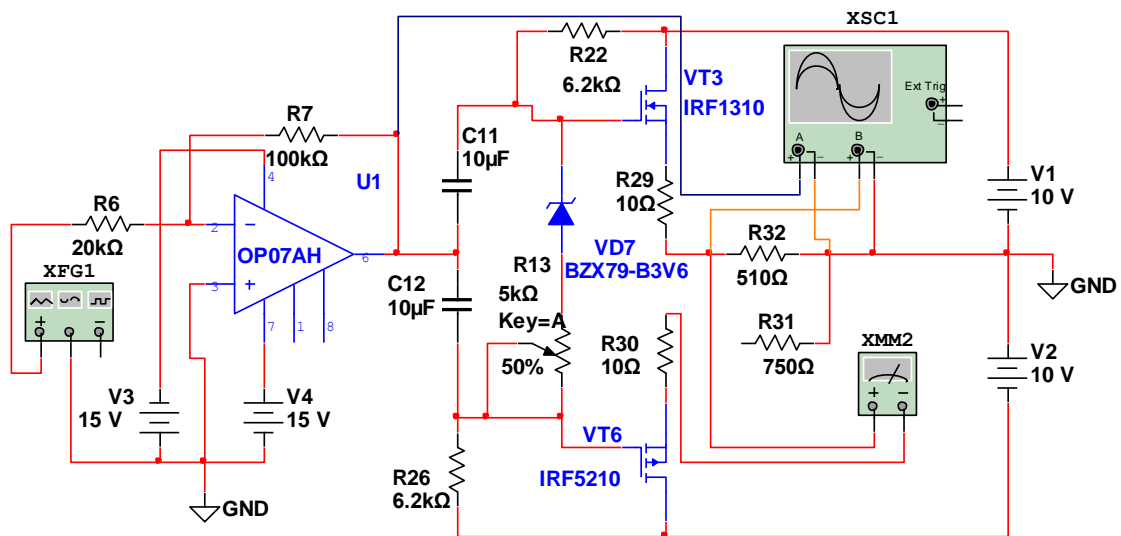


Рис. 3.130. Двухтактный усилитель мощности (класс А)

4.7. Снять зависимость КПД двухтактного каскада от величины тока покоя: с этой целью при нулевом входном сигнале устанавливать новые значения тока покоя, меньше исходного, определять напряжение максимального неискаженного выходного сигнала, соответствующее ему значение постоянной составляющей тока стока и КПД. Минимальное значение тока стока должно соответствовать режиму В. Построить график полученной зависимости КПД от тока покоя. Эксперимент проводить при постоянной нагрузке $R_H = R31 // R32$ (параллельное включение сопротивлений).

4.8. Исследование работы схемы защиты от короткого замыкания нагрузки

- Собрать схему (рис. 3.128), подать входной сигнал и установить его максимальное значение при нагрузке 83,6 Ом ($R31$ включено параллельно $R35$), измерить ток, потребляемый от источника питания.
- Собрать схему (рис. 3.131), подсоединить нагрузку 83,6 Ом и подать входной сигнал, как в предыдущем случае. Зарисовать форму выходного сигнала, измерить ток, потребляемый от источника питания. Сравнить с предыдущим результатом.

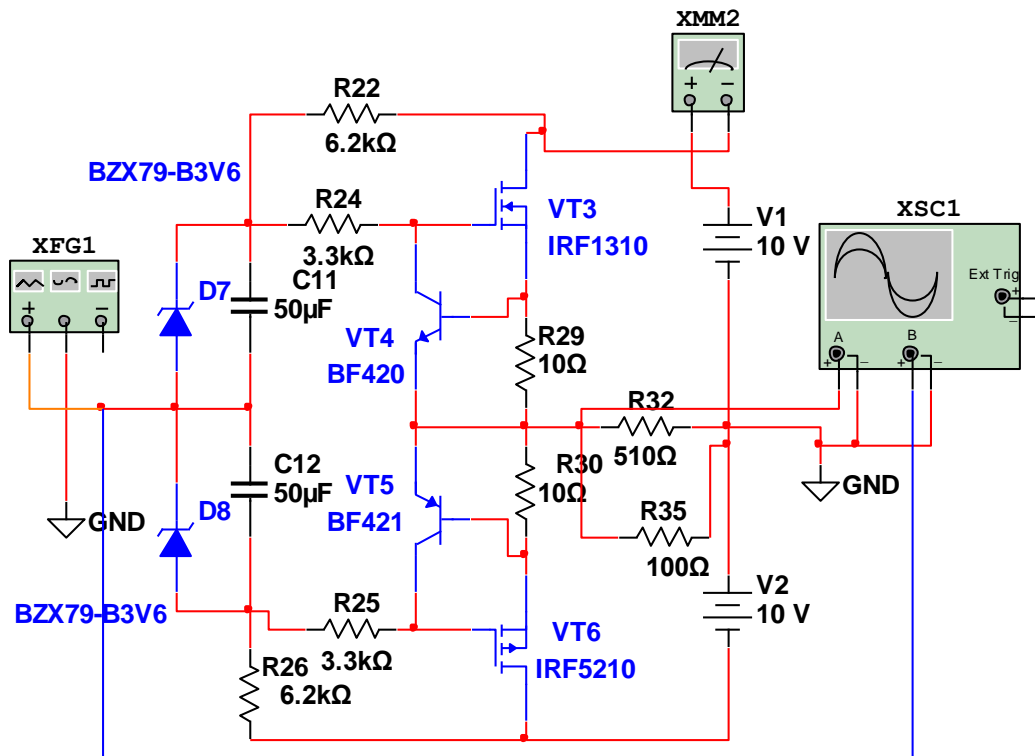


Рис. 21. Двухтактный усилитель мощности со схемой защиты от короткого замыкания на выходе

5. Контрольные вопросы

5.1. Почему энергетическими соотношениями интересуются в основном только для окончных каскадов усилителя?

5.2. Поясните, почему при желании сохранить форму выходного сигнала относительно входного гармонического в одноктактных каскадах транзисторы должны работать в классе A ?

5.3. На сток-затворной характеристике полевого транзистора приведите графические построения, иллюстрирующие работу в классах A , AB , B и C .

5.4. Приведите алгоритм расчета КПД окончного каскада.

5.5. Приведите на выходной вольт-амперной характеристике транзистора графические построения, необходимые при расчете энергетических соотношений в одноктактном каскаде класса A .

5.6. Как рассчитать мощности и КПД при работе двухтактного каскада класса A ?

5.7. Обоснуйте способы повышения коэффициента γ_i в окончных каскадах, ведущие к повышению КПД.

5.8. Какие способы увеличения коэффициента γ_u используются в окончательных каскадах для повышения их КПД?

5.9. Может ли коэффициент использования по току γ_i быть больше единицы? Если нет, то почему? Если да, то при каких условиях?

5.10. Может ли коэффициент использования напряжения γ_u быть близким к единице? Если нет, то почему? Если да, то при каких условиях?

5.11. Приведите алгоритм исследования энергетических соотношений: а) в эмиттерном повторителе; б) в схеме с динамической нагрузкой; в) в двухтактных каскадах классов A , AB , B .

5.12. Как выглядит зависимость КПД от угла отсечки в двухтактных каскадах?

6. Требования к отчету

Отчет должен содержать:

- цель работы;
- схемы проведенных экспериментов;
- результаты измерений (таблицы, графики) и заключения по ним;
- выводы.

