

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)»
(МГТУ им. Н.Э. Баумана)

Факультет Информатика и системы Управления (ИУ)
Кафедра «Информационные системы и телекоммуникации» (ИУЗ)

Методические указания по выполнению, оформлению отчета и защите лабораторной работы №3

на тему Изучение работы ключевых схем транзисторов и высокоэффективного усилителя
по предмету (курсу) Электроника 2019-2020 учебного года

Автор ст.преподаватель Левиев Д.О.

Москва
2020

ЗАДАНИЕ НА ЛАБОРАТОРНУЮ РАБОТУ

Номер варианта задания — номер по журналу учета ЛР на портале iu3bmstu.github.io

Задание №1. Исследование ключевой схемы на полевых транзисторах

Проанализировать работу схемы на рисунке 1. Собрать схему, представленную на рисунке 1 в системе симуляции MultiSIM.

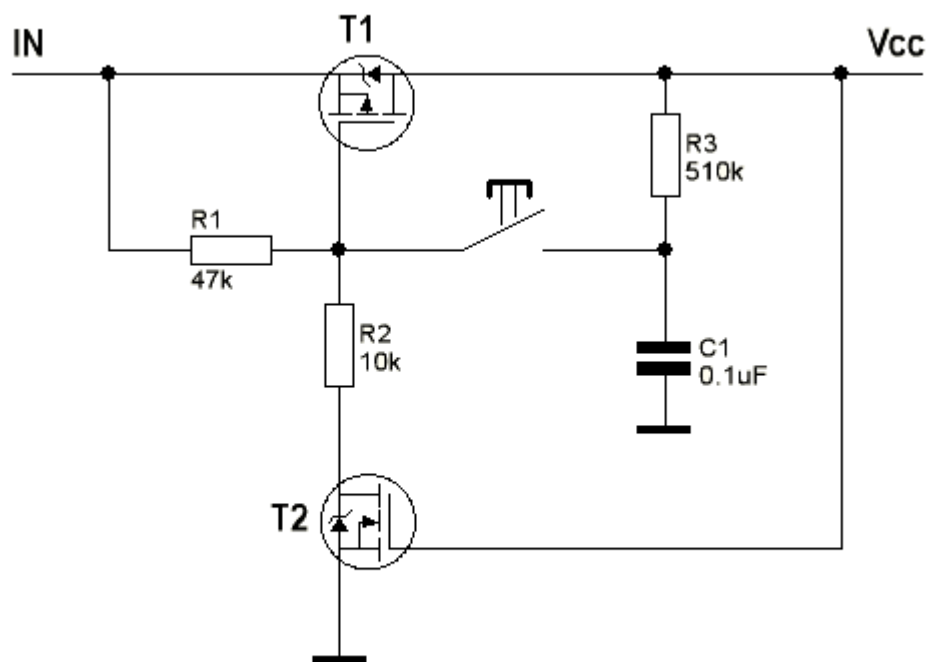


Рисунок 1. Схема электронного ключа питания

1.1. Получить в MultiSim диаграммы работы схемы электронного ключа питания. Рассчитать электрические и тепловые режимы работы элементов схемы электронного ключа питания. Определить минимальное напряжение питания, при котором схема стабильно функционирует.

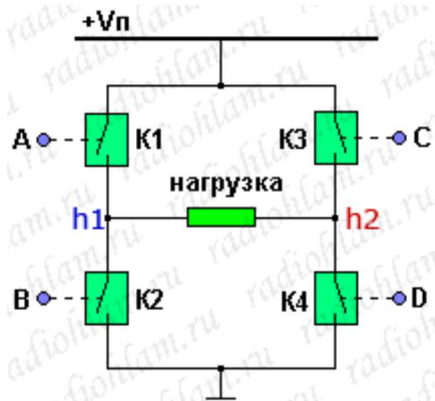
1.2. Внести изменение в схему для возможности работы при напряжении питания согласно варианта в Лабораторной работе №1. Продемонстрировать в MultiSim совместную работу выпрямителя из первого подзадания первого задания первой лабораторной работы и схемы электронного ключа питания. При необходимости использовать внешний ключ питания. Обосновать применения внешнего ключа питания. Рассчитать электрические и тепловые режимы работы элементов схемы электронного ключа питания.

1.3. Внести изменения в схему для возможности работы на емкостную или аккумуляторную нагрузку согласно вариант задания 1 лабораторной работы 1. Продемонстрировать в MultiSim совместную работу выпрямителя из пятого подзадания (седьмого подзадания для аккумулятора) первого задания первой лабораторной работы и схемы электронного ключа питания. При необходимости использовать внешний ключ питания. Обосновать применения внешнего ключа питания. Рассчитать электрические и тепловые режимы работы элементов схемы электронного ключа питания.

Задание 2. Исследование работы H-моста на биполярных транзисторах

Теоретическая часть

Итак, ниже вы можете видеть схему, которую за внешнюю схожесть с буквой Н принято называть H-мостом.



K1, K2, K3, K4 — управляемые ключи

A, B, C, D — сигналы управления ключами

Идея этой схемы очень проста:

Если ключи K1 и K4 замкнуты, а ключи K2 и K3 разомкнуты, то к точке h1 оказывается приложено напряжение питания, а точка h2 замыкается на общий провод. Ток через нагрузку в этом случае течёт от точки h1 к точке h2.

Если сделать наоборот, — ключи K1 и K4 разомкнуть, а ключи K2 и K3 замкнуть, то полярность напряжения на нагрузке изменится на противоположную, — точка h1 окажется замкнута на общий провод, а точка h2 — на шину питания. Ток через нагрузку теперь будет течь от точки h2 к точке h1.

Кроме смены полярности, h-мост, в случае управления электродвигателем, добавляет нам и ещё один бонус — возможность закортить концы обмоток, что ведёт к резкому торможению нашего движка. Такой эффект можно получить замкнув одновременно либо ключи K1 и K3, либо ключи K2 и K4. Назовём такой случай «режимом торможения». Справедливости ради стоит отметить, что этот бонус H-моста используется значительно реже, чем просто смена полярности (позже будет понятно почему).

В качестве ключей может выступать всё, что угодно: реле, полевые транзисторы, биполярные транзисторы. Промышленность делает H-мосты встроенными в микросхемы (например, микросхема LB1838, драйвер шагового двигателя, содержит два встроенных H-моста) и выпускает специальные драйверы для управления H-мостами (например драйвер IR2110 для управления полевыми транзисторами). В этом случае, разработчики микросхем конечно стараются выжать максимум бонусов и устранить максимум нежелательных эффектов.

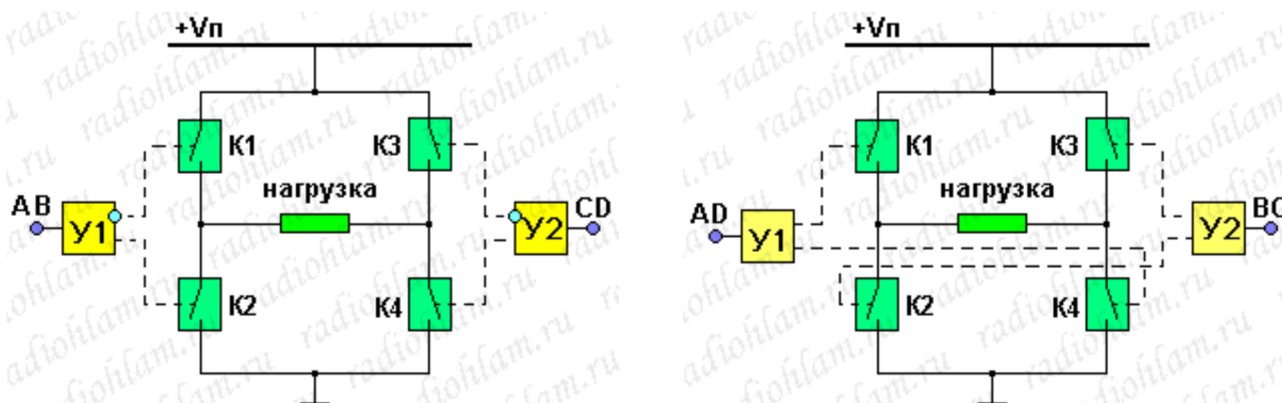
Чаще всего используют H-мосты либо на мощных MOSFET-ах (для больших токов), либо на биполярных транзисторах (для небольших токов).

Довольно часто сигналы управления ключами попарно объединяют. Объединяют их таким образом, чтобы от одного внешнего сигнала управления формировалось сразу два сигнала управления в нашей схеме (то есть сразу на два ключа). Это позволяет сократить количество внешних сигналов управления с четырёх до двух штук (и сэкономить 2 ноги контроллера, если у нас контроллерное управление).

Объединяют сигналы чаще всего двумя способами: либо А объединяют с В, а С объединяют с D, либо А объединяют с D, а В объединяют с С. Чтобы обозначить и зафиксировать различия, — назовём способ, когда образуют пары АВ и CD «общим управлением противофазными ключами» (эти ключи для изменении полярности прикладываемого к нагрузке напряжения должны работать в противофазе, т.е. если один открывается — другой должен закрываться), а способ, когда образуются пары AD и BC назовём «общим управлением синфазными ключами» (эти ключи для изменении полярности работают синфазно, т.е. либо оба должны открываться, либо оба закрываться).



Чтобы было понятнее о чём идёт речь, — смотрим на рисунок справа. Договоримся далее высокий уровень напряжения считать единицей, а низкий — нулём. В левой части рисунка транзисторы управляются независимо друг от друга. Чтобы открыть верхний транзистор — нужно подать сигнал управления $A=0$, а чтобы его закрыть — нужно подать $A=1$. Для открытия и закрытия нижнего транзистора нужно подавать $B=1$ или $B=0$. Если с помощью дополнительного транзистора объединить сигналы А и В (смотрим правую часть рисунка), то управлять верхним и нижним транзистором можно одним общим сигналом АВ. Когда $AB=1$ оба транзистора открываются, а когда $AB=0$ — оба закрываются.



На рисунке слева показан H-мост с общим управлением противофазными ключами, а на рисунке справа — с общим управлением синфазными ключами. У1 и У2 — это узлы, позволяющие из одного внешнего общего сигнала сформировать отдельный сигнал на каждый из работающих в паре ключей.

Теперь давайте подумаем что нам даёт каждый из этих двух способов управления.

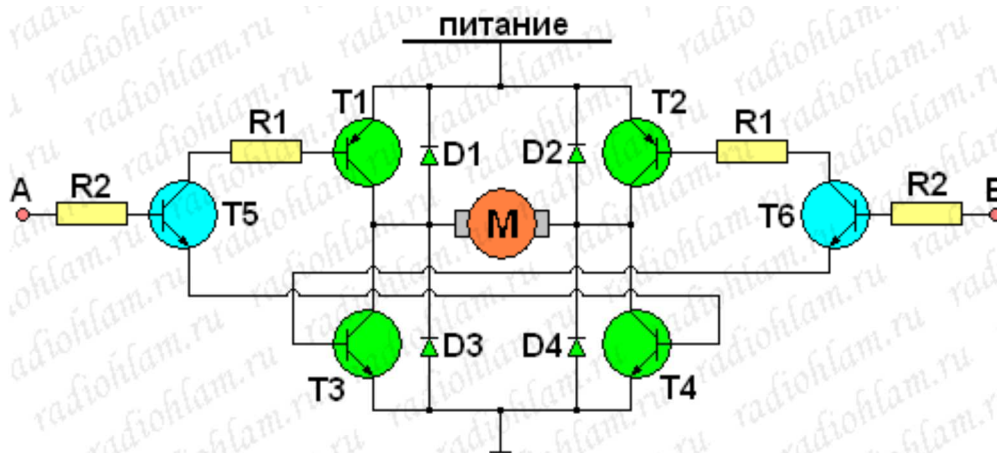
При общем управлении противофазными ключами мы легко можем сделать так, чтобы оба верхних или оба нижних ключа оказались открыты (если схема такая, как у нас слева, то это произойдёт при $AB=CD$), то есть нам доступен режим торможения. Однако минус в том, что при таком способе управления мы практически наверняка получим сквозные токи через транзисторы, вопрос будет только в их величине. В промышленных микросхемах для борьбы с этой проблемой вводят специальную цепь задержки для одного из транзисторов.

При общем управлении синфазными ключами мы легко можем побороть сквозные токи (просто нужно сначала подавать сигнал на выключение той пары транзисторов, которая используется в настоящий момент, а уже потом сигнал на включение той пары, которую мы планируем использовать). Однако при таком управлении про режим торможения можно забыть (даже более того, если мы случайно одновременно подадим на оба внешних управляющих сигнала единицу — мы устроим в схеме КЗ).

Поскольку получить сквозные токи гораздо более кислый вариант (бороться с ними непросто), то обычно предпочитают забыть про режим торможения.

Кроме всего вышперечисленного необходимо понимать, что при частых постоянных переключениях (в преобразователях или при управлении шаговиками), для нас будет принципиально важно не только избежать возникновения сквозных токов, но и добиться максимальной скорости переключения ключей, поскольку от этого зависит их нагрев. Если же мы используем h-мост просто для реверса двигателя постоянного тока, то тут скорость переключения не имеет такого критического значения, поскольку переключения не имеют систематического характера и ключи даже в случае нагрева скорее всего успеют остыть до следующего переключения.

Как вы понимаете, практических схем H-мостов, как и вариантов управления ими, можно придумать достаточно много, поскольку, как мы уже разобрались, важно учитывать и максимальный ток, и скорость переключения ключей, и варианты объединения управления ключами (а также вообще возможность такого объединения), поэтому для каждой практической схемы нужна отдельная статья (с указанием того, где эту конкретную схему целесообразно использовать). Итак, пример:



Сам H-мост выполнен на транзисторах T1, T2, T3, T4, а с помощью дополнительных транзисторов T5, T6 выполнено объединение управления синфазными ключами (сигнал А управляет транзисторами T1 и T4, сигнал В — транзисторами T2 и T3).

Работает эта схема следующим образом:

Когда уровень сигнала А становится высоким — начинает течь ток через резистор R2 и p-n переходы БЭ транзисторов T5 и T4, эти транзисторы открываются, в результате чего появляется ток через переход БЭ транзистора T1, резистор R1 и открытый транзистор T5, в результате чего открывается транзистор T1.

Когда уровень сигнала А становится низким — запираются р-п переходы БЭ транзисторов Т5 и Т4, эти транзисторы закрываются, прекращает течь ток через переход БЭ транзистора Т1 и он тоже закрывается.

Как такую схему рассчитать? Очень просто. Пусть у нас напряжение питания 12В, максимальный ток двигателя 1А и сигнал управления также 12-ти вольтовый (состоянию «1» соответствует уровень напряжения около 12В, состоянию «0» — уровень около нуля вольт).

Сначала выбираем транзисторы Т1, Т2, Т3, Т4. Подойдут любые транзисторы, способные выдержать напряжение 12В и ток 1А, например, КТ815 (npn) и его комплиментарная пара — КТ814 (pnp). Эти транзисторы рассчитаны на ток до 1,5 Ампер, напряжение до 25 Вольт и имеют коэффициент усиления 40.

Рассчитываем минимальный ток управления транзисторов Т1, Т4: $1\text{А}/40=25\text{ мА}$.

Рассчитываем резистор R1, полагая, что на р-п переходах БЭ транзисторов Т1, Т4 и на открытом транзисторе Т5 падает по 0,5В: $(12-3*0,5)/25=420\text{ Ом}$. Это максимальное сопротивление, при котором мы получим нужный ток управления, поэтому мы выберем ближайшее меньшее значение из стандартного ряда: 390 Ом. При этом наш ток управления будет $(12-3*0,5)/390=27\text{ мА}$, а рассеиваемая на резисторе мощность: $U^2/R=283\text{ мВт}$. То есть резистор надо ставить на 0,5 Вт (ну или поставить несколько 0,125 ваттных параллельно, но чтоб их общее сопротивление получилось 390 Ом)

Транзистор Т5 должен выдерживать всё те же 12В и ток 27 мА. Подойдёт, например, КТ315А (25 Вольт, 100 мА, минимальный коэффициент усиления 30).

Рассчитываем его ток управления: $27\text{ мА} / 30 = 0,9\text{ мА}$.

Рассчитываем резистор R2, полагая, что на переходах БЭ транзисторов Т5 и Т4 падает по 0,5 В: $(12-2*0,5)/0,9 = 12\text{ кОм}$. Опять выбираем ближайшее меньшее значение из стандартного ряда: 10 кОм. При этом ток управления Т5 будет 1,1 мА и на нём будет рассеиваться 12,1 мВт тепла (то есть подойдёт обычный резистор на 0,125 Вт).

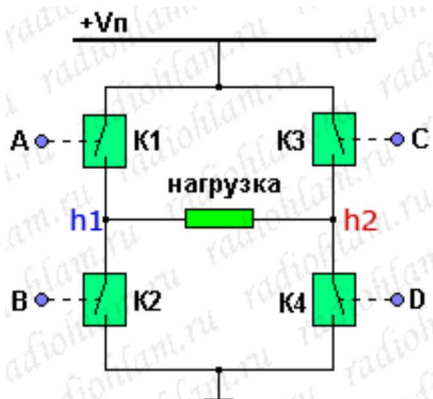
Вот и весь расчёт.

Далее хотелось бы поговорить вот о чём. В приведённых в статье теоретических схемах Н-мостов у нас нарисованы только ключи, однако в рассматриваемом примере, кроме ключей присутствуют ещё одни элементы — диоды. Каждый наш ключ шунтирован диодом. Зачем это сделано и можно ли сделать как-то иначе?

В нашем примере мы управляем электродвигателем. Нагрузкой, на которой мы переключаем полярность с помощью Н-моста, является обмотка этого двигателя, то есть нагрузка у нас индуктивная. А у индуктивности есть одна интересная особенность — ток через неё не может измениться скачком.

Индуктивность работает как маховик — когда мы его раскручиваем — он запасает энергию (и мешает раскручиванию), а когда мы его отпускаем — он продолжает крутиться (расходуя запасённую энергию). Так и катушка, — когда к ней прикладывают внешнее напряжение — через неё начинает течь ток, но он не резко вырастает, как через резистор, а постепенно, поскольку часть передаваемой источником питания энергии не расходуется на разгон электронов, а запасается катушкой в магнитном поле. Когда мы это внешнее напряжение убираем, — ток через катушку

тоже не спадает мгновенно, а продолжает течь, уменьшаясь постепенно, только теперь уже на поддержание этого тока расходуется запасённая ранее в магнитном поле энергия.



Так вот. Посмотрим ещё раз наш самый первый рисунок. Допустим у нас были замкнуты ключи K1 и K4. Когда мы эти ключи размыкаем, у нас через обмотку продолжает течь ток, то есть заряды продолжают перемещаться от точки h1 к точке h2 (за счёт энергии, накопленной обмоткой в магнитном поле). В результате этого перемещения зарядов, потенциал точки h1 падает, а потенциал точки h2 вырастает. Возникновение разности потенциалов между точками h1 и h2 при отключении катушки от внешнего источника питания известно также как ЭДС самоиндукции. За то время, пока мы открываем ключи K3 и K2, потенциал точки h1 может упасть значительно ниже нуля, также как и потенциал точки h2 может вырасти значительно выше потенциала шины питания. То есть наши ключи могут оказаться под угрозой пробоя высоким напряжением.

Как с этим бороться? Есть два пути.

Первый путь. Можно зашунтировать ключи диодами, как в нашем примере. Тогда при падении потенциала точки h1 ниже уровня общего провода откроется диод D3, через который с общего провода в точку h1 потечёт ток, и дальнейшее падение потенциала этой точки прекратиться. Аналогично, при росте потенциала точки h2 выше потенциала шины питания откроется диод D2, через который потечёт ток из точки h2 на шину питания, что опять же предотвратит дальнейший рост потенциала точки h2.

Второй путь основан на том факте, что при перекачивании зарядов из одной точки схемы в другую, изменение потенциалов между этими двумя точками будет зависеть от ёмкости схемы между этими точками. Чем больше ёмкость — тем больший заряд нужно переместить из одной точки в другую для получения одной и той же разности потенциалов. Исходя из этого можно ограничить рост разности потенциалов между концами обмотки двигателя (а, соответственно, и рост разности потенциалов между точками h1, h2 и шинами питания и земли), зашунтировав эту обмотку конденсатором. Это, собственно, и есть второй путь.

Практическая часть

На базе выбранных транзисторов в лабораторной работе 2 (любые) и комплементарным к ним рассчитать и исследовать схему H-моста, приведенную на рисунке 2.

Задание 3. Исследовать схему H-моста на МОП транзисторах

Схема H-моста приведена на рисунке 3. Исследовать схему H-моста, приведенную на рисунке 3.

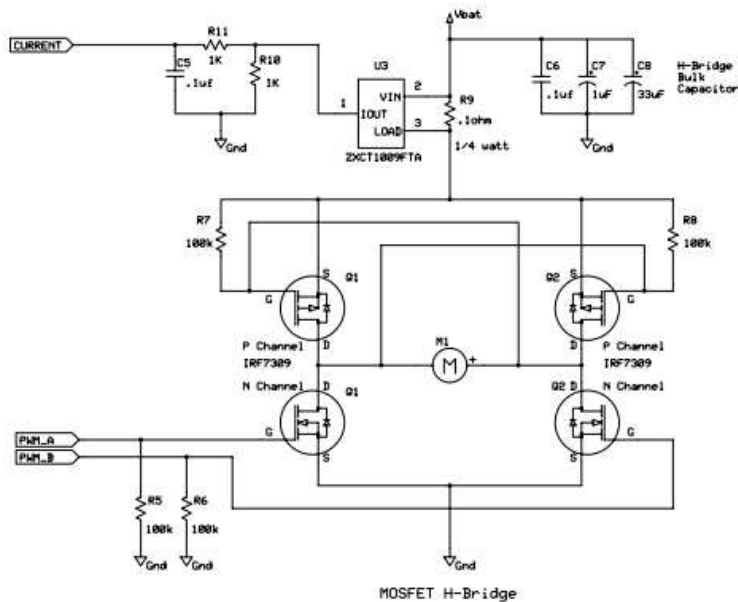


Рисунок 3. Схема H-моста на МОП-транзисторах

Задание 4. Расчет и исследование двухтактного усилителя мощности

Цель работы – изучение принципа действия двухтактного бестрансформаторного усилителя мощности; снятие и анализ его амплитудно-частотной и амплитудной характеристик и наблюдение работы в режимах В и АВ.

1. Краткие теоретические сведения

Основное назначение выходных каскадов усиления (усилителей мощности) – передача потребителю заданной или максимально возможной мощности при допустимых уровнях нелинейных искажений и возможно большем КПД.

Усилители мощности бывают одноктактными и двухтактными.

Одноктактные усиливают сигнал одним транзистором в течение всего периода за один такт, могут работать только в линейном режиме и имеют невысокий уровень нелинейных искажений. Однако режим неэкономичен, так как ток коллектора транзистора в рабочей точке должен быть достаточно большим, чтобы можно было его под действием входного сигнала как увеличивать, так и уменьшать. Для режима характерно также равенство тока в режиме ожидания входного сигнала среднему току при появлении этого сигнала, т.е. даже теоретический КПД одноктактного усилителя составляет (до 50% при использовании выходного согласующего трансформатора). Это ограничивает их применение.

Двухтактным называется каскад, в котором объединены два одноктактных усилительных каскада, работающих на одну общую нагрузку и управляемых взаимно противофазно одним и тем же усиливаемым колебанием. В соответствии с этим двухтактный каскад состоит из двух половин, называемых плечами. Напряжение на нагрузке получают путем взаимного вычитания выходных колебаний плеч, чтобы они суммировались, несмотря на противофазное управление.

Благодаря противофазному управлению и вычитанию происходит частичная компенсация нелинейных искажений, вносимых плечами, и получаются некоторые другие преимущества. В двухтактном каскаде можно использовать не только режим А, обеспечивающий очень малые нелинейные искажения.

В режиме В рабочие точки транзисторов выбирают в самом начале входных характеристик, т.е. при отсутствии сигнала такой каскад тока не потребляет. В этом случае усилитель экономичен, его КПД достигает 70%, а нелинейные искажения выше, чем у одноктактного.

При работе двухтактного усилителя в режиме В входной сигнал в первый полупериод, воздействуя на один из транзисторов, вызывает синусоидальный ток базы (рисунок 4а).

Коллекторный ток этого транзистора будет также синусоидальным, но только в течение первого полупериода, другой транзистор в это время тока не проводит. Во второй полупериод входной сигнал аналогично воздействует на второй транзистор, при этом первый транзистор закрыт. Схему усилителя выполняют так, чтобы через нагрузку проходил ток, форма которого близка к синусоидальной, повторяющей форму суммарного базового тока.

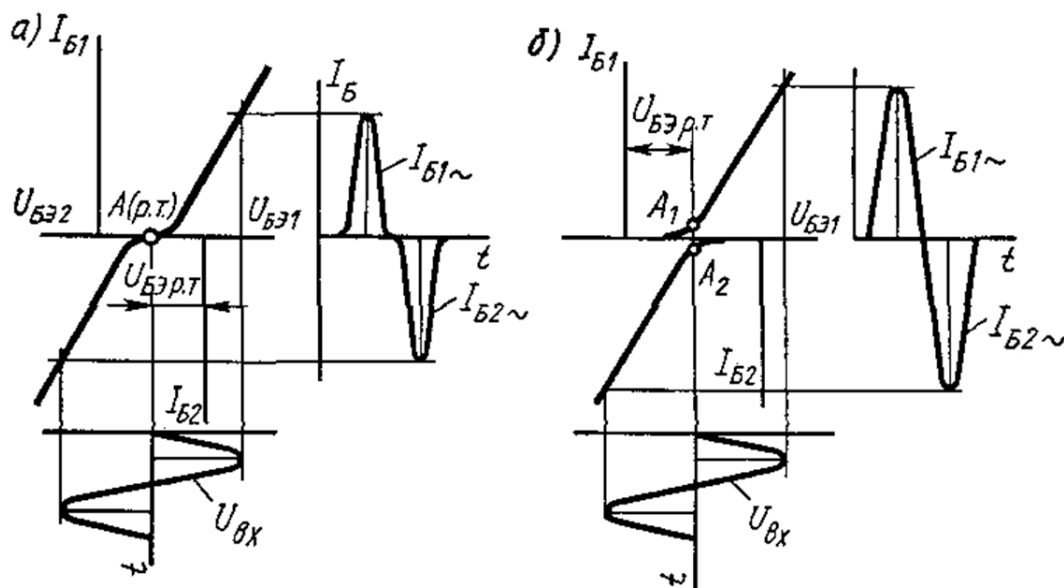


Рисунок 4. Формы выходных токов у каскадов, работающих в режиме В (а) и режиме АВ (б)

Для снижения нелинейных искажений при незначительном уменьшении КПД используют промежуточный режим. В этом режиме рабочие точки транзисторов выбирают при небольших токах их баз, т.е. при ожидании входного сигнала схема потребляет от источника питания небольшой ток. Режим широко распространен, поскольку по сравнению с более экономичным режимом В при нем значительно меньше нелинейные искажения.

Управление транзисторами двухтактного усилителя мощности в режиме показано на рисунке 4б. Дополнительное напряжение, подаваемое на эмиттерный переход, смещает входные характеристики относительно друг друга. При этом суммарный базовый ток схемы близок к синусоидальному.

В двухтактных каскадах усилителей мощности используют все три схемы включения транзисторов: с ОБ, ОЭ и ОК.

Включение транзисторов с ОБ позволяет получить схему с незначительными нелинейными искажениями, хорошей температурной стабильностью и малым изменением параметров при замене транзисторов. Однако для управления такой схемой предварительный усилитель должен быть мощным, так как для управления транзисторами, включенными с ОБ, необходим ток эмиттера даже несколько больший, чем выходной коллекторный ток.

При включении транзисторов с ОЭ в раз снижается мощность сигнала управления, но несколько возрастают нелинейные искажения. Замена транзистора в такой схеме вызывает изменение режима каскада по постоянному току, поэтому требуется либо подбор пары транзисторов с одинаковыми параметрами, либо дополнительные меры по восстановлению симметрии схемы, что обязательно сопровождается снижением КПД и ростом коэффициента нелинейных искажений.

При включении транзисторов с ОК схема работает с минимальными нелинейными искажениями. Сигнал управления в такой схеме велик – его мощность близка к мощности входного сигнала каскада на транзисторах с ОБ. Для этой схемы подбирают пару одинаковых транзисторов, поскольку только так можно обеспечить малые нелинейные искажения.

В настоящее время наиболее распространены двухтактные бестрансформаторные усилители мощности звуковой частоты, выполненные на транзисторах разных типов электропроводности или одного типа.

Рассмотрим работу каскада усиления мощности в режиме В (см. рисунок 5). В схеме используется кремниевый диод VD1. При положительном полупериоде переменной составляющей коллекторного напряжения транзистора VT1 предварительного усилителя транзистор VT3 закрывается, а транзистор VT2 усиливает сигнал, используя как источник питания заряженный примерно до $0,5U_{\Pi}$ конденсатор C3. В течение этого полупериода коллекторный ток транзистора VT2 проходит по цепи: $+U_{\Pi}$, промежуток коллектор – эмиттер транзистора VT2, конденсатор C3, резистор нагрузки $R_{\text{н}}$, корпус, $+U_{\Pi}$.

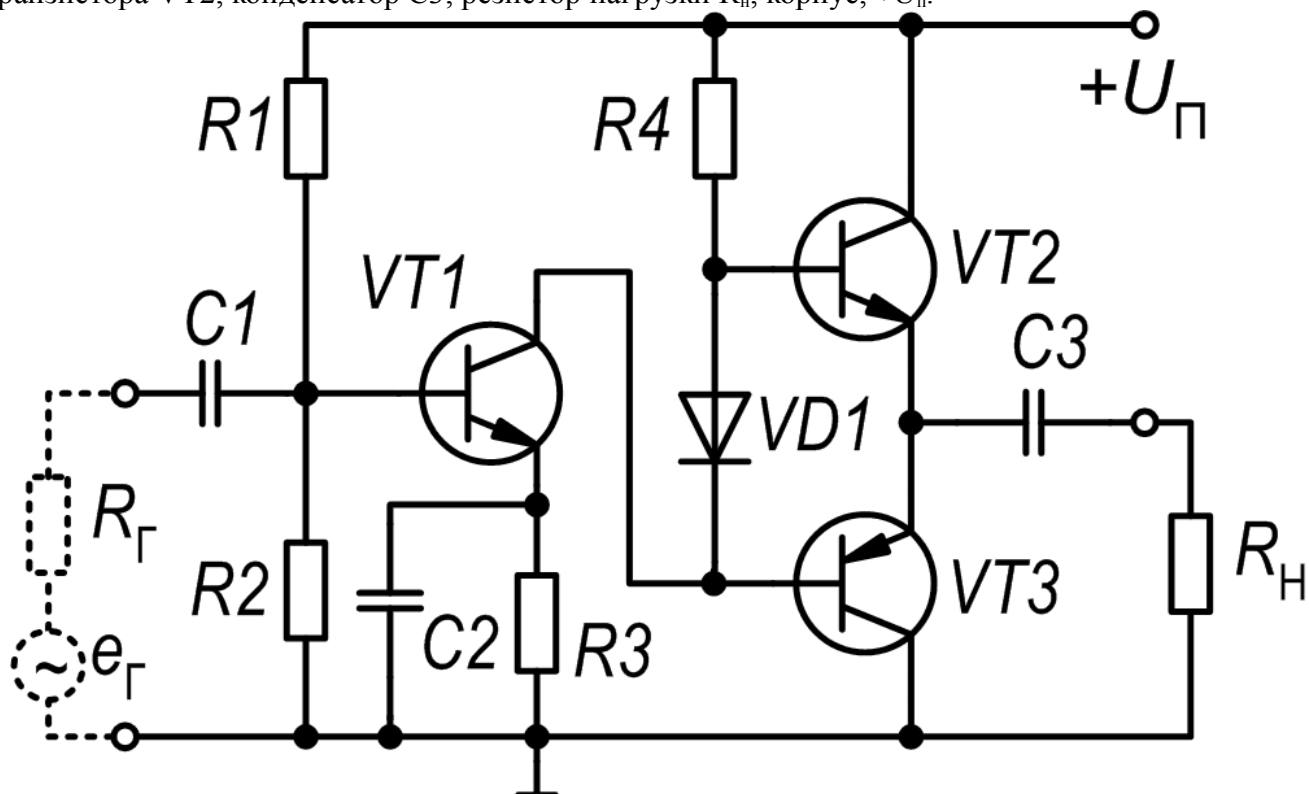


Рисунок 5. Схема двухтактного двухкаскадного бестрансформаторного усилителя на БПТ

При отрицательном полупериоде транзистор VT2 закрывается, а транзистор VT3 открывается, усиливая сигнал. Коллекторный ток транзистора VT3 проходит по цепи: левый электрод конденсатора C3, заряженный положительно, промежуток эмиттер – коллектор транзистора VT3, корпус, резистор нагрузки $R_{\text{н}}$, правый электрод конденсатора C3. Ёмкость конденсатора C3 должна быть настолько большой, чтобы за время самого длительного полупериода (самая низкая усиливаемая частота) он разряжался незначительно.

Таким образом, через резистор $R_{\text{н}}$, на который поочередно работают два транзистора, управляемые одним сигналом, проходит переменный ток усиленного сигнала – сумма переменных составляющих эмиттерных токов транзисторов VT2 и VT3. Отсюда следует, что по отношению к источнику сигнала транзисторы включены по схеме с ОК, которая усиливает мощность сигнала, повторяя его напряжение.

Включение кремниевого диода VD1 увеличивает напряжение между базами транзисторов, и их рабочие точки смещаются к началу входных характеристик, т.е. каскад переходит в режим АВ. Этот переход становится заметнее, если используют два (и более) последовательно включённых кремниевых диода.

Одновременно диод VD1 служит для температурной стабилизации базовых цепей транзисторов. При повышении температуры входная характеристика транзистора смещается влево, что означает увеличение тока базы при постоянном напряжении на эмиттерном переходе.

Однако ток базы при включении диода VD1 увеличивается значительно меньше, поскольку прямое напряжение на нем при увеличении температуры также уменьшается.

Ниже приведен порядок расчета двухтактного усилителя мощности. Для двухтактного усилителя характерно что, мощность, отдаваемая одним плечом в нагрузку равна выходной мощности всего каскада.

Максимальная мощность рассеяния на коллекторе транзистора одного плеча усилителя

$$P_{K\max} = 2P_H / \pi^2$$

где P_H – выходная мощность на сопротивлении нагрузки R_H .

Максимальный коллекторный ток транзистора одного плеча

$$I_{K\max} = \sqrt{2P_H / R_H}$$

Напряжение источника питания одного плеча усилителя

$$U_{\text{Пл}} = I_{K\max} \cdot R_H + U_{KЭ\text{ост.}}$$

где $U_{KЭ\text{ост.}}$ определяется по выходной динамической характеристике для тока коллектора,

равного $I_{K\max}$. Обычно напряжение питания каскада принимают на 1..2В больше расчётного

значения. По значениям $P_{K\max}$, $I_{K\max}$ и $U_{\text{Пл}}$ из справочника выбирают комплементарные транзисторы, например, КТ315 и КТ361, КТ814 и КТ815, КТ816 и КТ817, КТ818 и КТ819, КТ825 и КТ827 и др.

Мощность, отбираемая каскадом от источника питания

$$P_0 = 2U_{\text{Пл}} \cdot I_{K\text{ср.}} = \frac{2}{\pi} U_{\text{Пл}} I_{K\max}$$

где $I_{K\text{ср.}}$ – средний ток коллектора.

Двойка в формуле учитывает второе плечо усилителя мощности.

В случае однополярного питания напряжение питания $U_{\text{Пл}} = 2U_{\text{Пл}}$.

Коэффициент полезного действия $\eta = \frac{P_H}{P_0} \times 100\%$

где $P_H = \frac{U_{H\max}^2}{2R_H}$ – максимальная выходная мощность.

По выходной динамической характеристике определяют максимальную амплитуду тока базы $I_{B\max}$, а по входной характеристике – максимальную амплитуду напряжения $U_{BЭ\max}$.

Усредненное входное сопротивление транзистора

$$R_{ВХ\text{ср}} = \frac{U_{BЭ\max}}{I_{B\max}}$$

Входное сопротивление плеча

$$R_{ВХ} \approx R_{ВХ\text{ср}} + R_H \cdot h_{21Э}^{VT2(3)}$$

Входная мощность каскада

$$P_{ВХ} = 0,5(U_{BЭ\max} + I_{K\max}R_H)I_{B\max}$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_H}{P_{ВХ}}$$

Расчёт предварительного каскада выполняется по стандартной методике.

Практическое задание.

На базе выбранных в лабораторной работе 2 транзисторов рассчитать максимально эффективный двухтактный усилитель мощности. Мощность нагрузки принять равной 1000мВт. Результаты моделирования продемонстрировать в MultiSim