

Лабораторная работа №2

Исследование преобразовательных устройств : инвертора,конвертора в программной среде моделирования электронных схем Electronics Workbench 5.12.

Цель работы:

**Ознакомиться с работой однофазного инвертора , конвертора.
Исследовать осциллограммы токов и напряжений .**

Статические преобразователи постоянного тока в переменный.

Достижения в области силовой полупроводниковой техники позволили создать надежные статические преобразователи постоянного тока в однофазный или трехфазный переменный ток (инверторы) мощностью до нескольких киловатт, превосходящие по основным параметрам электромашинные преобразователи. К. п. д. транзисторных преобразователей при мощности 0,1—10 кВА и $\cos \varphi = 1$ составляет 0,7—0,95. По сравнению с электромашинными статические преобразователи обладают следующими преимуществами: время выхода на рабочий режим меньше в 5—10 раз и составляет доли секунды; в несколько раз меньше пусковые токи; лучше качество переходных процессов; нет акустических шумов, создаваемых при работе преобразователя.

Применение кремниевых транзисторов позволяет создавать преобразователи, работающие при температурах 80—100° С. Полупроводниковые приборы в инверторах работают в режиме переключения. Этот режим позволяет с помощью приборов относительно небольшой мощности управлять достаточно большой мощностью в нагрузке. В инверторах используются полностью управляемые приборы — транзисторы, что позволяет существенно упростить схемы управления инвертором и повысить их надежность. В простейших схемах инверторов (рис. 1) для того, чтобы обеспечить режим переключений транзисторов, необходимо на их базы подавать импульсы тока соответствующих частот, значения и формы. Тогда транзисторы Т1 и Т2, насыщаясь поочередно, подключают источник первичного напряжения к правой или левой первичной полуобмотке трансформатора. Во вторичной обмотке возникает э. д. с. прямоугольной формы, амплитуда которой зависит от характеристик трансформатора.

При выходной мощности менее 50 Вт хорошие показатели обеспечивают схемы инверторов с самовозбуждением. Транзисторные преобразователи с независимым возбуждением используют для получения выходной мощности от 50 Вт до 1—2 кВт, при больших выходных мощностях применяют тиристорные инверторы.

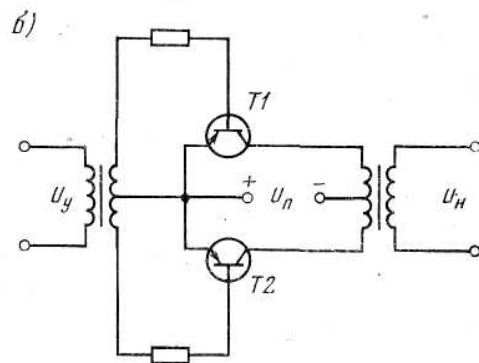
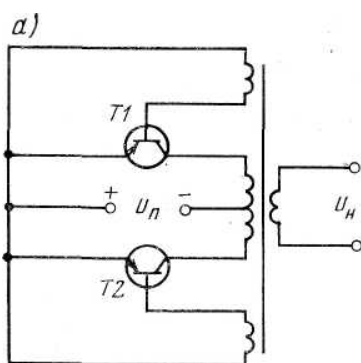


Рис. 1. Принципиальные схемы силовой части инверторов: а — с самовозбуждением; б — с независимым возбуждением .

Статические преобразователи с независимым возбуждением.

Напряжение, управляющее переключением транзисторов, подается на них извне, от специального генератора-возбудителя, входящего в состав инвертора.

Для двухтактной схемы (рис. 2, а) длительность t_b открывающих транзисторы импульсов базового тока выбирается такой, чтобы в сумме с временем рассасывания заряда неосновных носителей в базе она была меньше длительности заданного полупериода $T/2$ выходного напряжения . Амплитуда импульсов базового тока должна быть такой, чтобы ,пропуская коллекторный ток, транзисторы оставались насыщенными.

Если управлять транзисторами инвертора с помощью симметричных импульсов, т. е. $t_b = T/2$, то в течение времени рассасывания заряда неосновных носителей в их базах (в коммутационный период) окажутся открытыми оба транзистора. Токи по первичным полуобмоткам будут протекать навстречу другу другу и перегружать трансформатор.

Мостовая схема (рис. 2, б) по сравнению с двухтактной содержит в 2 раза больше транзисторов и диодов, но конструкция трансформатора, используемого в ней, проще. Транзисторы в схеме коммутируются попарно. В первый полупериод в состоянии отсечки находятся транзисторы Т1 и Т4, а в состоянии насыщения — Т2 и Т3, во второй полупериод— наоборот. Такое переключение обеспечивает смену полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора через каждые полпериода. Переключающие импульсы тока на базы транзисторов должны подаваться от источников, гальванически не связанных между собой.

Если при управлении транзисторами мостовой схемы инвертора использовать симметричные импульсы, то в коммутационный период все четыре транзистора

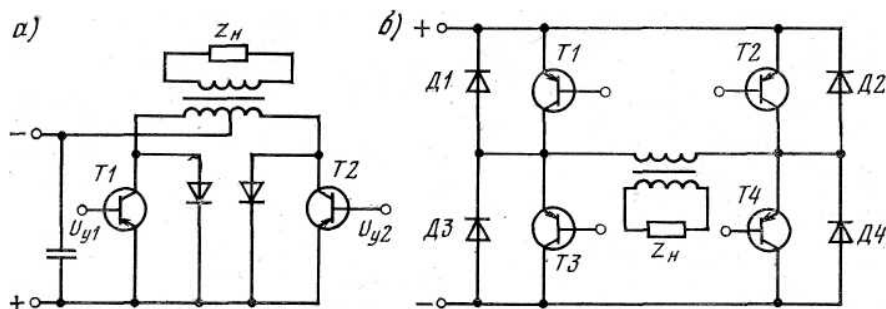


Рис. 2. Двухтактный статический преобразователь с независимым возбуждением: а — двухтактная схема; б — мостовая схема

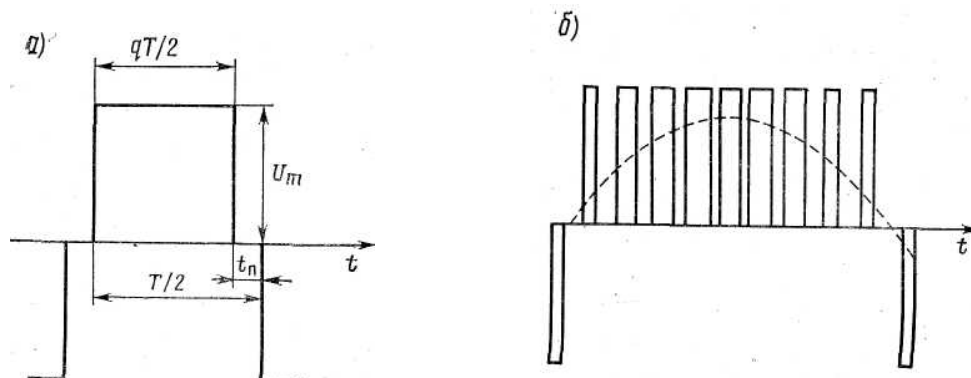


Рис. 3. Формы кривых выходного напряжения инвертора.

будут открыты, а источник питания замкнут накоротко через транзисторы, которые перегружаются. Для исключения этого следует задерживать открытие одного из транзисторов до момента закрытия другого.

В ряде случаев нагрузка инвертора содержит индуктивность. Так как ток в индуктивности не может мгновенно изменить свое направление, то необходимо на время переключения транзисторов иметь какую-либо ветвь для индуктивного тока нагрузки. Этот путь образуется при включении параллельно каждому из транзисторов так называемых обратных диодов (Д1 — Д4). Если в качестве источника питания используется выпрямитель, то вход инвертора должен быть зашунтирован конденсатором достаточно большой емкости — иначе невозможен возврат энергии из выходной цепи инвертора в интервалы времени, когда ток пропускают обратные диоды.

Инверторы с синусоидальной формой кривой напряжения.

Для питания большинства потребителей переменного тока требуется синусоидальная форма кривой напряжения.

Принципиальные схемы силовой части инверторов, предназначенных для получения синусоидальной формы выходного напряжения, не отличаются от инверторов с прямоугольной формой выходного напряжения. Уменьшение содержания высших гармоник в кривой выходного напряжения для приближения ее к синусоидальной достигается, как правило, при широтно-импульсной модуляции исходного прямоугольного напряжения и применении выходных LC фильтров.

Степень приближения формы кривой к синусоидальной характеризуется

коэффициентом нелинейных искажений $k_{\text{Н}} = \sqrt{(U_{\text{Н}}/U_1)^2 - 1}$,
 где $U_{\text{Н}}$ — действующее значение несинусоидальной кривой напряжения;
 U_1 — действующее значение ее первой гармоники.

Действующее значение выходного напряжения (для простоты считаем, что коэффициент трансформации трансформатора равен 1)

$$U_H = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_H^2 dt}$$

Для прямоугольного напряжения $k_H = \pi/\sqrt{2}/4 = 0,484$.

Коэффициент заполнения импульса выходного напряжения (рис. 3, а).

$q = (T - 2t_p)/T$, где T — период изменения напряжения.

При введении паузы на нуле t_p

$$U_H = U_m \sqrt{q},$$

$$U_1 = \frac{4 \cos [(1-q) \pi/2]}{\pi \sqrt{2}} U_m$$

и, следовательно,

$$k_H = \sqrt{\frac{\pi^2 q}{8 \cos^2 [(1-q) \pi/2]}} - 1.$$

Анализ зависимости k_H от q показывает, что минимальное значение $k_H = 0,27$ получается при ширине импульса $q_0 = 0,74$ (пауза $43,4^\circ$).

Учитывая, что при ширине импульса $q = 0,66$ (пауза 60°) $k_H = 0,312$ мало отличается от минимального значения, используют инверторы с $q = 0,66$, так как при этом полностью исключается третья гармоника, а пятая и седьмая ослабляются, что значительно облегчает фильтрацию.

В качестве выходных фильтров используются Г-образные низкочастотные L - C фильтры. Следует отметить, что применение фильтров для получения синусоидальной кривой из импульсов прямоугольной формы (при отсутствии паузы на нуле) приводит к значительному увеличению массы инвертора.

По отношению к бортовой сети инвертор является приемником электрической энергии. Процессы коммутации в инверторе, связанные со скачкообразным изменением параметров цепей, производят к искажениям напряжения сети, которые воздействуют на потребители и сам инвертор через его систему управления. При соизмеримых мощностях источника питания бортовой сети и инвертора это влияние может оказаться весьма существенным. Для его ослабления на выходе инвертора также устанавливаются фильтры. Приближение формы кривой выходного напряжения инвертора к синусоидальной в мостовой схеме может быть достигнуто и при многократной коммутации транзисторов во время полупериода основной частоты. Если при этом интервалы проводимости транзисторов T1 и T4 (T2 и T3) мостовой схемы (рис. 3, б) в течение полупериода изменять по синусоидальному закону (рис. 3, б), то при числе импульсов, равном девяти, кривая выходного

напряжения будет содержать высшие гармоники, начиная с восемнадцатой. При таком техническом решении масса фильтра снижается, но сильно усложняется схема системы управления. Так как потери при коммутации транзисторов пропорциональны числу коммутаций, то к.п.д. инверторов по мере возрастания повторяемости импульсов снижается.

При изменении нагрузки инверторов и напряжения питающей сети выходное напряжение инвертора будет изменяться в широких

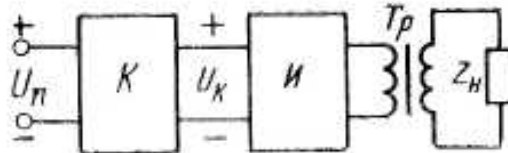


Рис. 4. Структурная схема стабилизированного инвертора

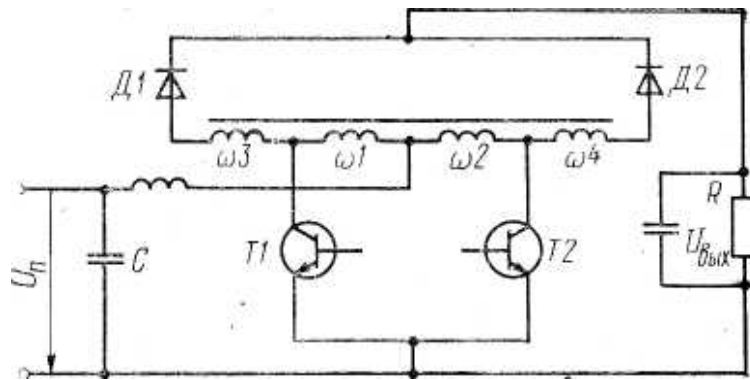


Рис. 5. Принципиальная схема двухтактного регулируемого конвертора

пределах. Поэтому для стабилизации напряжения инверторов применяют регуляторы напряжения, которые в соответствии с характером воздействия на инвертор можно разделить на два класса: регуляторы, осуществляющие амплитудное регулирование напряжения без изменения формы кривой выходного напряжения, т. е. стабилизирующие его одновременно по действующему, среднему и амплитудному значениям; регуляторы, осуществляющие широтное регулирование, стабилизирующие одно из значений выходного напряжения (среднее, действующее или амплитудное) при изменении формы кривой.

Напряжение инвертора без изменения формы кривой в большинстве случаев стабилизируется путем включения на вход инвертора И (рис. 4) конвертора К. — преобразователя постоянного тока бортовой сети в постоянный ток несколько большего напряжения, который регулируется. Выходное напряжение конвертора U_k выбирается из условий наилучшего использования по напряжению транзисторов инвертора и составляет 60—65 В.

Силовая часть регулируемого конвертора (рис. 5) состоит из транзисторов Т1 и Т2, которые управляются таким образом, что оказываются поочередно открытыми в течение части полупериода, равной $qT/2$. Упрощенно процессы можно трактовать следующим образом. Когда открыт один из транзисторов, например Т1, то в этот интервал к обмотке w_1 трансформатора приложено напряжение питания U_{Π} , ток по обмотке w_3 не протекает. При этом напряжение на нагрузке R конвертора, подаваемое через диод,

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Pi} + \frac{w_2 + w_4}{w_1} U_{\Pi},$$

так как к напряжению питания добавляется э.д.с, наведенная в обмотках w_2 и w_4 при протекании тока по обмотке w_1 .

Оставшуюся часть каждого полупериода $(1-q)T/2$ оба транзистора закрыты и через диоды Д1 и Д2 к нагрузке приложено напряжение питания.

Коэффициент передачи конвертора по напряжению

$$k_U = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\Pi} = (1+n)/[1+n(1-q)],$$

$$\text{где } n = (w_2 + w_4)/w_1 = (w_1 + w_3)/w_2.$$

Изменяя коэффициент заполнения импульса q , можно изменять напряжение на выходе конвертора от $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Pi}$ при $q = 0$ до $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\Pi}(1+q)$, а следовательно, и напряжение инвертора без изменения его формы. Регулирование выходного напряжения конвертора осуществляется по отклонению напряжения инвертора от заданного значения.

Стабилизация выходного напряжения по среднему выпрямленному напряжению инвертора при изменении ширины импульса

$$U_{\text{н ср}} = q U_{\Pi}$$

технически легко осуществима и используется главным образом во вторичных источниках питания выпрямительных блоков радиоаппаратуры. Стабилизация напряжения по действующему значению

$$(U_{\text{н}} = \sqrt{q} U_{\Pi})$$

применяется в основном в инверторах, предназначенных для питания систем автоматического управления, содержащих конденсаторные двигатели, индуктивные датчики и подобные элементы.

Трехфазные инверторы. Для преобразования постоянного тока в трехфазный переменный ток наибольшее распространение нашли два вида схем: однокаскадные трехфазные и схемы, состоящие из двух однофазных инверторов, выходы которых соединяются для получения трехфазного напряжения по схеме Скотта.

Для получения трехфазного напряжения (рис. 6, а) используются два однофазных трансформатора Тр1 и Тр2. К первичным обмоткам

трансформаторов подводятся напряжения, равные по значению, но сдвинутые по фазе на 90° . Если соотношение коэффициентов трансформаций k_1 и k_2 таково, что

$$U_1 = U_{\text{л}} = k_1 U_{\text{вх}}; \quad U_2 = (\sqrt{3}/2) U_{\text{л}} = k_2 U_{\text{вх}},$$

$$k_1/k_2 = 2/\sqrt{3},$$

то в соответствии с векторной диаграммой (рис. 6, б) при соединении вторичных обмоток по Т-образной схеме Скотта на зажимах А, В и С получается трехфазная система напряжений. Достоинство схемы в том, что она обеспечивает равенство полных и активных мощностей обоих инверторов при любом характере нагрузки.

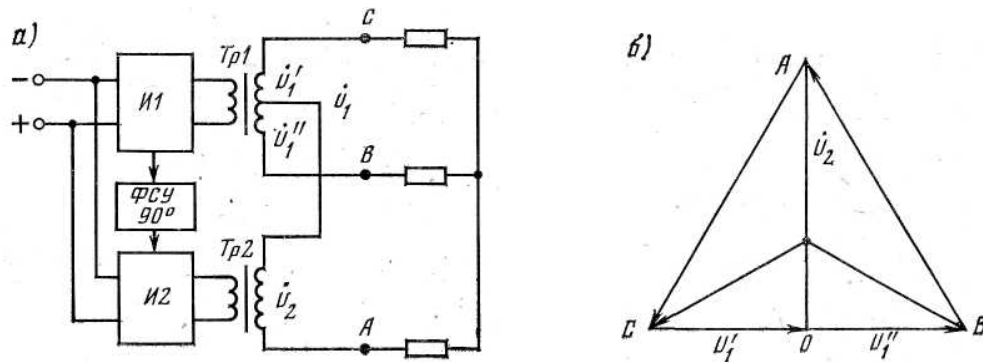
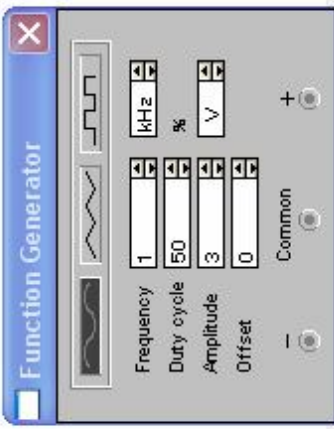
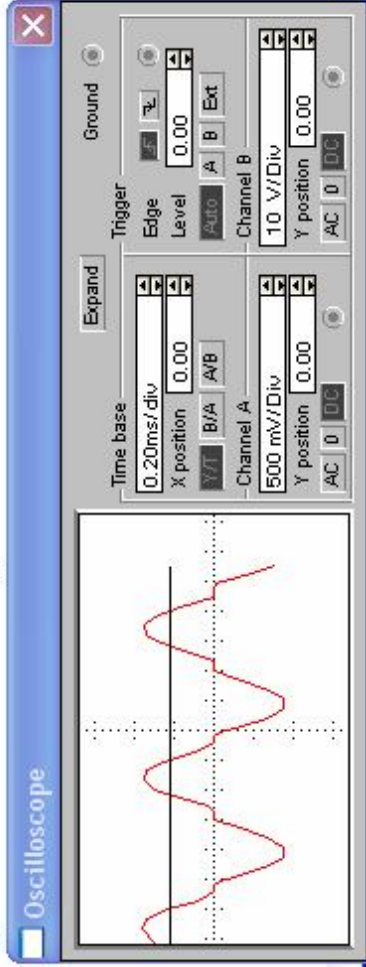
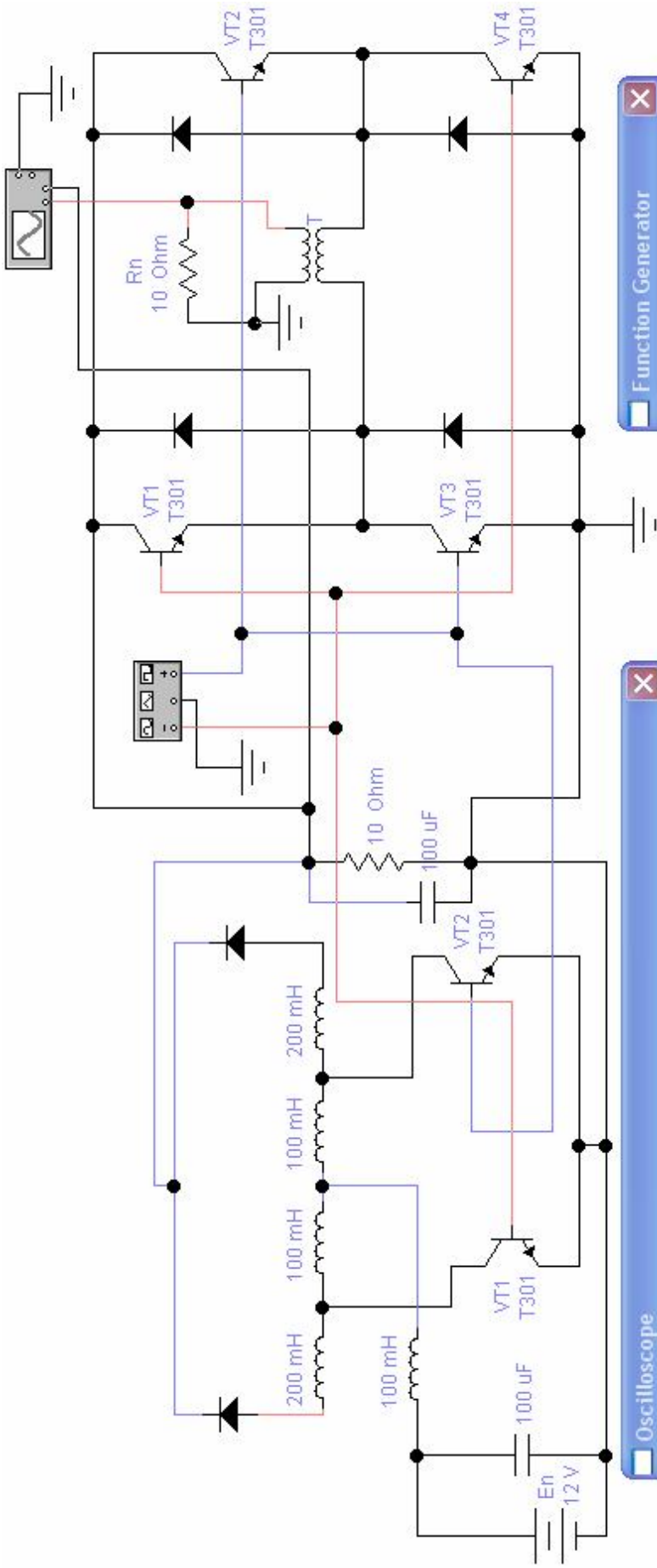
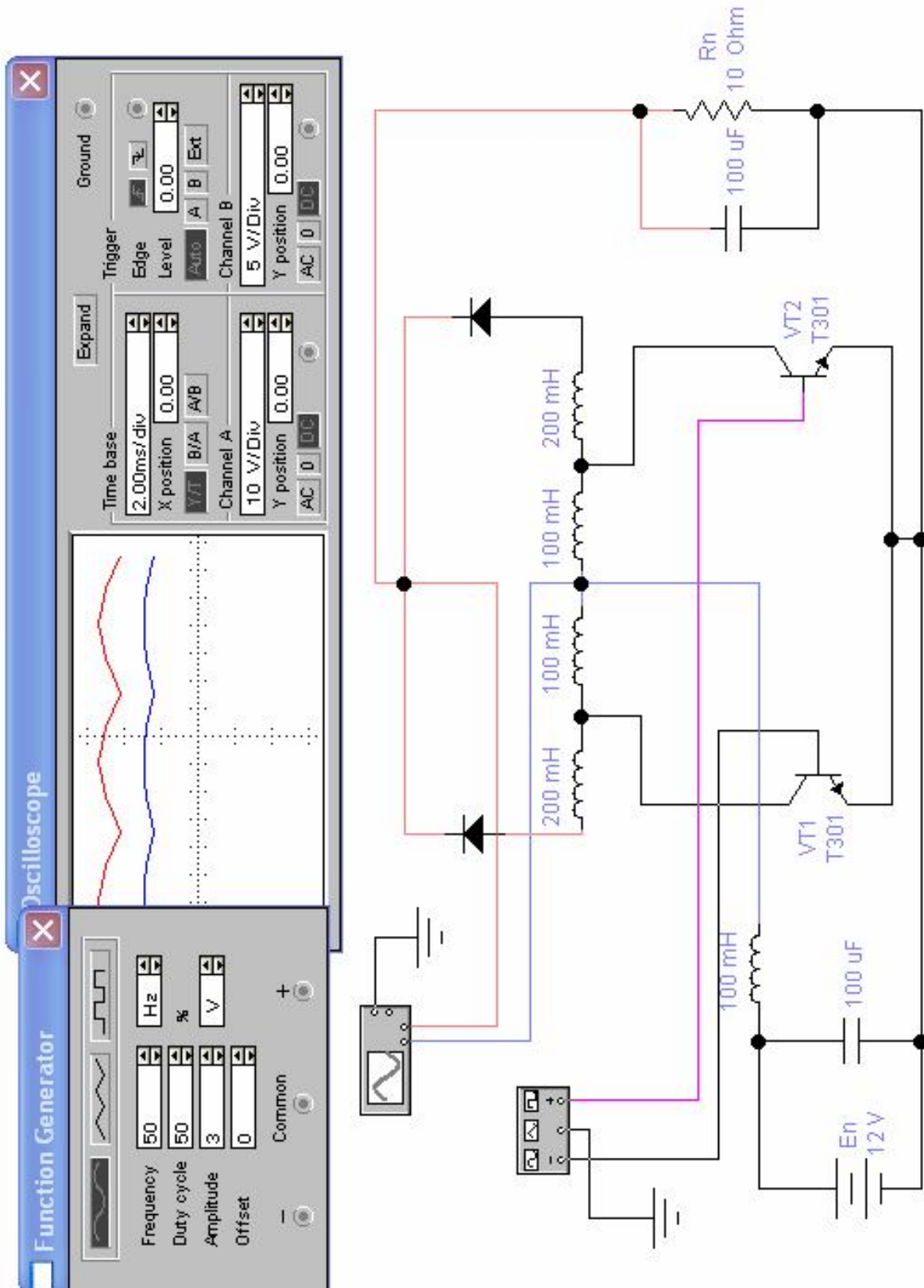


Рис.6. Схема Скотта: а — принципиальная схема; б — векторная диаграмма

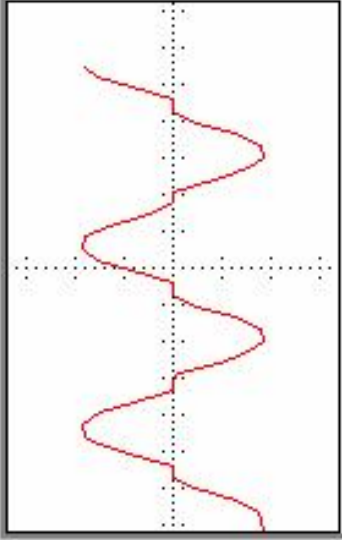


Конвертер – инвертор



Конвертер

Oscilloscope



Time base: 0.20ms/div
X position: 0.00
Y position: 0.00

Channel A: 500 mV/Div
Y position: 0.00

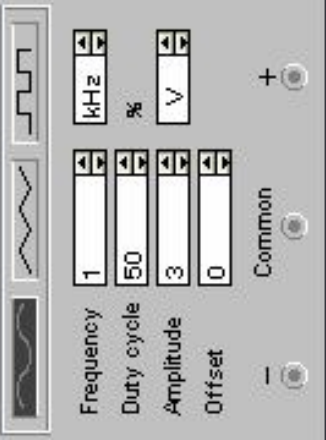
Channel B: 10 mV/Div
Y position: 0.00

Trigger: Edge, Level: 0.00, Auto

Expand: B/A, A/B

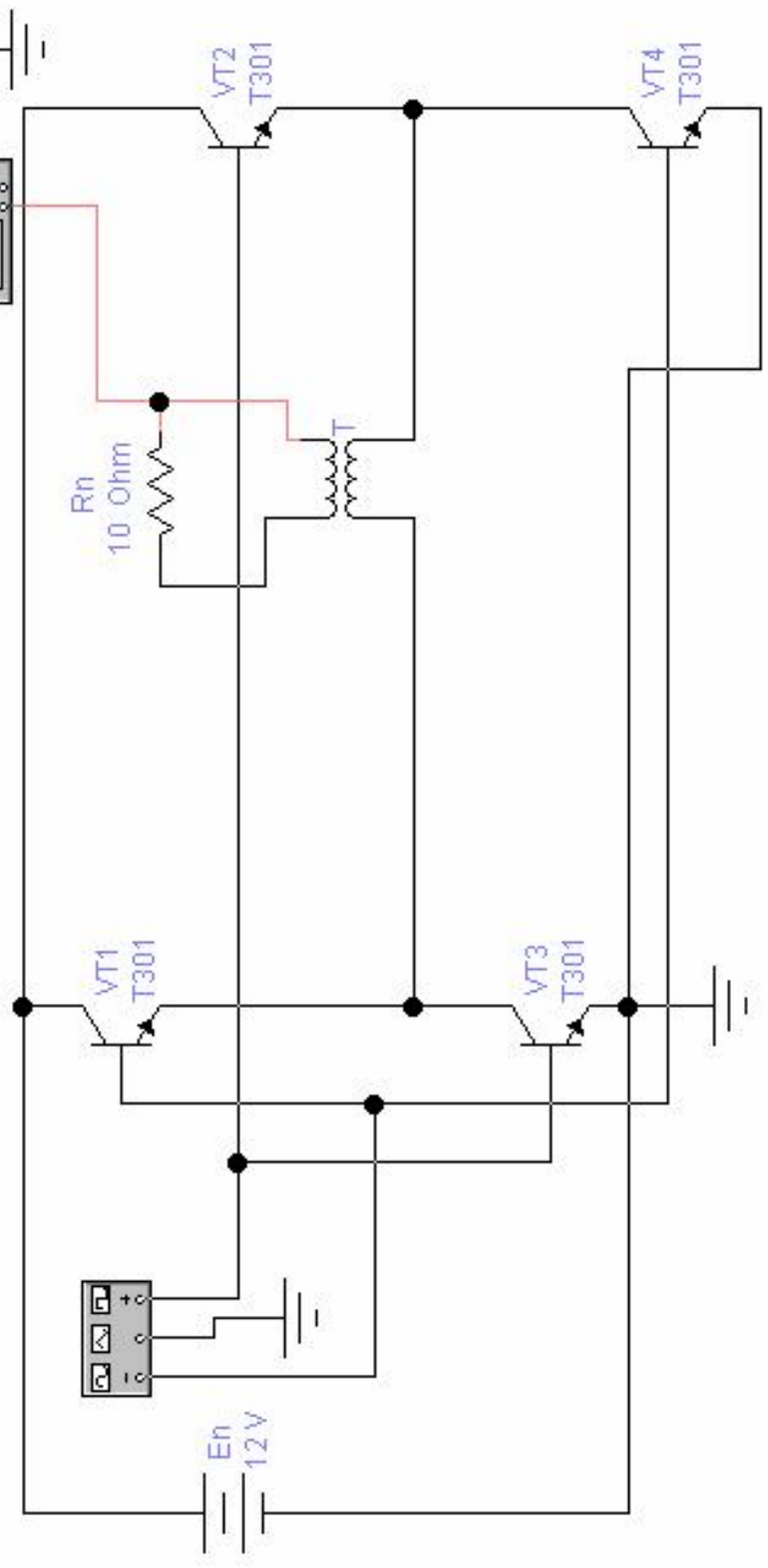
Ground: Ground

Function Generator




Frequency: 1 kHz
Duty cycle: 50 %
Amplitude: 3 V
Offset: 0

Common: Common



Инвертор на БТ

Function Generator

Waveform: 

Frequency: 1 kHz

Duty cycle: 50 %

Amplitude: 3 V

Offset: 0

Common: Common

Oscilloscope

Time base: 0.20ms/div

X position: 0.00

Y position: 0.00

Channel A: 2 V/Div

Channel B: 2 V/Div

Trigger: Edge

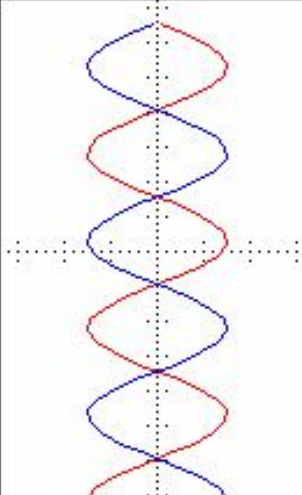
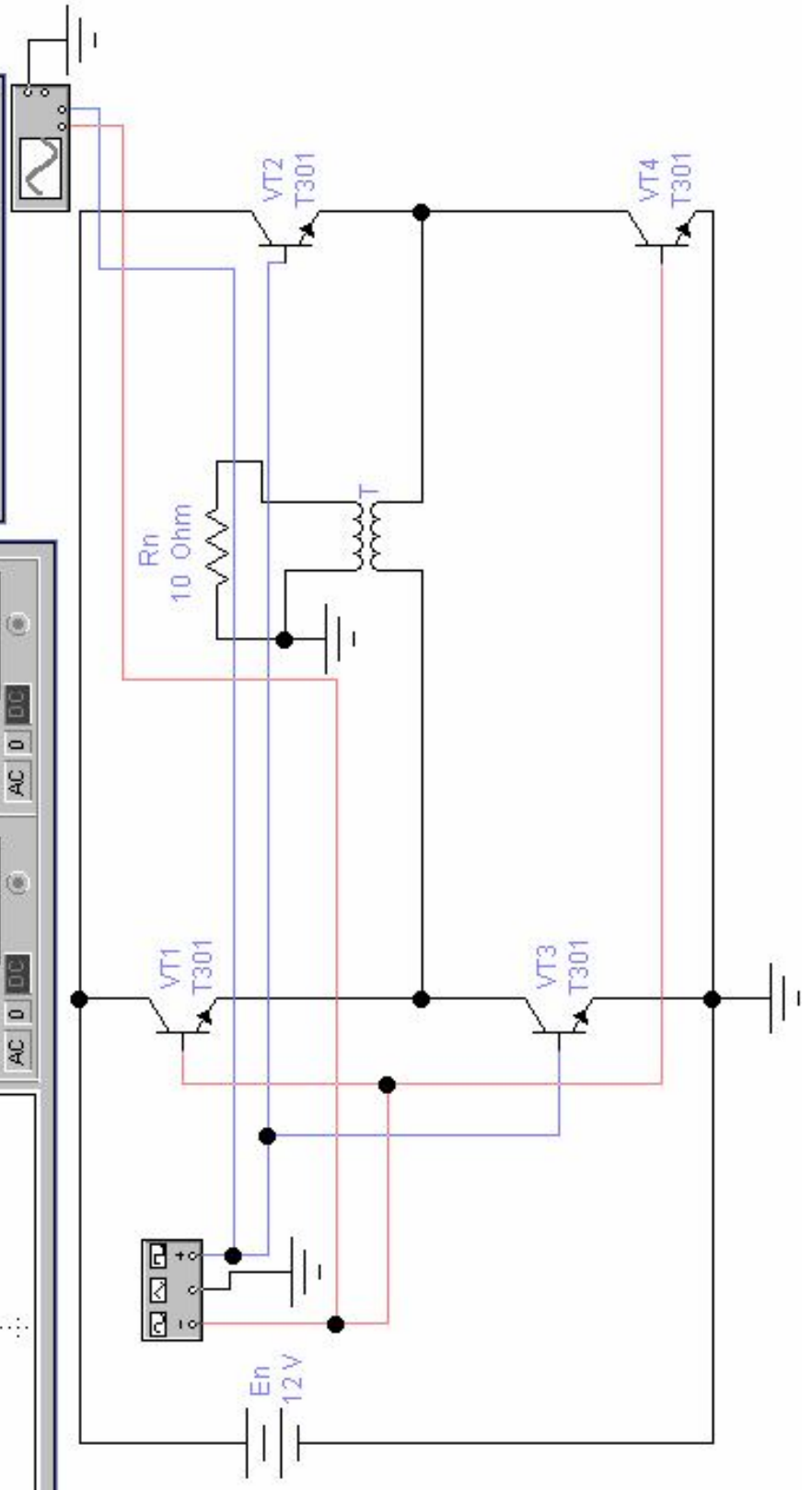
Level: 0.00

Auto: Auto

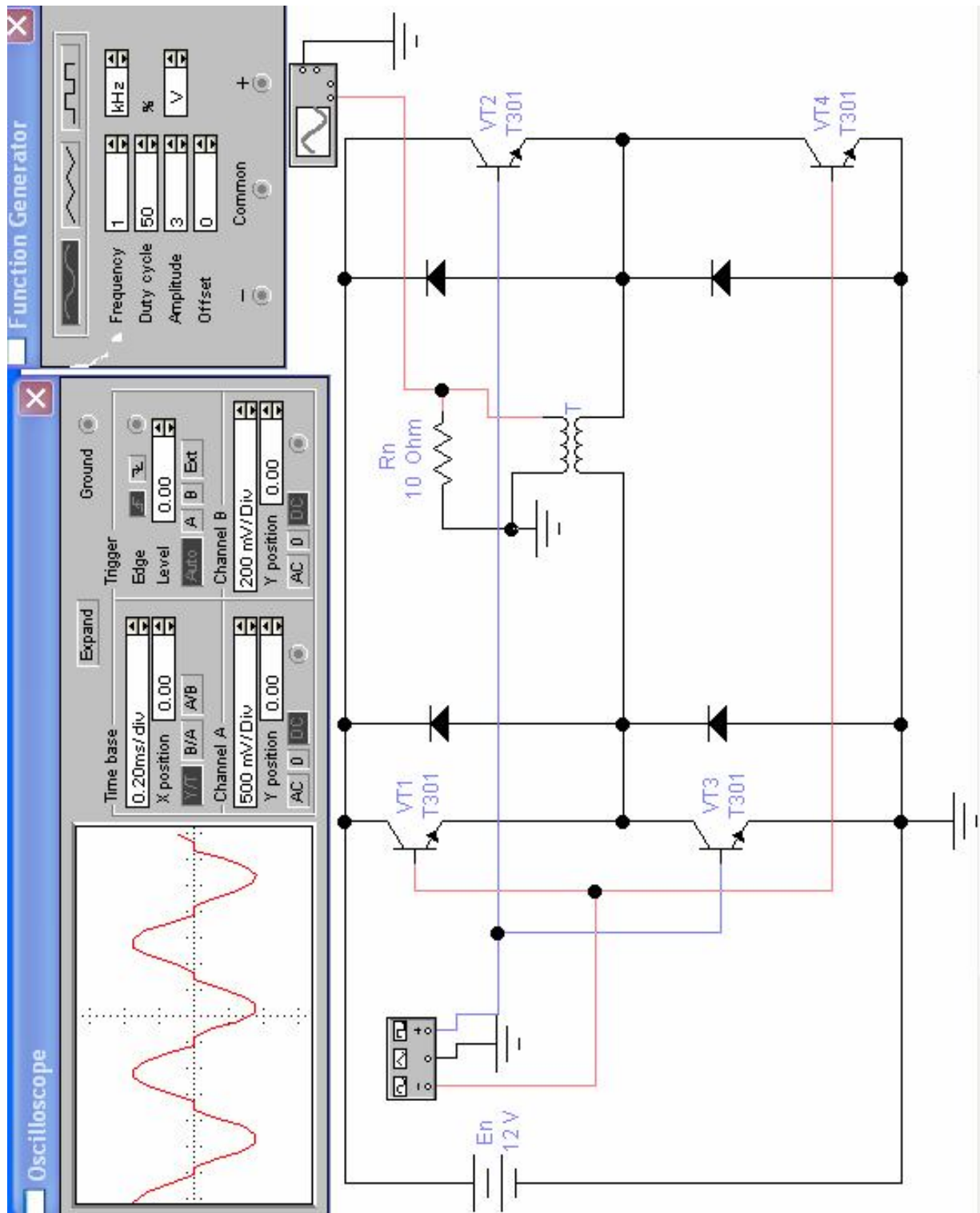
Ground: Ground

AC: AC

DC: DC

Генерируем противофазные сигналы для открытия транзисторов.



С защитными диодами