



## 2.1.10. ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 10. РАСЧЕТ КЛЮЧЕВОГО КОМПОНЕНТА ИНВЕРТОРА С ИСТОЧНИКОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ВХОДЕ

**Цель работы:** изучение принципов расчета ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе, изучение конструкции и принципов его работы, получение заданных входных и выходных параметров ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе.

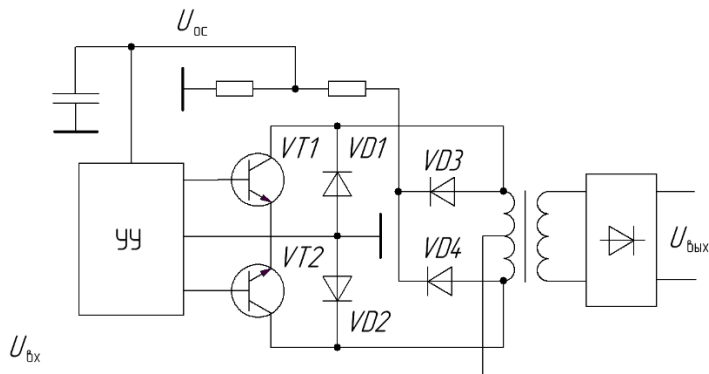
### Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе

### Методические указания по выполнению работы

*Исходные данные:* выполнить расчет схемы ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе. Силовой каскад инвертора должен быть рассчитан на выходную мощность порядка 25 Вт. Поэтому его целесообразно выполнять по схеме с разделительным трансформатором на входе и отводом от средней точки выходного трансформатора. Схема ключевого компонента инвертора приведена на рис. 2.10.1. В качестве ключей применены транзисторы типа 2Т847А. Трансформатор содержит магнитопровод типа Ш16 х 20, число витков каждой первичной полуобмотки  $W_{12} = W_{34} = 44$ . Число витков высоковольтной обмотки  $W_B = 1680$ . Коэффициент трансформации:

$$k_T = W_B/W_{12} = 1680/44 = 38.$$



**Рис. 2.10.1.** Схема ключевого компонента инвертора: УУ — устройство управления

Выходная мощность источника электропитания  $P_{\text{ВЫХ}} = 25$  Вт.  
Принимаем

КПД равным 65%. Отсюда входная мощность инвертора  $P_1 = P_{\text{ВЫХ}}/\eta = 25/0,65 = 40$  Вт

Немагнитный зазор в магнитопроводе трансформатора принимаем равным  $\Delta = 0,3 \cdot 10^{-3}$  м.

Индуктивность трансформатора, приведенная к первичной обмотке, определяется по выражению:

$$\begin{aligned} L_{1T} &= 1,44 \cdot 10^{-6} S_M W_1^2 / \Delta \\ &= 1,44 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2 \cdot 10^{-2} \cdot 44^2 / (0,3 \cdot 10^{-3}) \\ &= 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Сопротивление нагрузки, приведенное к вторичной обмотке,  $R'_H = 310$  кОм.

Частота переключения транзисторов должна составлять:

$$f < \frac{R'_H}{4q^2 k_T^2 L_{1T}} = \frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 1,1^2 \cdot 38^2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 20,8 \text{ кГц.}$$

Выбираем  $f = 16$  кГц. Уточняем значение  $d$  при номинальном токе нагрузки:



$$q_{\text{ном}} = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R_H}{4fL_{1T}}} = \frac{1}{38} \sqrt{\frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}} = 1,07.$$

Входное минимальное напряжение, обеспечивающее данную выходную мощность:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{P_1 4fL_{1T}} = \sqrt{40 \cdot 192} = 88 \text{ В.}$$

Для обеспечения постоянства:  $U_{\text{вх}}$  при  $U_{\text{вх max}} = 110 \text{ В}$

$$q_{i \text{ max}} = q_{\text{ном}} \cdot 1,2 = 1,07 \cdot 1,2 = 1,28.$$

Входной ток при  $U_{\text{вх min}}$ :

$$I_{\text{вх1}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{4fL_{1T}} = 90/192 = 0,47 \text{ А.}$$

Входной ток при  $U_{\text{вх max}}$ :

$$I_{\text{вх2}} = I_{\text{вх1}}/q_{i \text{ max}} = 0,39 \text{ А.}$$

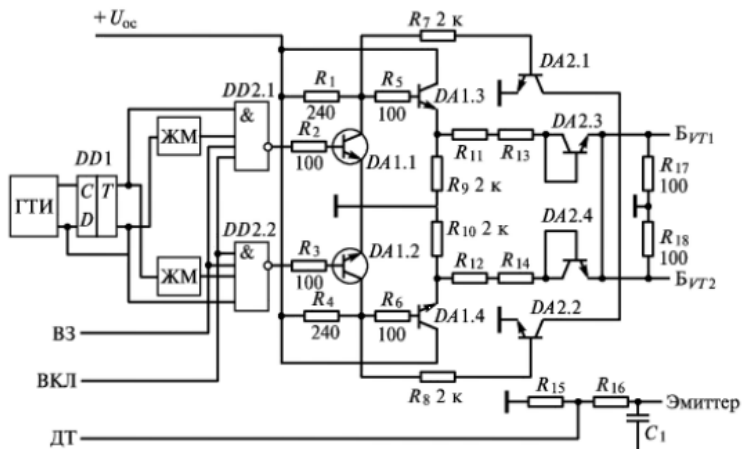
При уменьшении тока нагрузки в 10 раз скважность импульсов увеличивается в  $\sqrt{10}$  раз, т. е. в 3,16 раза.

Входной ток при  $U_{\text{вх max}}$  и  $I_{i \text{ min}}$ :

$$I_{\text{вх min}} = 0,39/3,16 = 1,24 \text{ А.}$$

Скважность импульсов тока при  $I_{\text{вх min}}$ :

$$q_{i \text{ max}} = 1,28 \cdot 3,16 = 4,05.$$



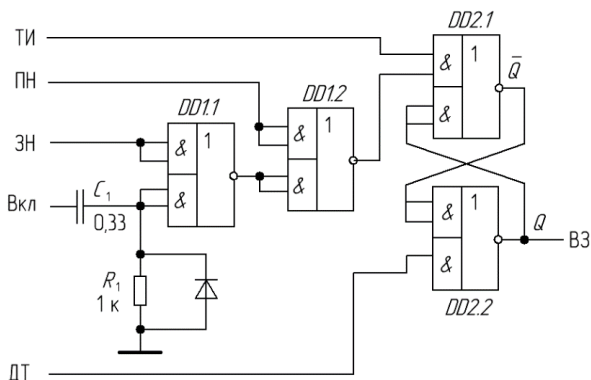
**Рис. 2.10.2.** Схема узла управления инвертора: ГТИ - генератор тактовых импульсов; ЖМ — ждущий мультивибратор; ВЗ — вход защиты; ДТ - датчик тока

Схема узла управления, выполненная на микросхемах серии 530, приведена на рис. 1.24.3. Узел содержит генератор тактовых импульсов ГТИ, вырабатывающий короткие импульсы с частотой  $T/2 = 30$  мкс. Выход генератора подключен ко входу счетного триггера DD1 (микросхема типа 530TM2), вырабатывающего импульсы управления, сдвинутые один относительно другого на 180 электрических градусов. Парафазные выходы триггера подключены к первым входам двух селекторов импульсов на логических элементах 4И-НЕ (микросхемы типа 530ЛА1). Вторые входы селекторов подключены ко входам двух ждущих мультивибраторов ЖМ, которые служат для защиты высоковольтных ИЭП от неисправностей в триггере и пропадания синхроимпульсов ГТИ. Ждущие мультивибраторы запускаются через такт спадом импульса счетного триггера DD1 противоположного плеча и вырабатывают импульс положительной полярности длительностью несколько больше  $T/2$ . При остановке триггера или пропадании импульсов ГТИ ждущий мультивибратор не запускается и на их выходах формируется сигнал лог. 0, при этом на обоих выходах селекторов DD2.1 и DD2.2 формируются сигналы лог. 1, а на выходах предварительных усилителей импульсов DA1.1 и DA1.2 формируются сигналы лог. 0, которые закрывают транзисторы ключевого ком-



понента. Третьи входы селекторов объединены и соединены со входом ВКЛ инвертора.

При подаче на вход ВКЛ сигнала лог. 1 разрешается прохождение импульсов через селекторы, а при подаче сигнала лог. 0 запрещается прохождение импульсов, что приводит к отключению высоковольтного ИЭП. Четвертые входы селекторов объединены и соединены со входом защиты ВЗ, который соединяется с выходом узла защиты. Схема узла защиты приведена на рис. 2.10.3. Исполнительный компонент узла защиты (*RS*-триггер) выполнен на логических схемах 2И-2ИЛИ-НЕ (микросхемы *DD2.1*, *DD2.2* типа 530ЛР11). На вход *R* триггера (вход ДТ) подается сигнал с датчика, установленного в цепи эмиттеров силовых транзисторов.



**Рис. 2.10.3.** Схема формирователя узла защиты: ТИ – вход тактовых синхроимпульсов; ПН – вход сигнала превышения напряжения; ЗН – вход сигналов заданной нормы напряжения; ДТ – датчик тока; В – выход узла защиты

Формирователь импульса аварии выполнен на логических элементах *DD1.1* и *DD1.2* (микросхемы типа 530ЛР11). На вход ПН подается импульс лог. 1, характеризующий превышение напряжения на выходе ИЭП выше заданного уровня. Импульс лог. 0, подаваемого на вход ПН, означает, что напряжение на выходе не превышает заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал лог. 1 означает, что напряжение на выходе ИЭП не уменьшилось ниже заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал лог. 0 указывает,



что напряжение на выходе ниже заданного уровня. На вход ВКЛ подается сигнал начальной установки уровнем напряжения +5 В. Резистор  $R_1$  и конденсатор  $C_1$  выбираются такими, чтобы длительность импульса начальной установки была несколько больше времени выхода ИЭП на режим. Перед включением ИЭП на всех входах узла защиты и на выходе ВЗ присутствуют импульсы лог. 0, что не дает возможности включения ИЭП.

При подаче на вход ВКЛ напряжения +5 В на выходе DD1.1 формируется импульс лог. 0, а на выходе DD1.2 – лог. 1. Это позволяет синхроимпульсу, подаваемому на вход ТИ, установить на выходе QRS-триггера сигнал лог. 1. Последний разрешает прохождение импульсов управления на выходы ключевых компонентов инвертора. Если на выходе ИЭП устанавливается напряжение в пределах заданной нормы, то на входе ПН останется сигнал лог. 0, а на входе ЗН - сигнал лог. 1, который подтвердит сигнал включения. На входе S триггера останется сигнал лог. 1. При перегрузке или коротком замыкании на выходе источника электропитания на входе ДТ формируется сигнал лог. 1, а на выходе Q – сигнал лог. 0, что приводит к закрытию транзисторов инвертора. Тактовым импульсом ТИ на выходе вновь формируется сигнал лог. 1, что приводит к включению высоковольтного ИЭП.

Если ток нагрузки превышает номинальный ток на 30...50 %, то описанные выше переключения приведут к снижению напряжения на выходе и ограничению тока нагрузки, т.е. ИЭП перейдет в режим стабилизации тока нагрузки. При значительной перегрузке или коротком замыкании напряжение на выходе уменьшится ниже заданного уровня, на входах ЗН и S сформируется импульс лог. 0, который блокирует прохождение импульсов ТИ и приведет к отключению ИЭП. Повторное включение возможно только после снятия напряжения +5 В со входа ВКЛ и повторной подачи напряжения.

Аналогично происходит ограничение выходного напряжения на заданном уровне подачей импульсов на вход ПН, характеризующих превышение напряжения на выходе ИЭП.

Схема генератора тактовых импульсов приведена на рис. 2.87. Генератор обеспечивает регулирование частоты следования импульсов, что необходимо для установления оптимального режима работы ИЭП. При включении напряжение на конденсаторе  $C_1$  мало. Транзистор DA1.2 закрыт, напряжение коллектора максимально. На выходе DD1.2 высокий уровень напряжения, а на выходе

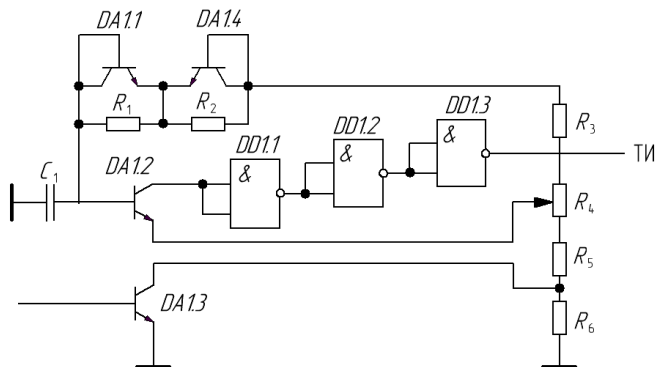


$DD1.3$  – низкий. Выходным напряжением  $DD1.2$  конденсатор  $C_1$  заряжается по цепи диод  $DA1.4$  – резистор  $R_1$ . Как только напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет суммы напряжения на нижнем плече делителя (резисторы  $R_4, R_5, R_6$ ) и превысит пороговое напряжение на переходе эмиттер-база транзистора  $DA1.2$ , последний откроется и на выходе  $DD1.2$  сформируется низкий уровень напряжения, а на выходе  $DD1.3$  – высокий уровень (фронт тактового импульса). Конденсатор  $C_1$  разряжается по цепи диод  $DA1.1$  – резистор  $R_2$  – выход  $DD1.2$ . Как только напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет напряжения закрывания транзистора, генератор перейдет в исходное состояние.

Изменением напряжения на нижнем плече делителя осуществляется регулирование частоты следования импульсов, которая может измениться автоматически по цепи база-эмиттер транзистора  $DA1.3$ .

Как указывалось ранее, стабилизация и регулирование выходного напряжения ИЭП осуществляются за счет изменения тока базы силовых транзисторов инвертора путем изменения входного напряжения  $U_{oc}$  предварительного усилителя на транзисторах  $DA1.1$  и  $DA1.2$  (см. рис. 2.10.4) и эмиттерного повторителя на транзисторах  $DA1.3$  и  $DA1.4$ . Резисторы  $R_{11}, R_{13}, R_{12}, R_{14}$  и диоды  $DA2.3, DA2.4$  служат для ограничения тока базы силовых транзисторов инвертора, подключенных к выходу эмиттерных повторителей. Транзисторы  $DA2.1$  и  $DA2.2$  служат для форсированного запираания силовых транзисторов инвертора. При подаче на базу транзистора запирающего напряжения (например,  $B_{VT1}$ ) импульсом с другого плеча предварительного усилителя ( $DA1.2$ ) открывается транзистор  $DA2.2$ , который подключает напряжение конденсатора  $C_1$  обратной полярности к переходу база-эмиттер силового транзистора ( $B_{VT1}$ ), форсируя переход последнего в закрытое состояние. Датчик тока ( $R_{15}$ ) установлен в цепи эмиттеров силовых транзисторов. Резистор  $R_{16}$  служит для выравнивания режимов работы силовых транзисторов. Напряжение на этом резисторе выбирается равным примерно 0,7 В.

Узел управления должен обеспечивать регулирование тока коллектора силовых транзисторов в пределах 0,1...0,5 А. Минимальный коэффициент усиления транзистора 2Т847А в режиме, близком к режиму насыщения, равен пяти, а максимальный составляет 10.



**Рис. 2.10.4.** Схема генератора тактовых импульсов: ТИ - выход генератора тактовых импульсов

Таким образом, узел управления должен обеспечивать регулирование тока базы транзисторов в следующих пределах:

$$I_{B \max} = I_{K \max} / \beta_{\min} = 0,5 / 5 = 0,1 \text{ А};$$

$$I_{B \min} = I_{K \min} / \beta_{\max} = 0,1 / 10 = 0,01 \text{ А}.$$

Выбираем сопротивление ограничительного резистора в цепи базы равным 48 Ом (два резистора по 24 Ом каждый). Максимальный ток через ограничительные резисторы:

$$I_{\text{огр} \max} = I_{B \max} + U_{BЭ \max} / R_{17} = 0,1 + 0,8 / 100 = 0,108 \text{ А}.$$

Максимальный ток базы транзистора DA1.3 и DA1.4 равен:

$$I_{BDA1,3} = I_{\text{огр}} / \beta_{DA1,3 \min} = 108 / 20 = 5 \text{ мА}.$$

Необходимое максимальное значение напряжения на коллекторе предварительного усилителя (DA 1.1, DA 1.2):

$$\begin{aligned} I_{KЭ \text{ и } \max} &= I_{B \text{ DA1,3}} R_5 + U_{BЭ \text{ DA1,3}} + I_{\text{огр} \max} (R_{11} + R_{13}) + U_{DA2,3} \\ &\quad + U_{BЭ13} \\ &= 0,005 \cdot 100 + 0,7 + 0,108 \cdot 48 + 0,7 + 0,7 \\ &= 7,8 \text{ В}. \end{aligned}$$





Ток коллектора транзистора  $DA1.1$  в закрытом состоянии:

$$I_{K DA1,1} = I_{B DA1,1} + U_{KЭ и max}/R_7 = 5 \cdot 10^{-3} + 7,8/2000 = 9 \text{ мА.}$$

Максимальное напряжение источника обратной связи:

$$U_{oc max} = U_{KЭ и max} + I_{K DA1,1} R_1 = 7,8 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 240 = 10,2 \text{ В.}$$

При минимальном токе базы силового транзистора:

$$I_{огр min} = I_{B min} + U_{ЭБ min}/R_{17} = 0,01 + 0,5/100 = 0,015 \text{ А;}$$

$$I_{DA1,3 min} = I_{Bгр min}/\beta_{min} = 0,015/30 = 0,5 \text{ мА;}$$

$$U_{KЭ и min} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 0,5 + 0,015 \cdot 48 + 0,5 + 0,5 = 2,3 \text{ В.}$$

Управление высоковольтным ИЭП может быть выполнено на микросхемах типа 1114ЕУ1 или 1114ЕУ3. Эти микросхемы по своему функциональному назначению и построению эквивалентны схеме, приведенной на рис. 1.24.3, и включают в себя генератор тактовых импульсов, узел защиты, формирователь парафазных импульсов и селекторы импульсов.

Качество изображения на экране видеомонитора в значительной степени определяется пульсациями напряжения электропитания. Если частота пульсаций не совпадает с частотой строчной развертки, то это влияет на работу узла фазовой автоподстройки, сбивая начало строки. В связи с этим к переменной, составляющей выходного напряжения ИЭП предъявляются достаточно жесткие требования, что приводит к завышению его массы и объема. В то же время ИЭП со сравнительно высокими пульсациями может быть использован для электропитания видеомонитора, если синхронизировать его работу импульсами строчной развертки.

### Контрольные вопросы

1. Что такое инвертор?
2. Какие параметры транзисторов оптимальны для использования их в составе инвертора?
3. Возможно ли для управления инвертором использовать цифровые сигналы?
4. Как изменится режим работы инвертора в случае превышении номинального тока нагрузки на 40% от номинала?
5. Какой тип обратной связи используется в инверторах для получения стабильного выходного напряжения?