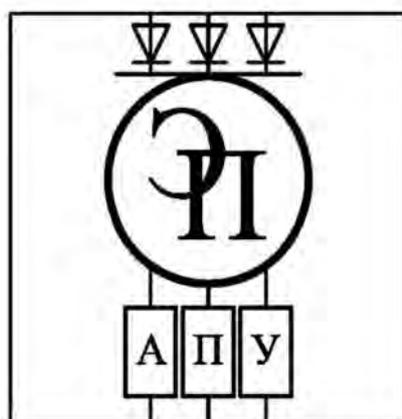


МЕЖГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«БЕЛОРУССКО-РОССИЙСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Кафедра «Электропривод и автоматизация
промышленных установок»

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

*Методические рекомендации к практическим занятиям
для студентов специальности
1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы»
дневной и заочной форм обучения*



Могилев 2019

УДК 658.26
ББК 31.19
Э 75

Рекомендовано к изданию
учебно-методическим отделом
Белорусско-Российского университета

Одобрено кафедрой «Электропривод и автоматизация промышленных установок» «7» февраля 2018 г., протокол № 7

Составитель О. А. Капитонов

Рецензент С. В. Болотов

Методические рекомендации предназначены для студентов специальности 1-53 01 05 «Автоматизированные электроприводы» дневной и заочной форм обучения.

Учебно-методическое издание

ЭЛЕМЕНТЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Ответственный за выпуск	Г. С. Ленеvский
Технический редактор	А. А. Подошеvко
Компьютерная верстка	Н. П. Полевничая

Подписано в печать . Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Гарнитура Таймс.
Печать трафаретная. Усл. печ. л. . Уч.-изд. л. . Тираж 46 экз. Заказ №

Издатель и полиграфическое исполнение:
Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования
«Белорусско-Российский университет».

Свидетельство о государственной регистрации издателя,
изготовителя, распространителя печатных изданий
№ 1/156 от 07.03.2019.

Пр-т Мира, 43, 212022, Могилев.

© Белорусско-Российский
университет, 2019



Содержание

Введение.....	4
1 Практическое занятие № 1. Примеры расчетов трансформаторов питания цепей управления в АЭП.....	5
2 Практическое занятие № 2. Примеры расчета выпрямителей, фильтров, стабилизаторов блоков питания цепей управления	7
3 Практическое занятие № 3. Примеры расчета СИФУ в АЭП	18
4 Практическое занятие № 4. Примеры расчета модуляторов в АЭП.....	27
5 Практическое занятие № 5. Примеры расчета драйверов в АЭП	32
6 Практическое занятие № 6. Примеры расчета задающих генераторов частоты в АЭП	36
7 Практическое занятие № 7. Примеры расчета блоков защиты и блокировок в АЭП.....	38
8 Практическое занятие № 8. Примеры расчета задатчиков интенсивности в АЭП	45
Список литературы	47



Введение

Современный автоматизированный электропривод представляет собой весьма сложную структуру, состоящую из различного рода электронных, электромеханических и механических устройств, которые принято называть элементами автоматизированного электропривода. Типаж этих элементов, их конструктивная реализация достаточно многообразны.

В объеме рассматриваемого курса упор сделан на изучение элементной базы силовой преобразовательной техники: преобразователей постоянного напряжения и тока, преобразователей частоты, различного рода датчиков и исполнительных электромеханических устройств.



1 Практическое занятие № 1. Примеры расчетов трансформаторов питания цепей управления в АЭП

Цель занятия: изучить методику расчета трансформаторов блоков питания цепей управления.

1.1 Расчет трансформатора, работающего на частоте 50 Гц

Изображение трансформатора на электрических принципиальных схемах приведено на рисунке 1.1. Точками на схеме показаны начала обмоток трансформатора Т1.

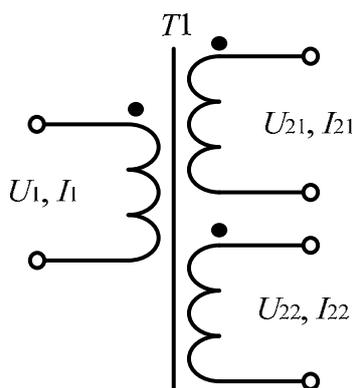


Рисунок 1.1 – Условное графическое изображение трансформатора

Исходные данные для расчета:

f_c – частота сети, $f_c = 50$ Гц;

U_1, U_{21}, U_{22} – действующие значения напряжений первичной и вторичных обмоток трансформатора Т1, В;

I_{21}, I_{22} – токи вторичных обмоток, А.

Для усилителя с однополярным питанием трансформатор может иметь одну вторичную обмотку.

Расчет

Определяем габаритную мощность трансформатора:

$$P_{габ} = I_1 U_1 = \frac{1}{\eta_{mp}} \sum_{i=1}^N I_i U_i, \quad (1.1)$$

где $P_{габ}$ – габаритная мощность трансформатора, Вт;

I_1 – ток первичной обмотки трансформатора, А;

η_{mp} – КПД трансформатора;

N – количество вторичных обмоток.

Если вторичных обмоток несколько, то расчет числа витков и диаметра проводов проводится для каждой обмотки отдельно.

Находим произведение сечений стали Q_{cm} и окна Q_o , см⁴, по формуле

$$Q_{cm}Q_o = \frac{P_{заб}}{0,0222 f_c B_m J \eta_{mp} S K_c K_m}, \quad (1.2)$$

где Q_{cm} – площадь стали магнитопровода, см²;

B_m – максимальная индукция в сердечнике, Тл;

J – допустимая плотность тока, А/мм²;

S – число стержней сердечника с обмотками (у трансформатора броневое типа $S = 1$; стержневого типа с двумя катушками $S = 2$);

K_c – коэффициент заполнения сердечника сталью;

K_m – коэффициент заполнения окна медью, $K_m = \frac{Q_m}{Q_o}$;

Q_m – площадь окна, заполненного медным проводом, см²;

Q_o – площадь окна магнитопровода, см².

Параметры B_m , J , S , K_c , K_m выбираются по рассчитанному значению габаритной мощности $P_{заб}$ из [5].

Вычисляем ЭДС e , В, наводимую в одном витке провода:

$$e = 4,44 f_c B_m Q_{cm} K_c 10^{-4}. \quad (1.3)$$

Находим число витков вторичной обмотки:

$$\omega_2 = \frac{U_2}{e}. \quad (1.4)$$

Определяем первое приближение для числа витков первичной обмотки:

$$\omega'_1 = \frac{U_1}{e}. \quad (1.5)$$

Находим диаметры проводов первичной и вторичной обмоток:

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_1}{J}}; \quad (1.6)$$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{J}}. \quad (1.7)$$

Вычисляем длину провода первичной обмотки:

$$l_1 = \omega'_1 [2(a + c) + \pi b] 10^{-2}. \quad (1.8)$$



Находим падение напряжения на омическом сопротивлении первичной обмотки:

$$U_1 = \frac{2,2510^{-2} l_1 I_1}{d_1^2}. \quad (1.9)$$

Определяем число витков первичной обмотки:

$$\omega_1 = \frac{U_1 - U_1}{e}. \quad (1.10)$$

Выбираем по произведению $Q_{cm}Q_o$ броневой трансформатор с Ш-образным магнитопроводом и выписываем его параметры.

Например, Ш16×25; $A=1,6$ см; $B=1,6$ см; $C=2,5$ см; $H=4$ см; $Q_{cm}Q_o = 25,6$ см⁴.

1.2 Индивидуальное задание

Выполнить расчет однофазного трансформатора, выбрать параметры сердечника, а также число витков первичной и вторичной обмоток.

Исходные данные для расчета:

- 1) частота сети, $f_c = 50$ Гц;
- 2) напряжение первичной обмотки – 220 В;
- 3) ток вторичной обмотки – задается индивидуально преподавателем;
- 4) напряжение вторичной обмотки – задается индивидуально преподавателем.

2 Практическое занятие № 2. Примеры расчета выпрямителей, фильтров, стабилизаторов блоков питания цепей управления

Цель занятия: изучить методики расчета выпрямителей, фильтров, стабилизаторов блоков питания.

2.1 Расчет компенсационного стабилизатора напряжения на ОУ с ограничением выходного тока и защитой от короткого замыкания

Рассматриваемый компенсационный стабилизатор напряжения непрерывного действия снижает максимальное значение мощности, рассеиваемое регулирующим транзистором в режиме короткого замыкания. Принципиальная электрическая схема стабилизатора приведена на рисунке 2.1.

Резистор $R1$ является датчиком тока. При перегрузке по току на $R1$ возникает напряжение, которое через резистор $R2$ подается на базоземиттерный



переход транзистора $VT3$, который приоткрывается. В результате появляются базовый и коллекторный токи $VT3$, которые уменьшают базовый ток транзистора $VT2$, соответственно, уменьшаются коллекторные токи транзисторов $VT2$ и $VT1$, что приводит к ограничению выходного тока стабилизатора напряжения.

Для защиты используется два резистора – $R2$ и $R3$ и при нормальном режиме работы напряжение на эмиттере транзистора $VT1$ равно выходному. При коротком замыкании выходное напряжение равно нулю, соответственно, напряжение на эмиттере транзистора $VT1$ тоже равно нулю и все входное напряжение приложено к резисторам $R2$ и $R3$. Напряжение на $R2$ возрастает и к нему прибавляется падение напряжения на R_1 , что приводит к открытию транзистора $VT3$. Резисторы $R2$ и $R3$ рассчитаны таким образом, чтобы коллекторный ток $VT3$ в режиме короткого замыкания составлял примерно 80 % от базового тока $VT2$. Соответственно, базовый ток $VT2$ снижается примерно в 5 раз, что приводит к снижению коллекторного тока $VT1$ тоже в 5 раз. Тем самым транзистор $VT1$ защищается от перегрузки при коротком замыкании.

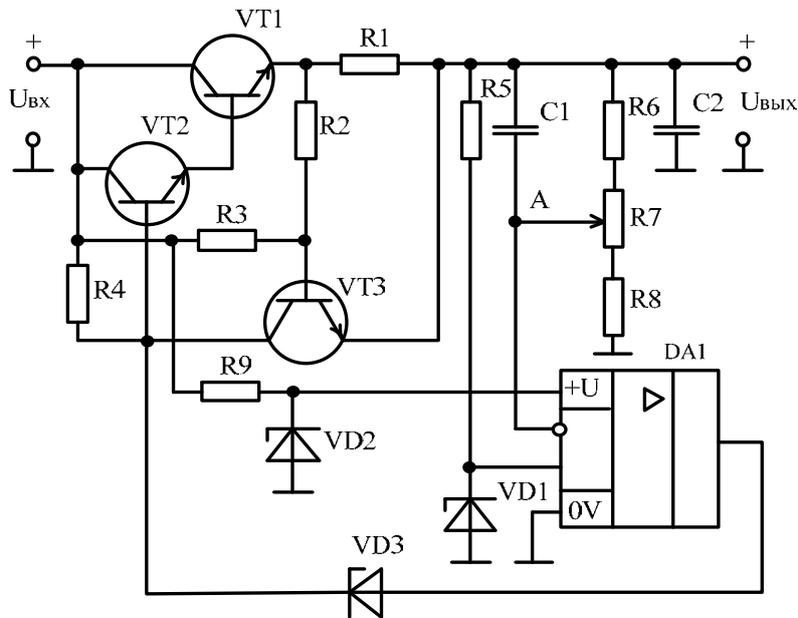


Рисунок 2.1 – Принципиальная электрическая схема стабилизатора напряжения на ОУ с изменяющимся уровнем ограничения тока и с защитой от короткого замыкания

Если в нормальном режиме работы по каким-то причинам выходное напряжение стабилизатора изменяется, то изменяется и напряжение, создаваемое делителем $R6$, $R7$, $R8$ в точке A . Операционный усилитель $DA1$ усиливает разницу между опорным напряжением U_{on} и напряжением в точке A U_A , которое можно посчитать по формуле

$$U_{вых DA1} = K_U (U_{on} - U_A). \quad (2.1)$$

Если напряжение на выходе стабилизатора $U_{вых}$ уменьшилось, то разница будет положительной и $U_{вых DA1}$ увеличивается, что приводит к уменьшению тока $I_{вых DA1}$, проходящего через стабилитрон $VD3$, который является частью тока, проходящего через $R4$. Другая часть I_{R4} уходит на базу транзистора $VT2$ и на выход операционного усилителя $DA1$. Соответственно, если $I_{вых DA1}$ уменьшается, то увеличиваются токи $I_{б VT2}$, $I_{э VT2}$, $I_{к VT2}$ и $I_{э VT1}$, $I_{к VT1}$ и, как следствие, $U_{вых}$. При увеличении $U_{вых}$ схема стабилизации работает по аналогичной цепочке ($U_A \rightarrow U_{вых DA1} \rightarrow I_{вых DA1} \rightarrow I_{б VT2} \rightarrow I_{э VT2} \rightarrow I_{э VT1}$), уменьшая отклонение $U_{вых}$.

Стабилитрон $VD3$ включается для того, чтобы операционный усилитель $DA1$ работал в активном режиме, при котором $U_{вых DA1}$ должно составлять примерно половину напряжения питания операционного усилителя ($+U$). Выходное напряжение самого стабилизатора $U_{вых}$ может быть значительно выше. На базе транзистора $VT2$ напряжение выше, чем $U_{вых}$, на $2U_{бэ}$. Соответственно, разница между $U_{вых DA1}$ и напряжением на базе $VT2$ составляет определенную величину, которая компенсируется с помощью стабилитрона $VD3$:

$$U_{ст VD3} = U_{вых} + 2U_{бэ} - U_{вых DA1}. \quad (2.2)$$

Стабилитрон $VD1$ служит источником опорного напряжения $U_{он}$, а $VD3$ и $R9$ образуют напряжение питания операционного усилителя ($+U$), если $U_{ex max}$ больше напряжения питания операционного усилителя $DA1$.

Исходные данные для расчета:

$U_{вых}$ – выходное стабилизированное напряжение, В;

$I_{н max}$ – максимальный ток перегрузки, А;

$2U_{~}$ – напряжение пульсаций (двойная амплитуда на выходе), мВ;

T_{max} – максимальная температура окружающей среды, °С.

Расчет

Определяем величину минимального допустимого входного напряжения стабилизатора:

$$U_{ex min} = U_{вых max} + U_{~ex} + U_{кэ1 min}, \quad (2.3)$$

где $U_{вых max}$ – максимальное выходное напряжение стабилизатора, В;

$$U_{~ex} = (0,05 \dots 0,1) \cdot (U_{вых max} + U_{кэ1 min}); \quad (2.4)$$

$U_{кэ1 min}$ – минимальное напряжение коллектор–эмиттер транзистора $VT1$, при котором он может работать в линейном режиме; (для кремниевых транзисторов $U_{кэ1 min} = 1 \dots 3$ В).



Параметр $U_{кэ1 \min}$ можно уточнить по справочнику при выборе типа транзистора VT1.

Находим номинальное и максимальное значения напряжения на входе стабилизатора с учетом колебаний напряжения питающей сети на $\pm 10\%$:

$$U_{вхном} = 1,1U_{вх \min} ; \quad (2.5)$$

$$U_{вх \max} = 1,1U_{вхном} . \quad (2.6)$$

Определяем максимальное падение напряжения на регулирующем транзисторе VT1:

$$U_{кэ1 \max} = U_{вх \max} - U_{вых \min} , \quad (2.7)$$

при большом коэффициенте стабилизации $U_{вых \min} = U_{вых}$ (напряжение база–эмиттер, где $U_{вых \min}$ – минимальное выходное напряжение стабилизатора).

Рассчитываем максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора VT1:

$$P_{к1 \max} = U_{кэ1 \max} I_{н \max} ; \quad (2.8)$$

$$I_{н \max} = \frac{P_{вых} + \Delta P}{E_k} . \quad (2.9)$$

По известным значениям $P_{к1 \max}$, $U_{кэ1 \max}$, $I_{н \max}$ выбираем из справочника тип транзистора и выписываем его основные параметры.

Определяем полную мощность, рассеиваемую на транзисторе VT1:

$$P_{VT1} = P_{к1 \max} + P_{бэ1 \max} ; \quad (2.10)$$

$$P_{бэ1 \max} = U_{бэ1} I_{б1} = U_{бэ1} \frac{I_{н \max}}{h_{21 \min}} , \quad (2.11)$$

где $U_{бэ1}$ – напряжение база–эмиттер, для кремниевого транзистора, $U_{бэ1} = 0,6$;
 $h_{21 \min}$ – минимальный коэффициент усиления выбранного типа транзистора.

Ориентировочно рассчитываем необходимую поверхность охлаждения резистора, на котором будет установлен транзистор VT1:

$$S_{ох1} = \frac{1200 \dots 1500}{\frac{T_n - T_{\max}}{P_{VT1}} - R_{ТТ}} , \quad (2.12)$$

где T_n – температура перехода транзистора VT1, °C;



R_{TT} – тепловое сопротивление переход–корпус, °C/Вт.

Находим значение максимальной мощности, рассеиваемой согласующим транзистором $VT2$:

$$P_2 \approx U_{кэ1 \max} I_{\bar{\sigma}1} \quad (2.13)$$

Выбираем тип транзистора $VT2$ и выписываем его основные параметры. Вычисляем базовый ток транзистора $VT2$:

$$I_{\bar{\sigma}2} = \frac{I_{\bar{\sigma}1}}{h_{21\min 2}}, \quad (2.14)$$

где $h_{21\min 2}$ – минимальный коэффициент усиления транзистора $VT2$.

Если полученное значение базового тока транзистора $VT2$ не превышает значения выходного тока операционного усилителя $DA1$, то второй согласующий транзистор не требуется. В противном случае его необходимо включить в схему.

Из справочника выбираем тип микросхемы $DA1$ широкого применения исходя из следующих основных условий: рабочее напряжение питания микросхемы $DA1$ должно соответствовать разбросу напряжения питания на входе стабилизатора. Если входное напряжения U_{ex} стабилизатора не превышает напряжение питания усилителя, то цепочка $R9, VD2$ не нужна, иначе $U_{cm 2} = U_{num DA1}$.

Выписываем основные технические параметры выбранного типа микросхемы. Определяем значение резистора R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{ex \min} - (U_{вбх} + U_{\bar{\sigma}3 1} + U_{\bar{\sigma}3 2})}{I_{\bar{\sigma}2} + I_{вбх DA1}}, \quad (2.15)$$

где $I_{вбх DA1}$ – рабочий выходной ток микросхемы $DA1$.

Для нормальной работа стабилизатора необходимо, чтобы соблюдалось условие $I_{вбх DA1} > I_{\bar{\sigma}2}$.

По таблице ряда номиналов E24 определяем ближайшее значение резистора R_4 .

Рассчитываем мощность рассеивания резистора R_4 по формуле

$$P_{R_4} = I_{R_4}^2 R_4. \quad (2.16)$$

Выбираем соответствующий тип резистора R_4 из [5].

Выбираем из справочника маломощный стабилитрон $VD1$ со средним напряжением стабилизации

$$U_{cm 1} = 0,5 U_{num DA1}, \quad (2.17)$$



где $U_{\text{вых min}}$ – минимальное значение выходного напряжения стабилизатора;

$U_{\text{пит DA1}}$ – напряжение питания усилителя DA1.

Выписываем основные параметры стабилитрона VD1.

Вычисляем значение резистора R_5 в цепи смещения стабилитрона VD1:

$$R_5 = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{см1}}}{I_{\text{VD1}}}, \quad (2.18)$$

где I_{VD1} – рабочий ток стабилитрона, который рассчитывается как

$$I_{\text{VD1}} = \frac{I_{\text{см max}} - I_{\text{см min}}}{2 \dots 4}. \quad (2.19)$$

Рассчитываем параметры резисторов $R_6 \dots R_8$ в цепи делителя напряжения. Сначала зададим ток делителя в пределах $I_{\text{д}} = 5 \dots 10$ мА.

Коэффициенты передачи делителя

$$\delta_{\text{max}} = \frac{U_{\text{см max}}}{U_{\text{вых}}}; \quad (2.20)$$

$$\delta_{\text{min}} = \frac{U_{\text{см min}}}{U_{\text{вых}}}, \quad (2.21)$$

где $U_{\text{см min}}$ и $U_{\text{см max}}$ – минимальное и максимальное значения напряжений стабилизации выбранного типа стабилитрона VD1 соответственно.

Суммарное сопротивление делителя

$$R_{\text{д}} = \frac{U_{\text{вых min}}}{I_{\text{д}}}. \quad (2.22)$$

Сопротивление резистора

$$R_8 \leq \delta_{\text{min}} R_{\text{д}}. \quad (2.23)$$

Сопротивление резистора

$$R_6 \leq (1 - \delta_{\text{max}}) R_{\text{д}}. \quad (2.24)$$

Переменный резистор

$$R_7 \leq R_{\text{д}} - R_6 - R_8. \quad (2.25)$$

Выбираем значение корректирующей емкости конденсатора C_1 в пределах (0,01...0,1) мкФ.



Выбираем из справочника соответствующее значение емкости и тип конденсатора.

Выбираем значение выходной емкости конденсатора C_2 в пределах 10,0...100,0 мкФ.

Из [5] выбираем практически любой тип маломощного транзистора $VT3$ с условием, что коллекторный ток транзистора $I_{к VT3} > \frac{U_{ex \max}}{R_4}$ и $U_{кэ} > U_{ex}$.

Выписываем его основные параметры.

Считаем, что ток ограничения стабилизатора при коротком замыкании должен быть снижен в 5 раз, тогда

$$I_{opr} = 0,2 I_{н \max}. \quad (2.26)$$

Рассчитываем значение резистора R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{бэ3 \text{ зак}}}{I_{н \max}}, \quad (2.27)$$

где $U_{бэ3 \text{ зак}}$ – значение входного напряжения, при котором транзистор $VT3$ закрыт.

Приблизительно это значение можно снять с графика входной вольт-амперной характеристики транзистора.

Определяем базовый ток транзистора $VT3$ в режиме ограничения:

$$I_{б3} = \frac{U_{ex \max}}{R_4 h_{21VT3}}, \quad (2.28)$$

где h_{21VT3} – типовое значение коэффициента усиления транзистора $VT3$ по току.

Вычисляем значение резистора R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{бэ3 \text{ отк}} - 0,2 I_{н \max} R_1}{I_{R_2}}, \quad (2.29)$$

где $U_{бэ3 \text{ отк}}$ – значение входного напряжения, при котором транзистор $VT3$ открыт;

I_{R_2} – ток через резистор R_2 ,

$$I_{R_2} = 20 I_{б3}. \quad (2.30)$$

Находим значение резистора R_3 :

$$R_3 = \frac{U_{ex \min} - U_{бэ3 \text{ отк}}}{I_{R_3}}, \quad (2.31)$$



где I_{R_3} – ток через резистор R_3 .

$$I_{R_3} \approx I_{R_2}. \quad (2.32)$$

Находим значение балластного резистора R_9 :

$$R_9 = \frac{U_{ex \min} - U_{DAnum}}{I_{cm} + I_{DAnum}}. \quad (2.33)$$

Проверяем погрешность стабилизации схемы при изменении входного напряжения:

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{вых} \Delta U_{ex} (R_6 + R_7 + R_8)}{U_{кэ VT1 cp} K_U (R_8 + 0,5R_7)}, \quad (2.34)$$

где ΔU_{ex} – изменение входного напряжения с учетом колебаний напряжения питающей сети на $\pm 10\%$;

$U_{кэ VT1 cp}$ – среднее напряжение коллектор–эмиттер транзистора $VT1$;

K_U – минимальное значение коэффициента усиления микросхемы $DA1$ без обратной связи.

Проверяем погрешность стабилизации схемы при изменении тока нагрузки в пределах $0 \dots I_{H \max}$:

$$\Delta U_{вых} = \frac{U_{вых} (R_6 + R_7 + R_8)}{K_U (R_8 + 0,5R_7)}. \quad (2.35)$$

Приблизительно оцениваем КПД стабилизатора по формуле

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{ex}} = \frac{U_{вых} I_{H \max}}{U_{вых} I_{H \max} + \Sigma P}. \quad (2.36)$$

Сумма мощностей, выделяемых на остальных активных элементах схемы стабилизатора,

$$\begin{aligned} \Sigma P = & P_{VT1} + P_{VT2} + P_{R1} + P_{R2} + P_{R3} + P_{R4} + P_{R6} + P_{R7} + P_{R8} + P_{R9} + \\ & + P_{DA1} + P_{VD1} + P_{VD2} + P_{VD3}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Мощности, выделяемые на резисторах,

$$P_R = U_R I_R = \frac{U_R^2}{R} = I_R^2 R, \quad (2.38)$$



где I_R , U_R , R – параметры, которые можно найти в расчетах резисторов.

Ток, потребляемый стабилизатором от выпрямителя с фильтром,

$$I_{\text{вх ст}} = \frac{P_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = I_{\text{ср}} \quad (2.39)$$

2.2 Расчет мостового выпрямителя с емкостным фильтром

Принципиальная электрическая схема выпрямителя емкости и фильтра приведена на рисунке 2.2.

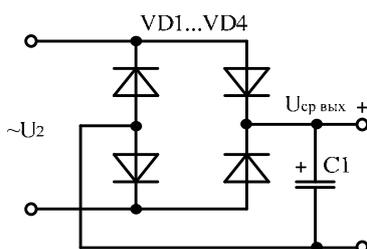


Рисунок 2.2 – Принципиальная электрическая схема выпрямителя с емкостным фильтром

Нелинейный режим работы выпрямителя обусловлен как резкой нелинейностью самих диодов, так и отпиранием их в течение небольшой части периода входного синусоидального напряжения.

Исходные данные для расчета:

R_n – общее сопротивление нагрузки мостового выпрямителя с фильтром, Ом;

r – суммарное сопротивление диодов и вторичной обмотки трансформатора, Ом;

f_c – частота питающей сети, $f_c = 50$ Гц;

p – число фаз выпрямителя, $p = 2$;

K_{Π} – коэффициент пульсаций на выходе фильтра, $K_{\Pi} = 0,02 \dots 0,1$;

$U_{\text{ср вьх}}$ – средневыврямленное значение выходного напряжения,

$$U_{\text{ср вьх}} = U_{\text{вх ном}} = U_{\text{вх}};$$

$U_{\text{вх ном}}$ – номинальное значение напряжения на входе непрерывного стабилизатора;

$U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе импульсного стабилизатора;

$I_{\text{ср}}$ – средневыврямленное значение выходного тока (ток стабилизатора от выпрямителя с фильтром), А.

Расчет

Находим угол отсечки θ , характеризующий ту часть периода, в течение которой отпираются диоды.

Угол отсечки θ находим из решения трансцендентного уравнения

$$\operatorname{tg}\theta - \theta = A, \quad (2.40)$$

где $A = \frac{\pi r}{pR_n}$.

$$r = 2r_{VD} + r_{обм}, \quad (2.41)$$

где r_{VD} – прямое сопротивление диодов, выбирается из ВАХ диода по известному току;

$r_{обм}$ – сопротивление обмотки трансформатора, рассчитываемое исходя из длины и сечения провода вторичной обмотки.

Поскольку на данном этапе неизвестны диоды, их токи, параметры обмотки, то в первом приближении можно принять

$$r \leq \frac{R_n}{5 \dots 10}. \quad (2.42)$$

По окончании расчета выпрямителя и трансформатора необходимо уточнить r_{VD} , $r_{обм}$. Если при этом коэффициент A будет отличаться более чем на 10 %, то нужно повторить данный расчет с уточненным r .

Вычисляем коэффициенты:

$$K(\theta) = \sin \theta - \theta \cos \theta; \quad (2.43)$$

$$B(\theta) = (\cos \theta \cdot \sqrt{2})^{-1}; \quad (2.44)$$

$$F(\theta) = \frac{\pi(1 - \cos \theta)}{K(\theta)}; \quad (2.45)$$

$$D(\theta) = \frac{\sqrt{\pi \left(\left[\theta \frac{1 + \cos 2\theta}{2} \right] - \frac{3 \sin 2\theta}{4} \right)}}{K(\theta)}. \quad (2.46)$$

Находим напряжение вторичной обмотка силового трансформатора, пиковое значение тока вентилей (диодов), средневыпрямленное значение тока вентилей, действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора, обратное напряжение диода:

$$U_2 = U_{cp \text{ вых}} B(\theta); \quad (2.47)$$

$$I_{VD \text{ max}} = \frac{I_{cp} F(\theta)}{p}; \quad (2.48)$$



$$I_{cp\text{ вен}} = \frac{I_{cp} D(\theta)}{p}; \quad (2.49)$$

$$I_2 = \sqrt{2} I_B; \quad (2.50)$$

$$U_{VD\text{ обр}} = (2 \dots 2,5) U_{cp\text{ вых}}. \quad (2.51)$$

По значениям $I_{cp\text{ вен}}$, $I_{VD\text{ max}}$, $U_{VD\text{ обр}}$ выбираем из справочника соответствующие типы диодов $VD1 \dots VD4$.

Определяем емкость конденсатора фильтра:

$$C_1 = \frac{\frac{1}{p} + \frac{\theta}{\pi}}{2K_{II} f_c R_n}. \quad (2.52)$$

При выполнении расчета выпрямителя с емкостным фильтром на компьютере погрешность вычислений можно принять $\varepsilon = 0,001 \dots 0,0001$.

2.2 Индивидуальное задание

1 Выполнить расчет выпрямителя с емкостным фильтром.

Исходные данные:

- 1) общее сопротивление нагрузки мостового выпрямителя с фильтром – задается индивидуально преподавателем;
- 2) суммарное сопротивление диодов и вторичной обмотки трансформатора – 1 Ом;
- 3) частота питающей сети, $f_c = 50$ Гц;
- 4) коэффициент пульсаций на выходе фильтра – задается индивидуально преподавателем;
- 5) средневыврямленное значение выходного напряжения, $U_{cp\text{ вых}} = 12$ В.

2 Выполнить расчет компенсационного стабилизатора напряжения.

Исходные данные:

- 1) выходное стабилизированное напряжение – задается индивидуально преподавателем;
- 2) максимальный ток перегрузки – 5 А;
- 3) напряжение пульсаций (двойная амплитуда на выходе) – 10 мВ;
- 4) максимальная температура окружающей среды – 40 °С.



3 Практическое занятие № 3. Примеры расчета СИФУ в АЭП

Цель занятия: изучить методики расчета систем импульсно-фазового управления (СИФУ).

В состав системы импульсно-фазового управления входят: генератор пилообразного напряжения, компаратор напряжения, формирователь выходных импульсов. Рассмотрим пример их расчета.

3.1 Расчет генератора пилообразного напряжения

На рисунке 3.1 изображена схема генератора пилообразного напряжения компенсационного типа. Отличительной особенностью этой схемы является генерирование пилообразного импульса положительной полярности, у которого время прямого хода равно длительности входного управляющего прямоугольного импульса отрицательной полярности.

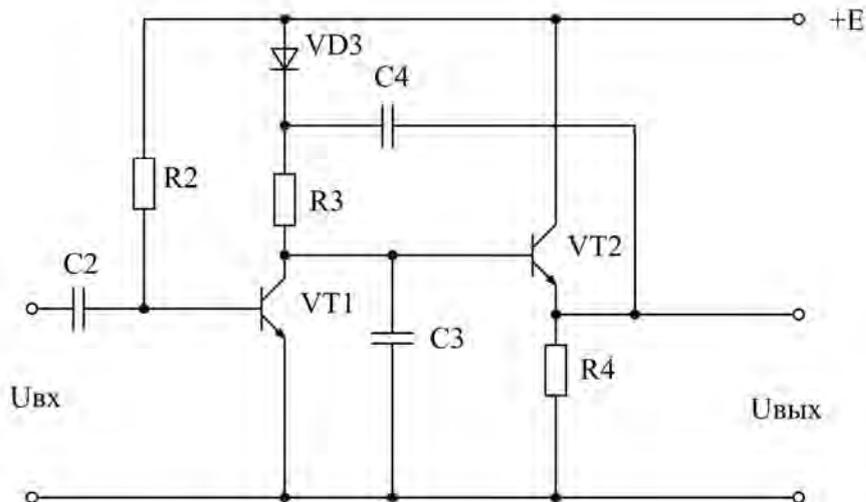


Рисунок 3.1 – Схема генератора пилообразного напряжения

Дано: $E_1 = 15$ В (из стандартного ряда); $U_{BX} = 12$ В; $k_H = 0,060$; $f = 50$ Гц; $I_{BX} = 4$ мА.

Выбираем биполярные транзисторы $VT1, VT2$ $n-p-n$ -типа, серии КТ315Г.

Электрические параметры

Максимально допустимый входной ток коллектора.....100 мА

Напряжение насыщения коллектор – эмиттер при $I_K = 20$ мА.....0,4 В

Статический коэффициент передачи тока при $U_{KЭ} = 10$ В, $I_K = 1$ мА.....50...350

Граничная частота передачи при $U_{KЭ} = 10$ В, $I_K = 1$ мА.....250 мГц

Напряжение насыщения база – эмиттер при $I_K = 20$ мА, $I_B = 2$ мА.....1,1 В

Постоянное напряжение коллектор – эмиттер35 В

Постоянное напряжение база – эмиттер6 В

Рассчитываем емкость конденсатора C_1 из соотношения

$$h_{11} = U_{\delta\delta} / I_{\delta} = 0,06 / 0,2 \cdot 10^{-3} = 150; \quad (3.1)$$

$$h_{11\Omega} C_2 = \tau, \quad (3.2)$$

где $\tau = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02$ с.

Из ВАХ определяем входное сопротивление транзистора: $h_{11\Omega} = 150$ Ом.

Рассчитываем емкость C_2 :

$$C_2 = \frac{\tau}{h_{11\Omega}} = \frac{0,02}{150} = 133,3. \quad (3.3)$$

Из стандартного ряда $C_2 = 150$ мкФ.

Из схемы получаем напряжение

$$U_{cp} = U_{oy} - U_{БЭ} = 12 - 1,1 = 10,9. \quad (3.4)$$

Принимаем конденсатор типа К50-3Б – 200 мкФ $\pm 10\% \times 12$ В.

Рассчитываем сопротивление резистора R_2 .

По первому закону Кирхгофа $I_1 = I_{BX} - I_B = 8 - 2 = 6$ мА.

По второму закону Кирхгофа $U_{R2} = E_1 - U_{БЭ} = 15 - 1,1 = 13,9$ В.

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_1} = \frac{13,9}{6 \cdot 10^{-3}} = 2316,6 \text{ Ом}. \quad (3.5)$$

Выбираем из стандартного ряда $R_2 = 2400$ Ом. Рассчитываем мощность, выделяющуюся на резисторе R_2 :

$$P_{R2} = I_1^2 R_2 = (6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2400 = 0,0864. \quad (3.6)$$

Из стандартного ряда $P_{R2} = 0,125$ Вт.

Тип резистора R_2 : МЛТ-0,125 – 2400 Е $\pm 5\%$.

Принимаем $h_{21\Omega} = 50$. Тогда из условия $R_2 \leq h_{21\Omega} R_3$, $R_3 = R_2 / h_{21\Omega}$; $R_3 = 2400 / 50 = 48$ Ом (т. е. сопротивление должно быть больше или равно полученному) выбираем $R_3 = 200$ Ом.

$$E_1 = U_{vd} + U_R + U_{КЭ}, \quad (3.7)$$

откуда находим напряжение U_{R3} .

$$U_{R3} = E_1 - U_{vd} - U_{КЭ} = 15 - 1 - 10 = 4, \quad (3.8)$$



откуда $I_{R3} = 80\%$ от $I_k = 100$ мА; поэтому $I_{R3} = 80$ мА.

$$P_{R3} = 0,08^2 \cdot 200 = 1,28 \text{ Вт}; \text{ тип резистора } R_3: \text{МЛТ-2} - 200 \text{ Е} \pm 5\%.$$

Находим значение емкости

$$C_3 = 1,5\tau_u / R_3 = 1,5 \cdot 0,02 / 200 = 150 \text{ мкФ} \quad (3.9)$$

из условий

$$R_3 \cdot C_3 = (1,5 - 2)\tau_u; \quad (3.10)$$

$$\tau_H = \tau_{np}, \quad (3.11)$$

где постоянная времени

$$\tau_H = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 0,02, \quad (3.12)$$

напряжение на конденсаторе C_3

$$U_{C3} = E1 - U_{R3} - U_{IPVD} = 15 - 4 - 1 = 10. \quad (3.13)$$

Выбираем конденсатор К50-6 – 200 мкФ $\pm 10\% \times 16$ В.

Выбираем диод VD3 серии Д207 по току с параметрами:

- прямой ток 100 мА;
- максимальный прямой ток 100 мА;
- максимальный обратный ток 50 мА;
- обратное напряжение 200 В;
- прямое напряжение 1 В.

Принимаем $U_{ГПН}^{\max} = (0,5 \dots 0,7)E_1 = 0,5 \cdot 15 = 7,5$ В.

$$\text{Проверка: } U_{ГПН}^{\max} = E_1 \frac{\tau_H}{R_3 C_3} = 15 \frac{0,02}{200 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 7,5 \text{ В.}$$

Принимаем $C_4 = 10C_3$ (из условия $C_4 \geq (10 \dots 100)C_3$).

Рассчитываем сопротивление резистора R_4 :

$$\begin{aligned} k_H &= \frac{U_{ГПН}^{\max}}{E_1} \left[\left(1 - \frac{h_{21Э2} \cdot R_4}{h_{11Э2} + h_{21Э2} \cdot R_4} \right) + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_3}{h_{21Э2} \cdot R_4} \right] = \\ &= 0,03 = \frac{7,5}{15} \left[\left(1 - \frac{50 \cdot R_4}{150 + 50 \cdot R_4} \right) + \frac{200 \cdot 10^{-6}}{2000 \cdot 10^{-6}} + \frac{200}{50 \cdot R_4} \right]; \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$0,059406 = 1,1 - 50 \cdot R_2 / (200 + 50 \cdot R_2) + 4 / R_2. \quad (3.15)$$

$R_4 = 94,7$ Ом, поэтому из стандартного ряда выбираем $R_4 = 100$ Ом.

По второму закону Кирхгофа



$$E_1 = U_{кз} + U_{R4}; \quad (3.16)$$

$$U_{R2} = 15 - 0,4 = 14,6 . \quad (3.17)$$

Мощность в цепи

$$P = (0,4 / 100)^2 \cdot 100 = 0,0016 . \quad (3.18)$$

Выбираем резистор $R_4 = C_2-23-0,062 - 100 \text{ E} \pm 5 \% \text{ Ом}$.

Из стандартного ряда принимаем $C_4 = 2000 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$, $U_{C2} \approx E_1 = 15 \text{ В}$.

Тип конденсатора C_4 : К50-6 – 2000 мкФ $\pm 10 \% \times 16 \text{ В}$.

Длительность обратного хода ориентировочно определяем по формулам

$$\tau_{OBR} = \frac{U_{ГПН}^{\max}}{E_1} \cdot \frac{C_3 R_3}{h_{21Э1}}; \quad (3.19)$$

$$\tau_{OBR} \approx 0,5 \cdot \frac{200 \cdot 10^{-6} \cdot 2400}{50} = 0,0048; \quad (3.20)$$

$$\tau_{ПР} = \frac{\tau_{И}}{2} = \frac{0,02}{2} = 0,01. \quad (3.21)$$

Определяем паузы между запускающими импульсами:

$$\tau_{пауз} = \frac{\tau_{И}}{2} - \tau_{OBR} = \frac{0,02}{2} - 0,0048 = 0,0052. \quad (3.22)$$

Условие $\tau_{пауз} > \tau_{OBR}$ ($0,0052 > 0,0048$) выполняется.

3.2 Расчет компаратора напряжения

Компараторами напряжения называются устройства, предназначенные для сравнения двух или нескольких сигналов (рисунок 3.2). Это напряжение с выхода ГПН и опорное напряжение $U_{оп}$, величина которого соответствует углу открывания тиристора α .

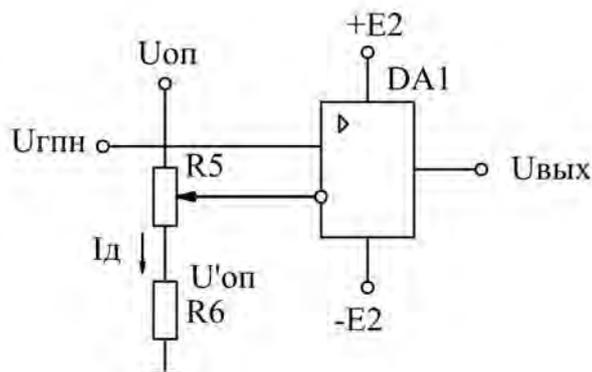


Рисунок 3.2 – Схема компаратора напряжения



В качестве компаратора используем микросхему (К140УД1В), имеющую следующие электрические параметры:

$$K = 8000 ; U_{\text{вых}} = \pm 5,7 \text{ В}; I_{\text{ном}} = 2,8 \text{ мА}; U_{\text{см}} = \pm 9 \text{ мВ}; I_{\text{ex}} = 9000 \text{ нА}; \\ \Delta I_{\text{ex}} = \pm 2300 \text{ нА}; R_{\text{ex}} = 0,004 \text{ МОм}; R_{\text{вых}} = 700 \text{ Ом}; \Delta U_{\text{см}}/\Delta T = 30 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}; \\ f_1 = 8 \text{ МГц}; U_n = \pm 12,6 \text{ В}; U_{\text{дф}} = \pm 1,5 \text{ В}; U_{\text{сф}} = \pm 3 \text{ В}; R_n = 5 \text{ кОм}.$$

Задаемся делительным током I_D (на порядок больше входного тока ОУ):

$$I_D = 100I_{\text{ВХОУ}} = 0,9. \quad (3.23)$$

Выбираем $U'_{\text{оп}} = 1,9 \text{ В}$ (соответствующее углу отпираия 30°) и $U''_{\text{оп}} = 5 \text{ В}$ (угол отпираия 120°).

Сопротивление R_6 определяем по формуле

$$R_6 = \frac{U'_{\text{оп}}}{I_D} = \frac{1,9}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 2,11. \quad (3.24)$$

По стандартному ряду E24 принимаем $R_{6\text{СТ}} = 2,2 \text{ кОм}$. Мощность на резисторе R_6

$$P_{R_6} = I^2 R_6 = (0,9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2,2 \cdot 10^3 = 1,78. \quad (3.25)$$

Из стандартного ряда мощностей $P_{R_6} = 0,062 \text{ Вт}$.

Выбираем резистор $R_{6\text{СТ}} : \text{C2-23-0,062-2,2K} \pm 5 \%$. Рассчитываем сопротивление резистора R_5 :

$$R_5 = \frac{U''_{\text{оп}} - U'_{\text{оп}}}{I_D} = \frac{5 - 1,9}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 3,44. \quad (3.26)$$

Из стандартного ряда выбираем $R_5 = 3,3 \text{ кОм}$. Мощность на резисторе R_5

$$P_{R_5} = I^2 \cdot R_5 = (0,9 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3,3 \cdot 10^3 = 2,7. \quad (3.27)$$

Выбираем резистор $R_{5\text{см}} = \text{ПП1-54-0,05-3,3K} \pm 5 \%$.

Так как $U''_{\text{оп}} = U_{\text{оп}}$, то R исключается из схемы.

3.3 Расчет формирователя управляющего сигнала

В качестве формирователя управляющего сигнала может использоваться схема ждущего блокинг-генератора, показанная на рисунке 3.3.

Основываясь на данных, приведенных в условии ($I_H = 120 \text{ А}; U_H = 100 \text{ В}$), выбираем тиристор VS1 типа T141-80 со следующими параметрами:



- максимальный ток в открытом состоянии 125 А;
- ток отпирания $I_{GT} = 0,15$ А;
- отпирающее напряжение $U_{GT} = 5$ В;
- время включения $t_{gt} = 10$ мкс;
- время выключения $t_{выкл} = 30$ мкс;
- температура перехода $-50...+125$ °С.

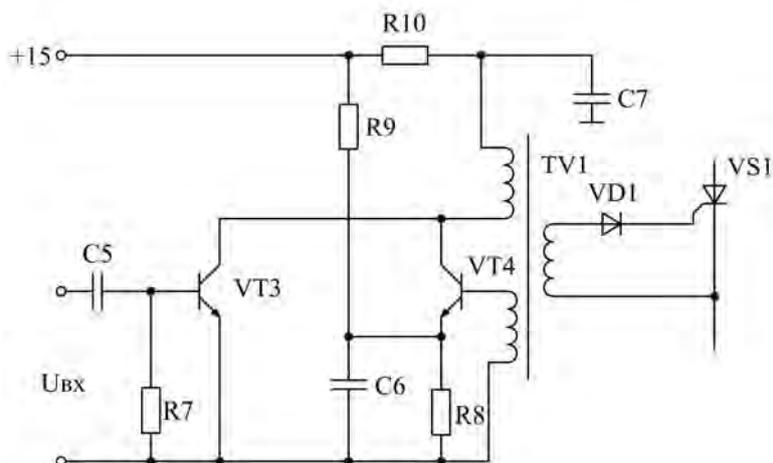


Рисунок 3.3 – Схема формирователя выходных сигналов

Указанные параметры определяют выходные данные блокинг-генератора. Длительность генерируемого импульса

$$\tau_H = (1,2...1,3)t_{gt} = 1,25 \cdot 10 = 12,5. \quad (3.28)$$

Амплитуда импульса $U_m = U_{GTm} = 5$ В.

Период повторения импульса $T = 1/f = 1/50 = 0,02$ мс.

Сопротивление нагрузки $R_H = \frac{U_{GT}}{I_{GT}} = \frac{4}{0,15} = 26,6$ Ом.

На основании этих данных выбираем импульсный трансформатор типа ТИ234.

Расчет блокинг-генератора начинаем с выбора транзистора VT3. Учитывая специфику работы транзистора и мощность выходного сигнала генератора, выбираем транзистор средней мощности импульсный, типа $n-p-n$.

При этом максимальное напряжение между коллектором и эмиттером должно удовлетворять условию

$$U_{кэ} \geq 2 E_K, \quad (3.29)$$

где $E_K = 1,2 \frac{U_m}{n_H} = 1,2 \frac{U_m}{\omega_H / \omega_K} = 1,2 \cdot 5 \cdot 2 = 12$ В.

По стандартному ряду принимаем $E_K = 12$ В. Тогда $U_{кэ} \geq 2 \cdot 12 = 24$ В.

Данным требованиям удовлетворяет транзистор КТ314А-2.

Для унификации принимаем транзистор VT3 таким же, как и VT4.

Длительность фронта, генерируемого БГ импульса,

$$\tau_{\phi} = 2,3 \cdot n_B \left[\frac{1}{2\pi f_{\alpha}} \left(1 + \frac{\tau_K n_H^2}{C_K \cdot R_H} \right) + \tau_K \right], \quad (3.30)$$

где $n_B = \frac{\omega_B}{\omega_K} = \frac{2}{2} = 1$.

$$\tau_{\phi} = 2,3 \cdot 1 \cdot \left[\frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 4080 \cdot 10^6} \left(1 + \frac{80 \cdot 10^{-9} \cdot 4}{10 \cdot 10^{-12} \cdot 33,3} \right) + 80 \cdot 10^{-9} \right] = 7,2 \cdot 10^{-9}. \quad (3.31)$$

Определяем емкость конденсатора C_6 :

$$\tau_{II} = \frac{L \left(\frac{n_B \beta}{R_{BX}} - \frac{n_H^2}{R_H} \right)}{\frac{Ln_B \beta}{C_6 R_{BX}^2} + 1}, \quad (3.32)$$

где L – индуктивность первичной (коллекторной) обмотки импульсного трансформатора;

R_{BX} – входное сопротивление транзистора VT_3 .

По стандартному ряду выбираем конденсатор C_6 : К50-6 – 50 мкФ $\pm 10\%$.

Определяем обратный выброс напряжения по формуле

$$\Delta U_{\text{тобр}} = 0,75 \frac{\tau_{II}}{\tau_L}, \quad (3.33)$$

где $\tau_L = \frac{L}{U_{KЭНАС} / I_{KЭНАС}} = \frac{10^{-4}}{0,3 / 60 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^{-5}$ с.

Тогда напряжение

$$\Delta U_{\text{тобр}} = 0,75 \cdot \frac{12,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10^{-5}} = 0,25 \text{ В}. \quad (3.34)$$

Так как обратный выброс напряжения не превышает $U_{KЭНАС}$, то шунтирование коллекторной обмотки трансформатора не производится.

Рассчитываем сопротивления R_8 и R_9 путем совместного решения двух уравнений.

$$T - \tau_{II} = 4,5 C_6 \frac{R_8 R_9}{R_8 + R_9}; \quad (3.35)$$



$$E_3 = \frac{E_K}{R_8 + R_9} R_8, \quad (3.36)$$

где $E_3 = 0,3...1$ В. Принимаем $E_3 = 0,8$ В.

$$0,02 - 12,5 \cdot 10^{-6} = 4,5 \cdot 1,3 \cdot 10^{-6} \frac{R_8 \cdot R_9}{R_9 + R_8}; \quad (3.37)$$

$$\frac{R_9}{R_8 + R_9} = \frac{0,8}{18}. \quad (3.38)$$

Получаем $R_8 = 34422$ Ом и $R_9 = 1927$ Ом.

По стандартному ряду принимаем сопротивления $R_8 = 33$ кОм и $R_9 = 2$ кОм.

Резистор R_8 : ВС-0,25-33К + 10 %. Резистор R_9 : ВС-0,125-2К ± 10 %.

Емкость конденсатора сглаживающего фильтра C_7 определяем из выражения

$$C_7 \geq I_{Km} \tau_H \frac{1}{\Delta U_{C7}}, \quad (3.39)$$

где $\Delta U_{C7} = 0,15 E_K = 0,18$ В.

$$\text{Имеем } C_7 \geq 60 \cdot 10^{-3} \cdot 12,5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{1,8} = 2 \text{ мкФ.}$$

Принимаем $C_7 = 6,8$ мкФ. По стандартному ряду выбираем конденсатор C_7 : К50-20 – 6,8 мкФ ± 10 %.

Сопротивление резистора R_{10} определяем как

$$R_{10} = 1,4 \frac{T}{C_7} = 1,4 \frac{0,0025}{6,8 \cdot 10^{-6}} = 700. \quad (3.40)$$

По стандартному ряду выбираем сопротивление $R_{10} = 680$ Ом.

Резистор R_{10} : С2-23-0,062 – 680 Е ± 5 %.

Рассчитываем цепочку $C_5 R_7$:

$$U_{BX}^{\max} = U_{BЫX}^{DA2} \cdot \frac{R7}{R7 + R_{BЫX}^{DA2}}, \quad (3.41)$$

где $U_{BЫX}^{DA2} = 10$ В.

Выходное сопротивление усилителя

$$R_{BЫX}^{DA2} = \frac{U_{BЫX}^{DA2}}{I_{BЫX}^{DA2}} = \frac{10}{22 \cdot 10^{-3}} \approx 455, \quad (3.42)$$



а значением сопротивления R_7 задаемся равным 1500 Ом.

Максимальное входное напряжение

$$U_{BX}^{\max} = 10 \frac{1500}{1500 + 455} \approx 7,67. \quad (3.43)$$

Ток через резистор R_7

$$I_{R7} = \frac{U_{BX}^{\max}}{R7} = \frac{7,67}{1500} \approx 5,1. \quad (3.44)$$

Мощность на резисторе R_7

$$P_{R7} = I_{R7}^2 \cdot R7 = 0,0051^2 \cdot 1500 = 0,039. \quad (3.45)$$

Из стандартного ряда мощностей $P_{R7} = 0,125$ Вт.

Резистор R_7 : ВС-0,125-1,5К ± 10 %.

Емкость конденсатора C_5 , мкФ, определяем из соотношения $\tau_{II} = C_5 R_7$, где τ_{II} – длительность входного импульса, $\tau_{II} = 0,0083$ с.

$$C_5 = \frac{\tau_{II}}{R_7} = \frac{0,0083}{1500} = 0,55. \quad (3.46)$$

Выбираем из стандартного ряда E24 (± 10 %) $C_5 = 1$ мкФ. Напряжение на конденсаторе C_5

$$U_{C5} = (1,2 \dots 1,5) U_{BЫX}^{DA2} = 1,5 \cdot 10 \approx 15. \quad (3.47)$$

Конденсатор C_5 : К52-1 – 2,4 мкФ. Диод VD5 принимаем таким же, как и VD4, т. е. Д207.

3.4 Индивидуальное задание

- 1 Выполнить расчет генератора пилообразного напряжения.
 - 2 Выполнить расчет компаратора напряжения.
 - 3 Выполнить расчет формирователя управляющего сигнала.
- Исходные данные для расчета задаются индивидуально преподавателем.



4 Практическое занятие № 4. Примеры расчета модуляторов в АЭП

Цель занятия: изучить методики расчета модуляторов в АЭП.

4.1 Принцип работы аналогового широтно-импульсного модулятора (ШИМ)

ШИМ-сигнал генерируется аналоговым компаратором, на один вход (по рисунку – на инвертирующий вход компаратора) которого подаётся вспомогательный опорный пилообразный или треугольный сигнал, значительно большей частоты, чем частота модулирующего сигнала, а на другой – модулирующий непрерывный аналоговый сигнал. Частота повторения выходных импульсов ШИМ равна частоте пилообразного или треугольного напряжения. В ту часть периода пилообразного напряжения, когда сигнал на инвертирующем входе компаратора выше сигнала на неинвертирующем входе, куда подается модулирующий сигнал, на выходе получается отрицательное напряжение, в другой части периода, когда сигнал на инвертирующем входе компаратора ниже сигнала на неинвертирующем входе, будет положительное напряжение.

Аналоговая ШИМ реализуется с помощью компаратора, на один вход которого подаются треугольный или пилообразный периодический сигнал со вспомогательного генератора, а на другой – модулирующий сигнал. На выходе компаратора образуются периодические прямоугольные импульсы с переменной шириной, скважность которых изменяется по закону модулирующего сигнала, а частота равна частоте треугольного или пилообразного сигнала и обычно постоянна.

4.2 Основная схема генерирования линейно-нарастающего напряжения

Для понимания того, как происходит формирование линейно-нарастающего напряжения, вспомним, как протекает переходный процесс в интегрирующих RC -цепях. Для этого изобразим схему заряда конденсатора некоторым током I (рисунок 4.1).

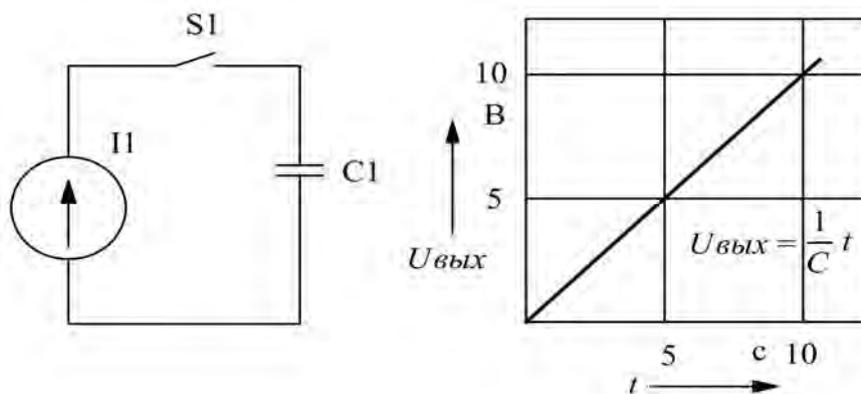


Рисунок 4.1 – График заряда конденсатора

Заряд Q конденсатора постоянным током I происходит за время t :

$$Q = It. \quad (4.1)$$

В то же время напряжение U_C на конденсаторе емкостью C определяется величиной заряда Q , накопленного в конденсаторе:

$$U_C = \frac{Q}{C}. \quad (4.2)$$

Таким образом, напряжение U_C на конденсаторе емкостью C , который заряжается током I , будет определяться временем t :

$$U_C = \frac{I}{C}t. \quad (4.3)$$

Так как значения емкости и тока постоянны, то напряжение, до которого зарядится конденсатор, пропорционально времени, прошедшему с момента замыкания ключа. Таким образом, напряжение на конденсаторе U_C фактически является суммой напряжений за весь период t . Такое суммирование называется **интегрированием**, а схема, которая выполняет такую операцию, – **интегратором**.

Интегратор показан на рисунке 4.2.

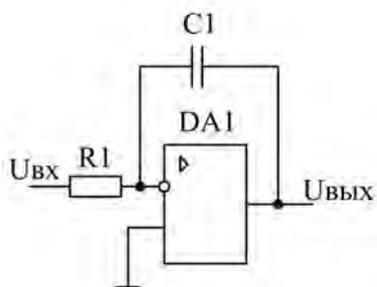


Рисунок 4.2 – Схема интегратора на операционном усилителе

В данной схеме зарядный ток I конденсатора C_1 определяется входным напряжением $U_{ВХ}$ и резистором R_1 . Тогда выходное напряжение будет вычисляться по следующей формуле:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{U_{ВХ}}{R_1 C_1}t. \quad (4.4)$$

Знак « $-$ » в выражении показывает то, что входной сигнал поступает на инвертирующий вход ОУ.

Описанный интегратор, имеющий на выходе линейно-изменяющуюся форму напряжения, является основой для построения генераторов треугольного и пилообразного напряжений.



4.3 Генератор напряжения треугольной формы

Наиболее простым способом получения треугольных импульсов является схема (рисунок 4.3), содержащая триггер Шмитта и интегратор, выход триггера соединён с входом интегратора, а выход интегратора – с входом триггера Шмитта. Несмотря на свою простоту, схема позволяет получить хорошие треугольные импульсы.

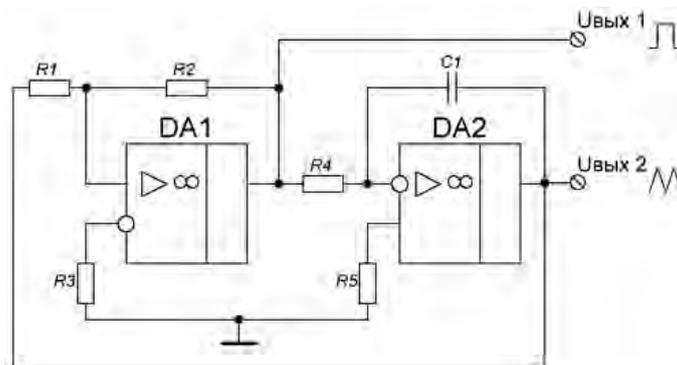


Рисунок 4.3 – Схема генератора напряжения треугольной формы

Данный генератор треугольного напряжения состоит из триггера Шмитта на ОУ $DA1$ и резисторах R_1 , R_2 и R_3 , а также интегратора на ОУ $DA2$ и резисторах R_4 , R_5 и конденсатора C_1 . Треугольные импульсы снимают с вывода $U_{\text{ВЫХ}2}$, кроме того, с вывода $U_{\text{ВЫХ}1}$ можно снимать прямоугольные импульсы. Резисторы R_3 и R_5 служат для компенсации напряжения смещения ОУ и в случае, когда нет необходимости в сильной симметрии импульсов, их можно заменить перемычками.

Для понимания принципа работы генератора треугольных импульсов рассмотрим график напряжений на его выводах $U_{\text{ВЫХ}1}$ и $U_{\text{ВЫХ}2}$ (рисунок 4.4).

Допустим, после подачи напряжения питания в схему на выходе триггера Шмитта $DA1$ установилось напряжение положительного насыщения ОУ $U_{\text{НАС}+}$. Тогда конденсатор C_1 начинает заряжаться, а на выходе интегратора $DA2$ напряжение начинает, соответственно, линейно падать. Так как выход интегратора и вход триггера объединены, то при достижении линейно падающего напряжения уровня нижнего напряжения переключения триггера $U_{\text{НП}}$ произойдёт переброс напряжения на его выходе до напряжения отрицательного насыщения ОУ $U_{\text{НАС}-}$, а конденсатор C_1 начнёт разряжаться. По мере разряда конденсатора напряжение на выходе интегратора начнёт линейно расти до уровня напряжения верхнего переключения триггера Шмитта $U_{\text{ВП}}$, после достижения которого выход триггера переключится до уровня напряжения положительного насыщения ОУ $U_{\text{НАС}+}$ и цикл зарядки-разрядки конденсатора C_1 , а следовательно, и треугольного напряжения повторится.

Из вышесказанного можно сделать вывод, что амплитуда выходного

треугольного напряжения, которое можно снимать с выхода ОУ DA2 ($U_{\text{ВЫХ}2}$), будет равна величине гистерезиса триггера Шмитта:

$$U_{\text{вых}2} = \frac{R_1(U_{\text{НАС}+} + U_{\text{НАС}-})}{R_1 + R_2}. \quad (4.5)$$

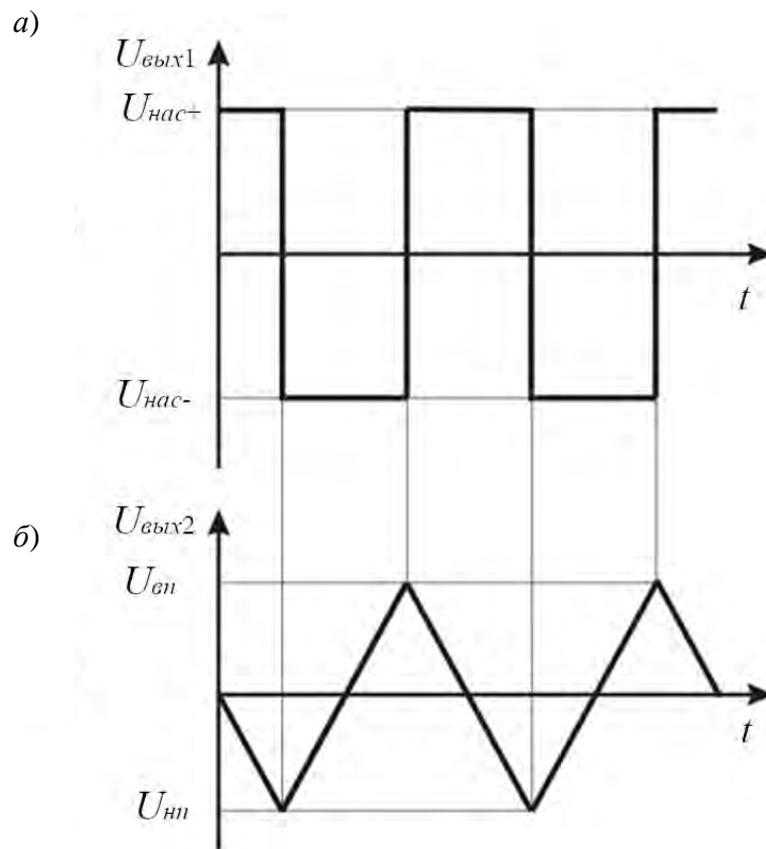


Рисунок 4.4 – Графики выходных напряжений генератора треугольных импульсов: на выходе триггера Шмитта (а) и на выходе интегратора (б)

Таким образом, регулируя величину гистерезиса триггера, можно увеличивать или уменьшать амплитуду выходных импульсов треугольного напряжения.

Длительность треугольного импульса состоит из двух периодов: периода нарастания длительностью t_H и периода спада напряжения длительностью t_C . Длительность этих периодов определяется выражениями

$$t_H = -\frac{U_{\text{ВП}}}{U_{\text{нас-}}} R_4 C_1; \quad (4.6)$$

$$t_C = -\frac{U_{\text{НП}}}{U_{\text{нас+}}} R_4 C_1. \quad (4.7)$$

Как известно, пороговые уровни триггера Шмитта при опорном напряжении, равном нулю ($U_{\text{ОП}} = 0$ В), определяются следующими выражениями:

$$U_{ВП} = \frac{R_2 U_{нас+}}{R_2 + R_3}; \quad (4.8)$$

$$U_{НП} = -\frac{R_2 U_{нас-}}{R_2 + R_3}. \quad (4.9)$$

Тогда после несложных преобразований и замен получим выражения для длительности и частоты треугольного напряжения

$$T = t_H + t_c = \frac{R_2}{4R_1 R_4 C_1}; \quad (4.10)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{4R_1 R_4 C_1}{R_2}. \quad (4.11)$$

Изменение частоты следования треугольных импульсов осуществляется с помощью резистора R_4 (точная регулировка) и конденсатора C_1 (грубо), хотя длительность импульсов также зависит от величины сопротивления резистора R_4 .

Стоит заметить, что максимальная частота следования импульсов ограничена параметрами ОУ, в частности, скоростью нарастания выходного напряжения ОУ $DA2$ (интегратор) и максимальным выходным током ОУ $DA1$ (триггер Шмитта).

4.4 Генератор напряжения пилообразной формы

Генератор треугольного напряжения, выполненный по предыдущей схеме, легко преобразуется в генератор пилообразного напряжения. Для этого достаточно обеспечить разную длительность заряда и разряда конденсатора в схеме интегратора. Такие изменения показаны на рисунке 4.5.

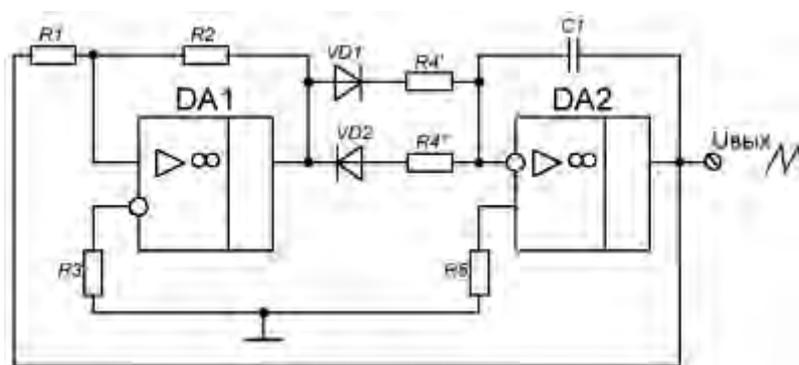


Рисунок 4.5 – Схема генератора напряжения пилообразной формы

Как нетрудно заметить, внесённые изменения касаются цепи заряда-разряда конденсатора C_1 в интеграторе. Диоды $VD1$ и $VD2$ позволяют выполнять заряд-разряд конденсатора разными токами. При изображённой на схеме

полярности включения диодов длительность разряда конденсатора C_1 , а следовательно, и длительность линейно возрастающего напряжения определяются величиной сопротивления резистора R_4' , а длительность заряда C_1 и линейно падающего сигнала на выходе интегратора – сопротивлением R_4'' по следующим формулам:

$$t_H = \frac{R_2}{2R_1R_4' C_1}; \quad (4.12)$$

$$t_C = \frac{R_2}{2R_1R_4'' C_1}. \quad (4.13)$$

Все остальные аспекты работы схемы аналогичны предыдущей. Так как схема не является симметричной, то резистор R_5 можно удалить. Частота выходного пилообразного напряжения будет определяться суммой резисторов R_4' и R_4'' . Стабильность частоты в данной схеме будет ограничена температурной нестабильностью диодов $VD1$ и $VD2$:

$$f = \frac{1}{t_c + t_H} = \frac{4R_1(R_4' + R_4'')C_1}{R_2}. \quad (4.14)$$

4.5 Индивидуальное задание

Выполнить расчет широтно-импульсного модулятора.

Исходные данные:

- 1) частота ШИМ – 2 кГц;
- 2) амплитудное напряжение управляющих импульсов – задается индивидуально преподавателем.

5 Практическое занятие № 5. Примеры расчета драйверов в АЭП

Цель занятия: изучить методики расчета драйверов в АЭП.

Управление затвором полевого транзистора — важный аспект в разработке любого современного электронного устройства. Например, когда в импульсном преобразователе используется только нижний силовой ключ и решение принято в пользу использования индивидуального драйвера в виде специализированной микросхемы, необходимо решить задачу подбора подходящего драйвера, чтобы он смог удовлетворить следующим условиям.

Во-первых, драйвер должен будет обеспечить надежное открывание и закрывание выбранного ключа. Во-вторых, необходимо соблюсти требования



относительно адекватной длительности переднего и заднего фронтов при коммутации. В-третьих, драйвер сам не должен перегружаться, работая в схеме.

На этом этапе целесообразно начать с анализа данных из документации на полевой транзистор и, уже исходя из них, определить, какими должны быть характеристики драйвера. Затем останется выбрать конкретную микросхему драйвера из предлагаемых на рынке.

В документации на полевой транзистор есть параметр $V_{gs(th)}$ – это минимальное напряжение между затвором и истоком, при котором транзистор уже начнет потихонечку открываться. Обычно его величина находится в пределах 4 В.

Далее, когда напряжение на затворе поднимется примерно до 6 В, себя обязательно проявит такое явление, как «плато Миллера», заключающееся в том, что в процессе открывания транзистора, из-за индуцированного воздействия падающего напряжения на стоке, емкость затвор-исток временно как бы увеличится, и хотя затвор продолжит получать заряд от драйвера, напряжение на нем относительно истока в течение какого-то времени дальше не повысится.

Однако после преодоления плато Миллера напряжение на затворе продолжит линейно нарастать, и ток стока линейно достигнет своего максимума как раз к тому моменту, когда напряжение на затворе составит примерно 7...8 В.

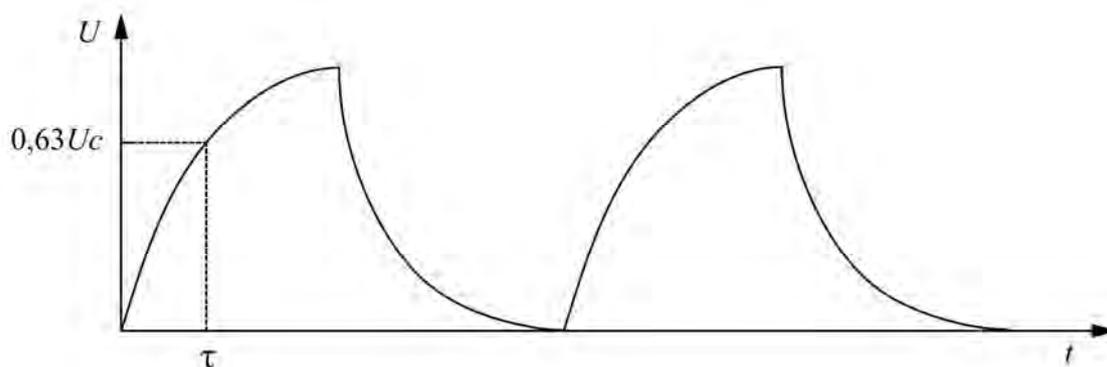


Рисунок 5.1 – Диаграмма изменения напряжения на затворе

Поскольку процесс заряда любой емкости протекает по экспоненте, то есть в конце он всегда замедляется, для более скорого заряда затвора, чтобы не затягивать процесс открывания транзистора, выходные напряжения драйвера $U_{уп}$ принимают равным 12 В. Тогда 7...8 В – это будет как раз 63 % от амплитуды, до которых напряжение будет расти почти линейно в течение времени, равного $3RC_{iss}$, где C_{iss} – текущая емкость затвора, а R – сопротивление на участке затвор–исток.

Полный заряд затвора.

Когда напряжение драйвера выбрано, в расчет принимают полный заряд затвора Q_g . Это место компромисса между пиковым током драйвера I_{max} и временем открывания транзистора $T_{вкл}$. Сначала узнают полный заряд затвора Q_g , который драйвер должен будет передавать затвору в начале каждого рабочего цикла ключа, а в завершении каждого цикла – снимать с затвора.



Полный заряд затвора найдем по графику из документации, где в зависимости от напряжения, которое изначально предполагается на стоке, Q_g при 12 В $U_{гпр}$ будет разным.

За какое время должен полностью заряжаться затвор – это зависит или от того, какой длительности необходимо получить фронт открытия силового транзистора, или от того, какой имеется в распоряжении драйвер. Выбираемый драйвер должен будет иметь подходящие параметры Rise Time и Fall Time.

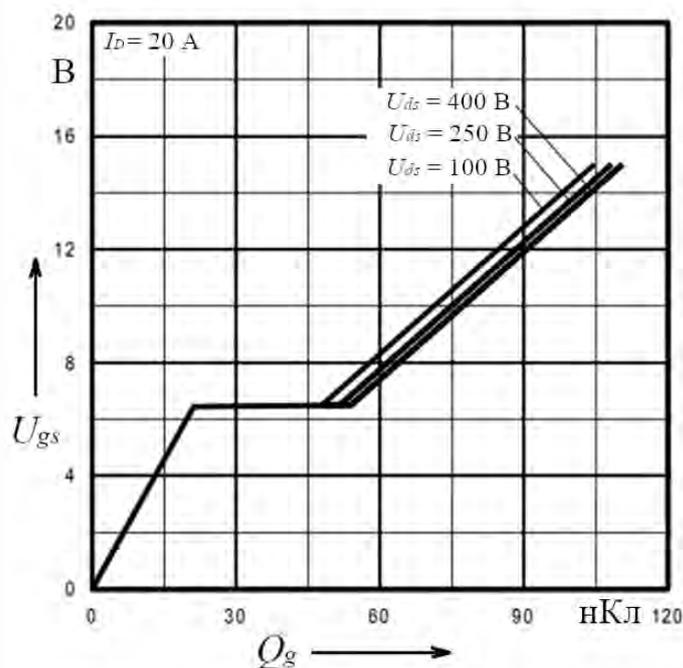


Рисунок 5.2 – Зависимость напряжения затвор–исток от величины заряда затвора транзистора IRFP460LC

Но поскольку решили, что будем выбирать драйвер исходя в первую очередь из потребностей разрабатываемой схемы, то начинать расчет будем именно со времени, за которое транзистор должен будет полностью открыться (или закрыться). Разделим заряд затвора Q_g на величину требуемого времени открытия (или закрытия) ключа $T_{вкл(выкл)}$ – получим средний ток, выходящий из драйвера, проходящий через затвор:

$$I_{cp} = \frac{Q_g}{T_{вкл.}} \quad (5.1)$$

Пиковый ток драйвера.

Так как в целом процесс заряда затвора протекает практически равномерно, то можно считать, что выходной ток драйвера снизится почти до нуля к моменту полного заряда затвора (до напряжения $U_{гпр}$). Следовательно, примем пиковый ток драйвера I равным удвоенному значению среднего тока: $I = I_{cp} \cdot 2$,

тогда драйвер точно не перегорит от перегрузки по выходному току. В итоге выбираем драйвер исходя из I и $U_{упр}$.

Если же драйвер уже имеется, а I получился больше, чем пиковый ток драйвера, просто разделим амплитуду управляющего напряжения $U_{упр}$ на значение максимального тока $I_{\max \text{ драйвера}}$.

По закону Ома получим значение минимального сопротивления, которое необходимо иметь в цепи затвора, чтобы ограничить ток заряда затвора величиной заявленного в документации пикового тока для имеющегося драйвера:

$$R_{gate} = \frac{U_{упр}}{I_{\max \text{ драйвера}}}. \quad (5.2)$$

В документации бывает указано значение R_g – сопротивление участка затвор–исток. Его важно учесть, и если этой величины окажется достаточно, то тогда и внешнего резистора не нужно. Если же необходимо еще более ограничить ток – придется добавить еще и внешний резистор. Когда добавлен внешний резистор, это скажется на времени открывания ключа.

Увеличенный параметр RC_{iss} не должен привести к превышению желательной длительности переднего фронта, поэтому данный параметр необходимо вычислить.

Что касается процесса запираания ключа, то здесь расчеты ведутся аналогично. Если же необходимо, чтобы длительности переднего и заднего фронтов управляющих импульсов отличались между собой, то можно поставить отдельные RD-цепочки на заряд и на разряд затвора, чтобы получить различные постоянные времени для начала и для завершения каждого рабочего цикла. Опять же важно помнить, что выбираемый драйвер должен будет иметь подходящие параметры минимальных Rise Time и Fall Time, которые обязаны оказаться меньше требуемых.

5.1 Индивидуальное задание

Выполнить расчет драйверов для управления транзисторами трехфазного автономного инвертора.

Исходные данные:

- 1) емкость затвора силовых транзисторов – задается индивидуально преподавателем;
- 2) пиковый ток драйвера – 2 А;
- 3) напряжение затвора силовых транзисторов – 12 В.



6 Практическое занятие № 6. Примеры расчета задающих генераторов частоты в АЭП

Цель занятия: изучить методики расчета задающих генераторов частоты в АЭП.

Исходные данные для расчета:

1) частота вырабатываемых импульсов

$$f_{32} = 2f = 2 \cdot 400 = 800; \quad (6.1)$$

2) длительность импульса управления

$$t_u = t_y = 260; \quad (6.2)$$

3) напряжение источника питания $U_{III} = (5 \pm 5\%) \text{ В}$.

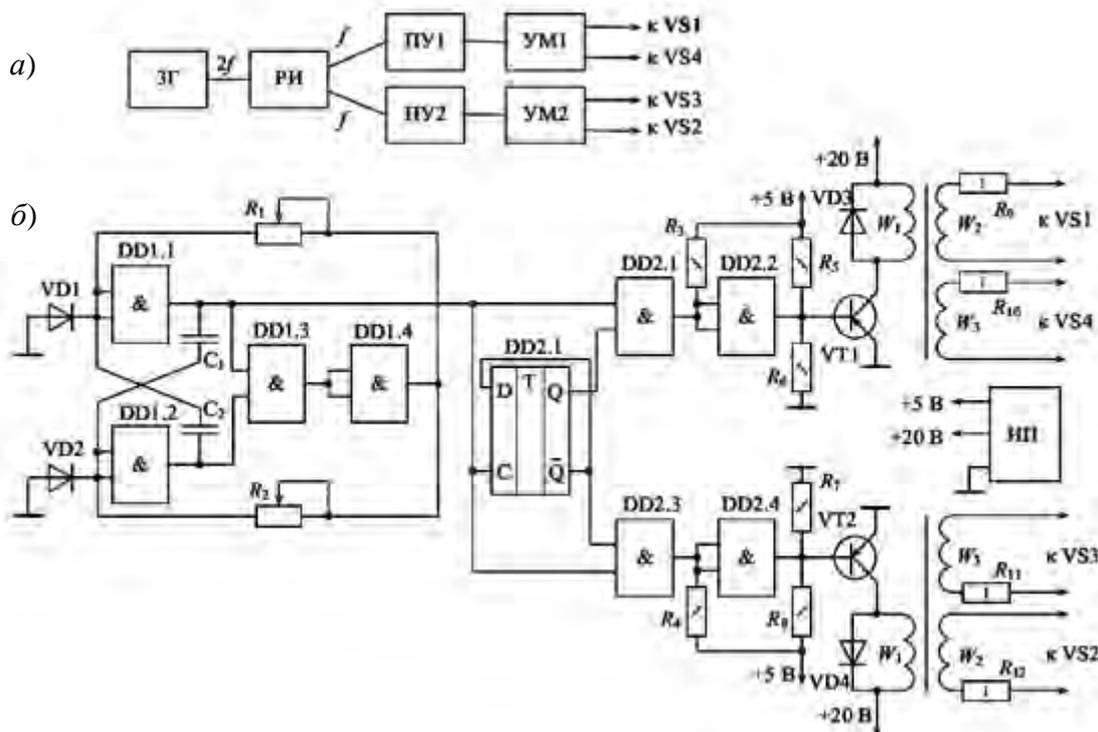


Рисунок 6.1 – Принципиальная схема системы управления силовыми тиристорами

В задающем генераторе используются микросхемы SN7400.

Определяем длительность паузы на выходе мультивибратора:

$$t_{II} = T_{3Г} - t_u = \frac{1}{f} - t_u = \frac{1}{800} - 260 \cdot 10^{-6} = 0,99 \cdot 10^{-3}. \quad (6.3)$$

Определяем величину сопротивления $R_1(R_2)$ из условия

$$R_1(R_2) \leq \frac{R'_{ex}}{\frac{I_{ex(1)} \cdot R'_{ex}}{U_{nop}} - 1} = \frac{10 \cdot 10^3}{\frac{0,95 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3}{1,5} - 1} = 1880, \quad (6.4)$$

где R'_{ex} – входное сопротивление закрытой микросхемы;

$I_{ex(1)}$ – входной ток закрытой микросхемы;

U_{nop} – пороговое напряжение, при котором открывается логический элемент.

Указанные параметры для микросхем серии ТТЛ характеризуются следующими значениями: $R'_{ex} = 3...15$ кОм; $I_{ex(1)} = 0,5...1,4$ мА; $U_{nop} = 1,5$ В.

Принимаем $R'_{ex} = 10$ кОм; $I_{ex(1)} = 0,95$ мА; $U_{nop} = 1,5$ В.

Необходимо выбирать максимально возможной величину сопротивления резисторов, так как с их ростом уменьшается влияние выходного сопротивления микросхем на длительности генерируемых импульсов, уменьшается неравномерность их вершин, а также улучшаются условия самовозбуждения. Принимаем $R_1 = R_2 = 1,8$ кОм.

Определяем емкости времязадающих конденсаторов C_1 и C_2 :

$$C_1 = \frac{t_u}{(R_1 + R'_{ex}) \ln \left(\frac{\left(U'_{cp} + I_{ex(1)} \frac{R_1 R'_{ex}}{R_1 + R'_{ex}} \right) R_1}{U_{nop} (R_1 + R'_{ex})} \right)} =$$

$$= \frac{260 \cdot 10^{-6}}{(1,8 + 0,5) \cdot 10^3 \cdot \ln \left(\frac{\left(4 + 950 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3}{11,8 \cdot 10^3} \right) \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,5 \cdot (1,8 + 0,5) \cdot 10^3} \right)} = 0,1 \text{ мкФ}; \quad (6.5)$$

$$C_2 = \frac{t_u}{(R_2 + R'_{вых}) \ln \left(\frac{\left(U'_{cp} + I_{ex(1)} \frac{R_2 R'_{ex(1)}}{R_2 + R'_{ex(1)}} \right) R_2}{U_{nop} (R_2 + R'_{вых})} \right)} = 0,416 \text{ мкФ}, \quad (6.6)$$

где U'_{cp} – среднее значение уровня логической единицы на выходе микросхемы;

$R'_{вых}$ – дифференциальное выходное сопротивление микросхемы.

Для серии SN7400 и $U_{III} = 5$ В; $U'_{cp} = 4$ В; $R'_{вых} = 0,5$ кОм.



6.1 Индивидуальное задание

Выполнить расчет задающего генератора частоты.

Исходные данные:

- 1) величина напряжения управления – $0 \dots 10$ В;
- 2) диапазон изменения частоты выходного сигнала – $0 \dots 300$ Гц;
- 3) величина выходного напряжения – задается индивидуально преподавателем.

7 Практическое занятие № 7. Примеры расчета блоков защиты и блокировок в АЭП

Цель занятия: изучить устройство и методику расчета блоков защиты и блокировок в АЭП.

Для обеспечения надежной и безопасной работы ЭП и технологического оборудования в его схемах предусматриваются необходимые виды защит и сигнализации. Этой же цели служат и различные блокировки, реализующие заданный порядок операций по управлению одним или несколькими ЭП и технологическим оборудованием и предотвращающие при этом ошибочные действия оператора. Кроме того, во многих случаях целесообразно осуществлять контроль за состоянием и режимом работы отдельных узлов ЭП и технологического оборудования, что выполняется с помощью средств сигнализации, измерительных и регистрирующих приборов и диагностирования.

Максимальная токовая защита.

При работе ЭП может произойти замыкание электрических цепей между собой или на землю (корпус), а также увеличение тока в силовых цепях сверх допустимого предела, вызванное, например, стопорением движения исполнительного органа рабочей машины, обрывом одной из фаз питающего напряжения, резким снижением тока возбуждения двигателей постоянного тока. Для защиты ЭП и питающей сети от появляющихся в этих случаях недопустимо больших токов предусматривается максимальная токовая защита, которая может реализовываться различными средствами – с помощью плавких предохранителей, реле максимального тока и автоматических выключателей.

Плавкие предохранители FU включаются в каждую линию (фазу) питающей двигатель сети между выключателем Q напряжения сети и контактами линейного контактора KM для асинхронного двигателя (рисунок 7.1, а) и для двигателя постоянного тока (рисунок 7.1, б). Цепи управления также могут защищаться плавкими предохранителями (рисунок 7.1, в).

Выбор плавкой вставки предохранителей силовой части электропривода производится таким образом, чтобы при пуске двигателей она не перегорала от пускового тока двигателя.

Реле максимального тока используются в основном в ЭП средней и большой мощности. Катушки этих реле FA1 и FA2 (рисунок 7.2, а, б) вклю-



чаются в фазы трехфазных двигателей переменного тока и в один или два полюса двигателя постоянного тока между выключателем Q и контактами линейного контактора KM. Размыкающие контакты этих реле включены в цепь катушки KM линейного контактора.

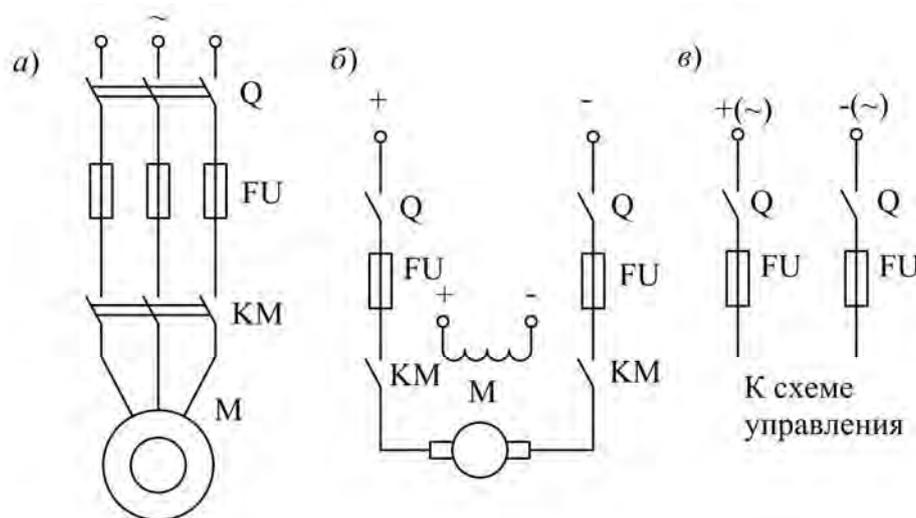


Рисунок 7.1 – Схемы защиты с использованием плавких предохранителей асинхронного двигателя (а), двигателя постоянного тока (б) и цепей управления (в)

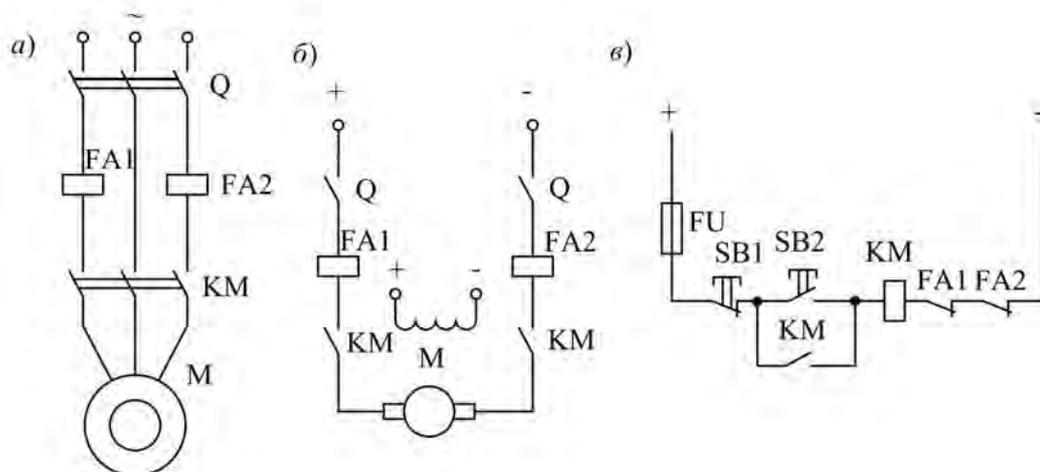


Рисунок 7.2 – Схемы защиты с использованием максимальных токовых реле асинхронного двигателя (а), двигателя постоянного тока (б) и цепей управления (в)

При возникновении сверхтоков в контролируемых цепях, превышающих уставки реле $FA1$ и $FA2$, эти контакты размыкаются и линейный контактор KM отключает двигатель от питающей сети.

Уставки реле максимального тока должны выбираться таким образом, чтобы не происходило отключение двигателей при их пуске или других переходных процессах, когда токи в силовых цепях в несколько раз превышают номинальный уровень.

Уставка тока реле максимального тока при защите асинхронных двига-

телей с короткозамкнутым ротором выбирается из соотношения

$$I_{уст} = (1,2\dots1,3)I_{пуск}, \quad (7.1)$$

а для асинхронных двигателей с фазным ротором и двигателей постоянного тока по формуле

$$I_{уст} = (2\dots2,5)I_{ном}. \quad (7.2)$$

Автоматические воздушные выключатели (автоматы) являются комплексными многоцелевыми аппаратами и обеспечивают ручное включение и отключение двигателей и защиту от сверхтоков, перегрузок и снижения питающего напряжения. Для выполнения этих функций автомат имеет контактную систему, замыкание и размыкание которой осуществляется вручную с помощью рукоятки или кнопки, максимальное токовое реле и тепловое токовое реле. Кроме того, некоторые типы автоматов обеспечивают защиту от снижения напряжения и дистанционное отключение двигателей.

Важным устройством автомата является механизм свободного расцепления, который обеспечивает его отключение при поступлении управляющих или защитных воздействий. В общем случае отключение автомата этим механизмом может происходить при протекании токов перегрузки, коротком замыкании, снижении напряжения сети, а также при дистанционном отключении автомата.

Автоматические выключатели широко используются также для коммутации и защиты силовых и маломощных цепей других видов ЭП.

Тепловая защита отключает двигатель от источника питания, если вследствие протекания по его цепям повышенных токов имеет место более высокий нагрев его обмоток. Увеличение тока возникает, в частности, при перегрузках двигателей или обрыве одной из фаз трехфазных асинхронных или синхронных двигателей.

Тепловая защита двигателей может быть осуществлена с помощью тепловых, максимально-токовых реле и автоматических выключателей.

Тепловые реле ФР включаются в две фазы трехфазных двигателей переменного тока непосредственно (рисунок 7.3, а) или через трансформаторы тока ТА (рисунок 7.3, б), если ток двигателя превышает номинальный ток реле. Для защиты двигателей постоянного тока реле включаются в один или два полюса цепи их питания.

Размыкающие контакты тепловых реле включаются или в цепи катушек главных (линейных) контакторов, или в цепь защитного реле.

Действие теплового реле основано на эффекте изгибания биметаллической пластинки при ее нагревании за счет различных температурных коэффициентов линейного расширения образующих ее металлов.

Номинальный ток теплового элемента реле $I_{тэ}$ выбирают равным или несколько больше номинального тока двигателя.



$$I_{TЭ} = (1 \dots 1,15) I_{ном}. \quad (7.3)$$

Тепловая защита двигателей может осуществляться автоматическими выключателями и магнитными пускателями, если они имеют встроенные тепловые расцепители, как, например, в схеме автомата.

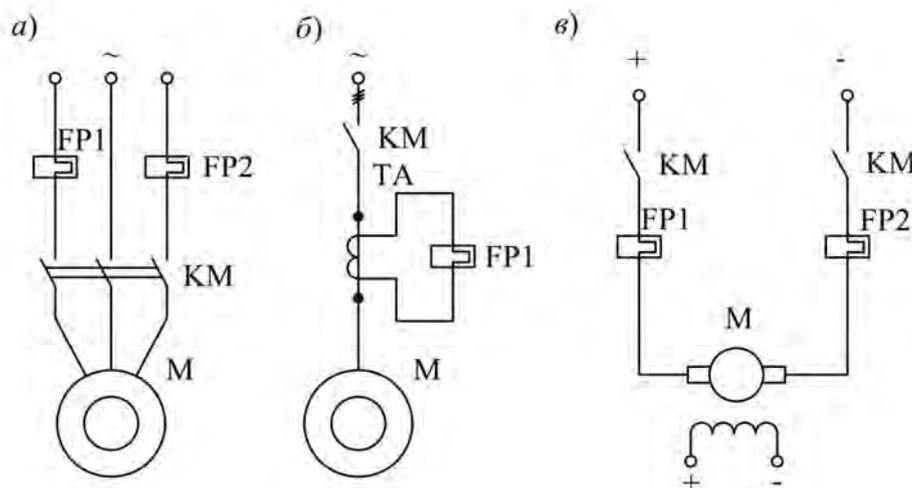


Рисунок 7.3 – Схемы тепловой защиты с использованием тепловых реле асинхронного двигателя (а, б) и двигателя постоянного тока (в)

При повторно-кратковременных режимах работы ЭП, когда процессы нагрева реле и двигателя различны, защита двигателей от перегрузок осуществляется с помощью максимально-токовых реле $FA1$ и $FA2$. Токи уставок реле при этом выбираются на 20...30 % выше номинального тока двигателя. Так как уставки реле ниже пускового тока, то при пуске его контакты шунтируются контактами реле времени, имеющего выдержку времени несколько больше времени пуска двигателя.

Минимально-токовая защита применяется в ЭП с двигателями постоянного тока и синхронными двигателями для защиты от обрыва их цепей возбуждения. Исчезновение тока возбуждения опасно тем, что оно вызывает исчезновение противоЭДС двигателей и приводит тем самым к значительному возрастанию тока в их силовых цепях.

Эта защита осуществляется с помощью минимально-токового реле KF , катушка которого включается в цепь обмотки возбуждения двигателя, как это показано на рисунке 7.4.

Замыкающий контакт реле KF включается в цепь катушки контактора KM , что позволяет включать двигатель только при наличии тока возбуждения в обмотке возбуждения ОВМ. При работе ЭП в случае исчезновения или резкого снижения тока возбуждения контакт реле KF разомкнется и контактор KM , потеряв питание, отключит двигатель от сети.

Специальные виды защит. К ним относятся защиты от перенапряжения на обмотке возбуждения двигателя постоянного тока; от повышения напряжения в системе «преобразователь – двигатель»; от превышения скорости ЭП; от затянувшегося пуска синхронных двигателей и ряд других.

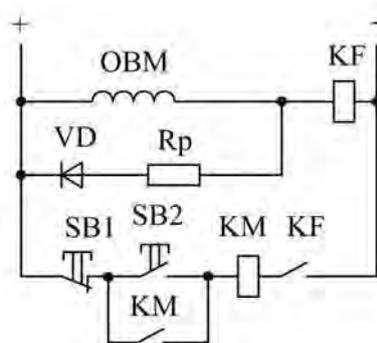


Рисунок 7.4 – Схема минимально-токовой защиты

Защита от перенапряжения на обмотке возбуждения двигателя постоянного тока требуется при ее отключении от источника питания. В этом режиме вследствие быстрого спада тока возбуждения и тем самым магнитного потока в обмотке возникает значительная (до нескольких киловольт) ЭДС самоиндукции, которая может вызвать пробой ее изоляции.

Защита осуществляется с помощью так называемого разрядного резистора R , включаемого параллельно обмотке возбуждения ОВМ сопротивлением $R_{овм}$. Его сопротивление выбирается равным $(4...5)R_{овм}$ при напряжении питания 220 В и $(6...8)R_{овм}$ при напряжении 110 В. Для устранения потерь энергии в разрядном резисторе последовательно с ним включается диод VD . Он не пропускает через резистор ток при включенной обмотке возбуждения, но позволяет протекать току под действием ЭДС самоиндукции, возникающей при отключении обмотки. Выбор R_p в указанных пределах дает возможность снизить темп спада тока в обмотке возбуждения и тем самым ограничить величину ЭДС самоиндукции до допустимых пределов.

Защита от превышения напряжения применяется главным образом в системе «преобразователь – двигатель». Она реализуется с помощью реле напряжения, включаемого на выход преобразователя и своими контактами воздействующего на цепи отключения напряжения ЭП. Эта защита косвенно защищает двигатель постоянного тока и от чрезмерного увеличения скорости при появлении повышенного напряжения.

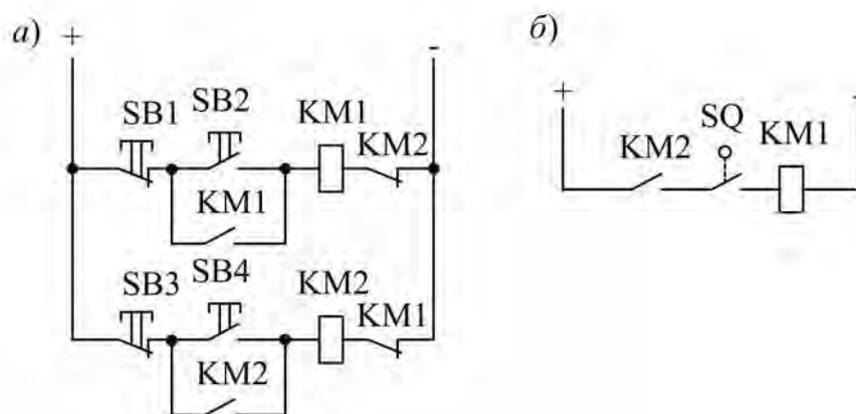
Защита от превышения скорости применяется в ЭП рабочих машин, не допускающих превышения скорости движения своих исполнительных органов (лифты, подъемные лебедки, эскалаторы, шахтные подъемники). Для предотвращения недопустимых скоростей движения в ЭП используется защита, которая может быть выполнена с помощью тахогенераторов или центробежных выключателей, соединенных с валом двигателя. Центробежные выключатели непосредственно воздействуют на цепь управления, а в случае применения тахогенератора это воздействие осуществляется с помощью реле напряжения, включаемого на его якорь.

Защита от затянувшегося пуска синхронных двигателей обеспечивает его прекращение, если к концу расчетного времени пуска ток возбуждения синхронных двигателей не достиг заданного уровня. Осуществляется эта

защита с помощью реле минимального тока КФ, включаемого аналогично реле обрыва поля в цепь обмотки возбуждения синхронных электродвигателей, и реле времени КТ. Если за время выдержки реле КТ, равное времени нормального пуска синхронного двигателя, ток возбуждения окажется недостаточным, то после замыкания контактов реле КТ сработает реле защиты КVF и даст команду на прекращение пуска.

Путевая защита обеспечивает отключение ЭП при достижении исполнительным органом рабочей машины крайних положений. Она осуществляется с помощью конечных выключателей, устанавливаемых в этих положениях исполнительного органа и размыкающих цепи реле защиты или непосредственно линейных контакторов.

Электрические блокировки в схемах ЭП. Блокировки служат для обеспечения заданной последовательности операций при работе ЭП, предотвращения нештатных и аварийных ситуаций и неправильных действий со стороны оператора, что в итоге повышает надежность работы ЭП и технологического оборудования. Так, например, при работе двух контакторов *КМ1* и *КМ2* (рисунок 7.5, *а*) перекрестное включение их размыкающих контактов в цепи катушек этих аппаратов не допускает включение одного контактора при включенном другом. Такой вид блокировки применяется в реверсивных ЭП, где недопустимо одновременное включение двух контакторов, или в ЭП с электрическим торможением двигателя, где торможение может начаться только после отключения двигателя от сети.



а — при перекрестном включении контактов контакторов и двухцепных кнопок;
б — технологическая блокировка

Рисунок 7.5 – Схемы блокировок в ЭП

Она допускает включение контактора *КМ1* одного ЭП только после включения контактора *КМ2* другого ЭП и при нажатом путевом выключателе *SQ*.

Сигнализация в схемах управления ЭП. Для контроля хода технологического процесса или последовательности выполняемых операций, состояния защиты и наличия напряжения питания или какого-либо электрического сигнала применяется сигнализация. Она может быть световой и осуществляться с помощью сигнальных лампы и табло, звуковой (звонок, сирена) и визуальной (указательные реле, измерительные приборы).

7.1 Расчет и выбор аппаратов тепловой и максимально-токовой защиты

Автоматический выключатель с комбинированным расцепителем может использоваться для обеспечения тепловой и максимально-токовой защиты электродвигателя. Приведем методику его расчета и выбора.

7.1.1 Расчет номинальных параметров электродвигателя.

Для расчета и выбора аппаратов защиты необходимо знать следующие параметры электродвигателя:

- 1) η – КПД %;
- 2) $\cos\varphi$ – коэффициент мощности;
- 3) P – мощность двигателя номинальная;
- 4) U – рабочее напряжение (коммутируемое).

Номинальный ток электродвигателя

$$I_{ном} = \frac{P}{\sqrt{3} \cdot U \cdot \eta \cdot \cos\varphi}. \quad (7.4)$$

Далее нужно определить пусковой ток. Это кратность или соотношение пускового тока к номинальному. Показывает, насколько ток в момент пуска превышает номинальную величину:

$$I_{п} = kI_{ном}. \quad (7.5)$$

7.1.2 Выбор автоматического выключателя.

Автоматический выключатель может сработать при пуске или затяжном пуске электродвигателя, когда потребляемый ток значительно превышает максимальный. В автоматическом выключателе за защиту отвечают два узла:

- 1) электромагнитный расцепитель. Срабатывает при пиковом токе перегрузки. Этот ток зависит от типа автомата;
- 2) тепловой расцепитель. Срабатывает при незначительном, но длительном превышении номинального тока.

Номинальный ток автоматического выключателя должен быть не меньше номинального тока электродвигателя. Типы автоматических выключателей указывают на допустимое превышение по току в пике: тип В – 3...5 раз; тип С – 5...10 раз; тип D – 10...50 раз.

Выбор автоматического выключателя осуществляется из следующих условий:

$$I_{ном.авт} \geq I_{ном}; \quad (7.6)$$

$$U_{ном.авт} \geq U_{ном}. \quad (7.7)$$

Значение уставки расцепителя максимального тока выбирается исходя из условия



$$I_{уст. \max \text{ расц}} = 1,5 I_{ном. \text{ нагр.}} \cdot \quad (7.8)$$

Выбор уставки теплового расцепителя осуществляется из условия

$$I_{ном. \text{ реле}} = I_{ном} \cdot \quad (7.9)$$

7.2 Индивидуальное задание

Выполнить расчет и выбор аппаратов тепловой и максимально-токовой защиты электропривода на базе асинхронного электродвигателя.

Исходные данные:

- 1) напряжение питающей сети – 380 В;
- 2) модель асинхронного электродвигателя – задается индивидуально преподавателем.

8 Практическое занятие № 8. Примеры расчета задатчиков интенсивности в АЭП

Цель занятия: изучить методику расчета задатчиков интенсивности.

8.1 Расчет параметров задатчиков интенсивности

Задатчик интенсивности предназначен для формирования линейно изменяющегося во времени сигнала задания на скорость с определенным темпом. Структурная схема задатчика представлена на рисунке 8.1. Темп изменения выходного сигнала задатчика определяется уровнем ограничения Q нелинейного элемента (НЭ) и постоянной времени T_u интегратора (И).

Определим параметры математической модели задатчика интенсивности в относительных единицах.

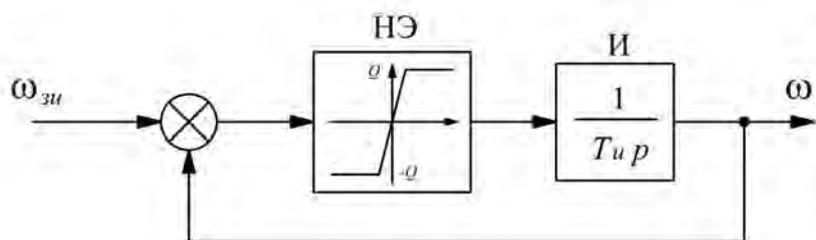


Рисунок 8.1 – Структурная схема задатчика интенсивности

Темп задатчика определяется по формуле

$$A = \frac{\varepsilon}{\Omega}; \quad (8.1)$$

$$A = \frac{264,9}{74,4} = 3,56.$$

Уровень ограничения нелинейного элемента (принимается) $Q = 0,9$.

Постоянная времени интегрирующего звена ЗИ определяется по формуле

$$T_u = \frac{Q}{A}; \quad (8.2)$$

$$T_u = \frac{0,9}{3,56} = 0,25.$$

Коэффициент передачи в линейной зоне нелинейного элемента (принимается) $K_n = 100$.

Принципиальная схема датчика интенсивности представлена на рисунке 8.2. Нелинейный элемент реализуется на операционном усилителе $DA7$. Ограничение выходного сигнала обеспечивается за счет включения в цепь обратной связи усилителя $DA7$ стабилитронов $VD5$ и $VD6$. Интегратор реализуется на операционном усилителе $DA6$. Емкость $C7$ в цепи обратной связи усилителя $DA6$ определяет постоянную времени интегратора. Усилитель $DA5$ предназначен для инвертирования сигнала, чтобы обеспечить отрицательную обратную связь, охватывающую нелинейный элемент и интегратор (см. рисунок 8.1).

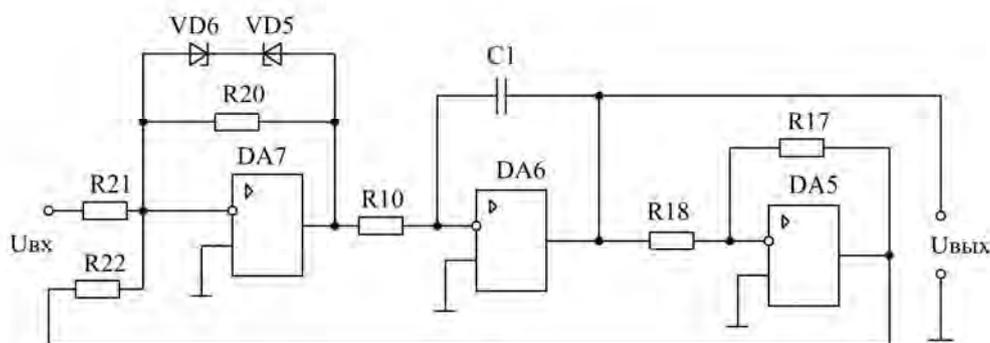


Рисунок 8.2 – Принципиальная схема датчика интенсивности

Для обеспечения требуемой постоянной времени интегратора должно выполняться условие

$$R_{op} C_7 = T_u. \quad (8.3)$$

Для обеспечения требуемого коэффициента передачи в линейной зоне нелинейного элемента должно выполняться условие

$$\frac{R_{20}}{R_{op}} = K_n. \quad (8.4)$$

Остальные сопротивления в схеме датчика должны быть таковы, чтобы обеспечить единичные коэффициенты передачи. Для этого должны

выполняться следующие условия:

$$\frac{R_{\text{оп}}}{R_{21}} = \frac{R_{\text{оп}}}{R_{19}} = \frac{R_{\text{оп}}}{R_{22}} = \frac{R_{17}}{R_{\text{оп}}} = \frac{R_{\text{оп}}}{R_{18}} = 1. \quad (8.5)$$

Из записанных соотношений выразим и рассчитаем параметры элементов принципиальной схемы (сопротивления и ёмкости) по формулам

$$C_7 = \frac{T_u}{R_{\text{оп}}}; \quad (8.6)$$

$$C_7 = \frac{0,373}{20 \cdot 10^3} = 18,7 \text{ мкФ};$$

$$R_{20} = K_n R_{\text{оп}} = 100 \cdot 20 = 2 \text{ кОм}; \quad (8.7)$$

$$R_{17} = R_{21} = R_{19} = R_{22} = R_{18} = R_{\text{оп}} = 20 \text{ кОм}.$$

8.1 Индивидуальное задание

Выполнить расчет аналогового задатчика интенсивности на базе операционного усилителя.

Исходные данные:

- 1) постоянная времени задатчика – 3 с;
- 2) выходное напряжение задатчика – задается индивидуально преподавателем.

Список литературы

- 1 **Чернышев, А. Ю.** Электропривод переменного тока : учебное пособие / А. Ю. Чернышев, Ю. Н. Дементьев, И. А. Чернышев. – 2-е изд. – Томск : Том. политехн. ун-т, 2015. – 210 с.
- 2 **Васильев, Б. Ю.** Электропривод. Энергетика электропривода : учебник / Б. Ю. Васильев. – Москва : СОЛОН-Пресс, 2015. – 268 с.
- 3 **Бондарев, М. Б.** Электропривод и электроавтоматика. Лабораторный практикум : учебное пособие / М. Б. Бондарев. – Минск : РИПО, 2016. – 74 с.
- 4 **Симаков, Г. М.** Автоматизированный электропривод в современных технологиях / Г. М. Симаков. – Новосибирск : НГТУ, 2014. – 103 с.
- 5 **Аксенов, А. И.** Резисторы, конденсаторы, провода, припои, флюсы : справочное пособие / А. И. Аксенов, А. В. Нефедов. – Москва : СОЛОН-Р, 2000. – 239 с.

