

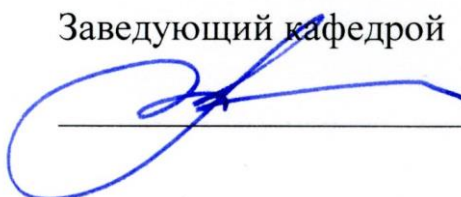
МИНОБРНАУКИ РОССИИ

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»

Институт высокоточных систем им. В.П. Грязева
Кафедра «Системы автоматического управления»

Утверждено на заседании кафедры
«Системы автоматического управления»
«09» декабря 2022 г., протокол № 5

Заведующий кафедрой



О.В.Горячев

МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ
к курсовому проектированию по дисциплине
по дисциплине

«Электропривод летательных аппаратов»

основной профессиональной образовательной программы
высшего образования – программы бакалавриата

по направлению подготовки
15.03.06 Мехатроника и робототехника

с направленностью (профилем)
Мехатроника

Форма обучения: очная

Идентификационный номер образовательной программы: 150306-01-23

Тула 2022 год

Разработчик методических указаний

Горячев Олег Владимирович, зав. каф. САУ, д.т.н., проф
(ФИО, должность, ученая степень, ученое звание)


(подпись)

1. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование следящей системы электропривода для летательного аппарата, как правило, выполняется в следующем порядке.

1. Анализ технического задания (ТЗ). При анализе, прежде всего, необходимо изучить и тщательно проанализировать техническое задание и убедиться в обоснованности каждого требования задания, сопоставив проектируемую следящую систему с аналогичными существующими или выполнив прикидочные расчеты. В некоторых случаях приходится задаваться дополнительными исходными данными, не указанными в задании. Заканчивается анализ ТЗ рассмотрением возможных вариантов поэлементной схемы основной цепи следящей системы, при сопоставлении которых следует помнить о необходимости корректирующих устройств и предусматривать возможность их включения.

2. Статический расчет следящей системы. Он заключается в выборе элементов основной цепи системы и в составлении принципиальной электрической и кинематической схемы. Выбор элементов основной цепи определяется рабочим процессом объекта регулирования, мощностью, необходимой для управления объектом, родом энергии, имеющейся в распоряжении, условиями эксплуатации, требуемой надежностью, допустимой массой и габаритами и т.д. Осуществляется выбор и расчет элементов системы в такой последовательности:

выбрать чувствительный элемент (тип, марку, количество каналов измерения рассогласования);
рассчитать мощность, требующуюся для управления объектом, и выбрать исполнительный двигатель (тип, марку) и передаточное число редуктора;

выбрать схему и рассчитать усилитель мощности исходя из мощности управления двигателя;
по заданной точности в типовом установившемся режиме (по величине статической ошибки и для систем с астатизмом первого порядка – скоростной) найти требующийся передаточный коэффициент разомкнутой следящей системы;

зная передаточные коэффициенты чувствительного элемента, двигателя, редуктора, усилителя мощности и, задаваясь на этом этапе расчета передаточными коэффициентами вспомогательных элементов (синхронизирующего устройства, фазочувствительных

выпрямителей, сглаживающих фильтров и т.д.), найти коэффициент усиления K_y предварительного усилителя системы из условия требуемой статической точности;

выбрать и рассчитать вспомогательные элементы основной цепи, не связанные с включением корректирующих устройств (синхронизирующего устройства, ограничителя амплитуды и т.п.);

составить принципиальную электрическую схему рассчитанной части системы; при этом необходимо предусмотреть возможность включения последовательных или параллельных корректирующих устройств; особое внимание необходимо обратить на места соединения элементов друг с другом, которые должны обеспечить правильное их сопряжение.

После выбора элементов основной цепи определяются их передаточные функции, и строится структурная схема системы с учетом основных нелинейностей (насыщения усилительных элементов, зон нечувствительности, передаточной характеристики двигателя и т.д.). Основная часть характеристик и параметров определяется расчетным путем, часть берется из справочной литературы и часть определяется экспериментально.

Для определения параметров передаточных функций (передаточных коэффициентов и постоянных времени) статические характеристики линеаризуются в рабочем диапазоне изменения величин.

3. Динамический расчет следящей системы. Он заключается в определении схемы, параметров и места включения корректирующих устройств, обеспечивающих устойчивость замкнутой следящей системы и придающих ей требуемое качество.

На этом этапе проектирования устанавливается окончательное значение коэффициента усиления предварительного усилителя. Динамический расчет системы обычно сочетают с экспериментальными исследованиями макета проектируемой следящей системы.

Во время динамического расчета производится:

1) предварительный выбор типа корректирующих устройств и места их включения;

- 2) определение схемы и параметров корректирующих устройств;
- 3) построение переходных процессов системы;
- 4) проверка точности работы следящей системы в заданном режиме работы;
- 5) оценка полученных результатов;
- 6) оценка работы следящей системы при изменении различных внешних факторов (температуры, напряжений питания и т.д.);
- 7) внесение дополнительных корректив и окончательная оценка следящей системы.

Наибольшее распространение получил метод синтеза корректирующих устройств с помощью логарифмических амплитудных частотных характеристик (ЛАХЧ) и логарифмических фазовых частотных характеристик (ЛФХЧ). При использовании этого метода динамический расчет следящей системы включает в себя следующие операции:

- построение логарифмических частотных характеристик (ЛЧХ) не скорректированной следящей системы и ее оценку;
- построение желаемой ЛЧХ из условий, которые предъявляются к проектируемой системе;
- определение вида и параметров корректирующих устройств;
- техническую реализацию корректирующих устройств;
- проверочный расчет и построение переходных процессов.

2. ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ВЫПОЛНЕНИЯ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Цель курсового проекта - закрепление и углубление студентами теоретических знаний, приобретение практических навыков по проектированию следящих систем управления летательными аппаратами. Указанная цель определила следующие задачи курсового проектирования:

- овладение методиками проектировочного расчета следящих систем;
- получение практического опыта применения ЭВМ для решения инженерных задач;
- закрепление навыков разработки и оформления конструкторской документации;
- изучение требований ЕСКД, ЕСТД, и др.;
- приобретение и закрепление навыков инженерного творчества

3. ОСНОВНЫЕ ЭТАПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

3.1. Тематика курсового проекта

Тематика курсового проекта посвящена разработке следящих систем, используемых в качестве исполнительных устройств в системах управления летательных аппаратов.

Основными объектами курсового проектирования являются электрические следящие системы постоянного тока, работающие по системе "транзисторный импульсный усилитель - двигатель постоянного тока с независимым возбуждением", переменного тока с двухфазными исполнительными двигателями

3.2. Исходные данные к курсовому проекту

Основными данными технического задания, которые необходимы для проведения расчетов, являются следующие:

- тип следящей системы;
- ..- напряжения источников питания: пост. тока $U = 28 \pm 3\% - 5\%$, перемен. тока $U = 36 \pm 5\%$, 400 Гц;

- момент статического сопротивления нагрузки M_H [кг*м];

- момент инерции нагрузки J_H [кг*м*с**2];

- максимальная скорость отработки входного сигнала Ω_{MAX} [рад/с];

- максимальное ускорение отработки входного сигнала ε_{MAX} [рад/с**2];
- максимальная инструментальная ошибка $\chi_{ст}$ [рад];
- максимальная скоростная ошибка χ_{∂} [рад];
- максимальная ошибка χ_{max}
- перерегулирование при скачкообразном управляющем воздействии ε [%];
- время переходного процесса $t_{п}$ [с].

3.3. Выбор элементов системы.

Выбор чувствительного элемента.

Основным критерием выбора чувствительного элемента (датчика рассогласования углов $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$) является статическая погрешность регулирования. В техническом задании ее величина составляет несколько угловых минут. Требуемую точность можно обеспечить, выбрав в качестве чувствительного элемента пару синусно-косинусных вращающихся трансформаторов: датчика (СКВТ-Д) и приемника (СКВТ-П), работающих в режиме трансформаторной дистанционной передачи с одним каналом измерения рассогласования.

При выборе вращающихся трансформаторов (ВТ) необходимо учитывать эксплуатационные требования, точностные (класс точности ВТ в режиме ТДП не более требуемой величины) и электрические (частота и напряжение питания) параметры. Угол поворота ротора не должен быть ограничен.

Выбор исполнительного двигателя по энергетическим характеристикам объектов регулирования.

Основные этапы энергетического анализа ЭСП

Заданные законы движения объекта регулирования могут быть воспроизведены следящей системой лишь в том случае, если обеспечены достаточные энергетические возможности силового агрегата. Поэтому энергетический анализ объекта регулирования при его движении по заданным законам является первоочередной задачей проектирования системы.

Целью энергетического анализа является выбор элементов силового агрегата: исполнительного двигателя с редуктором и усилителя мощности (электронной схемы управления двигателем, электромашинного усилителя мощности, электрогидравлического усилителя и т. п.).

Энергетический анализ следящей системы включает следующие основные этапы:

- анализ законов движения объектов регулирования;
- определение характера изменения и величины суммарного нагрузочного момента и мощности, потребляемой объектом регулирования;
- выбор исполнительного элемента-двигателя и анализ его перегрузочных возможностей;
- выбор усилителя мощности;
- выбор передаточного отношения силового редуктора;
- проверка правильности выбранного двигателя и редуктора по величине развиваемого момента и мощности.

Энергетические характеристики объектов регулирования

Анализ энергетических характеристик объектов регулирования является необходимым этапом проектирования следящей системы, предшествующим выбору исполнительного элемента. Под энергетическими характеристиками, как правило, понимают совокупность энергетических соотношений, определяющих значения момента и мощности, потребляемой объектом регулирования при движении по заданному закону в основных режимах работы.

Рассмотрим энергетические соотношения для объекта регулирования, который характеризуется наличием инерционной нагрузки, моментов сопротивления движению и воздействием внешнего нагрузочного момента:

$$M_H(t) = J_H p^2 \alpha_H(t) + |M_{C.T}| \operatorname{sign} p \alpha_H(t) + k_{B.T} p \alpha_H(t) + k_{Ш} \alpha_H(t) + M_{BH}(t) + J_H \ddot{\alpha}_H(t) + |M_{C.T}| \operatorname{sign} p \dot{\alpha}_H(t) + k_{B.T} p \dot{\alpha}_H(t) + k_{Ш} \alpha_H(t) + M_{BH}(t)$$

Здесь: α_H - угол поворота объекта регулирования;

$$p = \frac{d}{dt}$$

$p^2 \alpha_H(t)$ - ускорение объекта регулирования;

J_H — момент инерции объекта регулирования;

$M_{C.T}(t) = |M_{C.T}| \operatorname{sign} p \alpha_H(t)$ - момент сухого трения;

M_{BH} - внешний момент нагрузки;

$k_{B.T}$ — коэффициент вязкого трения;

$k_{Ш}$ — коэффициент шарнирного момента.

Мощность, потребляемую объектом регулирования, определяют согласно выражению

$$P_H(t) = M_H(t) \dot{\alpha}_H(t).$$

При определении мощности двигателя, необходимой для обеспечения заданного закона движения объекта управления помимо Мощности, потребляемой объектом регулирования, необходимо знать мощность теряемую в силовом редукторе.

Однако, как правило, на предварительном этапе энергетического анализа параметры силового редуктора неизвестны. Поэтому, задаваясь величиной условного КПД редуктора, определяют значение мощности, потребляемой объектом регулирования и приведенной к валу исполнительного элемента: Поэтому в ряде случаев используют приближенные методы расчета. Так, например, можно положить, что мощность, развиваемая двигателем, расходуется поровну как на движение объекта регулирования, так и на движение инерционных масс и преодоление моментов сопротивления самого двигателя.

При этом

$$P_D(t) \approx 2M_H^*(t) \dot{\alpha}_H(t) \approx 2P_H'(t).$$

Определение передаточного числа редуктора

Значение передаточного числа редуктора, при котором результирующий момент на валу двигателя имеет минимальное значение:

$$i_{ОПТ} = \sqrt{\frac{J_H \ddot{\alpha}_H(t) + k_{B.T} \dot{\alpha}_H(t) + M_{C.T} + k_{Ш} \alpha_H(t) + M_{BH}(t)}{\eta [J_D \ddot{\alpha}_D(t) + M_{C.T.D}]}}$$

Передаточное число редуктора при котором обеспечивается максимальное быстродействие:

$$i_{опт} = \frac{M_{с\sum}}{M_{д\eta}} + \sqrt{\left(\frac{M_{с\sum}}{M_{д\eta}}\right)^2 + \frac{J_H}{J_{д\eta}}}.$$

Наиболее распространенным подходом при выборе передаточного числа редуктора является подход, связанный с обеспечением заданной максимальной величины скорости движения выходного вала.

Если в процессе проектирования системы задается максимальная скорость Ω_{\max} , которую должен развивать объект регулирования в режиме согласования, то определить величину $i_{опт}$ для режима согласования можно по выражению:

$$i_{опт} = \frac{\Omega_{\text{дв.ном}}}{\Omega_{\max}}$$

Из полученных значений передаточного числа редуктора необходимо взять минимальное, которое обеспечит требуемые предельные параметры заданного закона движения в основных режимах.

Определять число пар редуктора в зависимости от его общего передаточного отношения в соответствии с графиком (рис)

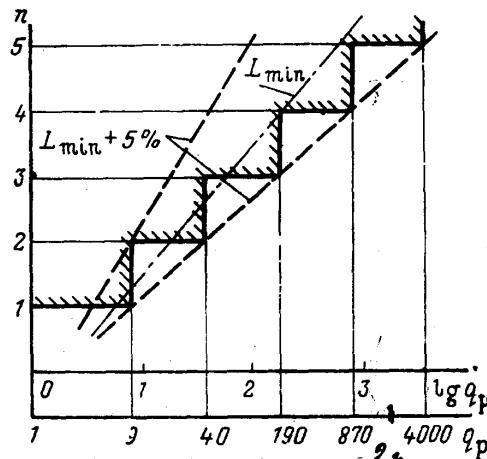


Рис. К определению числа пар приборного редуктора.

Коэффициент полезного действия каждой ступени составляет величину 0.95 – 0.97.

Построение нескорректированной ЛАЧХ системы ведется на основании структурной схемы, построенной в предыдущей работе. Передаточный коэффициент разомкнутой системы с астатизмом первого порядка по управляющему воздействию, которой является данный ЭСП, определяется по

значению установившейся скоростной ошибки $K_{\Omega} = \Omega_{\max} / \chi_o$.

Добротность системы определяется как

$$K_{\Omega} = \frac{\dot{\phi}_{\max}}{\chi_{дин}} = \frac{\dot{\phi}_{\max}}{\chi_{\max} - \chi_{ст}}$$

Построение желаемых ЛАЧХ и ЛФЧХ.

1. Строится низкочастотная часть ЛАЧХ, исходя из условий требуемой точности; наклон ее определяется порядком астатизма системы, а положение по высоте – контрольными точками

A_{K1} и A_{K2} .

Первая контрольная точка A_{K1} находится исходя из допустимой скоростной ошибки. Ордината ее

$$L_1 = 20 \lg K_{\Omega},$$

Абсциссу ее откладывают на частоте $\omega = 1$, ордината первой (низкочастотной) асимптоты ЛАХ разомкнутой системы любого порядка астатизма на частоте $\omega = 1$ равна передаточному коэффициенту разомкнутой системы (в дБ).

Вторая контрольная точка A_{K2} строится из требований к динамической точности по формулам:

$$\omega_K = \varepsilon_{MAX} / \Omega_{MAX};$$

$$L_2(\omega_K) = 20 \lg (\Omega_{MAX}^2 / \varepsilon_{MAX} x_{уст.MAX}),$$

где $x_{уст.MAX}$ - максимальная амплитуда ошибки установившегося режима.

2. Строится среднечастотная часть ЛАЧХ, исходя из требований к устойчивости и быстродействию системы.

Для этого через точку на оси частот, соответствующую частоте среза ω_{CP} (или если это возможно, правее этой точки), проводится прямая с наклоном -20 дБ/дек. Желаемая частота среза определяется по формуле

$$\omega_{CP.ЖЕЛ} \geq a \pi / t_P,$$

где a - коэффициент, определяемый по заданной величине перерегулирования σ . Значения коэффициента

" a " приведены ниже.

$\sigma, \%$	15	20	25	30
a	1.7	2.2	3.0	4.0

Частоты излома ω' и ω'' среднечастотной части ЛАЧХ определяются по приближенным соотношениям:

$$\omega'' \approx (2 - 4) \omega_{CP.Ж.};$$

$$\omega' \approx \omega_{CP.Ж.}^2 / \omega''.$$

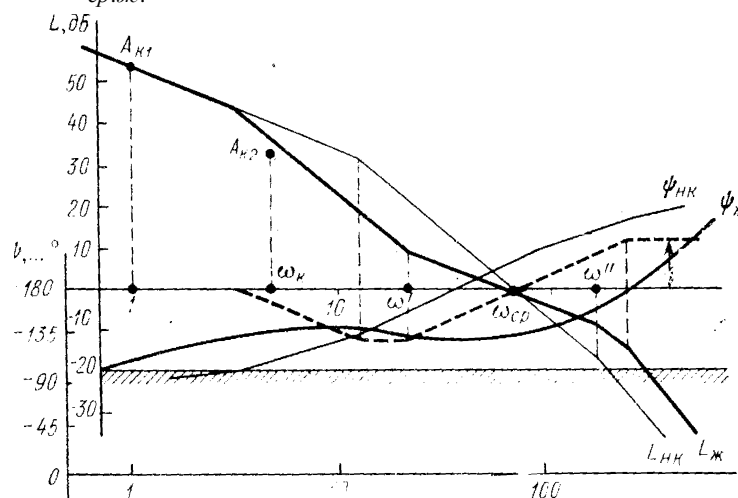


Рис. 1. Построение желаемой ЛАЧХ.

Среднечастотная часть желаемой ЛАЧХ сопрягается с низкочастотной прямыми, имеющими

наклон – 20,-40 или (в крайнем случае) –60 дБ/дек.

3. Высокочастотная часть ЛАЧХ строится с учетом простоты технической реализации корректирующего устройства. Следует иметь ввиду, что за пределами $L(\omega) < -20$ дБ/дек (рисунок 1) система не обрабатывает никаких воздействий. Поэтому любая попытка скорректировать систему ниже этого уровня является бесполезной. Ниже этого уровня желаемая ЛАЧХ системы должна полностью совпадать с ЛАЧХ нескорректированной системы.

Построение ЛАХ корректирующего устройства. Логарифмическая амплитудная характеристика последовательного корректирующего устройства находится вычитанием ординат ЛАХ нескорректированной системы из ординат желаемой ЛАХ.

Наиболее простой способ построения логарифмической амплитудной характеристики корректирующей обратной связи основан на использовании формул эквивалентного перехода от одного вида коррекции к другому:

$$W_{п.к}(p) = 1/[1 + W_{охв}(p)W_{к.о.с.}(p)],$$

где : $W_{п.к}(p)$ - передаточная функция последовательного корректирующего устройства;

$W_{охв}(p)$ - передаточная функция звеньев системы, охваченных обратной связью;

$W_{к.о.с.}(p)$ - передаточная функция корректирующего устройства в цепи обратной связи.

Переходя к амплитудным частотным характеристикам, можно записать

$$A_{п.к}(j\omega) = 1/[1 + W_{охв}(j\omega)W_{к.о.с.}(j\omega)].$$

Для диапазона частот, в котором

$$|W_{охв}(j\omega)W_{к.о.с.}(j\omega)| = A_{охв}(\omega)A_{к.о.с.}(\omega) \gg 1, \quad (1)$$

$$A_{п.к}(\omega) \approx 1/[A_{охв}(\omega)A_{к.о.с.}(\omega)],$$

в логарифмическом масштабе

$$20\lg A_{п.к}(\omega) \approx -[20\lg A_{охв}(\omega) + 20\lg A_{к.о.с.}(\omega)].$$

Отсюда

$$20\lg A_{к.о.с.}(\omega) \approx -[20\lg A_{п.к}(\omega) + 20\lg A_{охв}(\omega)]. \quad (2)$$

Погрешность приближенного равенства (2) не превышает 3дБ, если неравенство (1), записанное в логарифмическом масштабе, имеет

вид $20\lg A_{охв}(\omega) + 20\lg A_{к.о.с.}(\omega) \geq 11$ дБ; если неравенство (1) имеет

вид $20\lg A_{охв}(\omega) + 20\lg A_{к.о.с.}(\omega) \geq 33$ дБ, то погрешность равенства (2)

меньше 1дБ. Следовательно, для построения ЛАХ корректирующей обратной связи $L_{к.о.с.}$ (рисунок 2), придающей системе требуемое качество, нужно сложить ЛАХ последовательного корректирующего

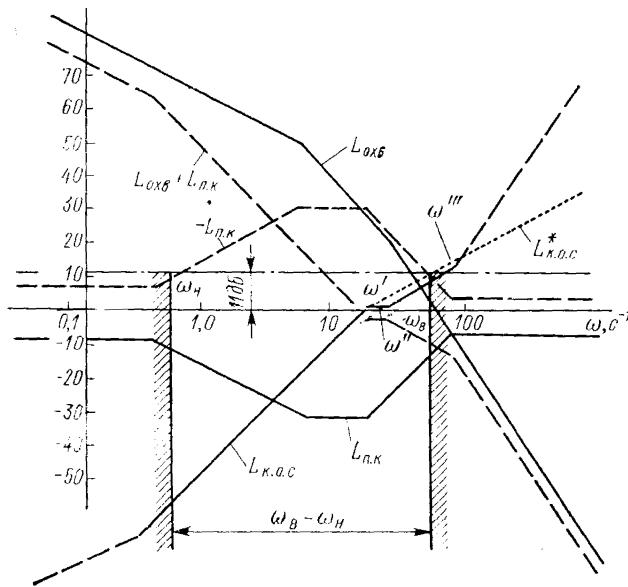


Рис. 2. Построение ЛАЧХ последовательного и параллельного корректирующих устройств.

устройства $L_{п.к}$, найденную описанным выше способом, с ЛАХ звеньев, которые предполагается охватить обратной связью $L_{о.х.в.}$, и в соответствии с равенством (2) найти зеркальное отображение суммарной характеристики относительно оси частот. Для оценки диапазона частот, в котором погрешность построения $\Delta A_{к.о.с}$ не превышает допустимой величины (обычно 3 дБ), следует зеркально отобразить относительно оси частот ЛАХ последовательной коррекции $L_{п.к}$ и выделить частоты, на которых ординаты этой ЛАХ больше 11 дБ. В найденной полосе частот

$\omega_H - \omega_B$, ЛАХ корректирующей обратной связи можно считать построенной достаточно точно. Для частот, лежащих за границами диапазона $\omega_H - \omega_B$ ЛАХ корректирующей обратной связи, приходится строить по точкам, используя точную формулу эквивалентного перехода

$$A_{к.о.с}(\omega) = |1 - W_{п.к}(j\omega)| / [A_{о.х.в.}(\omega) A_{п.к}(\omega)].$$

Во многих случаях, однако, удается обойтись без вычислений

$L_{к.о.с}$, установив из реальных условий возможный вид ЛАХ корректирующей обратной связи вне полосы $\omega_H - \omega_B$. На высоких частотах, например, звенья, охватываемые обратной связью, имеют, как правило, очень низкий коэффициент передачи; корректирующая обратная связь почти не оказывает влияния на работу следящей системы, и ее ЛАХ на высоких частотах может быть практически любой формы (пунктирная линия $L_{к.о.с}^*$).

Наиболее часто корректирующие устройства реальных следящих систем реализуются с помощью передаточных функций второго порядка.

Синтез передаточных функций второго порядка с использованием интегральных операционных усилителей.

Пусть имеется передаточная функция первого порядка следующего вида:

$$\mathcal{K}_u(j\omega) = A(j\omega / \omega_1 + 1) / (j\omega / \omega_2 + 1) = K_u e^{j\varphi} \quad (3)$$

где $\mathcal{K}_u = A\sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} / \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1}$ модуль функции; φ - фазовый угол.

Выражение для K_u , дБ, имеет вид:

$$K_u = 20 \lg A + 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1}.$$

Второй и третий члены можно представить в виде асимптот, так как

$$\text{при } \omega \rightarrow 0 \quad 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} = 20 \lg 1 = 0;$$

$$20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1} = 0;$$

$$\text{при } \omega \gg \omega_1 \quad 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} \approx 20 \lg(\omega / \omega_1);$$

$$\text{при } \omega \gg \omega_2 \quad 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1} \approx 20 \lg(\omega / \omega_2).$$

В точке сопряжения частоты ω_1 характеристика идет вверх с наклоном 20дБ/дек, в точке ω_2 характеристика идет вниз с наклоном -20дБ/дек.

Фазовая диаграмма функции (3)

$$\varphi(\omega) = \arctg(\omega / \omega_1) - \arctg(\omega / \omega_2);$$

$$\text{при } \omega < \omega_1 / 10 \quad \arctg(\omega / \omega_1) \approx 0;$$

$$\text{при } \omega > 10\omega_1 \quad \arctg(\omega / \omega_1) \approx 90'';$$

$$\text{при } \omega < \omega_2 / 10 \quad \arctg(\omega / \omega_1) \approx 0;$$

$$\text{при } \omega > 10\omega_2 \quad \arctg(\omega / \omega_1) \approx -90'';$$

Таким образом, асимптота от точки $\omega_1 / 10$ до точки $10\omega_1$ представляет собой прямую линию с наклоном 20дБ/дек и углом $\varphi = 45''$ на частоте ω_1 . Соответственно в диапазоне от $\omega_2 / 10$ до $10\omega_2$ она представляет собой прямую линию с наклоном -20дБ/дек и углом $\varphi = -45''$ на частоте ω_2 . Максимальная погрешность аппроксимации фазовой характеристики наклонными прямыми составляет 5,7'', что значительно меньше аппроксимации ступеньками.

Пример. Синтезировать частотно-фазовую характеристику вида:

$$K_u(j\omega) = \frac{(j\omega / 100) + 1}{(j\omega / 500) + 1} 10 \frac{(j\omega / 10000) + 1}{(j\omega / 1000) + 1}.$$

Решение. Обозначим частоты среза

$$\omega_1 = 100, \quad \omega_2 = 500, \quad \omega_3 = 1000, \quad \omega_4 = 10000.$$

Модуль функции, дБ,

$$K_u = 20 \lg 10 + 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_1)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_2)^2 + 1} - 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_3)^2 + 1} + 20 \lg \sqrt{(\omega / \omega_4)^2 + 1}.$$

На рис. 3а представлена кусочно-линейная аппроксимация модуля функции (3).

Построение фазовой диаграммы

$$\varphi(\omega) = \arctg(\omega / \omega_1) - \arctg(\omega / \omega_2) - \arctg(\omega / \omega_3) + \arctg(\omega / \omega_4)$$

представлено на рис. 3б

.

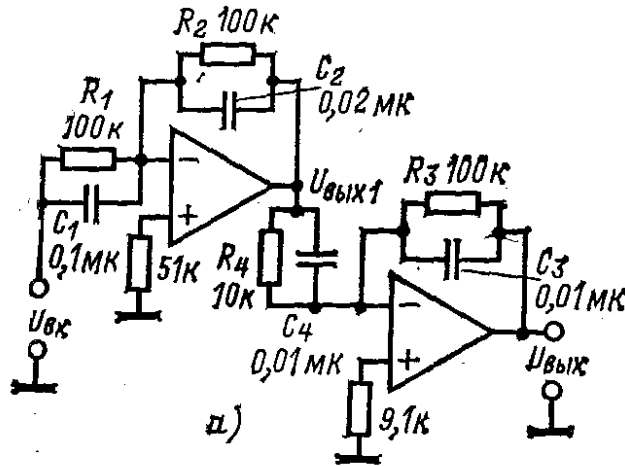
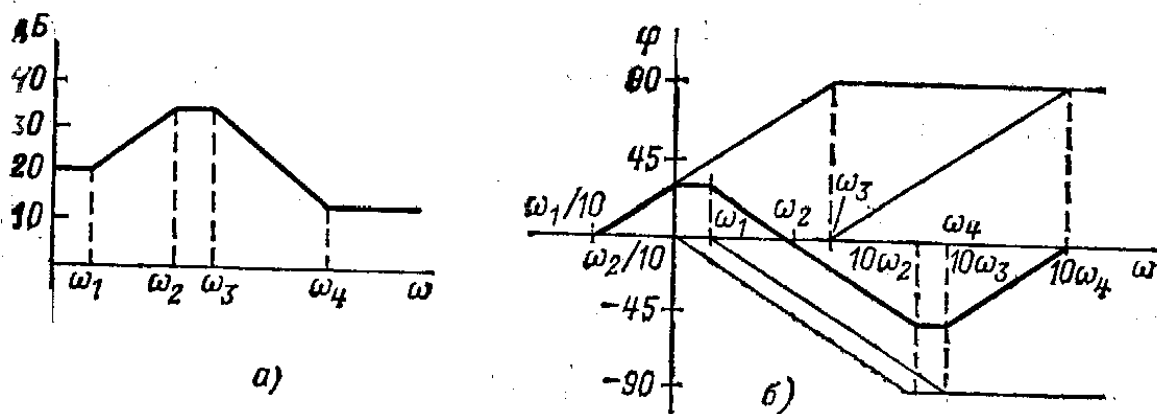


Рис. 3. Построение аппроксимированных амплитудной (а) и фазовой (б) характеристик операционного преобразователя второго порядка.
Функция может быть реализована по схеме рисунок 4 с использованием двух ОУ.

Рис. 4. Реализация схемы корректирующего устройства



второго порядка на двух операционных усилителях.

Действительно, коэффициент передачи операционного преобразователя можно представить как произведение двух сомножителей.

Коэффициент передачи первого ОУ

$$U_{\% \text{вх}1}(j\omega) / U_{\% \text{вх}} = R_2(j\omega R_1 C_1 + 1) / R_1(j\omega R_2 C_2 + 1).$$

Имеем:

$$R_2 / R_1 = 1, \quad 1 / R_1 C_1 = 100, \quad 1 / R_2 C_2 = 500.$$

Примем $R = 100 \text{ кОм}$, тогда $C = 0,1 \text{ мкФ}$, $C = 0,02 \text{ мкФ}$.

Аналогично для второго ОУ имеем:

$$R_3 / R_4 = 10, \quad 1 / R_3 C_3 = 1000, \quad 1 / R_4 C_4 = 10000.$$

Приняв $R_3 = 100 \text{ кОм}$, найдем $R_4 = 10 \text{ кОм}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$, $C = 0,01 \text{ мкФ}$.

Разработка усилительно-преобразующих устройств.

В состав электрической принципиальной схемы следящей системы входят следующие элементы (устройства).

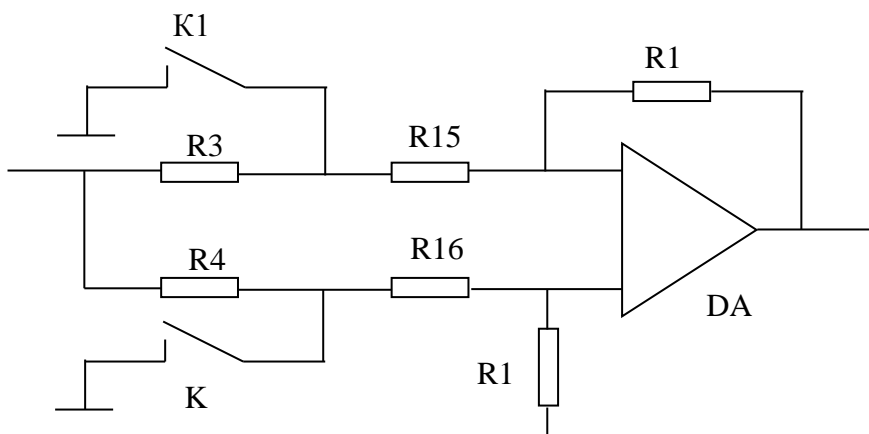
1. Фазочувствительный выпрямитель
2. Сглаживающий фильтр
3. Усилитель и корректирующий фильтр
4. Модулятор длительности импульсов
5. Усилитель мощности
6. Источник питания

Наиболее просто и наглядно усилительно-преобразующие устройства реализуются с помощью операционных усилителей (ОУ), обладающими рядом преимуществ перед транзисторами. Но в большинстве своем ОУ требуют двухполярного напряжения питания, и возникает необходимость расчета дополнительного источника питания.

Фазочувствительный выпрямитель.

С выхода СКВТ-П сигнал рассогласования поступает на вход предварительного усилителя DA1. Сигнал рассогласования представляет собой переменное напряжение частотой 400Гц и амплитудой, пропорциональной величине угла рассогласования. Предварительный усилитель усиливает сигнал по напряжению и одновременно является согласующим каскадом между СКВТ-П и фазочувствительным выпрямителем (ФЧВ).

Схема ФЧВ имеет вид:



Ключи K1 и K2 управляются переменным напряжением частотой 400Гц, снимаемым со вторичных обмоток трансформатора питания. Так как управляющие напряжения, снимаются с разных концов обмоток, то ключи K1 и K2 замыкаются в противофазе. В результате ключи пропускают сигнал то на инвертирующий, то на неинвертирующий входы ОУ DA4, частота переключения составляет 800Гц.

Коэффициент усиления предварительного усилителя определяется отношением:

$$K_{ny} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Выбор операционного усилителя.

Например выбираем операционный усилитель K14OYD23

Общее описание:

K14OYD23 – ОУ с хорошо согласованной парой полевых транзисторов на входе, большой частотой единичного усиления, внутренней частотой коррекции и высокой скоростью нарастания выходного напряжения. Может использоваться для построения широкополосных устройств.

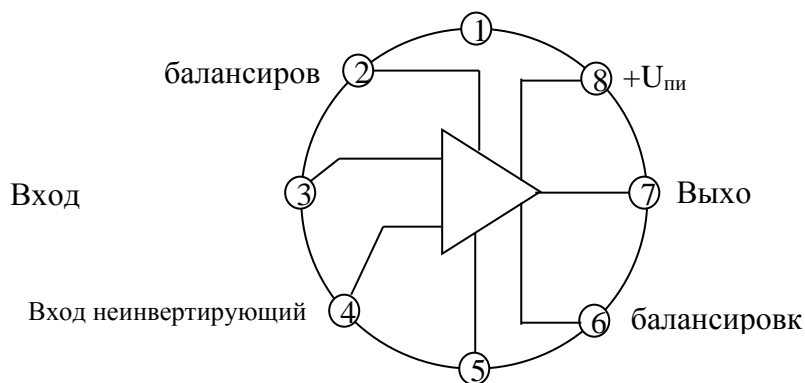
Электрические параметры (при $U_{пит}=\pm 15V$, $R_n=2k\Omega$):

Максимальное выходное напряжение, не менее, В	±12
Напряжение смещения, не более, мВ	10
Входной ток, не более, мА	0,2
Разность входных токов, не более, мА	0,05
Ток потребления, не более, мА	10
Коэффициент усиления напряжения, не менее, тыс.	25
Частота единичного усиления, не менее, МГц	10
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений, не менее, дБ	80
Коэффициент влияния нестабильности источников питания на напряжение смещения, не менее, дБ	80
Максимальная скорость нарастания выходного напряжения, не менее	30
Время установления выходного напряжения, не более, мкс	0,75

Предельно допустимые значения параметров:

Напряжение питания, В	
Не менее	±13,5
Не более	±16,5
Синфазное входное напряжение, не более, В	±10,0
Сопротивление нагрузки, не менее, кОм	2
Входное дифференциальное напряжение, не более, В	20
Температура окружающей среды, °С	-10÷+70

Цоколевка корпуса:



Определяем сопротивление резисторов.

R_3 , R_4 , R_{15} , R_{16} и R_{17} вычисляем из условия равного коэффициента усиления по инвертирующему и неинвертирующему входам. R_3 и R_4 ограничивают выходной ток DA1 при замкнутых ключах.

Усиление по неинвертирующему входу (K1 замкнут, K2 разомкнут):

$$-U_{\text{вых1}} = \frac{R_{17}}{R_4 + R_{16} + R_{17}} \left(1 + \frac{R_{18}}{R_{15}} \right) U_{\text{вх}}$$

Усиление по инвертирующему входу:

$$U_{\text{вых2}} = \frac{R_{18}}{R_3 + R_{15}} U_{\text{вх}}$$

При выборе величин резисторов в цепях ОУ следует придерживаться неравенства:

$$2\text{кОм} \leq R_i \leq 1\text{МОм}$$

Если R_i выходит за эти границы, то начинает сказываться неидеальность ОУ, режим работы нарушается.

Пусть $R_3 = R_4 = R_{15} = R_{16} = 15\text{кОм}$, тогда:

$$U_{\text{вых2}} = -\frac{15}{15+15} = -\frac{U_{\text{вх}}}{2}$$

$$U_{\text{вых1}} = -U_{\text{вых2}} = -\frac{U_{\text{вх}}}{2}, \text{ при } R_{16}=2R_{17}=30\text{кОм}$$

$$U_{\text{вых1}} = \frac{15}{15+30+15} \left(1 + \frac{15}{15} \right) U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{2}.$$

В качестве ключей наиболее часто используется сборка К19ОКТ2П, содержащая 2 двухканальных коммутатора, выполненных на полевых транзисторах.

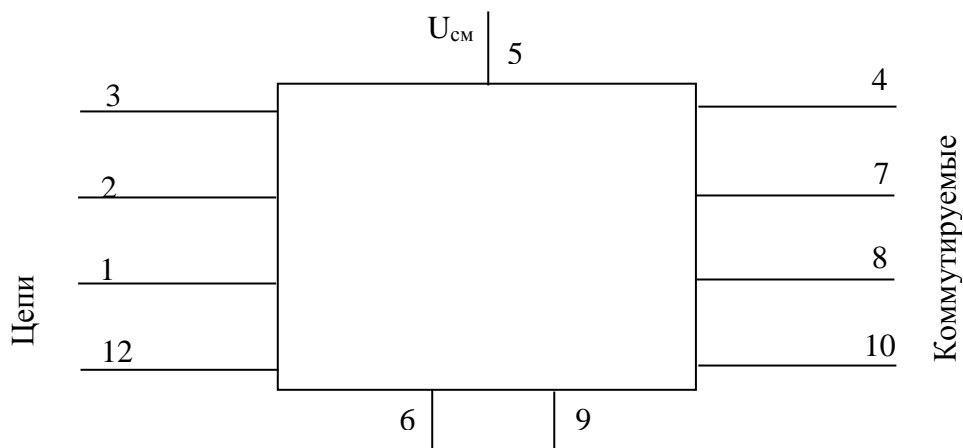
Электрические параметры коммутатора К19ОКТ2П

Сопротивление открытого перехода, не более, Ом	50
Ток утечки по направляющим входам, не более, мА	30
Пороговое напряжение срабатывания, не более, В	-6

Предельно допустимые электрические параметры

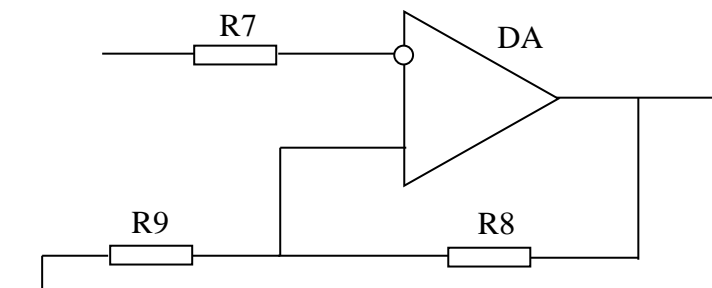
Коммутируемое напряжение, не более, В	-25
Управляющее напряжение, не более, В	
Затвор - исток	-30
Сток - затвор	-30
Напряжение между выводами 6 и 5. Не более, В	-25
Коммутируемый ток, не более, мА	50
Мощность рассеиваемая, не более, мВт	
При T=-45÷+85°C	200
При T=+85°C	150

Цоколевка корпуса:



Напряжение управления коммутатором снимается с выходов компараторов, выполненных на базе ОУ DA2, DA3.

Схемы компараторов одинаковы и имеют вид:



DA2, DA3 – К14ОУД23

Определяем сопротивление резисторов:

$$R_5=R_6=R_{10}=R_{11}=20\text{кОм}$$

$$R_7=R_{12}=10\text{кОм}$$

$$R_9/R_8=R_{14}/R_{13}=0,02$$

$$R_8=R_{13}=100\text{кОм}$$

$$R_9=R_{14}=100\cdot 0,02=2\text{кОм}.$$

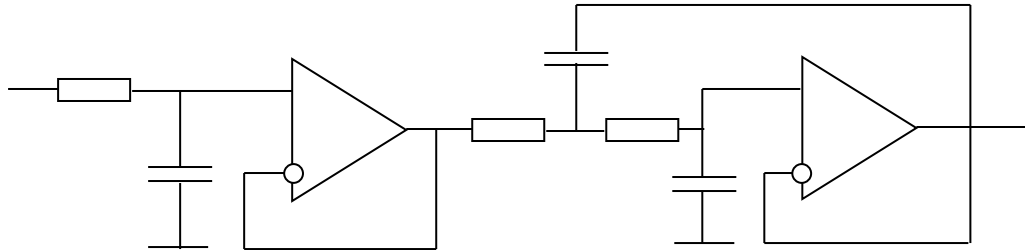
$$\text{При этом } U_{\text{пор}}=U_{\text{выхmax}}\cdot R_9/(R_8+R_9)=12\cdot 2/(100+2)=0,235\text{В}.$$

Сглаживающий фильтр.

Напряжение с выхода ФЧВ представляет собой последовательность полуволн синусоиды, имеющих амплитуду, пропорциональную углу рассогласования, и частоту пульсации 800Гц. Для уменьшения пульсации напряжения относительно постоянной составляющей необходимо поставить фильтр нижних частот с частотой среза в 8-10 раз меньшей частоты пульсаций.

Рассчитаем фильтр Бесселя с частотой среза 100Гц.

Схема фильтра Бесселя 3-го порядка имеет вид:



Коэффициент передачи всего фильтра равен 1. Вычисляем значения емкостей и сопротивлений:

Пусть $C_8=C_7=100\text{нФ}$, тогда для R_{19} получим:

$$R_{19}=\alpha_1/(2\pi f_c C_7)$$

Где $\alpha_1=0,756$ – коэффициент передаточной функции фильтра Бесселя 3-го порядка.

$$R_{19}\approx 12\text{кОм}$$

C_9 определяется из условия

$$C_9\leq C_8\cdot(\alpha_2^2/4\beta_2)$$

Где $\alpha_2=0,9996$ и $\beta_2=0,4772$ – коэффициенты передаточной функции фильтра.

$$C_9\leq 52,3\text{нФ}$$

$$C_9=47\text{нФ}$$

Для R_{20} и R_{21} запишем:

$$R_{20}=R_{21}=\frac{\alpha C_8 \pm \sqrt{\alpha^2 C_8^2 - 4\beta C_9 C_8}}{4\pi f C_9 C_8}$$

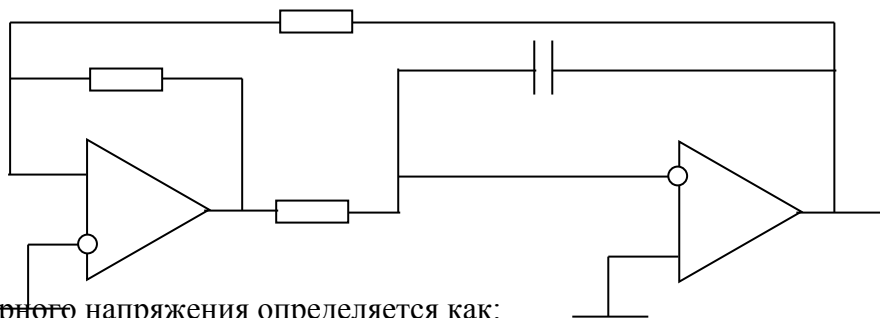
$$R_{20}\approx 12\text{кОм}$$

$$R_{21}\approx 12\text{кОм}$$

Модулятор длительности импульсов.

МДИ включает генератор пилообразного опорного напряжения и два компаратора-сумматора.

1. Генератор пилообразного опорного напряжения реализуется с помощью компаратора DA10 и интегратора DA12 по схеме:



Амплитуда опорного напряжения определяется как:

$$U_{\text{пил}}/R_{27}-U_{\text{выхmax}}/R_{26}=0$$

Где: $U_{\text{пил}}$ – амплитуда опорного напряжения, В

$U_{\text{выхmax}} = 12\text{В}$ – максимальное выходное напряжение для ОУ.

При $U_{\text{пил}} = 5\text{В}$ получим соотношение для R_{26} и R_{27}

$$5/R_{27} = 12/R_{26}$$

$$R_{26} = 2,4R_{27}$$

Пусть $R_{27} = 10\text{кОм}$, тогда $R_{26} = 24\text{кОм}$.

Определим требуемую частоту опорного напряжения:

$$f_k = 0,23 \frac{(1 - \alpha)}{T_{\text{я}} \cdot \frac{M_{\text{ном}}}{M_n}}$$

Подставив численные значения, получим:

$$f_k \approx 6200\text{Гц}$$

тогда период коммутации будет:

$$T_k = 1/f_k = 161,5\text{мкс.}$$

Конденсатор C_{13} перезаряжается за полупериод, т.е. за 80,5 мкс.

Определим емкость конденсатора C_{13} и сопротивление резистора R_{28} . Для этого выражаем $U_{\text{пил}}$:

$$2U_{\text{пил}} = U_{\text{выхmax}} \cdot t / R_{28} C_{13}$$

Отсюда получим:

$$R_{28} C_{13} = 9,66 \cdot 10^5$$

При $C_{13} = 3300\text{нФ}$, $R_{28} = 30\text{кОм}$.

2. Компараторы – сумматоры DA13, DA14 выполнены аналогично компараторам DA2, DA3.

Время запаздывания τ определяется как:

$$\tau = \tau_{\text{закр}} - \tau_{\text{откр}}$$

$$\tau = 6 - 1 = 5\text{мкс.}$$

Теперь, определив время задержки, можно вычислить пороговое напряжение срабатывания компараторов из следующей пропорции:

$$\frac{\tau / 2}{T / 4} = \frac{U_{\text{пор}}}{U_{\text{пил}}}$$

Отсюда $U_{\text{пор}} = 0,31\text{В}$.

Определяем величины сопротивлений:

$$U_{\text{пор}} = U_{\text{пит}} \cdot R_{31} / (R_{30} + R_{31}) = 15 \cdot R_{31} / (R_{30} + R_{31}) = 0,31\text{В}$$

$$0,979R_{31} = 0,0207 R_{30}$$

$$R_{30} = 47,29R_{31}$$

При $R_{31} = 100\text{Ом}$, $R_{31} = 4,7\text{кОм}$.

Аналогично: $R_{32} = R_{30} = 4,7\text{кОм}$, $R_{33} = R_{31} = 100\text{Ом}$,

$R_{34} = R_{35} = R_{36} = R_{37} = R_{38} = R_{39} = 20\text{кОм}$.

$R_{40} = R_{42} = R_8 = 100\text{кОм}$

$R_{41} = R_{43} = R_9 = 2\text{кОм}$, $R_{48} = R_{49} = 20\text{кОм}$.

Усилитель мощности.

Ключевыми элементами усилителя мощности являются мощные транзисторы VT2 - VT5, выполненные по схеме Дарлингтона. Большой коэффициент передачи тока β позволяет включать их непосредственно после ОУ (VT3, VT5). Транзисторы VT2, VT4 являются комплементарными парами VT3, VT5.

VT3, VT5 p-n-p типа 2Т825Б.

VT2, VT4 n-p-n типа 2Т827Б

Зная параметры транзисторов, можно определить величины сопротивлений.

$$R_{44} = R_{53} \leq U_{\text{выхmax}} / I_6$$

Где: $U_{\text{выхmax}}$ – максимальное выходное напряжение ОУ, В

$I_6 = I_{\text{кmax}} / 2\beta$ - ток базы открытого транзистора VT1.

Подставив численные значения, получим:

$$R_{44} = R_{53} \leq U_{\text{выхmax}} \cdot 2\beta / I_{\text{кmax}} = 24\text{кОм}$$

Резисторы R_{45} , R_{51} уменьшают время закрывания VT2, VT4.

$$R_{45} = R_{51} \geq U_{бэнас} / I_{R45}$$

Где: $U_{бэнас} \approx 1В$ – падение напряжения на переходе база – эмитер открытого транзистора VT2;

$$I_{R45} = I_{кmax} / 2 - I_6;$$

$$I_6 = 22,6 / (R_я \beta) - \text{ток базы открытого транзистора VT2};$$

$R_я$ – активное сопротивление обмотки якоря двигателя.

Подставив численные значения, получим:

$$I_6 = 4,9 \text{ мА}$$

$$I_{R45} = 20,1 \text{ мА}$$

$$R_{45} = R_{51} = 100 \text{ Ом}$$

R_{46} найдем из соотношения:

$$U_{пит} / (R_{45} + R_{46}) = I_{кmax} / 2$$

$$I_{кmax} = 50 \text{ мА}$$

$$R_{46} = R_{52} = 1 \text{ кОм}$$

$$R_{47} = R_{50} \leq U_{выхmax} / I_6$$

$$I_6 = 4,9 \text{ мА}$$

$$R_{47} = R_{50} \leq 2,45 \text{ кОм}$$

$$R_{47} = R_{50} = 2 \text{ кОм.}$$

Источник питания.

Для питания ОУ двухполярным напряжением необходим отдельный источник питания со стабилизированным напряжением $\pm 15В$. Источник питания включает:

- понижающий трансформатор на 400 Гц;
- выпрямительный диодный мост;
- двухполярный стабилизатор напряжения.

Для нормальной работы стабилизатора напряжения К142ЕН6 необходимо, чтобы выпрямленное напряжение на выводах 15-8 и 6-8 было не ниже 20В. Следовательно, напряжение на вторичных обмотках понижающего трансформатора должно быть не ниже:

$$U_{II} = \frac{20}{\sqrt{2}} = 14,2В - \text{действующее значение переменного напряжения частотой 400Гц.}$$

Понижающие обмотки трансформатора соединены последовательно. Средняя точка – общий провод.

Выпрямительный диодный мост рассчитан на обратное напряжение не менее 50В и прямой ток 200мА.

VS1 – КЦ405А. Он имеет следующие характеристики:

$$U_{обр} = 400В, I_{пр} = 0,5А.$$

Стабилизатор напряжения К142ЕН6 рассчитан на номинальный ток нагрузки 200мА. Ток потребления одного ОУ К140УД23 не превышает 10мА, следовательно, все ОУ потребляют ток около 140мА.

Конденсаторы $C_1 - C_6$ обеспечивают устойчивую работу стабилизатора.

$$C_1 = C_2 = C_5 = C_6 = 10 \text{ мкФ}, C_3 = C_4 = 0,01 \div 0,2 \text{ мкФ.}$$

. БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Электропривод летательных аппаратов. /Под ред.В.А.Полковникова -Москва,Машиностроение,1990г.-352стр.
2. Следящие приводы. В 3 т. /Под ред.Б.К. Чемоданова. Том 1- Москва, Изд-во МГТУ им Баумана, 1999г.-904стр.
- 3.. Чемоданов, Б.К. Следящие приводы:В 3 т. Т.2. Электрические следящие приводы/Е.С.Блейз,В.Н.Бродовский,В.А.Введенский и др. / Под ред.Б.К.Чемоданова .— 2-е изд.,перераб.и доп. — М. : МГТУ им.Н.Э.Баумана, 2003 .— 979с. : ил.
4. Михайлов О.П. Автоматизированный привод станков и промышленных роботов. - Москва:Машиностроение,1990 г. - 304стр.
- .5. Башарин А.В. и др. Управление электроприводами.- Ленинград:

Энергоатомиздат, 1982 г. - 392 стр.

6. Нестеренко Б.К. Интегральные операционные усилители. – М.: Энергоиздат 1982. – 128 с.

Приложение 1

МИНОБРНАУКИ РОССИИ
Федеральное бюджетное государственное образовательное
учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»
Институт высокоточных систем
имени В.П. Грязева
Кафедра «Системы автоматического управления»

Пояснительная записка
на курсовой проект
по дисциплине «Следящий электропривод мехатронных систем»

Студент гр. 120331
Руководитель: проф., к. т. н.

С.С. Дмитриев
А.П. Панков

Тула – 2018

МИНОБРНАУКИ РОССИИ
Федеральное бюджетное государственное образовательное
учреждение высшего образования
«Тульский государственный университет»
Институт высокоточных систем
имени В.П. Грязева
Кафедра «Системы автоматического управления»
ЗАДАНИЕ
на курсовой проект
по дисциплине «Следящий электропривод мехатронных систем»

студенту _____
индекс группы _____

Фамилия, инициалы

Исходные данные

- тип следящей системы;
- ..- напряжения источников питания: пост. тока $U = 28 \pm 3\% - 5\%$, перемен. тока $U = 36 \pm 5\%$, 400 Гц;
- момент статического сопротивления нагрузки M_H [кг*м];
- момент инерции нагрузки J_H [кг*м*с**2];
- максимальная скорость отработки входного сигнала Ω_{MAX} [рад/с];
- максимальное ускорение отработки входного сигнала ϵ_{MAX} [рад/с**2];
- максимальная инструментальная ошибка X_{CT} [рад];
- максимальная скоростная ошибка X_C [рад];
- перерегулирование при скачкообразном управляющем воздействии ϵ [%];
- время переходного процесса t_{Π} [с];
- условия эксплуатации:
 - а) температура окружающей среды – 20° С;
 - б) требуемый ресурс - $1 \cdot 10^6$ циклов.

Вопросы, подлежащие разработке

- 1) Выбор элементов системы (03.10.18).
- 2) Расчет редуктора (определение передаточного отношения) (17.10.18).
- 3) Составление нескорректированной структурной схемы системы(31.10.18).
- 4) Выбор схемы коррекции и расчет коррект. устройств(14.11.18).
- 5) Разработка принципиальной электрической схемы привода(28.11.18).
- 6) Расчет переходных проц. при отработке нач. рассогл. 0.01 рад.
и 0.1 рад(с использованием Simulink) (05.12.18).