

## Глава 9. Следящие электроприводы

### 9.1. Принцип действия, режимы работы и требования к следящему приводу

Следящие электроприводы или системы управления положением представляют собой замкнутые электроприводы, управляющие перемещением и обеспечивающие стабилизацию положения объекта регулирования относительно некоторой базовой системы координат. При этом регулируемая величина (положение объекта) с той или иной степенью точности должна соответствовать приложенному к системе управляющему воздействию. Следящие электроприводы могут обеспечивать как линейное, так и угловое перемещение регулируемого объекта. Например, это может быть система наведения солнечной батареи, телескопа и др. или система управления подачей резца в станке с программным управлением.

Во многих случаях следящие электроприводы строятся по принципу подчиненного регулирования на основе двигателей постоянного тока, коллекторных или вентильных. Поэтому основное внимание мы уделим именно таким приводам. Функциональная схема привода представлена на рис. 9.1, где обозначено: РП – регулятор положения; РС – регулятор скорости; РТ – регулятор тока; Д – двигатель; ОР – объект регулирования; ДП, ДС, ДТ – датчики соответственно положения, скорости и тока.

Как видно из рис. 9.1. электропривод содержит три контура регулирования: положения, скорости и тока. Внутренние контуры регулирования (скорости и тока) строятся, как это было показано при рассмотрении систем регулирования скорости. Внешний контур содержит датчик положения объекта относительно базовой системы координат. Это может быть датчик углового положения (сельсин, редуктосин, вращающийся трансформатор и др.) или любой датчик линейного перемещения. Сигнал с выхода ДУ сравнивается с управляющим сигналом  $U_0$ , определяющим положение объекта. По результату сравнения РП – вырабатывается сигнал  $U_{pc}$  регулирования скорости, который, в конечном счете, обеспечивает вращение

двигателя и перемещение ОР – на заданный угол или расстояние.

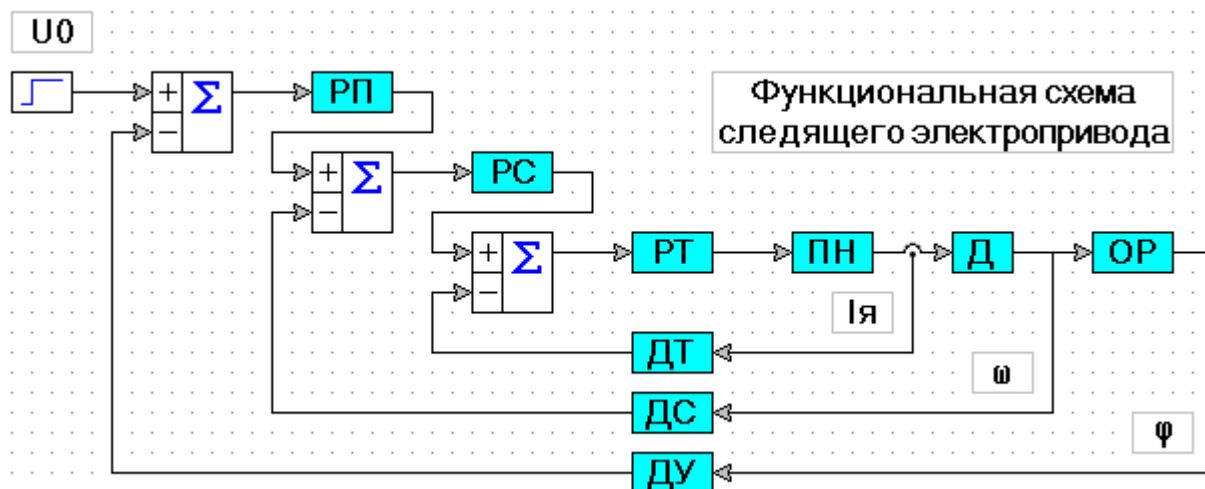


Рис. 9.1. Функциональная схема следящего электропривода

В следящем электроприводе различают два режима работы: позиционирования и слежения. В режиме позиционирования привод должен обеспечить перемещение рабочего органа из одного исходного положения в другое за время не больше заданного. Такое требование выдвигается, например, для привода рулевой машины. При этом траектория перемещения чаще всего не имеет значения, хотя иногда могут выдвигаться требования по монотонности переходного процесса, т.е. отсутствию перерегулирования. Такая задача ставится, например, перед приводами промышленных манипуляторов. Во многих случаях в режиме позиционирования выдвигаются жесткие требования к точности поддержания рабочего органа в заданном положении при наличии внешних возмущений.

В режиме слежения привод должен обеспечить перемещение рабочего органа в соответствии с управляющим воздействием, изменяющимся по произвольному закону, при ошибке, не превышающей заданного значения.

В общем случае качество электропривода оценивается по точности позиционирования, точности слежения, запасу устойчивости и помехоустойчивости.

## 9.2. Следящий привод в режиме позиционирования

При рассмотрении следящего привода в режиме позиционирования по значениям промежуточных координат различают три случая: малые перемещения, когда регуляторы всех трех контуров привода не выходят в насыщение; средние перемещения, когда в насыщение выходит регулятор тока; большие перемещения, когда в насыщение выходит и регулятор скорости. Мы отмечаем, что контуры скорости и тока строятся в следящем приводе так же, как в системах регулирования скорости. Аналогичной будет и настройка этих контуров. Настройку регулятора положения рассмотрим отдельно для каждого из перечисленных случаев.

### 9.2.1. Настройка в случае малых перемещений

Настройку будем рассматривать в относительных единицах, выбрав базовые значения: момента  $M_6 = M_n$ , скорости  $\omega_6 = \omega_n$ , тока  $I_{я6} = M_6 / (K\Phi)$  и напряжения  $U_{дс6} = k_{дс}\omega_n$ . Базовое значение напряжения на выходе регулятора положения определяется как  $U_{рпб}$ . За базовое значение угла принимается угол, на который повернется рабочий орган при постоянной скорости  $\omega = \omega_6$  за время  $t = t_6$ :  $\varphi_6 = \omega_6 t_6 / q$ , где  $q$  – передаточное отношение редуктора. Тогда базовое значение напряжения датчика угла будет  $U_{дуб} = k_{дуб} k_{дс} \varphi_6$ . Учитывая, что угол связан со скоростью интегральным соотношением, в относительных единицах имеем  $\varphi = \omega / (t_6 p)$ . Структурная схема привода в относительных единицах получит вид рис. 9.2.а.

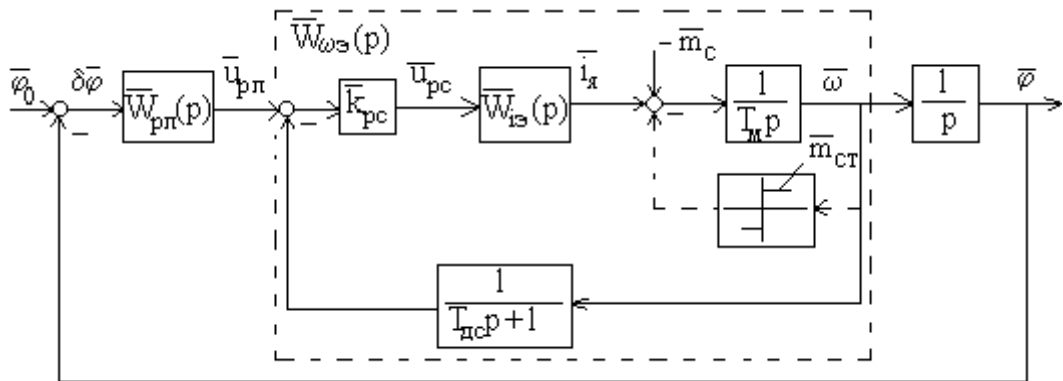


Рис. 9.2.а. Структурная схема следящего привода в режиме позиционирования при малых перемещениях, представленная в относительных единицах

В соответствии с ней передаточная функция разомкнутой системы записывается выражением

$$W(p) = \bar{W}_{\text{рп}}(p) \bar{W}_{\text{вз}}(p) \frac{1}{t_{\text{б}} p}.$$

Для определения параметров регулятора положения заменим замкнутый контур скорости апериодическим звеном

$$W_{\text{вз}}(p) \approx \frac{1}{T_{\text{вз}} p + 1},$$

где  $T_{\text{вз}} = 2T_{\text{м}\omega}$  – эквивалентная постоянная времени замкнутого контура скорости. Тогда согласно (7.13) для настройки системы на оптимум по модулю надо применить пропорциональный регулятор скорости

$$\bar{W}_{\text{рп}}(p) = \bar{k}_{\text{рп}}(p) = \frac{t_{\text{б}}}{2T_{\text{вз}}}.$$

Удобно за базовое значение времени принять  $t_{\text{б}} = 1$  с. Тогда

$$\bar{k}_{\text{рп}} = \frac{1}{2T_{\text{вз}}}. \quad (9.1)$$

Связь между коэффициентом усиления в абсолютных и относительных единицах определяется соотношением

$$k_{\text{рп}} = k_{\text{рп}} \cdot k_{\text{дс}} q / k_{\text{ду}}. \quad (9.2)$$

В настроенной таким образом системе отработка ступенчатого управляющего воздействия будет соответствовать кривой А на рис. 7.5, а при  $U_{\text{вых}} = \varphi$ ,  $U_0 = \varphi_0$ ,  $k_{\text{ос}} = 1$ .

При воздействии на объект регулирования статического момента  $M_c$  заданное положение будет поддерживаться со статической ошибкой, которую просто определить непосредственно из структурной схемы. Принимая  $W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}}$ ,  $\varphi = \omega = 0$  и учитывая, что передаточный коэффициент замкнутого контура тока равен единице, в результате преобразований структурной схемы получим

$$\delta\bar{\varphi}_{\text{уст}} = \frac{\bar{k}_{\text{pc}}}{\bar{k}_{\text{рп}}} \bar{M}_c \quad (9.3)$$

При этом обмотка якоря обтекается током  $i_{\text{я}} = M_c$ .

Случай малых перемещений не является характерным для режима позиционирования, а выбор передаточного коэффициента РП по выражению (9.2) не обеспечивает требуемых динамических свойств привода в случае больших и средних перемещений.

### 9.2.2. Настройка в случае средних и больших перемещений

В большинстве приводов наилучшим считается такой переходный процесс отработки средних перемещений, когда скорость двигателя в процессе отработки заданного угла изменяется по треугольному графику, т.е. при старт-стопном управлении, рассмотренном нами в п. 1.2.2. Это позволяет в полной мере использовать перегрузочную способность двигателя и исключает возникновение перерегулирования в переходном процессе. Для того чтобы в замкнутой системе привода при обработке заданного углового перемещения происходило управление двигателем, близкое к старт-стопному, необходимо обеспечить вполне определенное, соответствующее этому перемещению, значение передаточного коэффициента РП.

Для того, чтобы найти требуемое значение  $k_{\text{рп}}$  сделаем упрощающее допущение, принимая малую постоянную контура скорости равной нулю и потому считая, что коэффициент  $k_{\text{pc}}$  достаточно велик, поэтому даже при небольшом напряжении на выходе РП регулятор скорости выходит в насыщение. Тогда структурная схема следящего привода в абсолютных единицах получит вид (рис. 9.2.б).

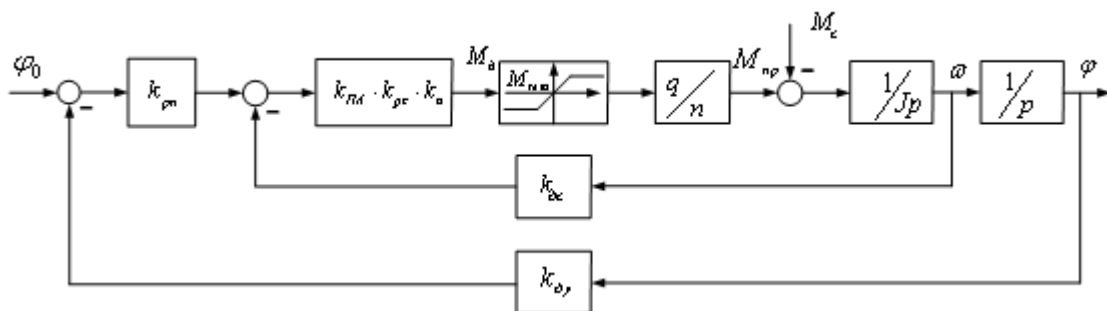


Рис. 9.2.б. Структурная схема следящего привода в режиме средних и больших отклонений угла

Обозначим значение скорости привода и отклонение углового положения объекта регулирования от заданного в момент времени  $t_1$ , когда должен произойти реверс двигателя соответственно  $\omega_1$  и  $\delta\varphi_1$ . Для того, чтобы реверс произошел именно в это время по сигналам обратной связи должно выполняться условие

$$k_{дв}k_{рн}\delta\varphi_1 = \omega_1 k_{дс} \quad (9.4)$$

Согласно (1.50) и (1.56) имеем

$$\omega_1 = \varepsilon_1 t_1 = 1/2 \times \varepsilon_1 (1 + \mu) t_0, \quad (9.5)$$

где согласно (1.52)  $\varepsilon = (M - M_c) / J$ ,  $\mu = M_c / M$  – относительный момент на валу объекта регулирования,  $M$  – момент двигателя, приведенный к валу объекта регулирования, при насыщении регулятора скорости и регулятора тока,  $t_0$  время переходного процесса при старт-стопном управлении. Отметим, что в данном случае время  $t_0$ , не регламентировано, а зависит от параметров привода и заданного значения угла. Эту зависимость просто найти из (1.55). Разрешим его относительно  $t_0$ .

При этом получим

$$t_0 = \sqrt{\frac{4\varphi_0 q}{\varepsilon_1 (1 + \mu)}}. \quad (9.6)$$

Подставим это значение  $t_0$  в (9.5) и найдем

$$\omega_1 = \sqrt{\varphi_0 q} \varepsilon_1 (1 + \mu). \quad (9.7)$$

Из рис. 1.8 имеем:

$$\varphi_0 = 1/2 \times \omega_1 t_0, \quad (9.8)$$

$$\delta\varphi_1 = 1/2 \times \omega_1 t_2, \quad (9.9)$$

где  $t_2 = 1/2 \times (1 - \mu) t_0$ .

Отсюда

$$\varphi_0 = 2\delta\varphi_1 / (1 - \mu). \quad (9.10)$$

Подставим полученное значение  $\varphi_0$  в (9.7) и получим

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{2\delta\varphi_1 q \varepsilon_1 (1+\mu)}{(1-\mu)}}. \quad (9.11)$$

Подставим  $\omega_1$  из (9.11) в (9.5) и найдем

$$k_{\text{рп}} = \frac{k_{\text{дс}}}{k_{\text{ду}}} \sqrt{\frac{q \varepsilon_1 (1+\mu)}{\delta\varphi_1 (1-\mu)}}. \quad (9.12)$$

Из последнего выражения следует, что значение коэффициента регулятора при переходном процессе при больших и средних отклонениях должно меняться по параболическому закону. В этом случае при любых начальных значениях отклонение угла  $\varphi_0$  будет обеспечен оптимальный переходный процесс отработки рассогласования без перерегулирования и момента нагрузки  $M_c$ .

Нелинейная характеристика регулятора, соответствующая выражению (9.12) представлена на рис. 9.3 (кривая 1).

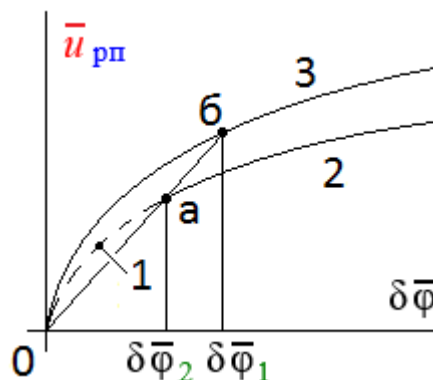


Рис. 9.3. Выходная характеристика нелинейного регулятора

При  $\delta\varphi \rightarrow 0$  передаточный коэффициент регулятора теоретически должен стремиться к бесконечности, что может привести к потере устойчивости системы. Чтобы избежать этого начальный участок характеристики делают линейным (прямая 0, а, б) и соответствующим настройке контура положения на оптимум по модулю в случае малых перемещений. В результате получаем характеристику 2 с изломом в точке «а» при угловом рассогласовании  $\delta\varphi_2$ . Реальные условия работы системы отличаются от рассмотренных наличием момента сопротивления и инерционности в цепи управления током. Последнее обстоятельство ведет к тому, что торможение надо начинать

несколько раньше, чем в идеализированном случае. С учетом этого линейную и нелинейную характеристики согласуют в точке «б» и получают выходную характеристику 3.

### **9.3. Система управления положением в режиме слежения**

Оценка качества следящего привода осуществляется по следующим показателям: точности слежения, запасу устойчивости и помехоустойчивости.

Полная количественная оценка точности системы может быть произведена в результате рассмотрения ее работы в условиях совместного влияния управляющего и возмущающего воздействий. Кроме того, на точность следящего электропривода оказывают влияние: инструментальная погрешность датчика задания и датчика положения объекта, кинематическая погрешность изготовления редуктора, люфт, дрейф нуля усилителей, и др. В дальнейшем мы постараемся оценить влияние каждой из этих составляющих на общую точность следящей системы. При рассмотрении принципов построения системы целесообразно разделить ее реакцию: на основное возмущение и на управляющее воздействие в условиях отсутствия помех.

#### **9.3.1. Повышение точности отработки управляющего воздействия**

Также как и системы регулирования скорости, следящие системы могут быть многоконтурными (см. рис. 9.2), и одноконтурными, с замыканием по углу положения объекта. Рассмотрим простейшую одноконтурную систему с пропорциональным регулятором и со структурной схемой рис. 9.4, в которой все звенья прямого канала объединены в эквивалентное звено с передаточной функцией  $W_{пк}$ , а связь между скоростью выходного вала и его угловым положением учтена интегрирующим звеном.

Положим, что управляющее воздействие  $\varphi_0$  является непрерывной и плавной функцией, меняющейся во времени с постоянной скоростью  $\omega_0$ , т.е.  $d\varphi_0/dt = \omega_0$ . Тогда ошибка системы для установившегося режима изменения входного сигнала с постоянной скоростью в



соответствии со структурной схемой рис. 9.4 будет определяться соотношением

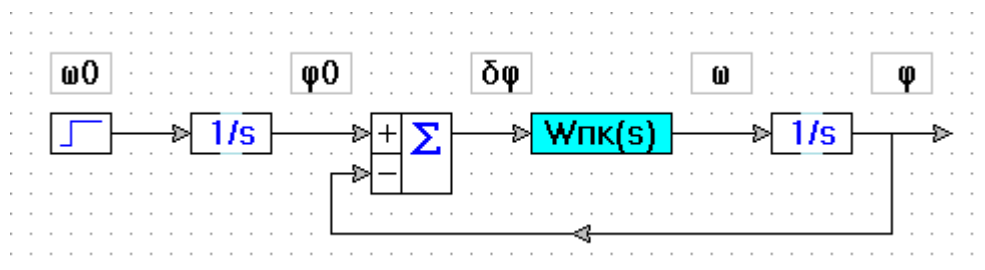


Рис. 9.4. Преобразованная структурная схема одноконтурной следящей системы

$$\delta\varphi = \omega_0 \frac{1}{p} \left( \frac{1}{1 + \frac{1}{p} W_{пк}(p)} \right) = \frac{\omega_0}{p + W_{пк}(p)} \Big|_{p=0} = \frac{\omega_0}{W_{пк}(p)} \quad (9.13)$$

Передаточная функция прямого канала с учетом известных методов понижения порядка системы может быть представлена апериодическим звеном второго порядка

$$W_{пк}(p) = \frac{k_{пк}}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)}, \quad (9.14)$$

где  $T_1$  – электромеханическая постоянная времени системы,  $T_2$  – эквивалентная постоянная времени, учитывающая электромагнитные свойства прямого канала,  $k_{пк}$  – передаточный коэффициент прямого канала.

Подставим  $W_{пк}(p)$  из (9.14) в (9.13) и для установившегося режима найдем

$$\delta\varphi = \omega_0 / k_{пк}. \quad (9.15)$$

Из последнего выражения следует, что для уменьшения статической ошибки системы при изменяющемся с постоянной скоростью воздействии необходимо увеличивать передаточный коэффициент регулятора. Но возможность увеличения передаточного коэффициента разомкнутой системы ограничена возможностью потери устойчивости или ухудшением динамических свойств.

Существуют другие способы уменьшения ошибки, не приводящие к уменьшению запаса устойчивости. Наиболее наглядно это можно

показать в случае применения пропорционально-интегрального регулятора

$$W_{\text{рп}}(p) = k_{\text{рп}} \frac{T_3 p + 1}{p} \quad (9.16)$$

Передаточная функция прямого канала в этом случае записывается выражением

$$W_{\text{пк}}(p) = \frac{k_{\text{пк}}(T_3 p + 1)}{p(T_2 p + 1)(T_1 p + 1)}, \quad (9.17)$$

а  $k_{\text{пк}} = k_{\text{рп}}$ .

Подставляя  $W_{\text{пк}}(p)$  из последнего выражения при  $p=0$  в (9.13), мы видим, что статическая ошибка системы с таким регулятором равна нулю. Если при этом постоянная времени  $T_3$  будет больше постоянной  $T_1$ , то, сравнивая частотные характеристики системы с пропорциональным (кривая  $L_1$  рис. 9.5) и пропорционально-интегральным (кривая  $L_2$  рис. 9.5) регулятором, можно отметить, что частота среза системы не изменилась и практически не изменился запас устойчивости. Однако физически реализовать низкочастотный интегратор достаточно сложно особенно в аналоговом виде.

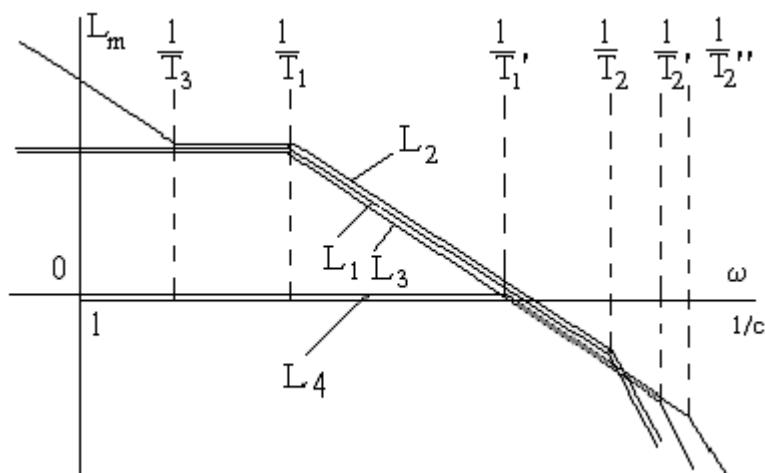


Рис. 9.5. Логарифмические частотные характеристики системы при различных обратных связях

Весьма значительный эффект для повышения точности может дать использование принципа подчиненного регулирования, т.е.

переход к многоконтурной системе вида рис. 9.1. Рассмотрим влияние на свойства системы каждого из внутренних контуров.

### Влияние контура регулирования тока

В п. 8.2.2 мы показали, что влиянием ЭДС двигателя на контур регулирования тока можно пренебречь. Кроме того, мы выяснили, что замкнутый контур регулирования тока описывается апериодическим звеном так же, как и якорная цепь двигателя без обратной связи по току. При этом эквивалентная постоянная времени замкнутого контура много меньше постоянной времени якорной цепи. Следовательно, при введении обратной связи по току в выражении (9.15) получим  $T_2' < T_2$ . Поэтому появляется возможность повысить частоту среза системы, т.е. поднять  $k_{пк}$ , при сохранении запаса устойчивости (кривая  $L_3$  рис. 9.5), что позволяет уменьшить статическую ошибку.

### Влияние контура регулирования скорости

Предположим, что в систему с настроенным контуром регулирования тока введен пропорциональный регулятор скорости, т.е. мы имеем структурную схему рис. 9.6, где передаточная функция прямого канала  $W_{пк}(p)$  описывается выражением (9.15), но с параметрами, полученными при введении обратной связи по току  $T_2 = T_2'$  и  $k_{пк} = k_{пк}'$ . Передаточная функция замкнутого контура регулирования скорости получит вид

$$W_{крс}(p) = \frac{k_{пк}''}{(T_1'p + 1)(T_2''p + 1)},$$

где не вычисляя можно отметить:  $k_{пк}'' < k_{пк}'$ ,  $T_1' < T_1$ ,  $T_2'' < T_2'$ .

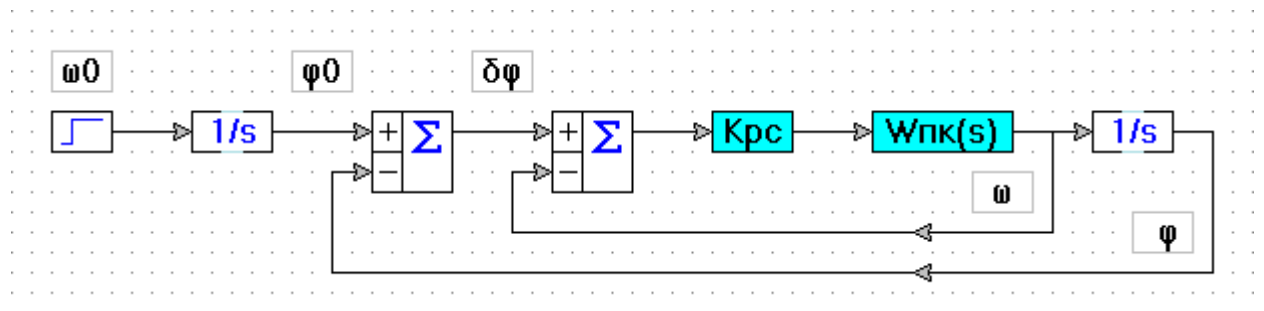


Рис. 9.6. Преобразованная структурная схема системы с обратными связями по скорости и углу

Последние неравенства с учетом частотной характеристики (кривая  $L_4$ , рис. 9.5) позволяют заключить: коэффициент усиления прямого канала уменьшился, но зато за счет уменьшения электромеханической постоянной времени расширилась полоса равномерного пропускания системы, что позволяет несколько увеличить передаточный коэффициент регулятора. В результате, введение обратной связи по скорости несколько уменьшает точность системы, но повышает запас устойчивости. Уменьшение электромагнитной постоянной на свойства системы оказывает слабое влияние, так как она находится в области малых постоянных. Введение обратной связи по скорости позволяет повысить частоту среза системы, что используют, когда хотят частоту среза увести за полосу механического резонанса системы.

### 9.3.2. Следящие системы с комбинированным управлением

Как мы отмечали, возможности повышения точности системы за счет повышения передаточного отношения или порядка астатизма ограничены. Поэтому рассмотрим еще один метод построения систем: с комбинированным управлением, при котором наряду с заданием перемещения в систему вводится одна или несколько производных от него, как это показано на рис. 9.7.

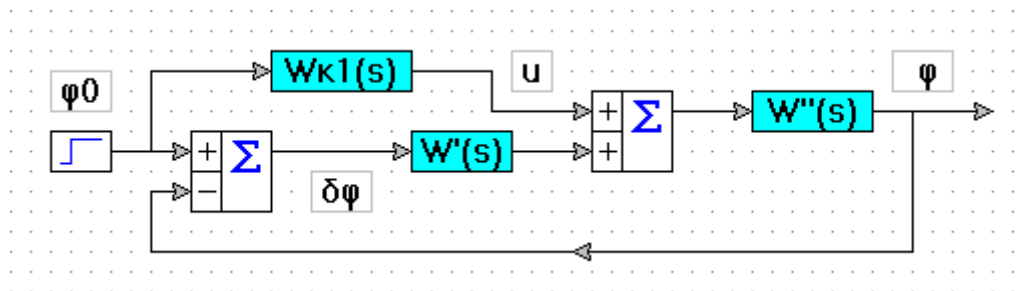


Рис. 9.7. Структурная схема системы с комбинированным управлением

Часть системы, на вход которой через компенсирующий канал с передаточной функцией  $W_{к1}(p)$  поступает компенсирующий сигнал, имеет передаточную функцию  $W''(p)$ . Передаточная функция оставшейся части определяется выражением  $W'(p) = W(p) / W''(p)$ , где  $W(p)$  – передаточная функция разомкнутой системы.

Ошибка комбинированной системы оценивается по передаточной функции

$$W_{\delta}(p) = \frac{\delta\varphi(p)}{\varphi_0(p)} = \frac{1 - W''(p)W_{к1}(p)}{1 + W(p)}. \quad (9.20)$$

Последнее выражение позволяет записать условие тождественного равенства нулю ошибки при управлении, т.е. условие инвариантности системы по отношению к управлению

$$W_{к1}(p) = 1 / W''(p). \quad (9.21)$$

Например, для следящей системы, представленной на рис. 9.2, если считать, что фильтр на тахогенераторе отсутствует ( $T_{дс} = 0$ ) и компенсирующий сигнал вводится на вход регулятора скорости, передаточная функция компенсирующего канала должна определяться соотношением

$$W_{к1}(p) = p / W_{\omega3}(p),$$

где  $W_{\omega3}(p)$  – передаточная функция замкнутого контура скорости.

Для дальнейшего упрощения предположим, что обеспечено идеальное регулирование контура тока, т.е. можно предположить  $W_{i3}(p) = 1$  и поэтому имеем

$$W_{\omega3}(p) \approx \frac{1}{(T_m / k_{pc})p + 1}.$$

Тогда передаточная функция компенсирующего канала запишется в виде

$$W_{к1}(p) = (T_m / k_{pc}) \cdot p^2 + p. \quad (9.22)$$

Таким образом, в рассматриваемой системе кроме управляющего сигнала необходимо иметь первую и вторую производные от него. Физически вследствие того, что замкнутый контур скорости представляет собой не апериодическое звено, а сложную динамическую систему, полная инвариантность не достигается. Однако изложенная методика позволяет существенно уменьшить ошибку следящей системы по управлению.

### 9.3.3. Двухканальные следящие электроприводы

Еще одним из способов уменьшения ошибки по управлению является применение двухканального привода, структурная схема которого представлена на рис. 9.8. На два канала с передаточными функциями в разомкнутом состоянии  $W_1(p)$  и  $W_2(p)$  подаются два управляющих воздействия  $\varphi_{01}$  и  $\varphi_{02}$ . Канал с передаточной функцией  $W_1(p)$  замкнут по собственной выходной координате. Канал с передаточной функцией  $W_2(p)$  замкнут по выходной координате привода, являющейся суммой координат  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . Управляющее воздействие  $\varphi_{02}$  является основным и должно точно обрабатываться. Воздействие  $\varphi_{01}$  является приближенным (прогнозируемым) значением заданного перемещения. При этом первый канал осуществляет грубое, а второй – точное управление перемещением.

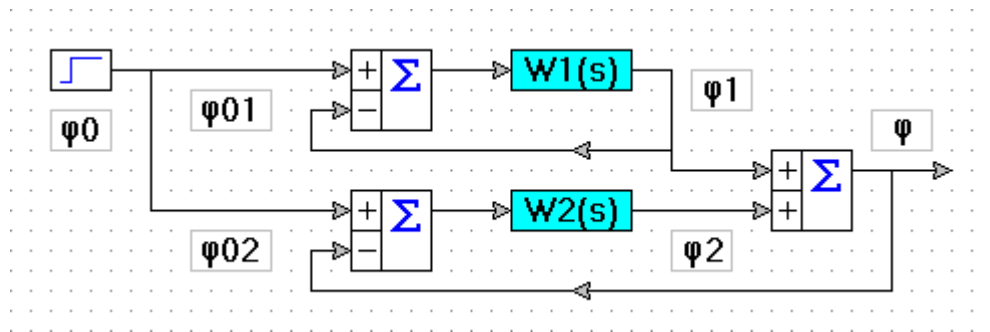


Рис. 9.8. Структурная схема двухканального привода

Часто для обоих каналов используют общее управляющее воздействие  $\varphi_0 = \varphi_{01} = \varphi_{02}$ . Оценим для этого случая возможности двухканального привода, предполагая, что оба канала обладают астатизмом первого порядка и настроены на оптимум по модулю. С учетом этого запишем передаточные функции каналов приближенными соотношениями в виде

$$W_n(p) \approx \frac{1}{2T_{nm}p(T_{nm}p + 1)},$$

где  $n = 1, 2$ . Тогда в соответствии со структурной схемой передаточная функция замкнутой системы получит вид

$$W_z(p) = \frac{\varphi(p)}{\varphi_0(p)} = \frac{W_1(p) + W_2(p) + W_1(p)W_2(p)}{(1 + W_1(p))(1 + W_2(p))},$$

а эквивалентной разомкнутой –

$$W_3(p) = \frac{W_3(p)}{1 - W_3(p)} = W_1(p) + W_2(p) + W_1(p)W_2(p)$$

После подстановки сюда  $W_1(p)$  и  $W_2(p)$  получим

$$W_3(p) = \frac{1}{4T_{1\mu}T_{2\mu}p^2} \frac{2(T_{1\mu}^2 + T_{2\mu}^2)p^2 + 2(T_{1\mu} + T_{2\mu})p + 1}{(T_{1\mu}p + 1)(T_{2\mu}p + 1)} \quad (9.23)$$

В общем случае передаточную функцию двухканальной системы можно записать выражением

$$W_3(p) = (D_3/p^{\nu_3}) \cdot W_{30}(p),$$

где  $D_3$  – добротность,  $\nu_3$  – порядок астатизма,  $W_{30}(p)$  – передаточная функция, полиномы которой в числителе и знаменателе не имеют нулевых корней. Например, в выражении (9.23)

$$D_3 = 1/(T_{1\mu}T_{2\mu}), \nu_3 = 2,$$

а  $W_{30}$  – вторая дробь правой части этого выражения.

Чем выше добротность и порядок астатизма, тем большую точность по управлению может обеспечить система. В двухканальном приводе, согласно (9.23) мы имеем  $D_3 = D_1D_2$  и  $\nu_3 = \nu_1 + \nu_2$ , т.е. добротности каналов перемножаются, а астатизма складываются. Следовательно здесь можно разделить требуемую добротность между отдельными каналами, причем добротность каждого канала будет относительно невелика и ее реализация не вызовет затруднения. Также удастся повысить порядок астатизма.

Двухканальный привод может быть реализован на основе двух двигателей с механическим дифференциалом. Каждый двигатель питается от своего преобразователя и имеет собственную систему управления. При этом один датчик угла устанавливается на выходе системы, а другой в выходном канале одного из двигателей до дифференциала.

## 9.4. Уменьшение ошибок системы от внешних возмущений

### 9.4.1. Применение пропорционально-интегрального регулятора

В предыдущем пункте, рассматривая ошибки системы при обработке управляющего воздействия, мы считали, что внешние возмущения на нее не действуют. В реальных условиях существует множество возмущающих воздействий, так или иначе влияющих на точность. Обычно можно установить воздействие, оказывающее наибольшее влияние на точность. В силовых следящих системах таким воздействием является момент нагрузки на рабочем органе привода. Это может быть резкий наброс нагрузки от ветрового воздействия в рулевых машинах или в антенно-поворотных устройствах, воздействие трения в опорах при качке основания стабилизируемых платформ и т.д.

При определении ошибки от внешнего воздействия примем, что в системе, построенной по принципу подчиненного регулирования, управляющее воздействие  $\varphi_0=0$ . Тогда структурную схему рис. 9.2 можно преобразовать к виду рис. 9.9, представив  $M_c$  входным воздействием.

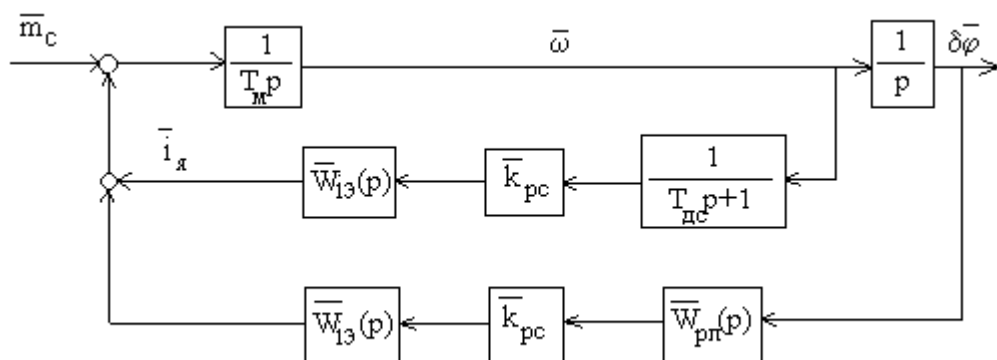


Рис. 9.9. Преобразованная структурная схема системы для определения ошибки от момента на валу рабочего органа

Передаточная функция для определения ошибки от основного возмущения определится соотношением



$$\psi(p) = \frac{\delta\varphi(p)}{M_c(p)} = \frac{-1}{1 * T_m p^2 (1 + W_\omega(p))(1 + W(p))}, \quad (9.24)$$

где 1 в знаменателе имеет размерность времени, а  $W_\omega(p)$  и  $W(p)$  – передаточные функции разомкнутого контура регулирования скорости и положения соответственно.

Предположим, что внутренние контуры регулирования тока и скорости настроены на оптимум по модулю. Тогда, как показано в п. 7.1, передаточная функция замкнутого контура регулирования тока имеет вид (7.11), где  $T_{1\mu} = T_{2\mu}$  – малая постоянная времени контура регулирования тока, приблизительно равная постоянной времени преобразователя. Если считать, что фильтр в датчике скорости отсутствует ( $T_{dc} = 0$ ), то, в соответствии с изложенным в п. 7.2, относительный передаточный коэффициент регулятора скорости должен определяться по соотношению

$$\bar{k}_{pc} = \frac{T_m}{2T_{\mu\omega}} = \frac{T_m}{4T_{\mu i}}.$$

Аналогично относительный передаточный коэффициент регулятора положения определяется соотношением

$$\bar{k}_{pn} = \frac{1}{2T_{\mu\varphi}} = \frac{1}{4T_{\mu\omega}} = \frac{1}{8T_{\mu i}}.$$

Тогда, в соответствии со структурной схемой рис. 9.9, передаточные функции разомкнутого контура регулирования скорости и контура регулирования положения запишутся соответственно выражениями

$$\bar{W}_\omega(p) = \bar{k}_{pc} \bar{W}_{\omega b}(p) \frac{1}{T_m p} = \frac{1}{4T_{\mu i} p (2T_{\mu i}^2 p^2 + 2T_{\mu i} p + 1)}, \quad (9.25)$$

$$\bar{W}(p) = \bar{k}_{pn} W_{\omega b}(p) \frac{1}{p} = \frac{1}{8T_{\mu i} p (4T_{\mu i} p (2T_{\mu i}^2 p^2 + 2T_{\mu i} p + 1) + 1)}. \quad (9.26)$$

Подставим значения соответствующих передаточных функций из (9.25) и (9.26) в (9.24) и при  $p \rightarrow 0$  найдем статическую ошибку системы от основного возмущения

$$\delta \varphi = -32M_c \times (T_{\mu i}^2 / T_m).$$

Таким образом, хотя контуры регулирования скорости и положения обладают астатизмом первого порядка, система имеет статическую ошибку по возмущению. Это объясняется тем, что объектом регулирования настроенного на оптимум по модулю контура является интегрирующее звено. Как показано в п. 7.2.2, для устранения статической ошибки целесообразно использовать настройку на симметричный оптимум с пропорционально-интегральным регулятором скорости, имеющим передаточную функцию вида (7.17), приняв в нашем случае  $k_{pn} = 1/8T_{\mu i}$  и  $t_{pn} = 16T_{\mu i}$ . Если в структурной схеме рис. 9.9 взять передаточную функцию такого регулятора положения, то передаточная функция разомкнутого контура регулирования положения получит вид

$$W(p) = \frac{16T_{\mu} p + 1}{128T_{\mu}^2 p^2 (4T_{\mu} p (2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1) + 1)}. \quad (9.27)$$

Подставим в (9.24) соответствующие передаточные функции из (9.25) и (9.27) и получим

$$\delta \varphi(p) = \frac{(8T_{\mu i})^3}{1 * T_m} p M_c(p).$$

Из последнего выражения можно заключить, что система по возмущению имеет астатизм первого порядка. Следовательно, при статическом воздействии ошибка будет равна нулю, а при динамических возмущениях тем меньше, чем выше быстродействие системы, которое ограничено значением малой постоянной времени контура тока.

#### 9.4.2. Использование компенсирующего сигнала

Теоретически ошибку от возмущающих воздействий можно свести к нулю, если устранить влияние возмущения с помощью какого-либо компенсирующего сигнала. Например, на вход регулятора скорости можно кроме сигнала с выхода регулятора

положения завести еще и сигнал, пропорциональный возмущающему моменту.

При этом инвариантность может быть достигнута, если пропорциональный возмущению сигнал ввести на регулятор скорости через компенсирующий канал с передаточной функцией

$$\bar{W}_{к2}(p) = \frac{1}{k_{pc} \bar{W}_{из}(p)}$$

При достаточно высоком быстродействии КРТ и отсутствии резких изменений нагрузки можно обойтись без производных по моменту, приняв

$$\bar{W}_{к2}(p) = \frac{1}{k_{pc}}$$

Обычно бывает трудно непосредственно измерить момент возмущения, поэтому используют косвенные методы его определения. Например, так, как это показано на структурной схеме рис. 9.10.

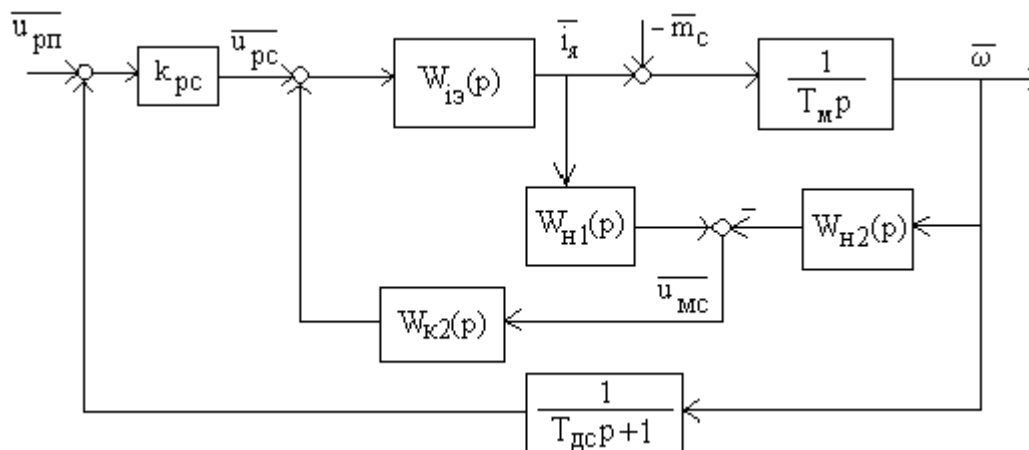


Рис. 9.10. Структурная схема, поясняющая косвенный метод оценки возмущения

Напряжение  $U_{мс} \equiv M_c$  в данной схеме формируется на основании информации о токе якоря и скорости двигателя в соответствии с выражением

$$u_{мс} = i_я W_{н1}(p) - (i_я - m_с) / (T_м p) \times W_{н2}(p),$$

Если выбрать  $W_{н1}(p) = 1$ , а  $W_{н2} = T_м p$ , то  $u_{мс} = m_с$ .

Так как на выходе датчика скорости стоит фильтр, то и дифференцирование может быть не идеальным, а действующим в некоторой ограниченной полосе частот. Поэтому можно взять

$$\bar{W}_{\text{к2}}(p) = \frac{T_m p}{(T_{\text{дс}} p + 1)(\tau p + 1)}, \quad \bar{W}_{\text{к1}}(p) = \frac{1}{(T_{\text{дс}} p + 1)(\tau p + 1)},$$

где  $\tau$  – постоянная времени, учитывающая реальную характеристику дифференцирующего контура.

## 9.5. Учет влияния сухого трения и зазора

До сих пор мы считали, что передаточный механизм привода (редуктор, механизм преобразования движения) идеальный, т.е. не имеет сухого трения и зазора. Однако в реальных приводах влияние указанных факторов чаще всего приходится учитывать. В частности воздействие момента идеального сухого трения ( $M_{\text{ст}}$ ) можно представить как воздействие на рабочий орган релейного элемента, охватывающего его обратной связью, как это показано в гл. 1 при описании механической части привода на рис. 1.8 и на исходной структурной схеме следящей системы рис. 9.2. Последствия от воздействия момента сухого трения проявляются в виде: снижения точности, увеличения длительности переходных процессов и зависимости их характера от значения рассогласования, а в определенных случаях и возникновения автоколебаний.

Если значение  $M_{\text{ст}}$  стабильно, то его влияние можно устранить, например, если на вход интегратора  $1/(T_m p)$  (рис. 9.2), соответствующего рабочему органу, ввести воздействие в виде момента  $m = M_{\text{ст}} \text{sign} \omega$ , что соответствует охвату интегратора положительной обратной связью. Если быстродействие контура регулирования тока достаточно высокое, то компенсацию сухого трения можно осуществить путем последовательного включения релейного элемента, моделирующего сухое трение, с обратным знаком. Тогда при появлении на выходе регулятора положения любого сколь угодно малого напряжения на вход регулятора тока параллельно с сигналом с регулятора скорости будет поступать постоянное напряжение компенсации сухого трения, знак которого зависит от знака сигнала с выхода РП. Сухое трение можно компенсировать и не полностью, все равно компенсация даст эффект.

Однако опасна перекомпенсация, так как она может привести к потере устойчивости и возникновению автоколебаний.

Наличие зазора приводит к тому, что, как было показано в п. 1.2, пока зазор не выбран связь между двигателем и рабочим органом отсутствует, т.е. размыкается контур положения. Связь восстанавливается только после того, как зазор будет выбран. Это может привести к возникновению устойчивых автоколебаний. Существуют различные способы устранения зазора в редукторе. Например, для этого используют редуктор с разрезными подпружиненными шестернями. В червячных передачах применяют кинематическую схему с плавающим червяком, который, прижимаясь к шестерне, выбирает зазор. Используют также электромеханические способы устранения или уменьшения влияния зазора, которые основаны на применении двух или более двигателей. При этом моменты двигателей направлены навстречу друг другу, что приводит к выборке зазора. Поскольку один из двигателей работает в тормозном режиме, требуются дополнительные затраты энергии.

## 9.6. Настройка следящих систем с учетом упругости передачи

### 9.6.1. Структурная схема следящей системы с упругостью

Сначала предположим, что следящая система построена по принципу подчиненного регулирования и имеет три контура. Тогда ее структурная схема может быть представлена в виде, аналогичном рис. 9.2. Отличие будет заключаться в том, что механическая часть системы будет описываться не интегратором с передаточной функцией  $W_m(p) = 1/(T_m p)$ , а достаточно сложным динамическим звеном второго порядка, передаточная функция которого может быть определена в соответствии с п. 8.3.1 в виде

$$W_m(p) = W_1(p) W_2(p),$$

где  $W_1(p)$ ,  $W_2(p)$  – определяются согласно (8.19), (8.20). С учетом этого получим

$$W_m(p) = \frac{\varpi_2(p)}{i(p)} = \frac{1}{T_m p} \frac{k_c T_c p + 1}{T_y^2 p^2 + k_c T_c p + 1}. \quad (9.28)$$

Очевидно, что при всех возможных значениях параметров этой передаточной функции невозможно дать рекомендации по настройке контура регулирования скорости. Можно отметить, что использование одной из рассмотренных нами стандартных настроек здесь вряд ли возможно, так как объект описывается звеном третьего порядка, для которого такой настройки не существует.

Для упрощения настройки следящих систем с упругостью в их структуру вводят дополнительный датчик скорости, который устанавливают за упругим элементом. В этом случае структурная схема системы с учетом рис. 8.10 и рис. 9.2 получит вид рис. 9.3, где  $D_1(p)$  и  $D_2(p)$  определяются согласно (8.21).

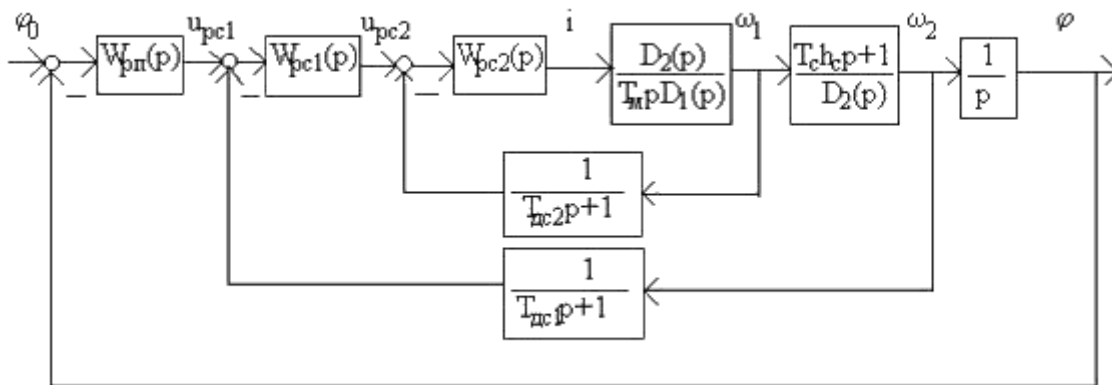


Рис. 9.11. Структурная схема следящей системы с учетом упругости при наличии двух датчиков скорости

В соответствии с этой структурной схемой, принимая во внимание наличие контура регулирования тока, мы имеем систему с четырьмя контурами. Использование стандартных настроек здесь неэффективно, во-первых, из-за того, что, как мы отмечали, при увеличении числа контуров, резко уменьшается быстродействие системы, во-вторых, объекты в контурах регулирования скорости оказываются достаточно сложными, что усложняет передаточные функции регуляторов скорости. Более эффективным при учете упругости оказывается применение модального регулятора.