

Министерство образования и науки Украины
Севастопольский национальный технический университет



ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

Методические указания

к выполнению курсовой работы по дисциплине
«Цифровые системы управления»
для студентов специальности
8.091401- Системы управления и автоматики
дневной формы обучения
по программе подготовки магистров

Севастополь
2007



УДК 62-55:681.513

Исследование цифровых регуляторов: Методические указания к выполнению курсовой работы по дисциплине «Цифровые системы управления» для студентов специальности 8.091401- Системы управления и автоматики дневной формы обучения по программе подготовки магистров / Сост. Л.А. Краснодубец.– Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2007.– 16 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам в изучении современных методов синтеза цифровых регуляторов. Главное внимание акцентируется на методах синтеза регуляторов состояния и ПИД - регулятора. Исследовательская часть включает сравнительный анализ различных типов цифровых регуляторов, выполненный на основе компьютерного моделирования

Методические указания предназначены для студентов дневной формы обучения по программе подготовки магистров по специальности 8.091401 – Системы управления и автоматики.

Методические указания рассмотрены и утверждены на заседании кафедры технической кибернетики, протокол № 4 от «23» февраля 2006г.

Допущено учебно-методическим центром и научно-методическим советом СевНТУ в качестве методических указаний.

Рецензент: Скатков А.В., доктор техн. наук, профессор, заведующий кафедрой кибернетики и вычислительной техники.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Цель курсовой работы	4
1. Краткие теоретические сведения	4
1.1. Синтез цифрового апериодического регулятора состояния	4
1.2. Синтез цифрового линейно - квадратического регулятора (ЛКР)	6
1.3. Синтез цифрового ПИД – регулятора	7
2. Наблюдатель состояния	9
2.1. Принципы построения наблюдателя	9
2.2. Синтез наблюдателя состояния для замкнутой цифровой САУ	10
3. Объект управления	11
4. Задание на курсовое проектирование	13
5. Указания к выполнению курсовой работы	13
6. Оформление результатов работы	14
Библиографический список	14
Приложение А. Варианты заданий	16

ВВЕДЕНИЕ

Традиционный подход к проектированию САУ вначале приводит к решению об использовании обратной связи для образования ошибки между входным и выходным сигналами. Затем в прямую цепь построенного контура управления включается регулятор, который должен обрабатывать этот сигнал ошибки в соответствии с некоторым законом (например, П-, ПД- или ПИД-), и далее решается задача расчета (синтеза) параметров регулятора таким образом, чтобы были удовлетворены все требования, предъявляемые к качеству системы управления. При этом предполагается, что замкнутая система находится в равновесном состоянии перед появлением возмущающих воздействий.

Современные методы проектирования САУ базируются на концепции пространства состояний. Мощным средством синтеза систем управления в пространстве состояний является использование обратных связей по переменным состояния для построения регуляторов состояния. При этом принимается, что все переменные доступны для измерений и задачей синтеза регулятора состояния является расчет коэффициентов передачи соответствующих обратных связей, обеспечивающих приведение системы управления в положение равновесия. На практике в редких случаях все переменные состояния могут быть измерены, поэтому приходится использовать специальные устройства – наблюдатели состояния, дающие оценку всех или некоторых переменных состояния.

Задачей курсовой работы является синтез трех различных цифровых регуляторов, а также наблюдателя состояния, предназначенных для автоматического управления двигателем постоянного тока с независимым возбуждением. При этом один регулятор (с ПИД – законом управления) предлагается синтезировать на основе использования традиционного подхода к проектированию САУ, а два других регулятора (апериодический и линейно - квадратический) – методами пространства состояний. Исследовательская часть работы включает сравнительный анализ синте-

зированных цифровых регуляторов на основе выполненного компьютерного моделирования.

ЦЕЛЬ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

Целью курсовой работы является исследование современных методов проектирования цифровых систем управления и на этой основе приобретение практических навыков анализа, синтеза и моделирования цифровых регуляторов, предназначенных для управления электрическими машинами.

1. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

1.1. Синтез цифрового апериодического регулятора состояния

Пусть разностное уравнение, описывающее линейную дискретную систему с постоянными параметрами (объект управления) имеет вид

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k), \quad (1.1)$$

где $x(k)$ - вектор состояния размерности $(n \times 1)$;

$u(k)$ - входов размерности $(m \times 1)$;

A и B - матрицы с постоянными коэффициентами размерности $(n \times n)$ и $(n \times m)$ соответственно.

Пусть целью управления является поддержание системы (1.1) около положения равновесия. Более конкретно задачу управления можно сформулировать следующим образом: выполнить перевод системы из произвольного начального состояния $x(0) = x_0$ в требуемое конечное $x(N) \approx 0$ за конечное время и при отсутствии возмущающих воздействий. Закон управления с отрицательной обратной связью по состоянию и постоянной настройкой можно сформулировать в виде

$$u(k) = -Kx(k),$$

где K - матрица обратных связей размерности $(n \times n)$.

В таком случае система (1.1) преобразуется к виду

$$x(k+1) = A_z x(k), \quad (1.2)$$

где $A_z = [A - BK]$ - матрица замкнутой системы управления.

Можно доказать [1], что характеристические числа замкнутой системы, то есть характеристические числа матрицы A_z , могут быть произвольно размещены в комплексной области посредством соответствующего выбора матрицы K тогда и только тогда, если система (1.1) полностью управляема.

Дискретная система (1.1) называется полностью управляемой по состоянию, если для произвольного начального момента (шага) k_0 существует последовательность неограниченных управлений $u(k_i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$, которая переводит каждое начальное состояние $x(k_0)$ в некоторое конечное $x(k_N)$ за конечное время $k_N \geq k_0$.

Если система стабилизируемая, то можно выбрать так K , что замкнутая система будет устойчивой. Следует отметить, что полностью управляемая система является стабилизируемой.

Особый интерес вызывает случай, когда все характеристические числа замкнутой системы находятся в начале координат комплексной плоскости z (то есть все характеристические числа являются вещественными и равными нулю). Тогда характеристический полином, соответствующий матрице $A_z = [A - BK]$ замкнутой системы, имеет вид

$$\det[I\lambda - A + BK] = \lambda^n.$$

И характеристическое уравнение можно записать следующим образом

$$\lambda^n = 0, \quad (1.3)$$

где n – размерность системы.

Так как в соответствии с теоремой Кэли - Гамильтона каждая матрица удовлетворяет своему характеристическому уравнению, то уравнение (1.3) можно переписать в виде

$$[A - BK]^n = 0. \quad (1.4)$$

Состояние исследуемой системы в момент (на шаге) N определяется с помощью следующей формулы [2] (дискретный аналог формулы Коши - Лагранжа)

$$x(N) = A_z^N x_0 + \sum_{k=0}^{N-1} A_z^{N-k-1} Bu(k). \quad (1.5)$$

Для рассматриваемого случая (отсутствие возмущающих воздействий) формула (1.5) принимает вид

$$x(N) = A_z^N x_0 \quad \text{или} \quad x(N) = [A - BK]^N x_0. \quad (1.6)$$

Формула (1.6) определяет собственное движение системы (1.1) под действием ненулевого вектора x_0 начальных условий к положению равновесия (к нулю). Так как $[A - BK]^n = 0$, то при любых начальных условиях состояние равновесия (нулевое) может быть достигнуто за конечное число шагов $N = n$ (или меньше). В таком случае говорят, что система обнаруживает апериодическую реакцию состояния, а регулятор, обеспечивающий такое движение системы, называют апериодическим.

Полученный результат показывает, что состояние любой полностью управляемой дискретной системы путем соответствующего выбора ее параметров может быть приведено к нулевому состоянию самое большое за n шагов, где n - порядок (размерность) системы. При этом переходный процесс носит апериодический характер.

Апериодический регулятор может быть представлен в виде звена с дробно-рациональной передаточной функцией, которое включено в прямую цепь контура

управления, или в виде регулятора состояния, параметры, которого определяются элементами матрицы обратных связей.

Таким образом, синтез апериодического регулятора заключается в выборе либо коэффициентов соответствующей передаточной функции из условия размещения всех полюсов замкнутой дискретной системы в начале координат комплексной плоскости z , либо значений элементов матрицы K обратных связей (в случае регулятора состояния) из условия равенства нулю всех характеристических чисел замкнутой системы.

1.2 Синтез цифрового линейно-квадратического регулятора (ЛКР)

Предполагается, что задано уравнение объекта управления в пространстве состояний в виде конечно-разностного уравнения (1.1).

Задача состоит в построении регулятора, формирующего такой вектор управляющих переменных $u(k)$ из вектора переменных состояния $x(k)$, который переводит систему в конечное состояние $x(N) \approx 0$ при отсутствии задающих, а также возмущающих воздействий и минимизирует квадратичный критерий качества

$$I = x^T(N)Sx(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k)Qx(k) + u^T(k)Ru(k)]. \quad (1.7)$$

Матрицы, входящие в этот критерий, обладают следующими свойствами:

S — положительно полуопределена и симметрична;

Q — положительно полуопределена и симметрична;

R — положительно определена и симметрична, так что выполняются условия

$$x^T S x \geq 0, x^T Q x \geq 0 \text{ и } u^T R u > 0.$$

Требования, наложенные на матрицы S , Q и R , вытекают из условий существования оптимума критерия I и обусловлены следующими соображениями. Решение поставленной задачи, имеющее смысл с инженерной точки зрения, может быть получено только в том случае, если все члены уравнения (1.7) имеют один и тот же знак, например, являются положительными. В связи с этим все матрицы, упомянутые выше, должны быть, по крайней мере, положительно полуопределены. Если $S = 0$, т. е. конечное состояние $x(N)$ в критерии не учитывается, а $Q \neq 0$, т. е. все состояния $x(0), \dots, x(N-1)$ входят в критерий с определенным весом, то имеющее смысл оптимальное решение также существует. Отсюда следует, что если матрица Q положительно определена, то матрица S может быть положительно полуопределена. Справедливо также и обратное утверждение. Следует, однако, исключить случай, когда $S = 0$ и $Q = 0$, т. е. все состояния в критерии не учитываются и только вектор управляющих переменных имеет вес, определяемый матрицей $R \neq 0$, что не имеет смысла. Поскольку рассматривается случай, когда $x(N) \approx 0$, матрицы S и Q выбираются равными. Следовательно, и матрица Q должна быть положительно определена. Так как задача состоит в исследовании изменения собственных движений и стабилизация объекта управления осуществляется с помощью обратных свя-

зей по состоянию, влияние задающих переменных и внешних возмущений не учитывается, а выходные переменные

$$y(k) = Cx(k)$$

не используются для формирования обратных связей.

Если найдена оптимальная управляющая переменная $u(k)$, то

$$\min I = \min_{u(k)} \left\{ x^T(N) Q x(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q x(k) + u^T(k) R u(k)] \right\}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

Определение оптимальной управляющей переменной является задачей динамической оптимизации, которая может быть решена различными методами [1], [2], [3].

В результате может быть получен оптимальный регулятор с постоянными параметрами, уравнение которого можно представить в виде

$$u^0(k) = -\bar{K}x(k). \quad (1.8)$$

Матрица этого регулятора $\bar{K}$ удовлетворяет уравнению

$$\bar{K} = (R + B^T \bar{P} B)^{-1} B^T \bar{P} A$$

при $P = P_0$, являющемся решением стационарного матричного уравнения Рикати [2]

$$\bar{P} = \lim_{N \rightarrow \infty} P_{N-j} = Q + A^T \bar{P} [I - B(R + B^T \bar{P} B)^{-1} B^T P] A. \quad (1.9)$$

Решение нелинейного уравнения (1.9) может быть получено с помощью системы MATLAB.

1.3. Синтез цифрового ПИД – регулятора

Среди аналоговых регуляторов наибольшее распространение получил ПИД–регулятор. Его обычно относят к параметрически оптимизируемым регуляторам. Идеализированное уравнение аналогового ПИД–регулятора имеет вид

$$u(t) = K \left[e(t) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_D \frac{de(t)}{dt} \right], \quad (1.10)$$

где $u(t)$ - сигнал управления; $e(t)$ - ошибка управления;

K – коэффициент передачи; T_I – постоянная интегрирования;

T_D – постоянная дифференцирования.

Для малых тактов квантования T_0 это уравнение можно преобразовать в конечно-разностное с помощью дискретизации, состоящей в замене производной разностью первого порядка, а интеграла – суммой. Непрерывное интегрирование может быть заменено интегрированием по методу прямоугольников или трапеций. При использовании метода прямоугольников уравнение (1.10) принимает вид

$$u(k) = K \left[e(k) + \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=0}^k e(i-1) + \frac{T_D}{T_0} (e(k) - e(k-1)) \right]. \quad (1.11)$$

Уравнение (1.11) можно рассматривать как основу для построения алгоритма управления, в котором для формирования входящей в него суммы необходимо помнить все предыдущие значения сигнала ошибки $e(t)$. Поскольку каждый раз значение сигнала управления $u(k)$ вычисляется заново, этот алгоритм называют «позиционным».

Для программирования на ЭВМ более удобны рекуррентные алгоритмы. Эти алгоритмы отличаются тем, что для вычисления текущего значения управляющей переменной $u(k)$ используются ее предыдущее значение $u(k-1)$ и поправочный член. Для получения рекуррентного алгоритма достаточно вычесть из уравнения (1.11) следующее уравнение

$$u(k-1) = K \left[e(k-1) + \frac{T_0}{T_I} \sum_{i=0}^{k-1} e(i-1) + \frac{T_D}{T_0} (e(k-1) - e(k-2)) \right]. \quad (1.12)$$

В результате получается рекуррентная формула

$$u(k) - u(k-1) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2), \quad (1.13)$$

где

$$q_0 = K(1 + \frac{T_D}{T_0}); \quad q_1 = -K(1 + 2\frac{T_D}{T_0} - \frac{T_0}{T_I}); \quad q_2 = K\frac{T_D}{T_0}. \quad (1.14)$$

Теперь вычисляется только текущее приращение управляющей переменной

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1).$$

Следует отметить, что после небольшой модификации способа интегрирования в уравнении (1.12) под знаком суммы можно использовать значения $e(k-1)$

вместо $e(k)$. При этом коэффициенты q_0 и q_1 изменятся и не будут соответствовать коэффициентам, полученным для больших тактов квантования.

Если для аппроксимации интеграла использовать метод трапеций, то на основании уравнения (1.12) будет получено следующее соотношение

$$u(k) = K \left[e(k) + \frac{T_0}{T_I} \left(\frac{e(0) + e(k)}{2} + \sum_{i=1}^{k-1} e(i) \right) + \frac{T_D}{T_0} (e(k) - e(k-1)) \right].$$

Вычитая из него соответствующее уравнение для $u(k-1)$, можно получить другое рекуррентное выражение, описывающее динамику дискретного закона управления

$$u(k) = u(k-1) + q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2),$$

где

$$q_0 = K \left(1 + \frac{T_0}{2T_I} + \frac{T_D}{T_0} \right); \quad q_1 = -K(1 + 2\frac{T_D}{T_0} - \frac{T_0}{2T_I}); \quad q_2 = K\frac{T_D}{T_0}. \quad (1.15)$$

Для малых тактов квантования параметры q_0 , q_1 и q_2 можно вычислить, используя параметры K , T_I и T_D аналогового ПИД-регулятора в соответствии с соотношениями (1.14) или (1.15).

Для приближенной настройки ПИД – регуляторов часто используют метод Зиглера–Никольса [2].

Наиболее эффективным методом синтеза параметров ПИД – регулятора является метод параметрической оптимизации, который реализуется в системе визуального моделирования Simulink [4].

2. ЦИФРОВОЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ СОСТОЯНИЯ

2.1. Принципы построения наблюдателя

Современная теория автоматического управления цифровыми системами базируется на использовании обратной связи по переменным состояния. Однако, как правило, на практике не все переменные состояния доступны для измерения, а измеряются только выходные переменные системы. Поэтому для построения цифровых регуляторов состояния необходимо «восстанавливать» недоступные для измерения переменные состояния на основе информации, содержащейся во входных и выходных сигналах. Подсистема, которая решает такую задачу, называется наблюдателем. Структурная схема цифровой системы с регулятором состояния и цифровым наблюдателем изображена на рисунке 2.1.

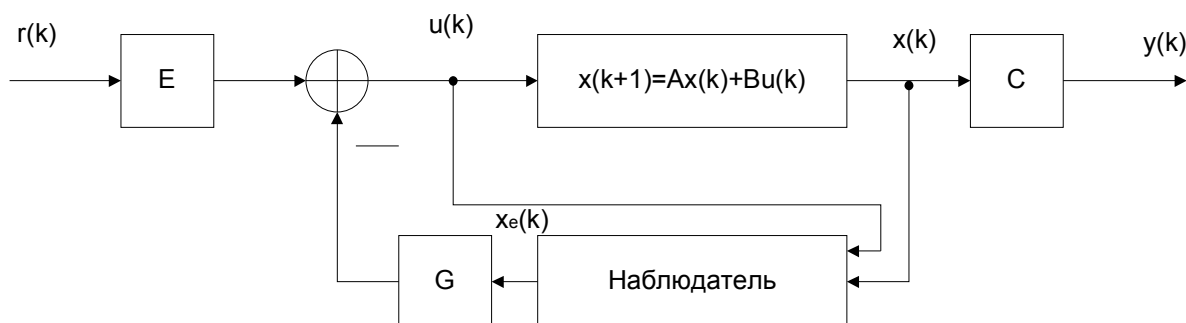


Рисунок 2.1 – Цифровая САУ с регулятором состояния и наблюдателем.

На рисунке 2.1 применены следующие обозначения:

$x(k)$ – вектор состояния; $y(k)$ – вектор выходов;

$x_e(k)$ – вектор восстановленных переменных состояния;

$r(k)$ – вектор входов; $u(k)$ – управляющее воздействие;

E – матрица входов; A – матрица состояния;

B – матрица управления; G – матрица регулятора состояния.

Восстановленный вектор состояния $x_e(k)$ используется для формирования управляющего воздействия $u(k)$ с помощью матрицы обратных связей G регулятора состояния. При этом пара матриц A и C должна быть наблюдаемой.

Наблюдатель состояния, изображенный на рисунке 2.1 должен проектироваться таким образом, чтобы восстанавливаемое состояние $x_e(k)$ было как можно ближе к действительному $x(k)$, а время восстановления – минимальным. На практике нет возможности сравнивать действительное состояние и восстанавливаемое, поэтому

работу наблюдателя строят на сравнении действительного $y(k)$ и восстанавливаемого $y_e(k)$ выходов. При этом используется соотношение

$$y_e(k) = Cx(k). \quad (2.1)$$

Структурная схема цифрового наблюдателя состояния изображена на рисунке 2.2.

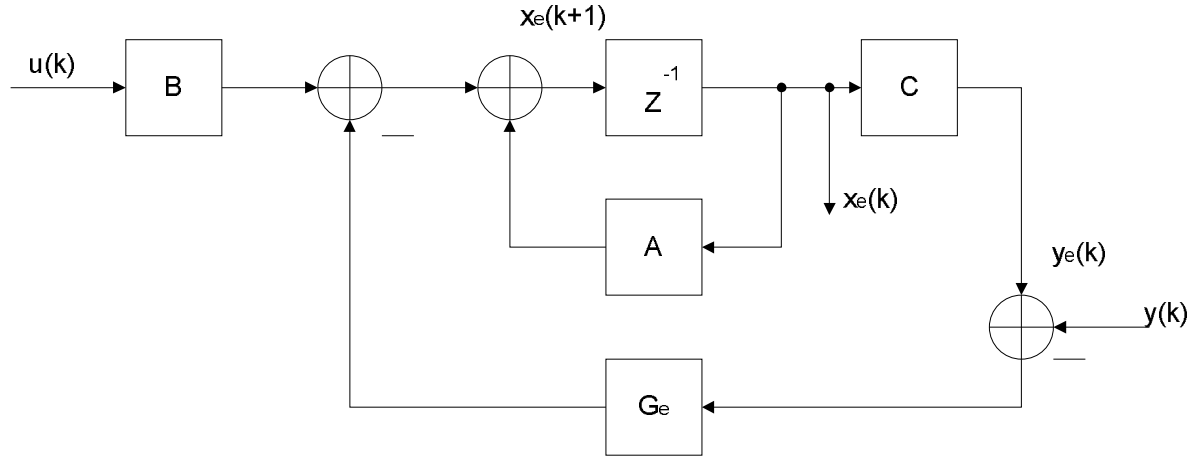


Рисунок 2.2 – Структурная схема наблюдателя состояния с обратной связью

Задача проектирования цифрового наблюдателя состояния состоит в нахождении такой матрицы G_e , чтобы отклонение $\delta(k) = y_e(k) - y(k)$ уменьшалось как можно быстрее.

Уравнение состояния цифрового замкнутого наблюдателя в соответствии с рисунком 2.2 имеет вид

$$x_e(k+1) = Ax_e(k) - G_e Cx_e(k) + G_e y(k) + Bu(k) \quad (2.2)$$

где матрицы A , B , C совпадают с соответствующими матрицами системы, изображенной на рисунке 2.1.

Следует отметить, что, если $y_e(k) = y(k)$, то уравнение (3.2) приводится к уравнению

$$x_e(k+1) = Ax_e(k) + Bu(k) \quad (2.3)$$

которое идентично уравнению состояния исходной системы.

2.2. Синтез наблюдателя состояния для замкнутой цифровой САУ

В соответствии с рисунком 2.1 уравнение замкнутой САУ с цифровым наблюдателем можно записать в виде

$$x(k+1) = Ax(k) - BGx_e(k) + BEr(k), \quad (2.4)$$

где учтено соотношение

$$u(k) = Er(k) - Gx_e(k). \quad (2.5)$$

Уравнение цифрового наблюдателя (2.2) с учетом соотношений (2.1) и (2.5) можно преобразовать следующим образом

$$x_e(k+1) = (A - G_e C - BG)x_e(k) + G_e Cx(k) + BEr(k). \quad (2.6)$$

Вычитая уравнение (2.6) из (2.4), можно получить

$$\begin{aligned} x(k+1) - x_e(k+1) &= (A - G_e C)[x(k) - x_e(k)] \quad \text{или} \\ \delta_x(k+1) &= (A - G_e C)\delta_x(k) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Полученное уравнение (2.7) является конечно-разностным однородным уравнением, которое определяет свободное движение рассогласования $\delta_x(k) = x(k) - x_e(k)$ к нулю. При этом свойства этого движения при заданных матрицах A и C определяются матрицей обратных связей наблюдателя G_e . Поэтому задача синтеза наблюдателя сводится к выбору коэффициентов матрицы G_e , обеспечивающих быстрое стремление $\delta_x(k)$ к нулю (или быструю сходимость $x_e(k)$ и $x(k)$). Решение этой задачи может выполняться различными способами. Например, методом размещения собственных значений матрицы $(A - G_e C)$ в начале комплексной плоскости z .

Другой подход к вычислению матрицы G_e состоит в моделировании уравнения (3.7) при ненулевых начальных условиях. Это может быть выполнено в среде Simulink и, в частности, с использованием модуля параметрической оптимизации Outport, если задать требуемые показатели переходного процесса, вызванного ненулевыми начальными условиями в (2.7).

Следует отметить, что для моделирования замкнутой цифровой САУ с наблюдателем должна быть задана матрица G обратных связей регулятора состояния. Эта матрица может быть найдена одним из рассмотренных ранее методов.

3. ОБЪЕКТ УПРАВЛЕНИЯ

В качестве объекта управления при построении цифровых регуляторов рассматривается двигатель постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ), эквивалентная схема которого изображена на рисунке 3.1.

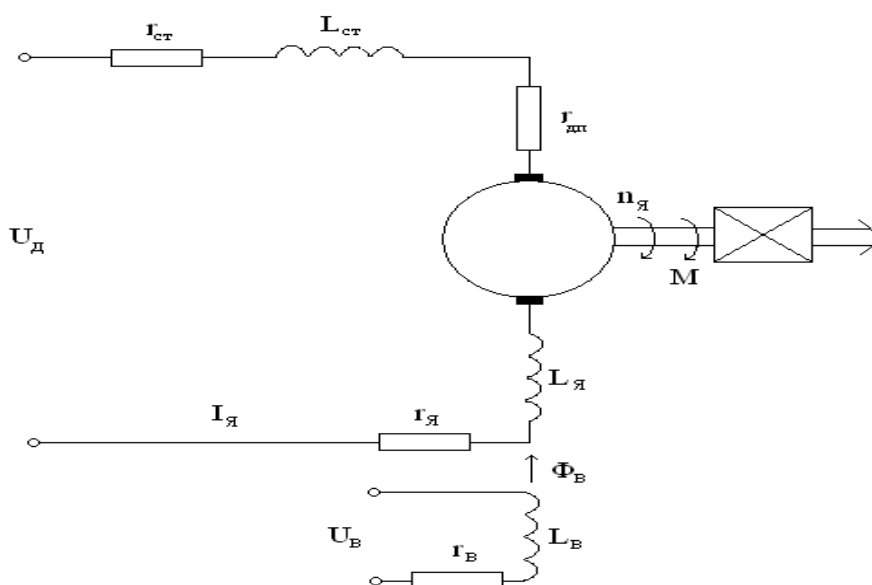


Рисунок 3.1 – Эквивалентная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

На рисунке 3.1 приняты следующие обозначения:

U_d – питающее напряжение на якоре ДПТ НВ (В);

$I_{я}, r_{я}, L_{я}$ – ток, сопротивление и индуктивность якоря (А, Ом, Гн);

U_B, r_B, Φ_B – напряжение, сопротивление и магнитный поток обмотки возбуждения ДПТ НВ (В, Ом, Вб);

$M_{дин}, M_c$ – моменты вращения и сопротивления (Н·м);

$r_{дп}$ – сопротивление дополнительных полюсов (Ом);

$L_{ст}, r_{ст}$ – индуктивность и сопротивление стабилизирующей обмотки ДПТ НВ (Гн, Ом);

$n_{я}$ – угловая скорость якоря ДПТ НВ (об/мин).

Уравнения стационарного режима, которые используются для линеаризации и построения статических характеристик ДПТ НВ, могут быть представлены в виде [5]

$$U_d(t) = e_d + r_{яц} I_{я}(t),$$

$$M(t) = C_M \Phi_B I_{я},$$

где $e_d = C_e \Phi_B n(t)$ – противоЭДС; $M(t)$ – момент, развиваемый на валу двигателя; C_e и C_M – соответственно электрическая и механическая постоянные;

$$r_{яц} = r_{я} + r_{дп} + r_{ст}.$$

Динамические процессы в ДПТ НВ описываются [3] уравнениями баланса напряжений

$$U_d(t) = e_d + r_{яц} I_{я}(t) + L_{я} \frac{dI_{я}(t)}{dt}$$

и моментов

$$M(t) = M_{дин}(t) + M_c(t).$$

Динамический момент определяется соотношением

$$M_{дин}(t) = J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad \text{или} \quad M_{дин}(t) = \frac{1}{9.55} J \frac{dn(t)}{dt},$$

где $\omega(t)$ – угловая скорость вала (рад/с); $n(t)$ – угловая скорость вала (об/мин);

$J = J_d + J_{н.пр}$ – момент инерции на валу двигателя ($\text{кг} \cdot \text{м}^2$), где, в свою очередь,

J_d – момент инерции якоря двигателя;

$J_{н.пр} = k_p^2 J_n$ – момент инерции нагрузки, приведенный к валу ДПТ НВ (k_p – коэффициент передачи редуктора, соединяющего вал двигателя с нагрузкой). Для расчётов можно принять $J_{н.пр} = 0,014 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Момент сопротивления $M_c(t)$ – приведённый к валу двигателя статический момент сопротивления рабочего механизма или момент вязкого трения (если двигатель без нагрузки). Этот момент определяется соотношением

$$M_c(t) = k_c n(t),$$

где $k_c = (0.25...0.6) \frac{\text{Н} \cdot \text{м}}{\text{об} \cdot \text{мин}^{-1}}$ – коэффициент сопротивления.

Если при исследовании ДПТ НВ требуется в качестве выхода (или переменной состояния) рассматривать угол поворота вала $\alpha(t)$, то следует ввести еще одно дифференциальное уравнение

$$\frac{d\alpha(t)}{dt} = \frac{1}{9.55} n(t) \text{ или } \frac{d\alpha(t)}{dt} = \omega(t).$$

Параметры модели ДПТ НВ рассчитываются по следующим соотношениям [5].

$J_D = \frac{GD^2}{4}$ – момент инерции, приведенный к валу двигателя ($\text{кг} \cdot \text{м}^2$), где

GD^2 – маховый момент.

$L_J = \frac{9}{\pi} \cdot \frac{U_{ном}}{pn_{ном} I_{Яном}}$ – индуктивность обмотки якоря (Гн), где p – число пар полюсов.

полюсов.

$I_{Яном} = I_{ном} - \frac{U_{ном}}{k_3 r_B}$ – номинальный ток якоря (А), где $k_3 = 1, 2$ – коэффициент за-

полнения обмотки.

Если магнитный поток обмотки возбуждения Φ_B постоянен, то можно ввести следующие обозначения: $C_e \Phi_B = C_{eB}$ и $C_M \Phi_B = C_{MB}$. В таком случае имеют место следующие соотношения:

$C_e = \frac{U_{ном} - k_3 r_{яц} I_{Яном}}{n_{ном}}$ – электрическая константа ($\text{В} \cdot \text{мин/об}$).

$C_M = \frac{1}{0.105} C_e$ – механическая константа.

Необходимые данные для расчета параметров модели приведены в Приложении А.

4. ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Задание на курсовую работу выдается преподавателем каждому студенту в индивидуальном порядке и предусматривает синтез трех цифровых регуляторов: ПИД – регулятора, апериодического регулятора, линейно - квадратического регулятора, а также наблюдателя состояния. В качестве объекта управления используется двигатель постоянного тока с независимым возбуждением серии П. Тип двигателя приводится в вариантах заданий, которые сформулированы в Приложении А. Параметры двигателей серии «П» приведены в таблице А1.

Задание на курсовую работу содержит также исследовательскую часть, которая должна включать сравнительный анализ синтезированных регуляторов, выполненный на основе компьютерного моделирования.

5. УКАЗАНИЯ К ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОЙ РАБОТЫ

При решении задач синтеза цифровых регуляторов состояния модель объекта управления построить в пространстве состояний в виде дифференциальных уравнений, а затем преобразовать их к конечно - разностным. Период дискретизации принять равным 0,01с. При этом возмущающие воздействия на объект не учитывать. Параметры модели ДПТ НВ вычислить в соответствии с вариантом задания и с использованием справочных данных, приведенных в приложении А.

Процедуры синтеза цифрового апериодического и оптимального регуляторов должны включать анализ управляемости и наблюдаемости.

Для синтеза цифрового ПИД - регулятора рекомендуется разработать модель системы управления в виде структурной схемы, построенной на основе использования дискретных передаточных функций.

На всех стадиях выполнения курсовой работы рекомендуется использовать систему MATLAB.

6. ОФОРМЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ

Результаты курсовой работы оформляются в виде пояснительной записки, выполненной в соответствии ГОСТ 2.105-95 ЕСКД [6]. Текстовая часть пояснительной записки должна включать следующие разделы:

- задание на проектирование;
- введение;
- математическое описание объекта исследования и постановка задачи;
- синтез цифровых регуляторов;
- синтез наблюдателя;
- моделирование синтезированных САУ;
- сравнительный анализ полученных результатов;
- заключение;
- библиографический список;
- приложение.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Квакернаак Х. Линейные оптимальные системы управления / Х. Квакернаак, Р. Сиван: Пер. с англ.-М.: Мир, 1977.- 655с.
2. Изерман Р. Цифровые системы управления / Р.Изерман :Пер. с англ. – М.:Мир, 1984.-541 с.
3. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления /Б. Куо: Пер. с англ.-М.: Машиностроение, 1986.-448с.
4. Дьяконов В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб.: Питер, 2002.- 448с.
5. Фатеев А.В. Расчет автоматических систем / А.В. Фатеев, А.А. Вавилов, Л.П. Смольников. – М.: Высш. шк., 1973. – 336с.
6. ГОСТ 2.105-95 ЕСКД. Общие требования к текстовым документам. Введ. 01.07.97. -К.: Госстандарт Украины, 1996. – 36с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(обязательное)

Таблица А.1 – Технические данные двигателей постоянного тока серии П
 $n_{\text{ном}} = 1500 \text{ об/мин}$

Номер варианта	Тип двигателя	$U_{\text{ном}}, \text{В}$	$P_{\text{ном}}, \text{кВт}$	$I_{\text{ном}}, \text{А}$	$\eta_{\text{ном}}, \%$	$2p$	$2a$	$w_{\text{я}}$	$r_{\text{я}} + r_{\text{дп}}, \text{Ом}$	$r_{\text{ст}}, \text{Ом}$	$w_{\text{в1}}$ (на полюс)	$r_{\text{в}}$ общее, Ом	$GD^2, \text{кг}\cdot\text{м}^2$
1	П-11	110 220	0,3	4,3 2,06	63,5 66,0	2	2	826 1652	5,14 22,6	0,236 0,88	2700	300	0,0012
2	П-12	110 220	0,45	5,2 2,88	78,5 71,0	2	2	574 1176	2,97 11,75	0,125 0,25	1850 4000	158 785	0,015
3	П-21	110 220	0,7	8,9 4,4	72,0 72,0	2	2	558 1188	1,52 6,59	0,063 0,24	2000 4800	107 600	0,045
4	П-22	110 220	1,0	11,7 5,9	77,0 77,0	2	2	414 864	0,96 4,17	0,062 0,25	2400 4800	175 712	0,055
5	П-31	110 220	1,5	17,4 8,6	78,0 78,0	2	2	342 756	0,594 2,455	0,026 0,212	2600 4600	130 470	0,085
6	П-32	110 220	2,2	24,5 12,2	80,5 81,5	2	2	234 468	0,285 1,35	0,02 0,092	1700 3600	78 358	0,105
7	П-41	110 220	3,2	36,1 18,0	80,5 80,5	4	2	243 540	0,283 1,41	0,007 0,033	1400 2700	118 470	0,15
8	П-42	110 220	4,5	50,6 25,3	81,0 81,0	4	2	162 351	0,153 0,65	0,0048 0,0392	760 1500	41,4 172	0,18
9	П-51	110 220	6,0	66 33	82,5 82,5	4	2	155 372	0,1026 0,565	0,0044 0,0073	900 1800	45,2 262	0,35
10	П-52	110 220	8,0	86 42,6	84,5 85,5	4	2	124 248	0,0656 0,298	0,0022 0,0068	800 1800	41,8 178	0,40
11	П-61	220	11	57,3	87,0	4	4	248	0,199	0,006	1950	178	0,56
12	П-62	220	14	73	86,0	4	4	186	0,1183	0,004	1700	146	0,65

В таблице А.1 приняты следующие обозначения:

$U_{\text{ном}}$ – номинальное напряжение;

$P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность;

$I_{\text{ном}}$ – номинальный ток;

$\eta_{\text{ном}}$ – к.п.д в номинальном режиме;

p – число пар полюсов;

a – число пар параллельных ветвей обмотки якоря;

$w_{\text{я}}$ – число витков обмотки якоря;

$r_{\text{я}} + r_{\text{дп}}$ – суммарное сопротивление якоря и дополнительных полюсов;

$r_{\text{ст}}$ – сопротивление стабилизирующей обмотки;

$w_{\text{в1}}$ – число витков обмотки возбуждения;

$r_{\text{в}}$ – сопротивление обмотки возбуждения;

GD^2 – маховый момент.

Заказ № _____ от « _____ » _____ 200__ Тираж _____ экз.

Изд-во СевНТУ