

По результатам расчетов дефектных опор можно сделать вывод:

- При ширине раскрытия трещин 1...3 мм, коррозия арматуры 15...30 % и фактическая прочность бетона 194...220 кгс/см², опоры не выдерживают нагрузки и их необходимо усилить.
- При ширине раскрытия трещин 1 мм, коррозия арматуры 1...3 % и фактическая прочность бето-

на более 300 кгс/см², опоры выдерживают нагрузку и для них необходима заделка трещин, прогноз срока службы и наблюдение при дальнейшей эксплуатации линий.

- При разрушении защитного слоя оголенную, покрытую коррозией арматуру (вид 3), необходимо усилить дополнительными элементами с заделкой разрушенной части.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Демин Ю.В., Демина Р.Ю., Горелов В.П. Обеспечение долговечности электросетевых материалов и конструкций в агрессивных средах. – Кн. 1. Теоретические основы / Под ред. д.т.н. проф. В.П. Горелова. – Новосибирск: НГАВТ, 1998. – 209 с.
2. Демин Ю.В., Демина Р.Ю., Горелов В.П. Обеспечение долговечности электросетевых материалов и конструкций в агрессивных средах. – Кн. 2. Практические рекомендации. / Под ред. д.т.н. проф. В.П. Горелова. – Новосибирск: НГАВТ, 1998. – 190 с.
3. Барг И.Г. Воздушные линии электропередачи. Вопросы эксплуатации и надежности. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 248 с.

УДК 68-83:681.513.68

ЛОКАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В.Г. Букреев, А.А. Богданов, С.К. Соснин, А.К. Чащин

Томский политехнический университет
E-mail: vbuk@yandex.ru

Рассматривается решение задачи синтеза оптимального управления электромеханическими системами с переменной структурой. Предлагается алгоритм локальной минимизации ошибки регулирования электромеханического объекта на каждом интервале дискретности импульсного преобразователя. В качестве примера рассмотрена задача стабилизации скорости электродвигателя постоянного тока с широтно-импульсным модулятором.

Введение

Процедура оптимизации дискретных электромеханических систем предполагает стационарность параметров объекта управления на достаточно длительном интервале его функционирования [1]. Однако часто возникают ситуации, когда на интервалах дискретизации управляющего сигнала параметры непрерывного электромеханического объекта принимают различные значения. Данным свойством обладают, например широтно-импульсные системы и электромеханические системы с источником энергии ограниченной мощности. Для таких систем целесообразно организовать субоптимальный регулятор, обеспечивающий экстремальность назначенного критерия качества в некоторой ограниченной области. К таким регуляторам можно отнести локально-оптимальный регулятор, минимизирующий, например, ошибку регулирования в каждый момент времени [2].

1. Постановка задачи

Пусть длительность функционирования электромеханической системы представлена точками $t_0, t_1, \dots, t_k, \dots$ на интервалы дискретности, значения которых равны $T = t_{k+1} - t_k$, где k – целое действительное число. Внутри каждого интервала $[t_k, t_{k+1}]$ поведение электромеханического объекта (ЭМО) управления описывается уравнениями

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A_1 x(t) + b_1 \quad \text{при} \quad t \in [t_k, t_k + \tau_k], \\ \dot{x}(t) &= A_2 x(t) + b_2 \quad \text{при} \quad t \in [t_k + \tau_k, t_k + T]. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $x(t)$ – n -мерный вектор переменных состояния, b_1 и b_2 – внешние воздействия, A_1 и A_2 – $n \times n$ – матрицы параметров. Управление объектом осуществляется за счет выбора последовательности значений $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k$, (интервал формирования управляющего воздействия). Примером подобных систем являются автоматические системы с широтно-импульсной модуляцией. Пусть $z(t) = c^T$ – желаемый скалярный выход объекта (c^T – вектор-строка, T – символ транспонирования). Задачу управления можно поставить как задачу выбора такой последовательности значений $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k, \dots$, при которых в установившемся режиме на каждом интервале времени T величина $z(t)$ незначительно отличается от некоторого заданного значения z^* , т.е. выполняется неравенство

$$|z(t) - z^*| < \varepsilon, \quad (2)$$

где ε – заданное малое число. Данное требование в другой формулировке можно рассматривать как задачу слежения за постоянным сигналом z^* на определенном интервале T .

2. Решение уравнения динамического движения ЭМО

Предположим, что правые части ур. (1) не зависят от времени. Тогда решение данного уравнения на интервале времени $[t_k, t_k + T]$ можно записать в виде

$$x(t_k + \tau_k) = U_1(\tau_k) x(t_k) + f_1(\tau_k),$$

$$x(t_k + T) = U_2(T - \tau_k) x(t_k + \tau_k) + f_2(T - \tau_k),$$

где $U_i(t) = \exp At$ – матричная экспонента,

$$f_i(t) = \int_0^t Y_i(t) b_i dt = (U_i(t) - I) A_i^{-1} b_i, \quad i = 1, 2. \quad (3)$$

Здесь I – единичная матрица. Правая часть соотношения (3) записана в предположении, что матрица A_i невырожденная. В противном случае для вычисления интеграла нужно использовать разложение матрицы $U_i(t)$ в ряд, т.е.

$$f_i(t) = b_i t + A_i b_i t^2 / 2 + \dots$$

Отсюда можно получить дискретную модель объекта

$$x(k+1) = F(\tau_k) x(k) + h(\tau_k), \quad k=0, 1, 2 \dots \quad (4)$$

где

$$x(k) = x(t_k),$$

$$F(\tau) = U_2(T - \tau) U_1(\tau),$$

$$h(\tau) = U_2(T - \tau) f_1(\tau) + f_2(T - \tau).$$

Таким образом, поставленная задача состоит в том, чтобы начиная с некоторого k -ого такта выполнялось неравенство (2).

Сформулировать достаточно строгие математически условия разрешимости данной задачи довольно трудно. Поэтому приведем некоторые общие соображения.

1. Значение z^* должно быть достижимым, то есть должна существовать последовательность значений $\tau_0, \tau_1, \dots, \tau_k, \dots$, при которой система из начального состояния переходит в окрестность значения z^* . Здесь многое определяется величинами внешних воздействий b_1 и b_2 . По-видимому, в большинстве практических случаев множество достижимых значений $z^* = c^T x(k)$ можно оценить, если проинтегрировать систему (1) сначала при $\tau=0$, а затем $\tau=T$.
2. Система (4) должен быть устойчивой, хотя бы для определенных значений параметра τ в интервале $[0, T]$.
3. Выход системы (1) должен быть регулируемым. Под этим понимается то, что при разных значениях τ выход $z(t)$ может увеличиваться или уменьшаться от такта к такту. Это свойство во многом определяется внешними воздействиями b_1 и b_2 . Как видно из (4), для регулируемости системы необходимо, чтобы функция $c^T h(\tau)$ изменяла знак на интервале $[0, T]$.
4. Предполагается, что величина интервала T достаточно мала, т.е. значительно меньше постоянных времени подсистем (1). Это необходимо, во-первых, для обоснования проводимой

ниже линеаризации уравнения (4) и, во-вторых, для обоснования отсутствия субгармонических колебаний внутри каждого интервала.

3. Локально-оптимальное управление

Одним из возможных подходов к решению поставленной задачи слежения может быть следующий вариант. Поскольку величины T и τ предполагаются малыми, то ур. (4) можно линеаризовать относительно τ . В результате получаем

$$x(k+1) = F_0 x(k) + h_0 + (F_1 x(k) + h_1) \tau_k, \quad (5)$$

где

$$F_0 = F(0) = U_2(T), \quad F_1 = U_2(T) \Delta A, \quad \Delta A = A_1 - A_2,$$

$$h_0 = f_2(T) = (U_2(T) - I) A_2^{-1} b_2,$$

$$h_1 = U_2(T) \Delta b, \quad \Delta b = b_1 - b_2.$$

Из (5) следует, что ошибка слежения на $k+1$ -ом такте равна

$$e(k+1) = z^* - c^T x(k+1) = z^* - q_0(x(k)) - q_1(x(k)) \tau_k,$$

где

$$q_0(x) = c^T (F_0 x + h_0) = c^T U_2(T) x + c^T h_0,$$

$$q_1(x) = c^T (F_1 x + h_1) = c^T U_2(T) (\Delta A x + \Delta b).$$

Минимум модуля этой ошибки достигается при следующих условиях

$$\tau_k = \begin{cases} 0 & \text{при } p(x(k)) < 0, \\ p(x(k)) & \text{при } 0 < p(x(k)) < T, \\ T & \text{при } T < p(x(k)). \end{cases} \quad (6)$$

где

$$p(x) = (z^* - q_0(x)) / q_1(x). \quad (7)$$

Таким образом, соотношение (6) определяет локально-оптимальный закон управления. Результаты моделирования поведения различных систем при приведенном выше алгоритме управления показывают, что система сначала при постоянных значениях τ или T переходит в окрестность значения z^* , а затем начинается собственно процесс регулирования.

4. Локально-оптимальное управление последовательно включенными динамическими звеньями

Рассмотрим задачу управления двумя последовательными динамическими звеньями, между которыми имеется ключ, который в течение каждого такта включается в течение интервала времени $[t_k, t_k + \tau]$ и выключается в течение интервала $[t_k + \tau, t_k + T]$. Поведение такой системы можно описать уравнением

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & l \cdot A_{12} \\ l \cdot A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $x_1(t)$ и $x_2(t)$ – фазовые переменные первого и второго звена, g_1 и g_2 – внешние воздействия, действующие на звенья. Строку c^T , определяющую требуемый выход

объекта, зададим в виде $c^T = [0^T, c_2^T]$, т.е. нас интересует выход второго звена. Параметр l , определяющий работу ключа, определяется следующим выражением:

$$l = \begin{cases} 1 & \text{при } t_k < t < t_k + \tau_k, \\ 0 & \text{при } t_k + \tau_k < t < t_k + T. \end{cases} \quad (9)$$

Таким образом, матрицы A_1 и A_2 , фигурирующие в (1), отличаются только недиагональными блоками. При этом матрица A_2 является блочно-диагональной, и поэтому

$$U_2(T) = \begin{bmatrix} U_{11}(T) & 0 \\ 0 & U_{22}(T) \end{bmatrix},$$

где $U_{11}(T) = \exp A_{11}T$ и $U_{22}(T) = \exp A_{22}T$.

Кроме того,

$$A_1 - A_2 = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & 0 \end{bmatrix}, h_0 = \begin{bmatrix} (U_{11}(T) - I)A_{11}^{-1}g_1 \\ (U_{22}(T) - I)A_{22}^{-1}g_2 \end{bmatrix}, h_1 = 0.$$

В результате выражения для q_0 и q_1 , которые входят в (7), принимают вид

$$q_0 = s_0^T x_2(k) + d_0, \quad q_1 = s_1^T x_1(k),$$

где параметры определяются как

$$s_0^T = c_2^T U_{22}(T), \quad s_1^T = c_2^T U_{22}(T) A_{21}, \\ d_0 = c_2^T (U_{22}(T) - I) A_{22}^{-1} g_2.$$

Следует отметить, что выражение для q_0 , которое входит в числитель выражения (7), зависит от переменных $x_2(t)$ – фазовых координат второго звена, а выражение для q_1 , которое входит в знаменатель выражения (7), зависит от $x_1(t)$ – фазовых координат первого звена. Кроме того, эти выражения не зависят от g_1 – воздействия на первое звено.

5. Пример решения задачи стабилизации скорости вращения двигателя постоянного тока

Электромеханический объект состоит из последовательно включенных силового фильтра и собственно двигателя. Уравнения работы силового фильтра имеют вид:

$$L_f \dot{i}_f(t) + R_f i_f(t) + v_f(t) = u_m(t), \\ C_f \dot{v}_f(t) = i_f(t) - l i(t). \quad (10)$$

Уравнения движения двигателя имеют вид [1]:

$$L_g \dot{i}(t) + R_g i(t) + C_g \omega(t) = l v_f(t), \\ J \dot{\omega}(t) = C_g i(t) - M(t). \quad (11)$$

Здесь $i_f(t)$, $v_f(t)$, L_f , C_f , R_f – ток, напряжение, индуктивность, емкость и сопротивление фильтра, $i(t)$ – сила тока в якоре, $\omega(t)$ – угловая частота вращения двигателя, $u_m(t)$ – входное напряжение фильтра (напряжение источника питания), $M(t)$ – момент нагрузки двигателя, L_g и R_g – индуктивность и сопротивление обмотки якоря, C_g – конструктивный коэффициент двигателя, J – момент инерции на валу двигателя.

Параметр l определяет работу ключа, согласно (9). В этой системе два внешних воздействия: напряжение

$u_m(t)$, которое через фильтр поступает на двигатель на каждом такте T в течение интервала $[0, \tau]$, и нагрузка $M(t)$, которая приложена к валу двигателя. Для того, чтобы скорость двигателя приняла заданное значение ω^* , необходимо, чтобы нагрузка $M(t)$ была меньше некоторого значения. Ур. (10) и (11) можно представить в векторно-матричной форме, аналогичной (8),

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_f(t) \\ v_f(t) \\ \dot{i}(t) \\ \dot{\omega}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & 0 & la_{23} & 0 \\ 0 & la_{32} & a_{33} & a_{34} \\ 0 & 0 & a_{43} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f(t) \\ v_f(t) \\ i(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ 0 \\ 0 \\ m_0 \end{bmatrix},$$

где

$$a_{11} = -R_f / L_f, \quad a_{12} = -1 / L_f, \quad a_{21} = 1 / C_f, \quad a_{23} = -1 / C_f, \\ a_{32} = 1 / L_g, \quad a_{33} = -R_g / L_g, \quad a_{34} = -C_g / L_g, \quad a_{43} = C_g / J, \\ v_0 = u_m / L_f, \quad m_0 = -M / J.$$

Моделирование проводилось при следующих числовых значениях (использовался двигатель ДК-1-2.3): $T=0,1$ мс, $\omega^*=10$ рад/с, $L_f=2$ мГн, $C_f=4$ мФ, $L_g=2,24$ мГн, $R_g=0,95$ Ом, $C_g=0,0231$ В·с, $J=0,00221$ кг·м², $u_m=48$ В, $M=0,1$ Н·м и нулевых начальных условиях. Оптимизация производилась по методике, изложенной в п. 4.

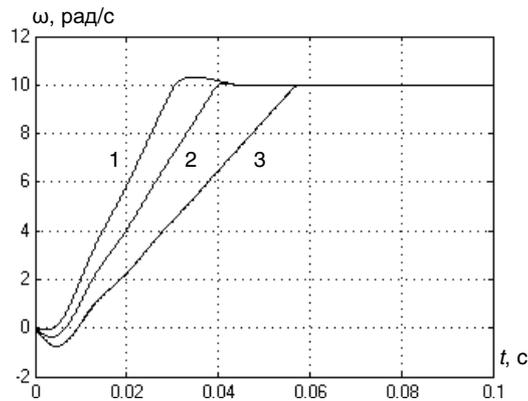


Рис. 1. Переходные процессы частоты вращения двигателя при разных моментах нагрузки: M : 1) 0,1; 2) 0,3; 3) 0,5 Н·м

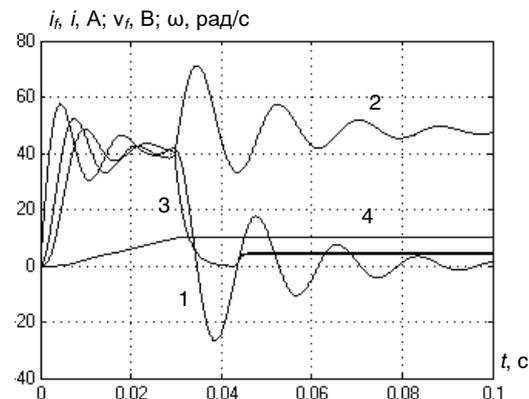


Рис. 2. Переходные процессы в двигателе и силовом фильтре широтно-импульсного преобразователя: 1) $i_f(t)$, 2) $v_f(t)$, 3) $i(t)$, 4) $\omega(t)$

На рис. 1 представлены переходные процессы частоты вращения двигателя при варьировании нагрузки. На рис. 2 приведены переходные процессы для всех переменных состояния. Моделирование процессов произведено в системе Matlab 7.

Выводы

Анализ результатов моделирования позволяет утверждать, что переходный процесс скорости дви-

гателя носит апериодический характер, и стабилизация заданной скорости осуществляется практически без перерегулирования примерно за 100 интервалов дискретности управляющего сигнала при варьировании момента нагрузки в широких пределах. Можно также заключить, что локально-оптимальный регулятор является в некотором смысле адаптивным по отношению к возмущениям и обеспечивает заданную точность регулирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борцов Ю.А., Поляхов Н.Д., Путов В.В. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
2. Букреев В.Г., Параев Ю.И. Адаптивные регуляторы в дискретных системах управления сложными электромеханическими объектами. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2000. – 278 с.
3. Черноруцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С. Следящие системы автоматических манипуляторов. – М.: Наука, 1987. – 272 с.

УДК 621.312

КОММУТИРУЮЩИЕ СВОЙСТВА ОБМОТОК ЯКОРЕЙ КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА НАЧАЛЬНОМ ЭТАПЕ КОММУТАЦИИ

С.И. Качин, Ю.С. Боровиков, О.С. Качин, Е.Н. Клыжко

Томский политехнический университет
E-mail: borovikov@tpu.ru

Рассмотрены свойства обмоток якорей, влияющие на характер коммутационного процесса на начальном этапе, приведены аналитические зависимости токов одновременно коммутируемых секций. Показано, что изменение взаимных магнитных связей между соседними секциями оказывает существенное влияние на качество коммутационных процессов и открывает пути для создания новых конструкций обмоток якорей.

Наличие непосредственной связи качества коммутационных процессов с конструкциями и параметрами якорных обмоток общеизвестно и отражено в ряде работ различных авторов [1–4].

Основными факторами, определяющими характер коммутационного процесса и зависящими от свойств обмотки якоря, являются средняя реактивная ЭДС секции, ее чувствительность к влиянию основного поля и поля дополнительных полюсов, степень взаимного демпфирования секций на протяжении времени их коммутации сопротивлением скользящего контакта, а также в течение времени горения дуги под сбегавшим краем щетки.

Влияние указанных выше факторов на коммутационный процесс в той или иной степени исследовалось применительно к различным конструкциям якорных обмоток [1]. Наиболее подробно изучены коммутационные свойства простых петлевых и волновых обмоток, которые широко применяются в машинах малой мощности.

Причем основное внимание при этом уделялось особенностям коммутации в течение промежутка времени, когда щетка непосредственно контактирует с набегающей и сбегавшей ламелями исследуемой секции. Поэтому основополагающие реко-

мендации и тенденции, которым нужно следовать для повышения коммутационных свойств данных типов обмоток в указанный интервал времени, к настоящему моменту в основном сформулированы, что оставляет мало шансов на реальное усиление коммутационных свойств.

Вместе с тем более детальное изучение особенностей процесса коммутации на начальном его этапе, когда коммутируемая секция электрически замкнута электрощеткой (так называемый процесс собственно коммутации [1]) позволяет выработать рекомендации по конструированию новых обмоток электрических машин, обладающих лучшими коммутационными свойствами в сравнении с известными техническими решениями [2].

Частный случай процесса собственно коммутации при щеточном перекрытии, равно единице, был достаточно подробно рассмотрен в [1], где выявлено неоднозначное влияние величины индуктивности секции на коммутационные свойства обмотки якоря в зависимости от соотношения других параметров коммутируемого контура и сформулированы условия достижения оптимальной величины индуктивности секции.

Значительно более сложными являются процессы коммутации при щеточном перекрытии,