

ФОРМИРОВАНИЕ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ ЭВРИСТИЧЕСКИХ ПРОГРАММ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

В настоящее время актуальной проблемой является формирование эффективной взаимосвязи ассоциативного и формально-логического мышления специалистов в области диагностики промышленных объектов и компьютерных программ по обработке диагностической информации, полученной на основании стендовых испытаний, научно-производственного опыта и любых других источников информации о состоянии объектов диагностики.

В данной статье решается задача по интеллектуальной поддержке процесса формирования диагноза состояния промышленного объекта. В качестве конкретного объекта исследования выбран один из самых распространенных промышленных объектов - автомобиль.

Перспективным направлением в решении этой сложной проблемы, по мнению авторов, может стать формирование эвристических программ диагностирования автомобилей (ЭПДА) с использованием языков программирования высокого уровня. ЭПДА, благодаря использованию способов сокращенного перебора, с учетом накопленного опыта, запрашивают лишь ту информацию, которая необходима в данной ситуации. Вообще процесс технической диагностики, как правило, строго регламентирован, что и приводит к получению избыточной информации, при этом полученная информация оказывается почти всегда недостаточной для полной и качественной постановки диагноза. Это положение подтверждается на практике.

Известно довольно много эвристических программ частного и общего характера для решения определенного класса задач. В тех случаях, когда удастся найти подходящие «эвристики», понижающие размерность задачи, эвристические программы оказываются эффективнее методов математического программирования. Однако отсутствие в теории эвристического программирования формальных правил поиска эвристик затрудняет практическое применение этого метода для решения прикладных задач. Поэтому задача формирования ЭПДА является вполне самостоятельной и требует индивидуального подхода.

Посредством эвристического программирования стало возможным формирование исходной модели объекта диагностики на естественном языке опытных специалистов до ввода в ЭВМ эвристической программы, что и позволяет непрерывно повышать эффективность процесса диагностирования.

Возможность быстро и точно ставить диагноз состояния автомобиля опытным оператором-диагностом при существенном недостатке исходной информации как раз и объясняется тем, что на основании практической деятельности у него и формируется первоначальная модель решения подобного рода задач, которая потом непрерывно совершенствуется на основании обратной связи, то есть реализуется процесс самообучения. Этот принцип является определяющим в ЭПДА.

Очевидно, что если идти по пути полной аналогии с накоплением опыта оператора-диагноста, то для формирования ЭПДА, способной не только заменить опытного оператора-диагноста, но и существенно превзойти его возможности в постановке диагноза, потребуется длительное время. В действительности же, благодаря сочетанию в ЭПДА преимуществ ассоциативного мышления оператора-диагноста с эффективностью формально-логической обработки информации ЭВМ, ЭПДА может за короткий промежуток времени перенять совокупный опыт операторов-диагностов и ставить диагноз на их уровне, что и подтверждается практикой опробования эвристических программ, решающих задачи, подобные задачам диагностирования.

Ввиду сложности ЭПДА ее формирование было разделено на ряд самостоятельных этапов.

На первом этапе предлагается формировать обучаемые эвристические программы диагностирования на основе накопления и анализа долговременной информации методом экспертных оценок в виде таблиц связей между признаками (m), характеризующими состояние автомобиля и наиболее вероятные его неисправности (n). Сформированная таким образом исходная (первоначальная) матрица связей размером (m/n) вводится в соответствующий массив.

С практической точки зрения такие матрицы, реализуемые на ЭВМ, позволяют оператору-диагносту в режиме диалога более обоснованно ставить предварительный диагноз. Эти матрицы особенно эффективны, если оператор-диагност не имеет достаточного опыта, а также при обучении студентов практической диагностике двигателя внутреннего сгорания (ДВС).

К недостаткам такого способа обработки оперативной информации следует отнести малую глубину диагноза, возникающие иногда противоречия между выводимыми на печать наиболее вероятными неисправностями и малую достоверность некоторых диагнозов.

Несмотря на то, что проблеме диагностики ДВС уделяется значительно больше внимания, чем диагностике других агрегатов и узлов транспортных средств, в производственной практике в основном используются традиционные методы определения неисправностей ДВС. Это объясняется тем, что достоверность ассоциативной информации опытного механика (водителя) иногда существенно выше, чем достоверность сложных, дорогостоящих и к тому же недостаточно надежных методов и средств современной диагностики.

Авторами сделаны первые попытки в области формирования эвристических программ диагностирования двигателей, позволяющие несколько улучшить достоверность и уменьшить время постановки диагноза ДВС. То есть, речь идет пока о формировании системы интеллектуальной поддержки формально-логических и интуитивных методов диагностики, которая, «впитав» в себя опыт механиков, водителей и операторов-диагностов, сможет конкурировать с достаточно опытными специалистами. На рисунке 1 представлен формат матрицы размерностью 61x38 сформированной на основании опыта механиков-водителей.

Признаки неисправностей		1	2	3
		Двигатель не запускается	Двигатель работает неустойчиво или глохнет на холостом ходу	Двигатель не развивает полной мощности и не обладает достаточно приемистостью
Неисправность				
1	Засорены топливopоводы	0,07	0,1	0
2	Засорены фильтры карбюратора и топливного насоса	0,1	0,1	0,06
3	Неисправен топливный насос	0,1	0	0,1
4	Не открывается воздушная заслонка карбюратора	0,1	0,1	0,05
5	Обрыв в проводе, идущем к клапану	0,05	0,1	0,01
6	Неисправен электромагнитный клапан	0,05	0,1	0
7	Засорены жиклеры или каналы карбюратора	0,03	0,04	0,01
8	Вода в карбюраторе	0,01	0,06	0
9	Нарушена герметичность диафрагмы пускового устройства	0	0,01	0
10	Неисправна система зажигания	0,1	0,02	0,01
11	Подсос воздуха через шланг, соединяющий впускную трубу с вакуумным усилителем	0	0,02	0
12	Подсос воздуха через прокладки в соединениях впускной трубы с карбюратором или с головкой цилиндров	0	0,02	0,01
13	Подсос воздуха через поврежденную трубку отбора разрежения к вакуумному регулятору распределителя зажигания	0	0,01	0
14	Неполное открытие дроссельных заслонок карбюратора	0	0,02	0,1
15	Загрязнен фильтрующий элемент воздушного фильтра	0,009	0,01	0,1
16	Засорены главные жиклеры	0	0,07	0,1
17	Не полностью открыта воздушная заслонка	0	0,01	0,03
18	Уровень топлива в поплавковой камере не соответствует норме	0,007	0,01	0,1
19	Засорена вентиляционная трубка топливного бака	0,01	0,01	0,03
20	Нарушены зазоры в клапанном механизме	0	0	0,1
21	Не совпадают установочные метки фаз газораспределения	0,03	0	0,04
22	Пробита прокладка головки цилиндров	0,04	0	0
23	Поломка или заедание поршневых колец	0,04	0	0
24	Плохое прилегание клапанов к седлам	0	0	0
25	Чрезмерный износ цилиндров и поршневых колец	0,05	0	0,03
26	Слишком раннее зажигание	0,04	0,15	0,04
--	--	--	--	--

Рис. 1. Часть исходной матрицы связей ЭПДА

В заключение следует также отметить, что ЭПДА - это бесконечно развивающиеся программы, которые уже в ближайшее время могут выполнять не только функции системы интеллектуальной поддержки в процессе формирования диагноза и прогноза технического состояния автомобиля, но и успешно конкурировать с опытным оператором-диагностом, а также оказывать существенную помощь в обучении специалистов и студентов в области практической диагностики автомобилей.

П.И. Якимов

Братский государственный университет

СИНТЕЗ ТОПОЛОГИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ МНОГОСВЯЗНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Синтез топологической модели является начальным этапом структурно-параметрического синтеза сложных систем управления.

Изучение объекта управления и технического задания на проектирование позволяет провести выбор мест приложения управляющих воздействий и установить каналы управления.

В результате этого проектировщик получает функциональную схему связи параметров синтезируемой системы, называемую также графом связности. Введение в граф связности структурных звеньев со своими передаточными функциями, отражающими взаимное влияние параметров системы, позволяет, в свою очередь, определить структурную схему синтезируемой системы.

Структурные схемы содержат четыре геометрических образа:

-линии, представляющие параметры (сигналы) и показывающие направление их пространства;

-прямоугольники, представляющие передаточные функции звеньев;

-кружки, представляющие действие суммирования либо вычитания;

-точки, представляющие места разветвления переменных.

Отсюда следует, что структурные схемы систем управления можно рассматривать как топологические объекты, но в математическом отношении они менее совершенны, чем графы, содержащие два геометрических образа:

- узлы (вершины);

- ветви (дуги).

Структурным графом (С-графом) системы управления называется схема, состоящая из узлов, соединенных между собой ориентированными ветвями. Такая схема может быть построена либо по структурной схеме, либо непосредственно по графу связности.

В С-графе различают два типа узлов: операторные и единичные. Операторные узлы соответствуют передаточным функциям структурных звеньев системы, а единичные узлы отражают взаимодействие структурных звеньев.

Ветви С-графа отображают причинно-следственную связь между операторными и единичными узлами и показывают направление распространения сигналов.

В соответствии с геометрическими образами структурных схем, единичные узлы С-графа классифицируют на узлы 1, 2 и 3-го родов:

-узлы 1-го рода (рисунок 1а) содержат не менее двух входящих ветвей и одну выходящую ветвь, т.е. это суммирующие узлы. Такие узлы чаще всего характеризуют наличие обратных связей в структурной схеме системы. При отрицательной обратной связи соответствующая передаточная функция учитывается на С-графе со знаком “минус”;

-узлы 2-го рода (рисунок 1б) содержат одну входящую ветвь и не менее двух выходящих ветвей, т.е. это узлы ветвления. Такие узлы соответствуют точкам разветвления в структурной схеме системы;

-узлы 3-го рода (рисунок 1в) содержат одну входящую и одну выходящую ветви, т.е. это узлы с единичной передачей. Такие узлы применяют для разделения входных и выход-

ных сигналов последовательно соединенных звеньев структурной схемы. Узлы 3-го рода не изменяют структурную композицию графа, тем не менее, они необходимы на следующем этапе синтеза системы.

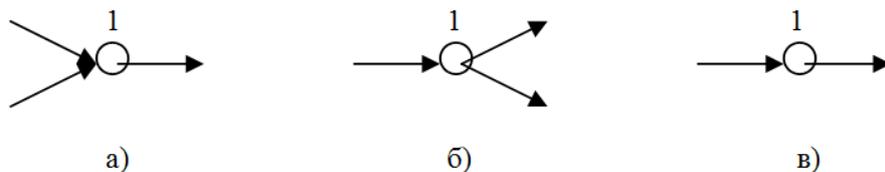


Рис. 1. Геометрическое представление единичных узлов С-графа

Согласно принятой классификации, узлы любой сложности всегда могут быть сведены к трем указанным видам.

В таблице 1 показано соответствие элементов структурной схемы элементам С-графа.

Построение топологической модели рассмотрено на примере многосвязной системы, структурная схема которой представлена на рисунке 2, а С-граф, изоморфный данной структурной схеме, приведен на рисунке 3. Сравнение С-графа со структурной схемой позволяет заключить, что С-граф в топологическом смысле представляет собой строго дуальную форму структурной схемы. Входы и выходы системы на С-графе обозначаются входными и выходными единичными узлами, соответственно. Последовательная цепь звеньев структурной схемы на С-графе отображается единичным узлом 3-го рода, включенным между операторными узлами. Введенное звено с передаточной функцией $W_{10} = 1$ необходимо для учета знака единичной обратной связи.

Таблица 1

Соответствие элементов структурной схемы и С-графа

Геометрический образ	Элемент структурной схемы	Элемент С-графа
Линия с направлением хода сигнала		
Структурное звено с передаточной функцией		
Узел суммирования (вычитания) сигналов		
Точка ветвления сигналов		

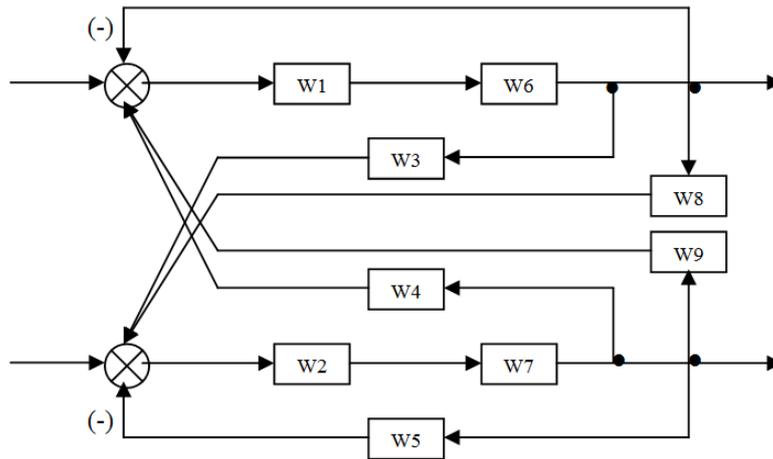


Рис. 2. Структурная схема системы многосвязного управления

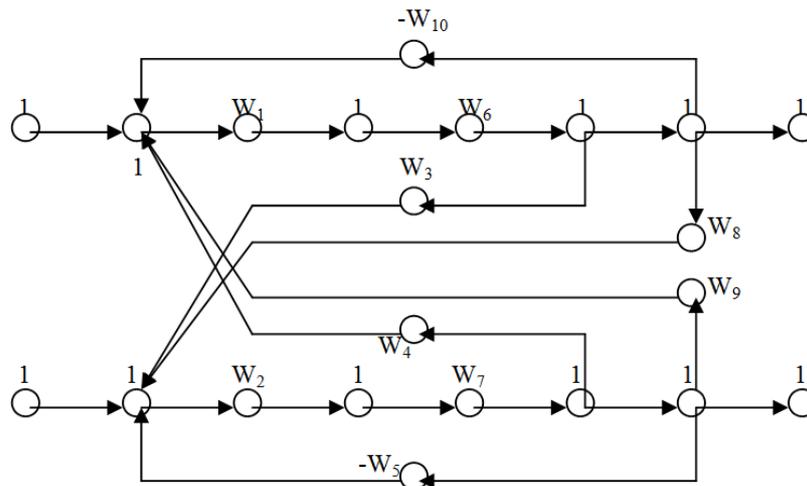


Рис. 3. С-граф системы многосвязного управления

Таким образом, С-граф как разновидность топологической модели, содержит:

- входные единичные узлы, соответствующие входным сигналам системы;
- операторные узлы, соответствующие структурным звеньям;
- узлы 1-го рода, соответствующие суммирующим элементам в структуре;
- узлы 2-го рода, соответствующие точкам разветвления сигналов;
- узлы 3-го рода, включаемые между операторными узлами при последовательном соединении звеньев структурной схемы;
- выходные единичные узлы, соответствующие выходным сигналам системы.

Из всего изложенного следует, что С-граф, по сравнению со структурной схемой, дает более развернутую картину взаимосвязи звеньев в системе. Это позволяет в более полной мере учитывать информацию, которая содержится в структуре синтезируемой системы. Указанное обстоятельство является чрезвычайно важным для решения задачи структурно-параметрического синтеза, поскольку топологическая модель служит основой для получения матричной модели, которая характеризует состояние и поведение синтезируемой системы управления. Представление структуры многосвязных систем в компактной матричной форме широко используется в современной теории автоматического управления.

О СРАВНЕНИИ ВЕКТОРНЫХ ОЦЕНОК В МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫХ ОПТИМИЗАЦИОННЫХ ЗАДАЧАХ

При наличии нескольких независимых критериев для оценки управляющих воздействий выбор наилучшего решения является нетривиальной задачей. Значительная часть подходов в принятии решения по многим целевым функциям состоит в отсеке «неоптимальных» альтернатив на основе дополнительной информации, получаемой в ходе специально построенного эксперимента [1]. Вычислительные методы многоцелевой оптимизации служат, как правило, не только для нахождения оптимальных (обычно по Парето) альтернатив, но и для альтернативных к ним, содержательно более обозримых формулировок совокупной оптимальности [2]. В многокритериальной задаче максимизации довольно сложно сравнить векторные оценки с различными компонентами. Пусть X - множество возможных исходов принятия решения. Каждый из исходов $x \in X$ оценивается с помощью векторного критерия $H(x) = \{H_1(x), \dots, H_2(x), \dots, H_m(x)\}$. Обозначим через $\chi = \{H(x) : x \in X\}$ множество оценок для всех возможных значений $x \in X$. Довольно очевидно, что если найдется такой вектор $H^* \in \chi$, что $H^* \succeq H$ для всех $H \in \chi$, то решение x^* , для которого $H(x^*) = H^*$, следует считать наилучшим, поскольку оно является наилучшим по всем компонентам векторного критерия H среди решений $x \in X$. Векторную оценку $H^* \in \chi$ назовем максимальной по \succeq (по \succ) относительно χ , если не существует оценки $H \neq H^*$, $H \in \chi$, такой, что $H \succeq H^*$ ($H \succ H^*$). Оценка, максимальная по \succeq , является оптимальной по Парето (или эффективной) оценкой, а соответствующее решение x^* - оптимальным по Парето (или эффективным). Таким образом, оптимальное по Парето решение обладает тем свойством, что не существует никакого другого решения $x' \neq x^* \in X$, которое превосходит его в смысле отношения порядка \succeq по всем компонентам критерия H . Иными словами, если x^* - Парето-оптимальное решение, то из условия $H_i(x') \geq H_i(x^*)$, $i=1, \dots, m$, то должно следовать $x' = x^*$ (а значит, $H_i(x') = H_i(x^*)$). Множество оценок, удовлетворяющих этому условию, назовем множеством Парето, или эффективным, а множество соответствующих решений $P(x) \subset X$ - множеством эффективных решений, или Парето - оптимальным множеством, т.е. $P(X) = \{x \in X : H(x) \in \chi\}$. Векторная оценка $\bar{H} \in \chi$, максимальная по \succ , является слабо эффективной, или слабооптимальной по Парето, или оптимальной по Слейтеру, а соответствующее решение \bar{x} - оптимальным по Слейтеру, или слабоэффективным. Таким образом, оптимальное по Слейтеру решение обладает тем свойством, что не существует никакого другого решения $x' \neq \bar{x} \in X$, которое превосходит его в смысле порядка \succ по всем компонентам критерия H . Иными словами, если \bar{x} оптимальна по Слейтеру, то не существует такого $x' \in X$, что $H_i(x') > H_i(x^*)$, $i=1, \dots, m$. Множество оценок $\bar{\chi} \subset \chi$, оптимальных по Слейтеру, удовлетворяющих этому условию, назовем слабоэффективным множеством, а множество соответствующих решений $S(x) \subset X$ - слабоэффективным множеством решений, т.е. $S(x) = \{x \in X, \text{ для которых не существует } x' \in X, \text{ таких, что } H_i(x') > H_i(x)\}$. Поскольку из $H > H'$ следует $H \geq H'$, то всякая эффективная оценка слабоэффективна, так что $\chi \subset \bar{\chi}$ и $P(x) \subset S(x)$. Основной задачей многокритериальной оптимизации является выделение оптимального решения из множества всех решений. Естественно, что хорошим следует считать метод, когда это решение оказывается эффективным или слабоэффективным. Мы предлагаем два подхода к выделению оптимального решения. Пусть $y_i^* = \max_{x \in X} H_i(x)$. Рассмотрим выражение $\max_{0 \leq i \leq m} \frac{y_i^* - H_i(x)}{|y_i^*|}$, оценивающие максимальное отклонение оценки H произвольного решения $x \in X$ от вектора $y^* = (y_1^*, \dots, y_i^*, \dots, y_m^*)$, представ-

ляющего собой вектор максимумов по каждому критерию. В качестве оптимальной точки $x^* \in X$ предлагается выбрать точку x^* , минимизирующую выражение, т.е.
$$\max_{1 \leq i \leq m} \frac{y_i^* - H_i(x^*)}{|y_i^*|} = \min_{x \in X} \max_{1 \leq i \leq m} \frac{y_i^* - H_i(x)}{|y_i^*|}.$$

Можно показать, что решение x^* всегда слабоэффективно, а если оно единственно (с точностью до эквивалентности), то и эффективно. Другим методом выбора оптимального решения являются схемы, которые могут быть названы арбитражными схемами. Метод формулируется при некоторых предположениях о структуре множества χ и функций $H_i(x)$, $i=1, \dots, n$. Однако он может быть применен и в более общем случае. Будем считать, что множество χ всевозможных оценок выпукло и компактно в R^n . Введем в рассмотрение некоторое исходное решение $x^0 \in X$, которое будет пониматься нами как "консервативное" решение, подлежащее улучшению при решении данной многокритериальной задачи. Значение вектора полезностей H в точке $x^0 \in X$ $H(x^0) = \{H_1(x^0), \dots, H_m(x^0)\}$, будем называть точкой "статус-кво". Под арбитражной схемой понимается правило φ , которое каждой паре $\{\chi, H(x^0)\}$ ставит в соответствие некоторую пару $(\bar{H}, \bar{x}) = \varphi(\chi, H(x^0))$, где $\bar{H} \in \chi$, $\bar{x} \in X$ и $\bar{H} = H(\bar{x})$ (x интерпретируется как оптимальное решение) [2]. Сформулируем для арбитражных схем аксиомы, которым должно удовлетворять правило φ , сопоставляющее каждому выпуклому замкнутому подмножеству χ в точке $H \in \chi$ некоторую пару (\bar{x}, \bar{H}) :

1. Реализуемость
2. Индивидуальная рациональность.
3. Оптимальность по Парето
4. Независимость от посторонних альтернатив.
5. Линейность.

Будем считать, что в множестве χ существует вектор H , каждая i -я координата которого строго больше $H_i(x^0)$. Имеет место следующее утверждение. Функция $\varphi(\chi, H(x^0)) = \{(\bar{H}, \bar{x}) \mid \max_{\substack{H \geq H(x^0) \\ H \in \chi}} g(H, \chi, H(x^0)) = g(H, \chi, H(x^0))\}$,

где $g(H, \chi, H(x^0)) = \prod_{i=1}^m (H_i - H_i(x^0))$, удовлетворяет аксиомам.

Исследование возможности скаляризации векторного критерия H показало, что в достаточно широком классе случаев максимум скаляризованного критерия находится во множестве эффективных или слабоэффективных точек и, наоборот, каждая эффективная или слабоэффективная точка, в смысле векторного критерия H , может быть вычислена как максимум некоторого скалярного критерия, полученного из H . Сформулированные положения могут быть использованы в информатике для решения динамических многокритериальных задач.

Библиографический список

1. Гольштейн Е.Г. Теория оптимальности в математическом программировании и ее приложения // М.: Наука. 1971. 258 С.
2. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов // М.: Физматгиз. 1961.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА АДАПТИВНОГО БЛОКА НАСТРОЙКИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ И АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

С помощью языка программирования Matlab был разработан программный комплекс, предназначенный для адаптивного управления системой автоматического регулирования частоты и активной мощности (АРЧМ) при различных схемно-режимных ситуациях в электроэнергетической системе (ЭЭС). Программный комплекс имеет Windows-ориентированный интерфейс и предназначен для инженеров и научных работников, занимающихся вопросами идентификации, оптимизации и адаптивного управления в технических системах, а также может использоваться при обучении специалистов. Данный программный комплекс объединил в себе несколько программ:

- разработанную на кафедре Управления в технических системах программу идентификации нелинейных объектов ЭЭС на основе нечёткого логического вывода [1];
- программу оптимизации нечёткой модели системы АРЧМ;
- нечёткий блок автонастройки АРЧМ (FUZZY - блок);
- программу оптимизации настроечных коэффициентов системы автоматического регулирования частоты вращения (АРЧВ) турбины генераторов электростанций [2], позволяющей находить настройки системы АРЧМ.

В главном окне программного комплекса (рис. 1) отображаются функциональные кнопки, нажатие которых поочередно выполняет соответствующее действие. Вначале пользователю необходимо выбрать тип модели, с которым предстоит работать (физическая или математическая).

При нажатии кнопки «Снятие экспериментальных характеристик» появляется окно задания параметров (рис. 2), в котором необходимо указать: коэффициенты ПИД-регулятора (если они известны заранее), диапазоны и шаг их изменения, значение и диапазон изменения уставки, ширину ступени. В случае отсутствия предварительных данных о коэффициентах ПИД-регулятора у пользователя имеется возможность определить их, нажав на кнопку «Определить коэффициенты АРЧМ».

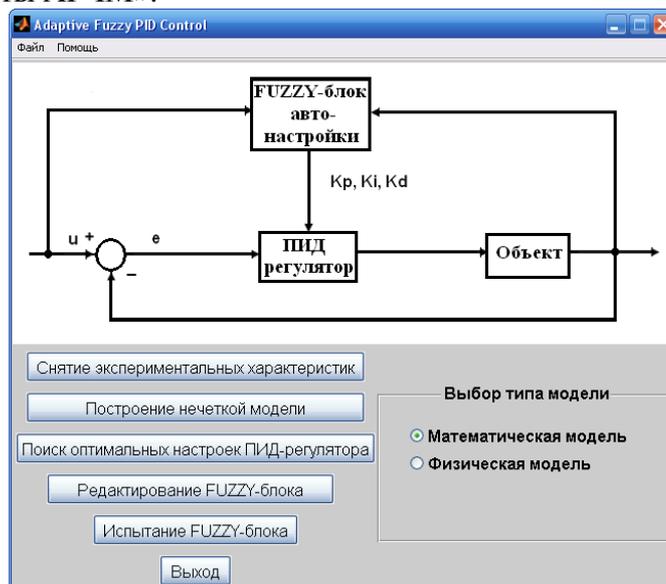


Рис. 1. Главное окно программы

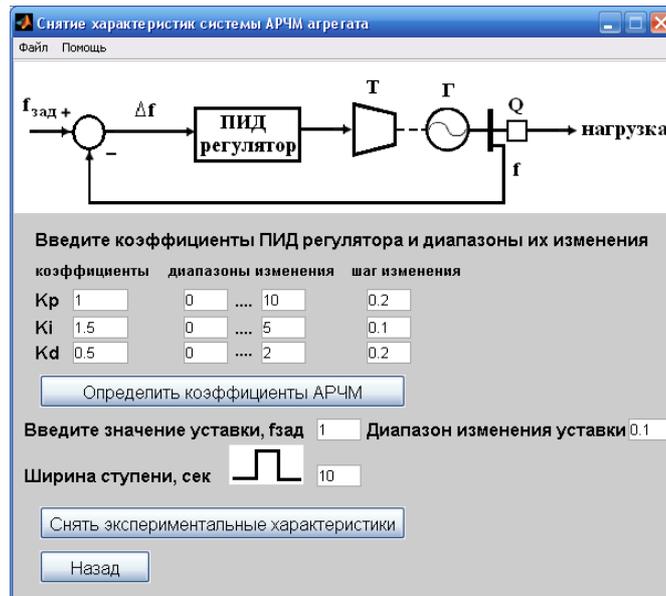
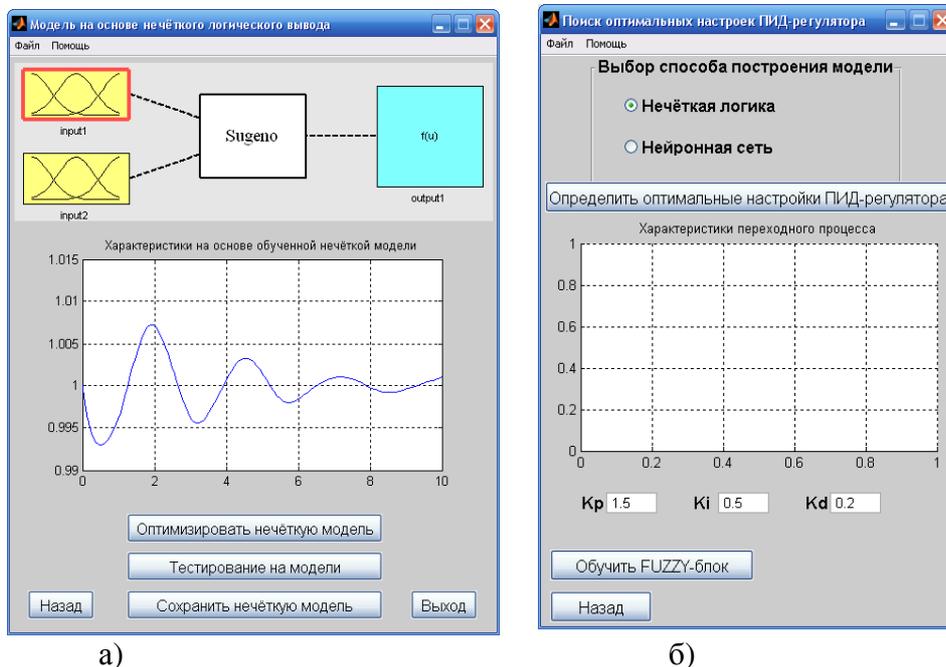


Рис. 2. Окно задания параметров для снятия экспериментальных характеристик

При нажатии кнопки «Построение нечеткой модели» по снятым экспериментальным характеристикам строится нечеткая модель, которую возможно при необходимости оптимизировать и протестировать (рис. 3, а). Поиск оптимальных настроек ПИД-регулятора возможно произвести двумя способами (рис. 3, б), используя, либо аппарат нечеткой логики, либо нейронную сеть. Найденные оптимальные настройки возможно добавить в базу знаний FUZZY-блока, нажав кнопку «Обучить FUZZY-блок». В программном комплексе имеется также возможность редактирования и испытания FUZZY-блока при нажатии соответствующих кнопок.



а)

б)

Рис. 3. Нечеткая модель

а) окно построения нечеткой модели; б) окно определения оптимальных настроек ПИД-регулятора

Таким образом, был разработан программный комплекс, предназначенный для адаптивного управления системой АРЧМ при различных схемно-режимных ситуациях в электроэнергетической системе. Программный комплекс может использоваться как на математических, так и на физических моделях

Библиографический список

1. Нечёткая идентификация односвязных систем (FLI v. 1.00) / Булатов Ю.Н., Приходько М.А. Св. ГР №2011617041; зарег. в реестре программ для ЭВМ 12.09.11. (Федер. служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам).
2. Оптимизация коэффициентов стабилизации систем АРВ и АРЧВ генераторов электростанций (ARE&ARRF v. 1.00) / Игнатьев И.В., Булатов Ю.Н. Св. ГР №2010615862; зарег. в реестре программ для ЭВМ 08.09.10. (Федер. служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам).

Р.А. Киричук, А.О. Орлов

Братский государственный университет

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ УПРАВЛЯЕМОСТИ И НАБЛЮДАЕМОСТИ ПРИ ЭКВИВАЛЕНТИРОВАНИИ ЭНЕРГОСИСТЕМ С ЦЕЛЬЮ УПРАВЛЕНИЯ ИХ УСТОЙЧИВОСТЬЮ

Рассмотрим синтез математических моделей, базирующийся на экспериментальных частотных характеристиках энергосистемы. В восстанавливаемых при этом передаточных функциях параметра стабилизации необходимо отразить такое количество нулей и полюсов исходной функции, чтобы сохранить основные динамические свойства объекта и их влияние на достижимую степень устойчивости.

В этой связи задачу формирования модели формально можно свести к аппроксимации передаточной функции высокого порядка передаточной функцией более низкого порядка.

Выражение для передаточной функции параметра стабилизации можно записать следующим образом:

$$W_i(p) = W_i'(p) / D_n(p) \quad (1)$$

где $D_n(p)$ – характеристический определитель нерегулируемой системы; $W_i'(p)$ – минор этого определителя, полученный вычеркиванием в нем столбца, соответствующего рассматриваемому параметру регулирования, и строки возмущений для i -той станции из n станций.

Как следует из особенностей структуры предлагаемой модели, если какая-либо из составляющих движения системы хорошо наблюдаема хотя бы в одной из частотных характеристик $W_i(j\omega)$ регулирующих станций, то она управляема посредством изменения соответствующих коэффициентов характеристического полинома $D(p)$.

Лишь компенсация во всех передаточных функциях $W_i(p)$ одинаковых групп нулей и плюсов, когда

$$W_i(p) = W_i'(p) / D_n(p) = Q(p)B_i'(p) / Q(p)B_n(p) \quad (2)$$

$$D(p) = D_n(p)P''(p) + W_i'(p)P'(p) = Q(p)[P''(p)B_n(p) - P'(p)B_i'(p)] \quad (3)$$

где $P'(p)$ – числитель передаточной функции регулятора; $P''(p)$ – знаменатель передаточной функции регулятора.

приводит к полной неуправляемости соответствующих групп составляющих движения $Q(p)$.

Неуправляемость группы движений означает слабую связанность выбранной станции с оставшейся частью системы и определяет малую эффективность координации параметров стабилизации этих подсистем между собой. Из этих соображений координация настроек наиболее эффективна в случае сильной зависимости выделенных станций. При этом предварительный поиск таких точек регулирования может осуществляться путем анализа совокупности частотных характеристик.

Данный способ построения математической модели предполагает, что определены передаточные функции режимных параметров стабилизации. В связи с этим была разработана методика получения необходимых передаточных функций путем вычисления по характеристическим нулям и полюсам функции на основе системы дифференциальных и алгебраических уравнений, описывающих переходные процессы в энергосистеме.

Нет необходимости приводить определители к полиномиальному виду. $D_n(p)$ и $W_i'(p)$ находятся в виде произведения постоянной и линейных множителей $(p - p_k)$, а именно

$$\begin{aligned} D_n(p) &= b_0 \prod_{j=1}^n (p - p'_j), \\ W_i'(p) &= a_0 \prod_{i=1}^m (p - p_i), \end{aligned} \quad (4)$$

где p'_j и p_i – корни многочленов $D_n(p)$ и $W_i(p)$, полюсы и нули передаточных функций, равные собственным значениям соответствующих матриц.

В этой связи имеем следующее выражение для $W_i(p)$

$$W_i(p) = \frac{a_0 \prod_{i=1}^m (p - p_i)}{b_0 \prod_{j=1}^n (p - p'_j)} \quad (5)$$

Эффективность такого подхода к эквивалентированию определяется тем, что в последнее время появились точные и быстрые вычислительные процедуры поиска собственных значений матриц высокого порядка. Кроме того, при этом можно существенно понизить порядок передаточной функции, что может быть использовано для эквивалентирования сложных энергосистем при исследовании эффективности сильного регулирования.

Существует ряд процедур, использование которых позволяет найти передаточную функцию параметра стабилизации, конечным результатом работы которых являются численные значения нулей и полюсов передаточных функций, необходимых для формирования характеристического полинома $D(p)$.

Опыт расчета корней числителя и знаменателя передаточных функций $W_i'(p)$ показал, что значительная часть из их общего количества равны или близки друг другу. Следовательно, эти корни можно сократить, тем самым заметно понизить порядок передаточной функции

Известно, что лишь небольшая доля из всех корней характеристического уравнения, так называемые доминирующие корни, определяют степень устойчивости системы в процессе оптимизации коэффициентов стабилизации АРВ-СД. Поэтому в математической модели достаточно отразить только доминирующие составляющие движения системы, а остальные можно заменить некоторым эквивалентом. Как правило, большинство корней, не оказывающих влияния на динамические свойства системы, имеют большой декремент затухания и в этой связи с допустимой точностью могут быть аппроксимированы эквивалентным полиномом небольшого порядка.

Если упростить, таким образом, передаточные функции и подставить их в выражение для характеристического полинома $D(p)$, то получим модель системы, эквивалентную исходной, но гораздо меньшего порядка. Тем самым, мы решим задачу эквивалентирования, трактуя ее как преобразование исходной математической модели, описывающей поведение исследуемой системы, в более простую, но сохраняющую основные, существенные при решении поставленной задачи свойства системы. Критерием точности такой упрощенной модели является близость решений, полученных с ее помощью, и решений, соответствующих полной модели. Некоторые из методов эквивалентирования являются принципиально строгими, так как используют преобразования, не связанные с внесением погрешностей. Предлагаемый метод можно отнести к условно строгим, так как степень погрешности определяется в процессе преобразований и эквивалентирования, а сам процесс может быть проведен с погрешностью, не превышающей заданную. Для этого нужно задаться той допустимой разностью, при которой корни числителя и знаменателя можно считать близкими и подвергать их со-

кращению. Ошибка в конечном результате, каковым для нашей задачи является оптимальная комбинация настроек АРВ-СД станции, будет определяться именно этой величиной.

Представленная методика эквивалентирования при значительном понижении порядка исходной модели сохраняет все особенности наблюдаемости и управляемости параметров стабилизации, присущие полной модели, необходимые для определения степени устойчивости системы.

Д.А. Горобцов

Братский государственный университет

ИДЕНТИФИКАЦИЯ СТАТИКИ ПОТЕНЦИОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

Устройства для измерения перемещений широко применяют в системах автоматического регулирования в качестве технических средств определения размеров деталей и уровней жидкостей. В этих устройствах чувствительный и выходной элементы часто объединяются в один элемент. Так, например, в индуктивных устройствах в качестве чувствительного элемента используют якорь, а в ёмкостных – подвижную пластину конденсатора.

Реостатные устройства, предназначенные для съёма сигналов, преобразуют выходное перемещение чувствительного элемента в постоянный или переменный ток за счёт изменения величины своего электрического сопротивления.

На рис. 1 приведено потенциометрическое устройство, которое преобразует угловое перемещение α в величину R электрического сопротивления. Потенциометр выполнен в виде калиброванного проводника с движком.

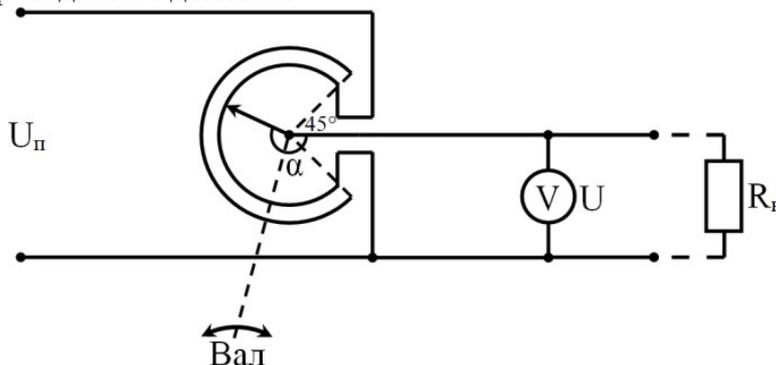


Рис. 1. Потенциометрический датчик радиальной конструкции

Целью работы было решение следующих задач:

- 1) экспериментально определить статические характеристики потенциометра радиальной конструкции при различных значениях сопротивления нагрузки;
- 2) выполнить идентификацию экспериментальных статических характеристик;
- 3) определить относительные погрешности идентификации статических характеристик.

Согласно схемы, приведённой на рис. 1, можно записать следующие уравнения:

$$U = I \frac{R_n X R_n}{R_n X + R_n};$$

$$I = \frac{U_n}{R_n (1 - X) + \frac{R_n X R_n}{R_n X + R_n}}.$$

В результате преобразований получаем формулу:

$$U = \frac{U_n R_n X R_n}{-R_n^2 X^2 + R_n^2 X + R_n R_n}, \quad (1)$$

где U_n – напряжение питания датчика, В; I – ток в цепи потенциометра, А; R_n – полное сопротивление потенциометра, Ом; X – перемещение движка потенциометра; R_n – сопротивление подключаемой нагрузки, Ом; U – напряжение на выходе датчика, В.

Погрешность потенциометров зависит от целого ряда факторов, к которым в первую очередь можно отнести зону нечувствительности, неравномерность характеристики, влияние люфта, влияние нагрузки.

Погрешность, обусловленная зоной нечувствительности, вызывается тем, что выходной сигнал не изменяется при перемещении щётки в пределах одного витка. Поэтому сопротивление реостата изменяется скачкообразно.

Погрешность, вызванная неравномерностью характеристик, зависит от непостоянства диаметра наматываемого провода, непостоянства шага намотки и т.п.

Чтобы нелинейные искажения статической характеристики были незначительными, должно выполняться неравенство $R_n \geq 20R_{п}$, т. е. входное сопротивление R_n элемента, подключаемого к выходу датчика, должно быть в 20 и более раз больше полного сопротивления $R_{п}$ датчика.

Для проведения эксперимента была собрана схема, приведённая на рис. 1, к выходу которой для измерения напряжения подключен цифровой вольтметр. Измерения проводились при напряжении питания $U_{п} = 8,573$ В, полном сопротивлении потенциометра $R_{п} = 284,1$ Ом и сопротивлениях нагрузки:

- 1) $R_n \rightarrow \infty$;
- 2) $R_{н1} = 1591$ Ом;
- 3) $R_{н2} = 298,4$ Ом;
- 4) $R_{н3} = 148,1$ Ом.

Затем, подключая поочерёдно к выходу датчика эти сопротивления и задаваясь значениями входной величины $\alpha = 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, 360^\circ$, измеряя напряжение, были получены точки статической характеристики. Результаты эксперимента приведены в табл. 1.

Таблица 1

Экспериментальные данные для построения статических характеристик потенциометрического датчика радиальной конструкции

α , град	90	180	270	360
U , В при $R_n \rightarrow \infty$	2,268	4,433	6,681	8,573
U_1 , В при $R_{н1} = 1591$ Ом	2,19	4,24	6,45	8,56
U_2 , В при $R_{н2} = 298,4$ Ом	1,92	3,57	5,71	8,5
U_3 , В при $R_{н3} = 148,1$ Ом	1,66	2,99	4,95	8,44

По данным табл. 1 были построены экспериментальные статические характеристики (рис. 2).

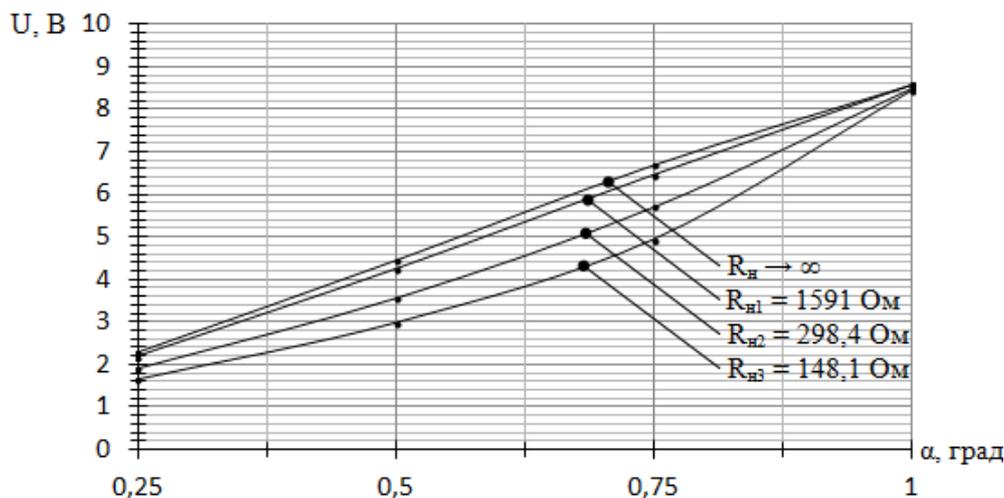


Рис. 2. Экспериментальные статические характеристики потенциометрического датчика радиальной конструкции при различных значениях сопротивления нагрузки

Затем при помощи формулы (1) были получены расчётные статические характеристики. При расчётах принимались следующие соотношения: $90^\circ = 0,25$; $180^\circ = 0,5$; $270^\circ = 0,75$; $360^\circ = 1$. Статические экспериментальные и расчётные характеристики, а также абсолютные и относительные погрешности идентификации приведены в табл. 2-5.

Таблица 2

Сравнение расчётной и экспериментальной статических характеристик при $R_H \rightarrow \infty$

$R_H \rightarrow \infty$				
X	0,25	0,5	0,75	1
Экспериментальные значения U, B	2,27	4,43	6,68	8,57
Расчётные значения U, B	2,14	4,29	6,43	8,57
Δ , B	0,12	0,15	0,25	0
ε , %	5,82	3,42	3,91	0
Среднее значение ε , %	3,29			

Таблица 3

Сравнение расчётной и экспериментальной статических характеристик при $R_{H1} = 1591 \text{ Ом}$

$R_{H1} = 1591 \text{ Ом}$				
X	0,25	0,5	0,75	1
Экспериментальные значения U_1 , B	2,19	4,24	6,45	8,56
Расчётные значения U_1 , B	2,07	4,1	6,22	8,57
Δ , B	0,12	0,14	0,23	-0,01
ε , %	5,6	3,33	3,67	-0,15
Среднее значение ε , %	3,19			

Таблица 4

Сравнение расчётной и экспериментальной статических характеристик при $R_{H2} = 298,4 \text{ Ом}$

$R_{H2} = 298,4 \text{ Ом}$				
X	0,25	0,5	0,75	1
Экспериментальные значения U_2 , B	1,92	3,57	5,71	8,5
Расчётные значения U_2 , B	1,82	3,46	5,46	8,57
Δ , B	0,1	0,11	0,25	-0,07
ε , %	5,58	3,11	4,66	-0,85
Среднее значение ε , %	3,55			

Таблица 5

Сравнение расчётной и экспериментальной статических характеристик при $R_{H3} = 148,1 \text{ Ом}$

$R_{H3} = 148,1 \text{ Ом}$				
X	0,25	0,5	0,75	1
Экспериментальные значения U_3 , B	1,66	2,99	4,95	8,44
Расчётные значения U_3 , B	1,58	2,9	4,73	8,57
Δ , B	0,08	0,09	0,22	-0,13
ε , %	5,31	3,21	4,68	-1,55
Среднее значение ε , %	3,69			

Для наглядности сравнения полученных результатов идентификации, расчётные и экспериментальные характеристики были представлены на одном рисунке (рис. 3).

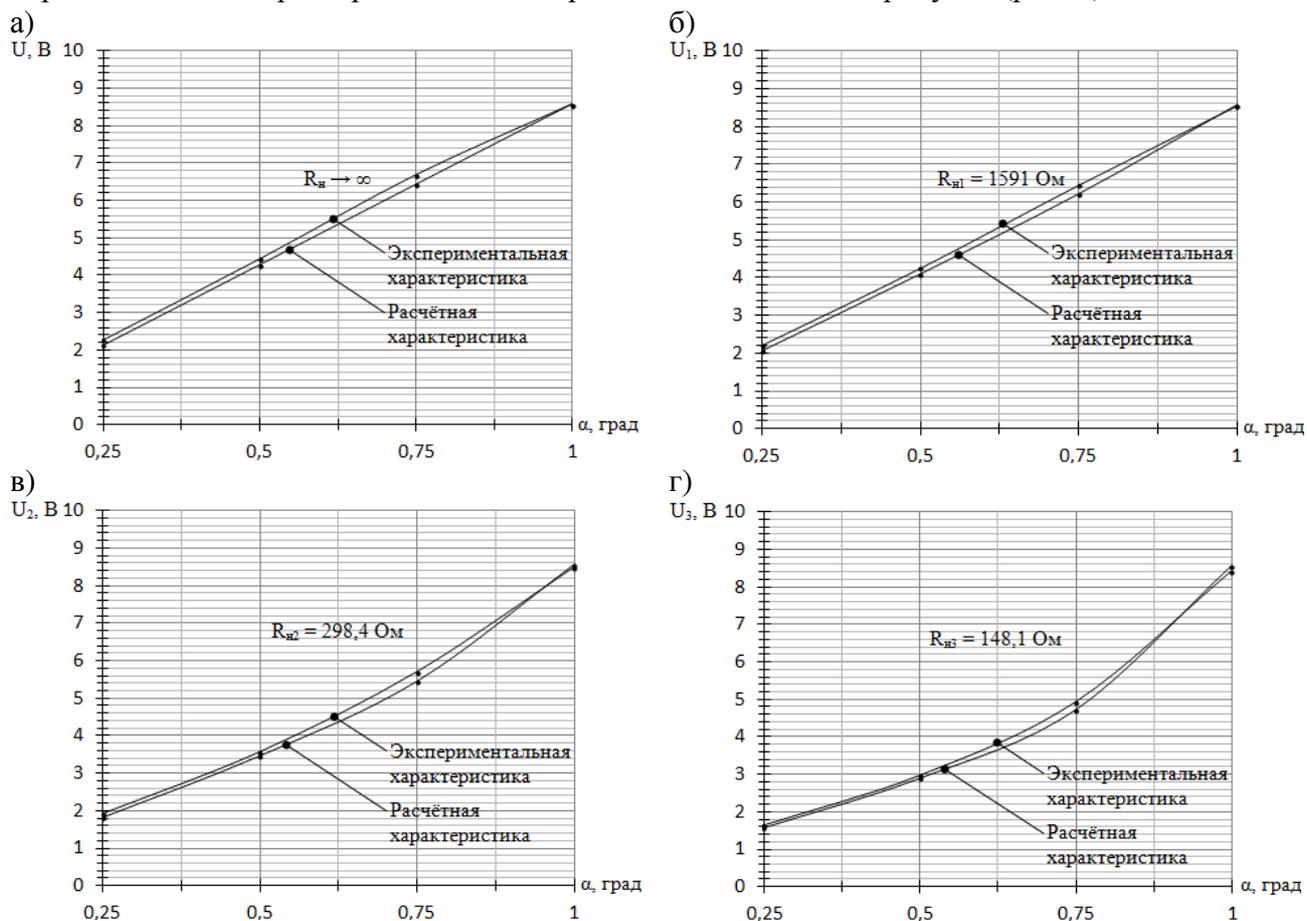


Рис. 3. Сравнение расчётных и экспериментальных статических характеристик
а) $R_n \rightarrow \infty$; б) $R_{n1} = 1591 \text{ Ом}$; в) $R_{n2} = 298,4 \text{ Ом}$; г) $R_{n3} = 148,1 \text{ Ом}$

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

- 1) средняя относительная погрешность идентификации составляет 3,29 % для $R_n \rightarrow \infty$; 3,19 % для $R_{n1} = 1591 \text{ Ом}$; 3,55 % для $R_{n2} = 298,4 \text{ Ом}$; 3,69 % для $R_{n3} = 148,1 \text{ Ом}$;
- 2) чем меньше сопротивление нагрузки, подключаемой к выходу датчика, тем больше будет нелинейное искажение и поэтому при расчётах необходимо учитывать этот фактор;
- 3) максимальное нелинейное искажение статической характеристики приходится на 1/2 длины (угла поворота) потенциометрического датчика;
- 4) используя полученные формулы, можно прогнозировать нелинейность статических характеристик при разработке технических систем, в состав которых будет входить потенциометрический датчик.

Е.Г. Авдеева, М.И. Лахтионов

Братский государственный университет

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ОПТИМИЗАЦИИ НЕЧЕТКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ И АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ

При определении оптимальных настроек системы автоматического регулирования частоты и активной мощности (АРЧМ) встал вопрос разработки алгоритма оптимизации нечеткой модели, полученной с помощью программы идентификации электроэнергетических систем (ЭЭС). При решении конкретной задачи оптимизации исследователь прежде всего должен выбрать математический метод, который приводил бы к конечным результатам с наименьшими затратами на вычисления или же давал возможность получить наибольший объем информации об искомом решении. Выбор того или иного метода в значительной степени оп-

ределяется постановкой оптимальной задачи, а также используемой математической моделью объекта оптимизации. Традиционные методы оптимизации на основе анализа производных различного порядка являются достаточно быстрыми и точными для целого ряда оптимизационных задач. Эти методы разработаны для решения так называемых "гладких", то есть для непрерывных и дифференцируемых задач оптимизации, поскольку для определения направления спуска проводится анализ производной целевой функции. Однако применение анализа производных часто оказывается попросту неэффективным в случае решения задач оптимизации для негладких функций, например, когда заданная целевая функция является прерывистой, недифференцируемой или стохастической функцией. Для случая негладких функций использование генетических алгоритмов (ГА) является вполне оправданной альтернативой.

Для получения нечеткой модели системы АРЧМ были сняты экспериментальные характеристики при различных уставках и коэффициентах ПИД-регулятора в заданных диапазонах (рис. 1). По имеющемуся дискретному набору значений (в интерполяционных узлах) с помощью разработанного программного алгоритма были определены промежуточные значения частоты вращения ротора генератора (например, пространство L1 и L2 на рис.2.).

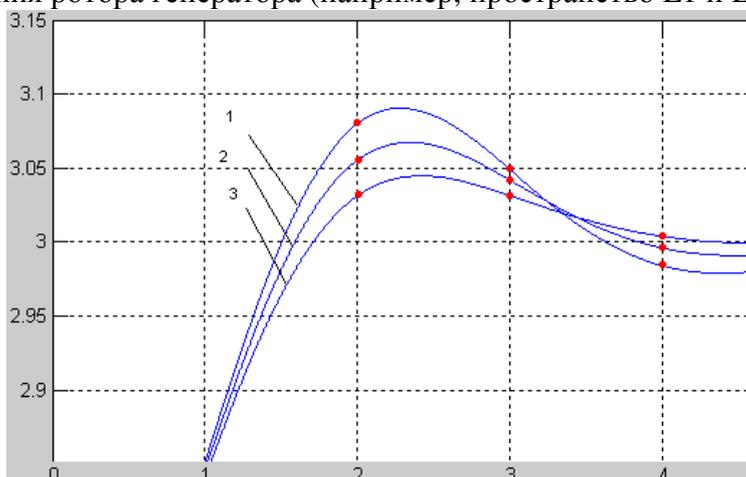


Рис. 1. Экспериментальные характеристики частоты вращения ротора синхронного генератора при различных коэффициентах регулирования
1) $K_i=1.9$; 2) $K_i=1.7$; 3) $K_i=1.5$; точками отмечены интерполяционные узлы

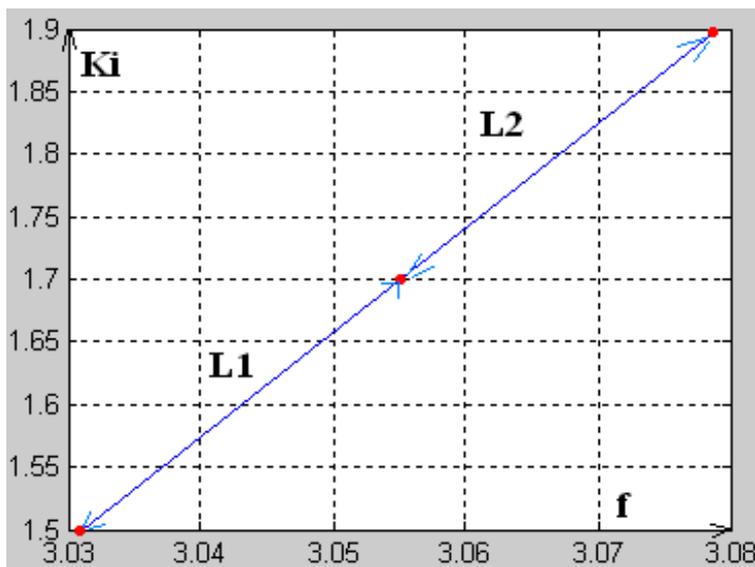


Рис. 2. График интерполяционных узлов при $K_i=1.9$; $K_i=1.7$; $K_i=1.5$ в момент времени $t=2c$.

Для определения оптимальных параметров ПИД-регулятора необходимо рассчитать при всевозможных комбинациях коэффициентов регулирования отклонение частоты враще-

ния ротора генератора от номинального значения. Выбирается та комбинация, при которой сводится к минимуму следующий квадратичный критерий:

$$J_2 = \int_0^{\infty} y^2 dt, \quad (1)$$

где $y = y(t)$ – функция времени, характеризующая отклонение регулируемого параметра от заданного значения.

Чем меньше будет сумма абсолютных величин площадей между линией, определяющей идеальный переходный процесс, и кривой, соответствующей реальному переходному процессу и чем меньше будет значение этого интеграла, тем, очевидно, будет выше качественные показатели системы.

Для решения поставленной оптимизационной задачи предлагается использовать генетический алгоритм Дж. Холланда. ГА отличаются от традиционных методов оптимизации несколькими базовыми элементами, которые и определяют их достоинства. В частности, генетические алгоритмы: обрабатывают не значения параметров самой задачи, а их закодированную форму; осуществляют поиск решения исходя не из единственной точки, а из их некоторой популяции; используют только целевую функцию, а не её производные; применяют вероятностные, а не детерминированные правила выбора.

Применительно к задаче поиска коэффициентов регулирования системы АРЧМ необходимо использовать ГА в следующей последовательности:

- 1) кодирование в виде хромосом искомым коэффициентов регулирования;
- 2) из цепочки хромосом формируются особи и определяется исходная популяция;
- 3) рассчитывается функция приспособленности (целевая функция) для каждой хромосомы и проверяется условие остановки алгоритма. Если условие остановки не выполнено, то осуществляется селекция хромосом и выполняются генетические операторы (скрещивание, мутация);
- 4) формируется новая популяция и процесс повторяется.

Алгоритм оптимизации нечеткой модели системы АРЧМ можно представить так, как показано на рис.3.

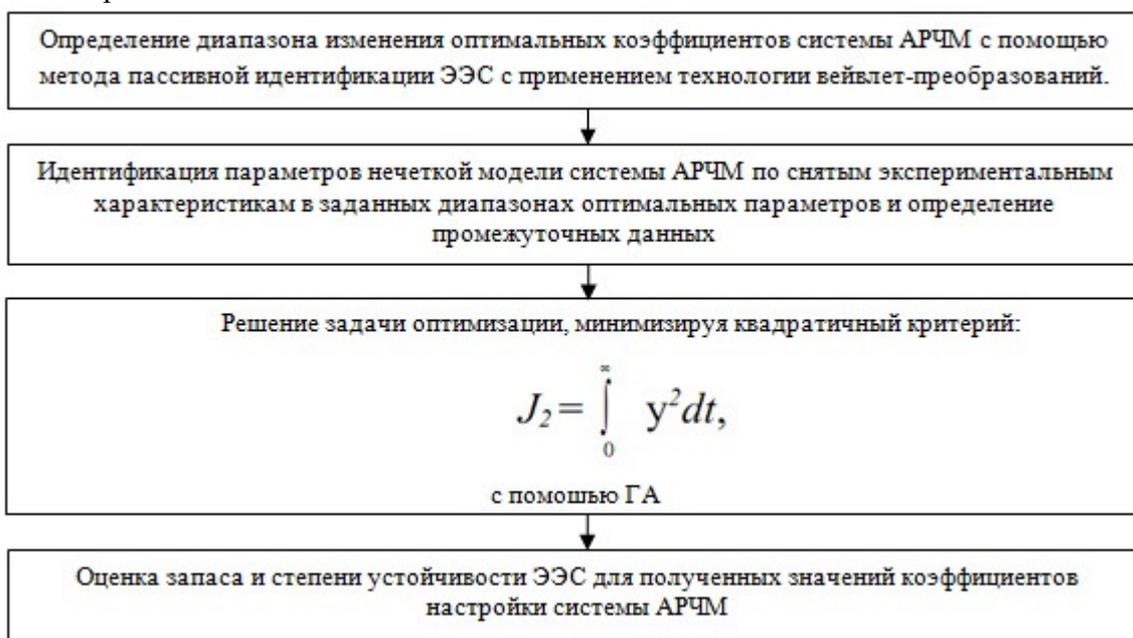


Рис. 3. Структурная схема алгоритма оптимизации нечёткой модели системы АРЧМ

Таким образом, был разработан алгоритм оптимизации нечеткой модели системы АРЧМ с применением генетического алгоритма.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ДИНАМИКИ МЕХАНИЧЕСКИХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Динамика аналоговых промышленных объектов в большинстве случаев может быть описана дифференциальными уравнениями второго порядка, что соответствует аperiodическим и колебательным системам.

Например, автомобиль представляет собой колебательную систему, состоящую из нескольких масс — кузова, колес, двигателя, кабины, связанных между собой упругими связями и демпферами (затуханием). Эти массы делят, прежде всего, на поддрессоренные и неподдрессоренные.

Поддрессоренной частью подвески автомобиля являются все его элементы, вес которых передается рессорам (упругому устройству подвески). Те элементы, сила тяжести которых не передается через упругое устройство подвески, называют неподдрессоренными элементами автомобиля. Таким образом, поддрессоренными элементами автомобиля являются кузов и рама с укрепленными на ней механизмами, а неподдрессоренными — колеса в сборе с осями (мостами).

Массу упругих элементов, рычагов направляющего устройства, амортизаторов, тяг рулевого привода и карданного вала относят частично к массе поддрессоренных, а частично к массе неподдрессоренных частей. В настоящее время массу всех этих частей условно делят между поддрессоренной и неподдрессоренными частями пополам.

Число возможных перемещений масс автомобиля весьма велико. Кузов, например, может испытывать поступательные перемещения вдоль трех координатных осей и угловые перемещения вокруг них. Значения всех этих перемещений различны. Колебания кузова в вертикальной продольной плоскости, характеризующиеся поступательным перемещением z вдоль вертикальной оси (т. е. покачиванием и угловыми колебаниями вокруг поперечной оси) и галопированием, оказывают основное влияние на плавность хода автомобиля. Покачивание и галопирование совершаются на упругом устройстве подвески и шинах.

В качестве физической модели поддрессоренной и неподдрессоренной частями подвески будем использовать механический маятник. На рис. 1 представлена схема реального механического маятника.

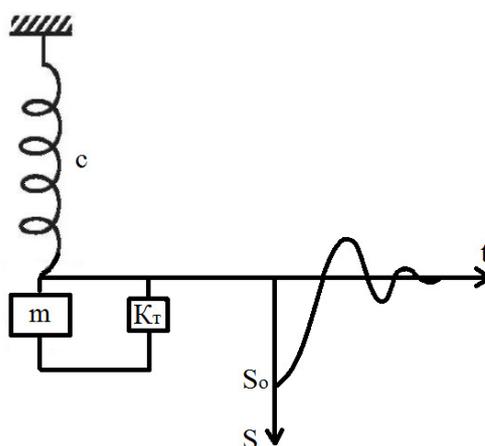


Рис. 1. Схема механического маятника

Динамика механического маятника описывается дифференциальным уравнением вида:

$$m \frac{d^2 s}{dt^2} + K_T \frac{ds}{dt} + cs = 0, \quad (1)$$

где m — масса; K_T — коэффициент, учитывающий потери в пружине и сопротивление воздуха; c — коэффициент жесткости пружины;

Чтобы возникли колебания этого маятника, начальные условия не должны быть нулевыми, поэтому при $t=0$, $s=s_0$ (рис. 1).

Найдем корни характеристического уравнения (2), которое соответствует дифференциальному уравнению (1):

$$mp^2 + K_T p + c = 0, \quad (2)$$

$$P_{1,2} = -\frac{K_T}{2m} \pm \frac{\sqrt{K_T^2 - 4mc}}{2m};$$

$$P_{1,2} = -\alpha \pm j\omega,$$

$$\alpha = \frac{K_T}{2m},$$

где α - коэффициент затухания.

$$\omega = \frac{\sqrt{K_T^2 - 4mc}}{2m},$$

ω - круговая частота собственных колебаний, $\omega=11,429$; $f=1,82$.

Переходная функция, соответствующая решению дифференциального уравнения (1), имеет вид:

$$S(t) = k \cdot \left[1 - e^{-\alpha t} \cdot \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right) \right].$$

Экспериментальная переходная характеристика представлена на рис. 2, которая с интегральной ошибкой до 3% соответствует расчетной:

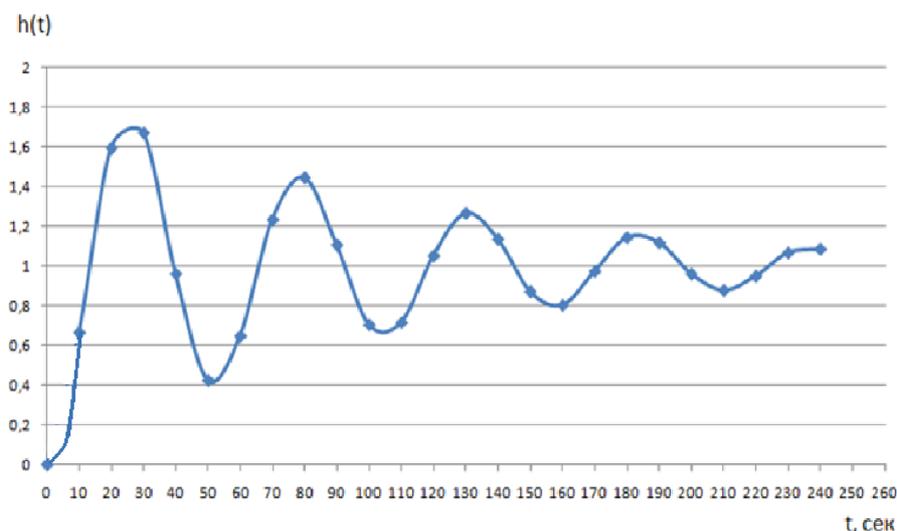


Рис. 2. Переходная характеристика

Выводы: 1. Схема, показанная на рис. 1, представляет собой физическую модель колебательного звена системы.

2. Дифференциальное уравнение (1) является математической моделью звена механической колебательной системы.

3. Если выразить через передаточную функцию (3), динамику механического маятника,

$$W(p) = \frac{K_{п1}}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}, \quad (3)$$

где $K_{п1}$ - коэффициент передачи, T_1, T_2 - постоянные времени;

то динамика вертикальных свободных колебаний подвески автомобиля может быть представлена последовательным соединением двух звеньев подвески автомобиля, что соответствует колебательной системе четвертого порядка.