

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 11 (116)

ноябрь

2010

Редакционный совет:

КУЗНЕЦОВ Н. А.
МАКАРОВ И. М.
МАТВЕЕНКО А. М.
ПЕШЕХОНОВ В. Г.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М.
ФЕДОРОВ И. Б.

Главный редактор:
ТЕРЯЕВ Е. Д.

Заместители гл. редактора:
ПОДУРАЕВ Ю. В.
ПУТОВ В. В.
ЮЩЕНКО А. С.

Выпускающий редактор:
ФИЛИМОНОВ Н. Б.

Ответственный секретарь:
ПЕТРИН К. В.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М.
БОГАЧЕВ Ю. П.
БУКОВ В. Н.
ВОСТРИКОВ А. С.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г.
ГОЛУБЯТНИКОВ И. В.
ИВЧЕНКО В. Д.
ИЛЬЯСОВ Б. Г.
КАЛЯЕВ И. А.
КОЛОСОВ О. С.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г.
КУЗЬМИН Н. Н.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н.
ЛЕОНОВ Г. А.
ЛЁВИН Б. А.
ЛОХИН В. М.
НОРЕНКОВ И. П.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е.
РАПОПОРТ Э. Я.
РАССАДКИН Ю. И.
РАЧКОВ М. Ю.
РЕЗЧИКОВ А. Ф.
СЕБРЯКОВ Г. Г.
СИГОВ А. С.
СИРОТКИН О. С.
СОЙФЕР В. А.
ТИМОФЕЕВ А. В.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф.
ФУРСОВ В. А.
ХИМЕНКО В. И.
ЮРЕВИЧ Е. И.
ЮСУПОВ Р. М.

Редакция:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.
ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.
ЧГУНОВА А. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Бобцов А. А., Николаев Н. А., Слита О. В.** Новая схема идентификации частоты синусоидального сигнала 2
- Анисимов Д. Н., Мьякинков Д. А.** Методика проведения эксперимента при идентификации нелинейных динамических объектов 5
- Мионов В. И., Мионов Ю. В., Юсупов Р. М.** Адекватность прямого и вариационного подходов в задачах оценивания состояния нелинейных динамических систем при гауссовских ошибках измерений 9

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

- Морозов В. В., Шмелев В. Е., Сбитнев С. А.** Применение пространственно-фазового метода моделирования электромеханического преобразования энергии к классу вентильных электрических машин обращенной конструкции 12
- Гагарин С. А., Кривилев А. В., Ситникова А. В.** Дополнительные потери мощности в мехатронном модуле привода на основе трехфазного вентильного двигателя с фазами, соединенными по схеме "треугольник" 18
- Буканова Т. С., Савинных А. Б.** Оценка энергоэффективности управления электроприводом с дифференциальным торможением 25

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ

- Горячев О. В., Шарапов М. А., Иванова Е. С.** Синтез нечеткого регулятора для управления приводом наведения и стабилизации с многомассовой механической подсистемой 30
- Андриевская Н. В., Хижняков Ю. Н., Южаков А. А.** Нейронечеткое управление параллельной работой синхронных генераторов с демпферной обмоткой в сети конечной мощности 35

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

- Габидулин М. А.** Спектральный метод повышения точности фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений 40

МЕХАТРОННЫЕ СИСТЕМЫ ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

- Мартинова Л. И., Мартинов Г. М.** Организация межмодульного взаимодействия в распределенных системах ЧПУ. Модели и алгоритмы реализации 50
- Дунин-Барковский И. И.** Обработка информации, изображений и управление в мехатронной системе с использованием универсального контроллера на основе FPGA 55

Журнал в журнале "УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Сафронов В. В., Поршнев В. А., Жебраков А. С.** Выбор эффективных вариантов энергосиловых установок методом гипервекторного ранжирования 60
- Гайдук А. Р.** Абсолютно инвариантное управление силовой установкой летательного аппарата 65
- Кабанов А. А.** Система автоматической посадки летательного аппарата корабельного базирования. Часть 1. Подсистема торможения 69
- Пономаренко А. В., Бодров А. С., Халтобин В. М.** Автоматическое распознавание малоразмерных объектов при дешифрировании данных дистанционного зондирования земной поверхности с использованием комплексных признаков 74
- Contents** 79

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования

Информация о журнале доступна по сети Internet по адресу:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mec@novtex.ru

УДК 62-50

А. А. Бобцов, д-р техн. наук, проф., зав. каф.,

Н. А. Николаев, канд. техн. наук, науч. сотр.,

О. В. Слита, канд. техн. наук, доц.,

СПбГУ ИТМО

bobtsov@mail.ru

Новая схема идентификации частоты синусоидального сигнала¹

Рассматривается новая схема идентификации частоты измеряемого синусоидального сигнала. В отличие от большинства известных аналогов предлагаемый алгоритм предусматривает возможность частичного парирования неучтенных возмущений, присутствующих в канале измерения полезного сигнала. Последнее, в свою очередь, позволяет получить более точные оценки неизвестной частоты измеряемого синусоидального сигнала.

Ключевые слова: идентификация, гармонический сигнал

Введение

Проблема идентификации параметров гармонических сигналов является актуальной проблемой современной теории автоматического управления. Несмотря на большое число подходов, представленных, например, в [1–14], исследования в данной области не теряют своей привлекательности. Сегодня большое внимание уделяется поиску решений, предполагающих минимизацию процедуры идентификации параметров, ускорение вычислительной процедуры, а также улучшение точности оценок при неучтенных возмущениях, присутствующих в канале измерения полезного сигнала. В настоящее время минимальной размерностью обладают алгоритмы идентификации, предложенные в работах [9, 11, 12, 14]. В [11, 12, 14] схемы идентификации имеют динамический порядок, равный $3n - 1$, где n — число гармоник, составляющих полезный сигнал. В [11, 14] рассмотрены и доказаны принципы увеличения скорости сходимости оценки частоты синусоидального сигнала к истинному значению. Робастные алгоритмы параметрической идентификации частоты представлены в [13, 14].

В данной статье рассматривается новая схема идентификации частоты измеряемого синусоидального сигнала в условиях неучтенных возмущающих

воздействий, присутствующих в канале измерения полезного сигнала. Динамический порядок предлагаемого алгоритма идентификации равен двум, что, в свою очередь, не превышает ряд известных аналогов. Одной из отличительных особенностей данного подхода от известных аналогов заключается в возможности парирования неучтенных возмущений путем подбора коэффициентов алгоритма идентификации.

Постановка задачи

Рассмотрим измеряемый сигнал вида

$$\bar{y} = \sigma \sin(\omega t + \phi) + \delta(t) = y(t) + \delta(t), \quad (1)$$

где амплитуда σ , частота ω и фаза ϕ являются неизвестными постоянными величинами, а ограниченный гладкий сигнал $\delta(t)$ представляет собой неучтенное возмущающее воздействие в канале измерения полезного сигнала $y(t)$.

Ставится задача синтеза схемы идентификации частоты ω , обеспечивающей асимптотическую сходимость оценки $\hat{\omega}$ к ω с нулевой ошибкой при условии отсутствия неучтенного возмущения $\delta(t)$ в канале измерения, а также устойчивую оценку параметра ω при наличии возмущающего воздействия. Иными словами, необходимо обеспечить следующие целевые условия:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\omega - \hat{\omega}(t)) = 0 \text{ при } \delta(t) = 0, \quad (2)$$

или

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega - \hat{\omega}(t)| \leq \bar{\delta} \text{ при } \delta(t) \neq 0, \quad (3)$$

где $\bar{\delta} = \bar{\delta}(\delta(t))$.

Схема идентификации частоты синусоидального сигнала

Для синтеза схемы идентификации частоты ω рассмотрим сигнал (1) в случае отсутствия возмущения $\delta(t)$, т. е.

$$\bar{y} = y = \sigma \sin(\omega t + \phi). \quad (4)$$

Из [13] известно, что для моделирования сигнала (4) можно использовать следующие дифференциальные уравнения:

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad (5)$$

¹ Данная работа поддержана грантом РФФИ № 09-08-00139-а.

$$\dot{x}_2 = -\omega^2 x_1; \quad (6)$$

$$y = k_1 x_1 + k_2 x_2 = k_1 x_1 + k_2 \dot{x}_1, \quad (7)$$

где k_1 и k_2 — строго положительные постоянные коэффициенты.

Пусть $\theta = -\omega^2$, тогда запишем идеальный алгоритм идентификации параметра θ следующим образом:

$$\dot{\hat{\theta}} = kx_1^2(\theta - \hat{\theta}), \quad (8)$$

где $\hat{\theta}$ — текущая оценка искомого параметра θ .

Алгоритм вида (8) является классическим методом настройки неизвестных параметров и при выполнении условий предельной интегральной невырожденности гарантирует асимптотическую сходимость $\hat{\theta}$ к θ (см., например, [7, 13]). Однако схема идентификации (8) технически нереализуема, так как содержит неизмеряемый сигнал x_1 и неизвестный параметр θ . Для того, чтобы получить реализуемый алгоритм, проведем следующие преобразования. Из уравнения (7) имеем

$$\dot{x}_1 = k_2^{-1}(-k_1 x_1 + y) = -ax_1 + by, \quad (9)$$

где $a = k_1/k_2$ и $b = k_2^{-1}$.

Тогда, пренебрегая экспоненциально затухающими членами, вызванными ненулевыми начальными условиями $x_1(0)$, для восстановления переменной x_1 будем использовать уравнение (9) при $x_1(0) = 0$. Для того, чтобы парировать неопределенность $x_1^2 \theta$ из (8), воспользуемся уравнением (6), при этом алгоритм (8) принимает вид

$$\dot{\hat{\theta}} = -kx_1^2 \hat{\theta} + kx_1 \dot{x}_2. \quad (10)$$

Из (5) и (9) получаем

$$\dot{x}_2 = -ax_1 + b\dot{y}. \quad (11)$$

Подставляя (11) в (10), имеем

$$\dot{\hat{\theta}} = -kx_1^2 \hat{\theta} + kx_1(-ax_1 + b\dot{y}), \quad (12)$$

где функции x_1 и \dot{x}_1 находятся из (9).

Очевидно, что алгоритм (12) все еще нереализуем, поскольку содержит неизвестную функцию \dot{y} . Для компенсации этой неизвестной составляющей введем в рассмотрение новую переменную

$$\zeta = \hat{\theta} - kbx_1 y. \quad (13)$$

Дифференцируя (13), получаем реализуемый алгоритм идентификации параметра θ :

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= \dot{\hat{\theta}} - kb\dot{x}_1 y - kbx_1 \dot{y} = \\ &= -kx_1^2 \hat{\theta} - kax_1 \dot{x}_1 - kbx_1 \dot{y}; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\hat{\theta} = \zeta + kbx_1 y; \quad \hat{\omega} = \sqrt{|\hat{\theta}|}. \quad (15)$$

Итак, уравнения (9), (14) и (15) представляют собой схему идентификации частоты синусоидального сигнала вида (4), где в случае ненулевого неучтенного возмущения $\delta(t)$ в канале измерения полезного сигнала вместо $y(t)$ используется $\bar{y}(t) = y(t) + \delta(t)$. Заметим, что динамический порядок предложенного алгоритма равен двум, а сама схема идентификации является робастной относительно неучтенных возмущений. Также следует отметить, что уравнение (9) при соответствующем выборе коэффициентов представляет собой низкочастотный фильтр первого порядка, что, в свою очередь, позволяет, не вводя дополнительных фильтрующих устройств, парировать $\delta(t)$ за счет выбора коэффициентов a и b .

Для иллюстрации работоспособности предложенной схемы идентификации, оценки точности идентификации при наличии неучтенных возмущений в канале измерения полезного сигнала, а также сравнения с существующими схемами идентификации рассмотрим пример.

Пример

Рассмотрим работу схемы идентификации, предложенную в данной статье, и сравним полученные результаты с наиболее близким аналогом [9], который предусматривает следующий подход:

$$\dot{z} = -\alpha z + (\gamma y^2/2 - \eta - \alpha^2)y; \quad (16)$$

$$\dot{\eta} = \gamma y(z + \alpha y); \quad (17)$$

$$\hat{\theta} = \eta - \gamma y^2/2, \quad \hat{\omega} = \sqrt{|\hat{\theta}|}, \quad (18)$$

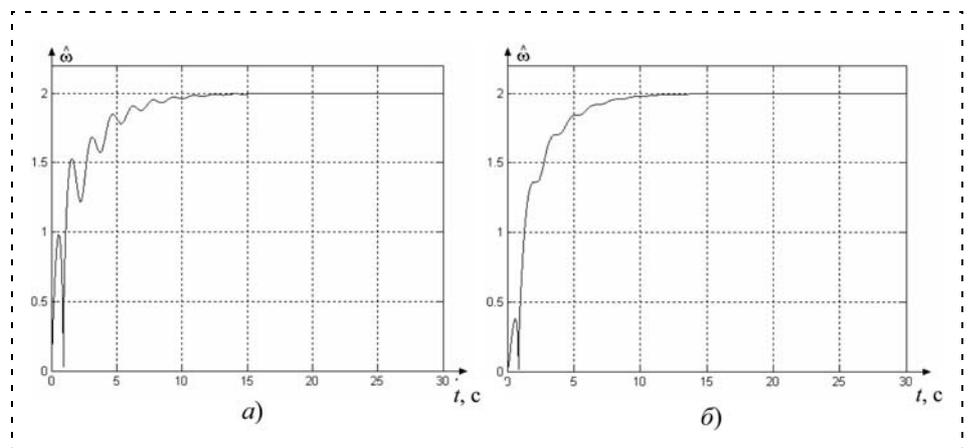


Рис. 1. Результаты моделирования схем идентификации (16)–(18) (а) и (9), (14), (15) (б) для $y = 2\sin(2t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 1, \alpha = 1, \gamma = 1$

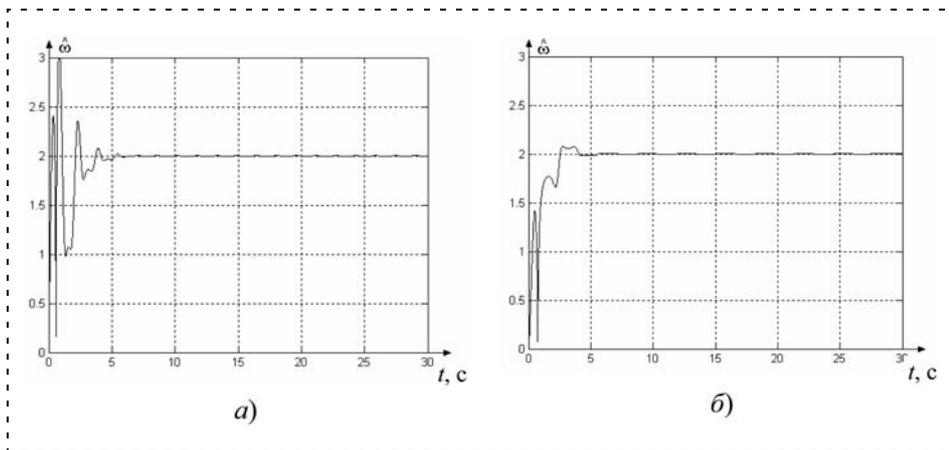


Рис. 2. Результаты моделирования схем идентификации (16)–(18) (а) и (9), (14), (15) (б) для $y = 2\sin(2t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 20, \alpha = 2,5, \gamma = 15$

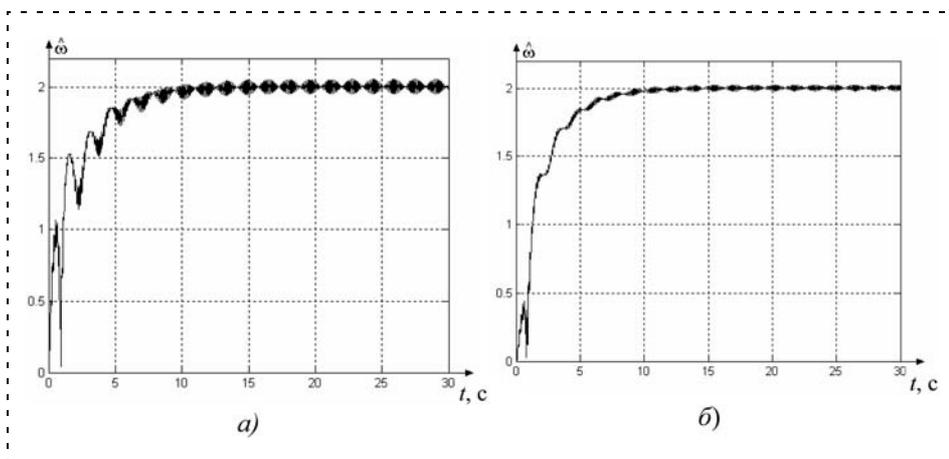


Рис. 3. Результаты моделирования схем идентификации (16)–(18) (а) и (9), (14), (15) (б) для измеряемого сигнала вида $y = 2\sin(2t) + 0,1\sin(50t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 1, \alpha = 1, \gamma = 1$

где α, γ — строго положительные постоянные коэффициенты.

На рис. 1–3 приведены результаты моделирования схем идентификации (9), (14), (15) и (16)–(18):

- для $y = 2\sin(2t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 1, \alpha = 1, \gamma = 1$ (рис. 1);
- для $y = 2\sin(2t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 20, \alpha = 2,5, \gamma = 15$ (рис. 2);
- для измеряемого сигнала вида $y = 2\sin(2t) + 0,1\sin(50t)$ при параметрах $a = 1, b = 1, k = 1, \alpha = 1, \gamma = 1$ (рис. 3).

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы:

- при единичных коэффициентах a, b, k, α, γ быстродействие рассматриваемых схем идентификации частоты измеряемого гармонического сигнала одинаково (см. рис. 1);
- быстродействие схемы идентификации, предложенной в данной статье, зависит от параметра k . Для изменения быстродействия схемы идентифи-

кации (16)–(18) требуется одновременно варьировать параметры α, γ , что, в некоторой мере, усложняет процедуру настройки схемы (см. рис. 2);

- схема, предложенная в настоящей работе, менее чувствительна к воздействию неучтенных возмущающих воздействий (см. рис. 3).

Список литературы

1. **Bodson M., Douglas S. C.** Adaptive algorithms for the rejection of periodic disturbances with unknown frequencies // *Automatica*. 1997. Vol. 33. P. 2213–2221.
2. **Hsu L., Ortega R., Damm G.** A globally convergent frequency estimator // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1999. Vol. 46. P. 967–972.
3. **Mojiri M., Bakhshai A. R.** An Adaptive Notch Filter for Frequency Estimation of a Periodic Signal // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2004. Vol. 49. P. 314–318.
4. **Marino R., Tomei R.** Global Estimation of Unknown Frequencies // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2002. Vol. 47. P. 1324–1328.
5. **Xia X.** Global Frequency Estimation Using Adaptive Identifiers // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2002. Vol. 47. P. 1188–1193.
6. **Obregon-Pulido G., Castillo-Toledo B., Loukianov A. A.** Globally Convergent Estimator for n-Frequencies // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2002. Vol. 47. P. 857–863.
7. **Bobtsov A., Lyamin A., Romasheva D.** Algorithm of parameter's identification of polyharmonic function // *15th IFAC World Congress on Automatic Control*. Barcelona, Spain, 2002.
8. **Бобцов А. А., Кремлев А. С.** Адаптивная идентификация частоты смещенного синусоидального сигнала // *Изв. вузов. Приборостроение*. 2005. № 4. С. 22–26.
9. **Hou M.** Amplitude and frequency estimator of a sinusoid // *IEEE Transactions on Automatic Control*. 2005. Vol. 50. P. 855–858.
10. **Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С., Лукьянова Г. В.** Робастный алгоритм идентификации частоты синусоидального сигнала // *Изв. РАН. Теория и системы управления*. 2007. № 3. С. 1–6.
11. **Арановский С. В., Бобцов А. А., Кремлев А. С., Лукьянова Г. В., Николаев Н. А.** Идентификация частоты смещенного синусоидального сигнала // *АиТ*. 2008. № 9. С. 3–9.
12. **Aranovskiy S., Bobtsov A., Kremlev A., Nikolaev N., Slita O.** Identification of frequency of biased harmonic signal // *IF AC Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP 07)*. Saint-Petersburg, 2007.
13. **Bobtsov A.** New approach to the problem of globally convergent frequency estimator // *Int. Journal of Adaptive Control and Signal Processing*. 2008. № 3. P. 306–317.
14. **Aranovskiy S., Bobtsov A., Kremlev A., Nikolaev N., Slita O.** Identification of frequency of biased harmonic signal // *European Journal of Control*. 2010. № 2.

Д. Н. Анисимов, канд. техн. наук, доц.,
Д. А. Мякинков, аспирант,
 Московский энергетический институт
 (технический университет)
 anisimovdn@yandex.ru

Методика проведения эксперимента при идентификации нелинейных динамических объектов

Приведены результаты исследования метода экспоненциальной модуляции при идентификации нелинейных динамических объектов. Показано, что погрешности оценок параметров содержат две составляющие — неслучайную, обусловленную нелинейностью статической характеристики, и случайную, обусловленную наличием сигнала помехи. В качестве примера рассмотрен случай, когда нелинейная характеристика описывается функцией типа "арктангенс". Установлена взаимосвязь между средним отклонением нелинейной характеристики от линейной функции и безразмерным нормированным показателем качества. Разработанная методика проведения эксперимента инвариантна по отношению к виду статической характеристики и к передаточной функции линейной части объекта.

Ключевые слова: нелинейный объект, идентификация, метод экспоненциальной модуляции

Опыт использования метода экспоненциальной модуляции при идентификации нелинейных динамических объектов

Метод экспоненциальной модуляции (МЭМ), впервые описанный в [1], основан на формировании специальных модулирующих функций (МФ), представляющих собой затухающие экспоненты, перемножении этих функций на входной и выходной сигналы и вычислении площадей под полученными кривыми. В результате задача параметрической идентификации сводится к решению системы линейных уравнений. Метод является достаточно помехоустойчивым и не требует дополнительной фильтрации сигналов. В [2, 3] приведены результаты комплексных исследований вероятностных и статистических характеристик оценок параметров объекта.

Однако большинство реальных объектов и систем автоматического управления являются нелинейными. Для нелинейных систем ранее была предложена следующая процедура [4]:

- снимается сквозная статическая характеристика системы;
- выделяется линейный участок характеристики;
- на линейном участке проводится идентификация динамической части объекта.

Вообще, информация, полученная таким способом, уже является существенным подспорьем для разработчика систем автоматического управления. Однако она не дает полного представления о сис-

теме для того, чтобы моделировать и управлять ею, поскольку свойства системы во многом зависят от расположения статических нелинейных и динамических линейных звеньев в структуре системы. В настоящее время на кафедре управления и информатики Московского энергетического института получены результаты, основанные на анализе входных и выходных процессов как в частотной, так и во временной областях. Однако существует проблема, связанная с тем, что выделяемый линейный участок статической характеристики часто оказывается настолько малым, что отношение "шум/сигнал" достигает 50...90 %. Для идентификации с помощью МЭМ это не является серьезной преградой, поскольку МЭМ определяет параметры объекта с точностью в среднем около 10 % и при соотношении "шум/сигнал" 150...200 %. Тем не менее, хотелось бы выяснить, можно ли улучшить качество идентификации, расширив диапазон входных сигналов. При этом, с одной стороны, мы можем уменьшить влияние шума, с другой стороны, нам приходится жертвовать преимуществами работы с линейной частью статической характеристики объекта.

Модель исследуемого объекта

При идентификации нелинейных систем их часто стремятся представить моделями Винера и Гаммерштейна. В модели Винера предполагается, что нелинейная часть системы расположена после линейной, в модели Гаммерштейна — наоборот. Поскольку присутствие нелинейности после линейной части системы вносит более существенные искажения в ее выходной сигнал, то модель Винера представляет больший интерес для исследования, и в данной статье ограничимся лишь рассмотрением этой модели (рис. 1).

Сигнал $x(t)$ подается на вход линейной части (ЛЧ) объекта с передаточной функцией $W_{ЛЧ}(s)$, после чего преобразуется нелинейным элементом (НЭ). Выходной сигнал нелинейного элемента $z(t)$ суммируется со случайной помехой $g(t)$, и получаемый в результате сигнал $y(t)$ регистрируется.

Обычно при таком подходе нелинейную характеристику стараются аппроксимировать с помощью типовых нелинейностей, таких как "зона нечувствительности", "насыщение" и т. п. Основное преимущество такого представления заключается в возможности более или менее адекватного описания

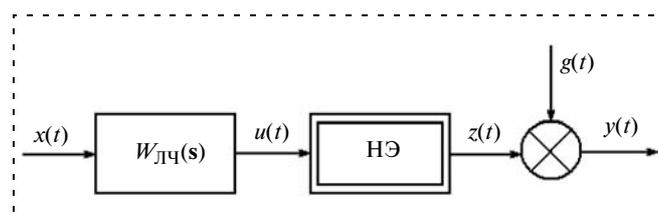


Рис. 1. Структурная схема исследуемого объекта

большого класса реальных объектов с использованием ограниченного набора типовых нелинейных звеньев. Их наличие, как правило, достаточно легко объяснить исходя из физических соображений. Основным недостатком применения типовых нелинейных звеньев, на наш взгляд, является их излишне схематичное представление. Их особенностями являются наличие изломов статической характеристики, которые редко встречаются у реальных объектов, а также наличие достаточно больших участков с нулевым коэффициентом усиления, что делает невозможным построение обратной функции.

Как альтернативу типовым звеньям мы предлагаем использовать аппроксимацию характеристики нелинейной части некоторой монотонно возрастающей функцией, например,

$$z(t) = \alpha + \beta \arctg(\gamma u(t) + \delta). \quad (1)$$

В качестве основных преимуществ такого представления выделим следующие:

- арктангенсоида является непрерывной гладкой функцией на всей области определения, что соответствует характеристикам большого класса реальных объектов;
- имеется возможность сдвигать характеристику по осям абсцисс и ординат, сжимать и растягивать ее, изменяя параметры α , β , γ , δ и меняя тем самым ее вид от линейной до релейной;
- в отличие от типовых нелинейностей арктангенсоида имеет обратную функцию, которая может быть использована при компенсации нелинейных искажений выходного сигнала.

Разумеется, такой подход должен предусматривать и кусочную аппроксимацию.

Методика проведения эксперимента

Принципиальная возможность идентификации систем такого класса была показана в [5]. Процесс идентификации теперь состоит из следующих этапов.

1. Снимается сквозная статическая характеристика системы, график которой выводится на экран монитора.

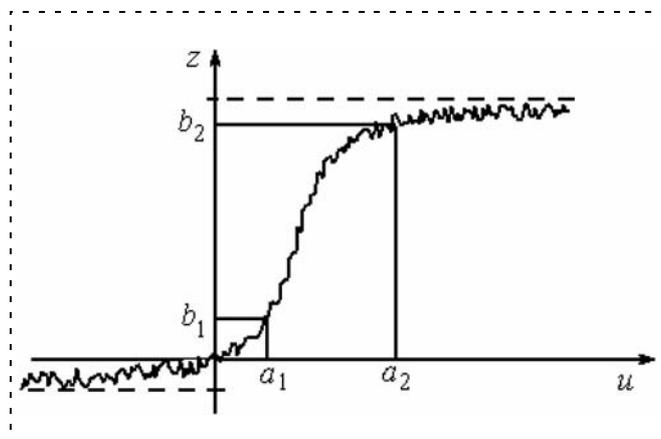


Рис. 2. Статическая характеристика нелинейного элемента

2. На полученной кривой пользователь нажатием "мышь" выделяет точки с координатами (a_1, b_1) , (a_2, b_2) , соответствующие участку рабочей зоны (рис. 2).

3. Входной сигнал системы устанавливается на уровне a_1 . Через некоторое время, соответствующее окончанию переходного процесса (считается, что оно с запасом априорно известно), входной сигнал скачкообразно изменяется до уровня a_2 . Регистрируется сигнал $y(t)$ на выходе объекта.

4. На экране возникает окно с графиком функции $z(t) = \arctg u(t)$. На этом графике пользователь также выделяет точки с координатами (A_1, B_1) , (A_2, B_2) , которые соответствуют участку, которым бы он хотел аппроксимировать исходную характеристику, т. е. осуществляется отображение $[(a_1, b_1); (a_2, b_2)] \rightarrow [(A_1, B_1); (A_2, B_2)]$ (рис. 3).

5. По зафиксированным точкам вычисляются коэффициенты

$$\alpha = \frac{b_1 B_2 - b_2 B_1}{B_2 - B_1}; \quad \beta = \frac{b_2 - b_1}{B_2 - B_1};$$

$$\gamma = \frac{A_2 - A_1}{a_2 - a_1}; \quad \delta = \frac{a_2 A_1 - a_1 A_2}{a_2 - a_1}.$$

6. Осуществляется преобразование

$$y_1(t) = \frac{1}{\gamma} \left(\operatorname{tg} \frac{y(t) - \alpha}{\beta} - \delta \right).$$

7. По результатам наблюдений за входным сигналом $x(t)$ и преобразованным выходным $y_1(t)$ проводится параметрическая идентификация линейной части методом экспоненциальной модуляции.

В результате определяются линейная и нелинейная части системы в соответствии с моделью Винера.

В данной статье рассматриваются оценки параметров объекта, полученные не по преобразованному сигналу $y_1(t)$, а по исходному — $y(t)$.

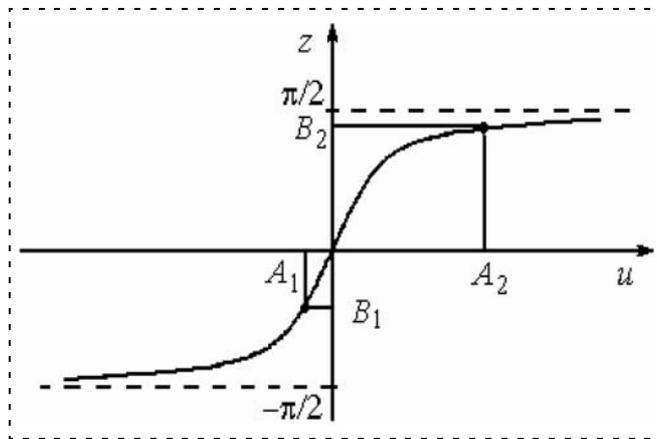


Рис. 3. Аппроксимация рабочей зоны системы арктангенсоидой

Обоснование выбора входного сигнала

Выбор ступенчатого входного сигнала обусловлен следующими причинами [6]:

- отношение "сигнал—шум" является максимальным среди всех сигналов заданной амплитуды;
- появляется возможность компенсировать регулярные составляющие погрешностей оценок, и выбор ПВМФ при этом ограничен только снизу;
- значения площадей под кривыми, образованными перемножением модулирующих функций на входной сигнал, априорно известны, что снижает объем вычислений;
- при проведении активного эксперимента ступенчатый сигнал реализуется наиболее просто;
- ступенчатый сигнал является знакопостоянным, что позволяет избежать влияния неоднозначных нелинейностей типа "люфт", "упор", "гистерезис".

Влияние нелинейной характеристики на погрешности идентификации в отсутствие и при наличии помехи

Прежде всего, нам хотелось бы выяснить, как влияют нелинейные искажения выходного сигнала на точность определения параметров. Заметим, что, согласно приведенной методике, пользователь сам выделяет рабочий участок статической характеристики — тот, который, по его мнению, достаточно хорошо аппроксимируется прямой линией — например, участок $[-A; A]$ на рис. 4. Определим координаты точек, в которых кривизна статической характеристики максимальна, т. е. где вторая производная принимает максимальное по модулю значение. Очевидно, что в этих точках третья производная должна быть равна нулю. Обозначим $z(u) = \alpha + \beta \arctg(\gamma u + \delta)$. Тогда

$$z'(u) = \beta\gamma \frac{1}{1 + (\gamma u + \delta)^2}; \quad z''(u) = -2\beta\gamma^2 \frac{\gamma u + \delta}{[1 + (\gamma u + \delta)^2]^2};$$

$$z'''(u) = 4\beta\gamma^4 \frac{3(\gamma u + \delta)^2 - 1}{[1 + (\gamma u + \delta)^2]^3}.$$

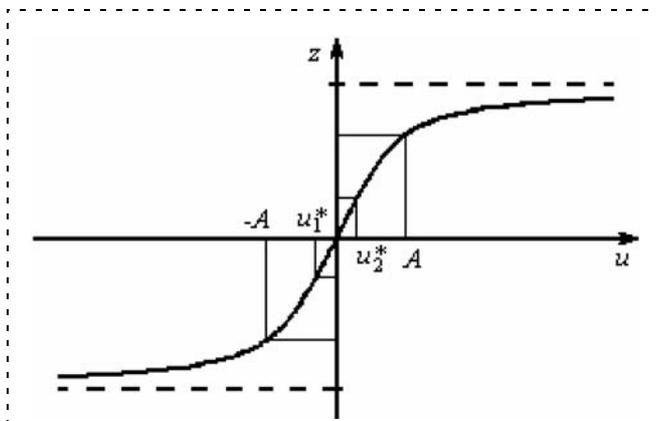


Рис. 4. Рабочий участок статической характеристики, выбираемый визуально, и точки, в которых характеристика имеет максимальную кривизну

Из условия $z'''(u^*) = 0$ получаем $u_{1,2}^* = \pm \frac{1}{\gamma} \left(\frac{\sqrt{3}}{3} - \delta \right)$.

Как видно из рис. 4, выбор рабочего участка только на основе визуального анализа не всегда является оправданным.

В данной статье предложен критерий $J(u_1, u_2)$, позволяющий оценить погрешности оценок параметров при изменении амплитуды входного сигнала. Он представляет собой среднее отклонение нелинейной характеристики $f(u)$, ограниченной точками (u_1, z_1) и (u_2, z_2) , от отрезка прямой $f_1(u)$, проходящей через эти точки (рис. 5) (здесь предполагается, что вторая производная нелинейной функции на рассматриваемом участке является знакопостоянной, поэтому в целях упрощения аналитического выражения критерия можно не учитывать знак отклонения), и имеет вид

$$\begin{aligned} J(u_1, u_2) &= \frac{1}{u_2 - u_1} \int_{u_1}^{u_2} [f(u) - f_1(u)] du = \\ &= \frac{1}{u_2 - u_1} \int_{u_1}^{u_2} \left[\alpha + \beta \arctg(\gamma u + \delta) - \frac{z_2 - z_1}{u_2 - u_1} u - \right. \\ &\quad \left. - \frac{z_1 u_2 - z_2 u_1}{u_2 - u_1} \right] du = \{ \gamma u_1 + \delta = v_1, \gamma u_2 + \delta = v_2 \} = \\ &= \alpha + \frac{\beta}{\gamma(u_2 - u_1)} \left[v_2 \arctg v_2 - v_1 \arctg v_1 + \frac{1}{2} \ln \frac{1 + v_1^2}{1 + v_2^2} \right] - \\ &\quad - \frac{1}{2} (\arctg v_1 + \arctg v_2). \end{aligned}$$

Для оценки погрешностей идентификации объекта с передаточной функцией

$$W_{\text{ЛЧ}}(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + 1}$$

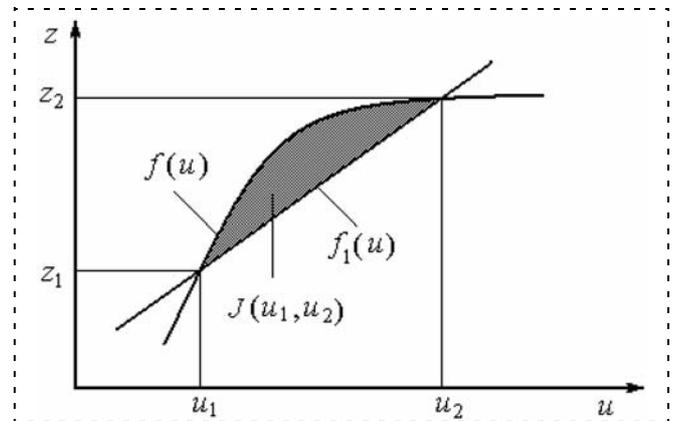


Рис. 5. Геометрическая интерпретация среднего отклонения нелинейной характеристики от линейной функции

в [3, 7] был предложен безразмерный нормированный показатель качества (БНПК):

$$Q = -\lg \left\{ \frac{1}{M(\hat{a}_1)} \sum_{k=1}^n [|\Delta(\hat{a}_k)| + \sqrt{D(\hat{a}_k)}]^{1/k} + \frac{1}{M\left(\frac{\hat{b}_1}{\hat{b}_0}\right)} \times \right. \\ \left. \times \sum_{i=1}^m \left[\left| \Delta\left(\frac{\hat{b}_i}{\hat{b}_0}\right) \right| + \sqrt{D\left(\frac{\hat{b}_i}{\hat{b}_0}\right)} \right]^{1/i} + \frac{D(\hat{b}_0) + \sqrt{D(\hat{b}_0)}}{M(\hat{b}_0)} \right\}, \quad (2)$$

где \hat{a}_k, \hat{b}_i — оценки параметров объекта; $M(\cdot), D(\cdot), \Delta(\cdot)$ — математические ожидания, дисперсии и смещения оценок соответственно. Чем больше значение этого показателя, тем меньше погрешности идентификации. Очевидно, БНПК можно использовать и для сравнения результатов идентификации не зашумленных объектов. В этом случае погрешности определения оценок параметров будут определяться неслучайным фактором, а именно, нелинейностью статической характеристики.

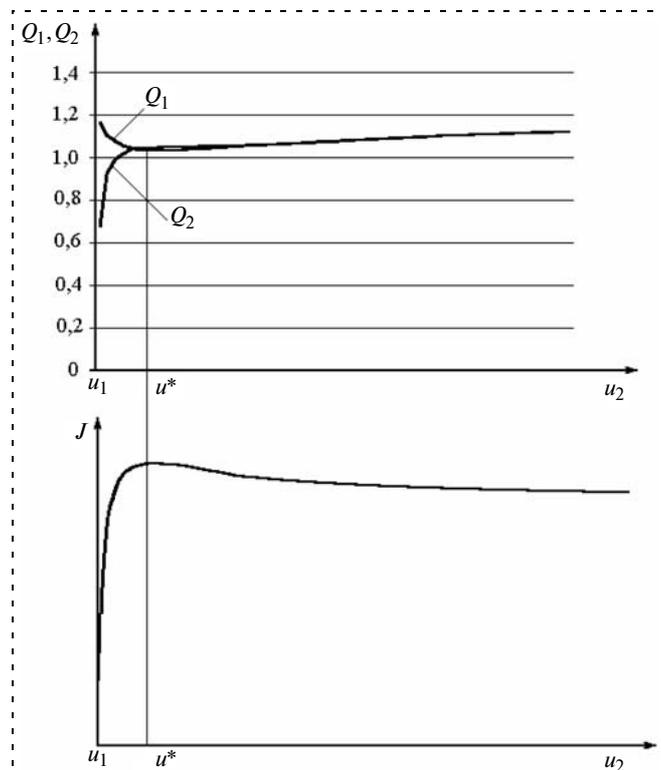


Рис. 6. Зависимости безразмерного нормированного показателя качества в отсутствие помех (Q_1), при наличии случайной помехи типа "равномерный белый шум" (Q_2) и среднего отклонения нелинейной характеристики от линейной функции (J) от амплитуды входного сигнала

Рассмотрим в качестве примера идентификацию апериодического звена второго порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{ЛЧ}}(s) = \frac{1}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} = \frac{1}{(1 + sT_1)(1 + sT_2)},$$

где T_1, T_2 — постоянные времени объекта. Помеха на выходе объекта отсутствует. Выберем параметры нелинейного элемента, описываемого функцией (1): $\alpha = 3,5, \beta = 2, \gamma = 3, \delta = 0$. Зададим начальные условия на уровне $u_1 = 0,5, z_1 = \text{arctg} u_1$. Будем подавать на вход линейной части объекта ступенчатые воздействия разной амплитуды ($u_2 - u_1$) и наблюдать, как при этом будет меняться значение БНПК $Q_1(u_1, u_2)$ (рис. 6) при идентификации методом экспоненциальной модуляции. Как видно из рис. 6, с ростом амплитуды БНПК сначала уменьшается, что соответствует удалению оценок параметров \hat{a}_1, \hat{a}_2 от их истинных значений a_1 и a_2 , а начиная с некоторого значения u^* — снова увеличивается. Очевидно, это должно быть связано с характером изменения нелинейной функции (1). Из рис. 6 видно, что значение u^* , при котором БНПК $J(u_1, u_2)$ достигает максимума, практически совпадает со значением, при котором среднее отклонение нелинейной характеристики от линейной функции $Q_1(u_1, u_2)$ достигает минимума. (На рис. 6 значение параметра u_1 фиксировано, а изменения характеристик рассматриваются в зависимости от u_2 .)

Аналогичные исследования были проведены для случая, когда к выходу объекта аддитивно приложена случайная помеха типа "нормальный белый шум". В этом случае БНПК $Q_2(u_1, u_2)$ является монотонно возрастающей функцией.

Это обусловлено тем, что с возрастанием амплитуды входного сигнала соотношение "шум—сигнал" уменьшается.

Заключение

Проведенный анализ показал, что погрешности оценок параметров содержат две составляющие — неслучайную, обусловленную нелинейностью статической характеристики, и случайную, обусловленную наличием сигнала помехи. В качестве примера рассмотрен случай, когда нелинейная характеристика описывается функцией типа "арктангенс". Установлена взаимосвязь между средним отклонением нелинейной характеристики от линейной функции и безразмерным нормированным показателем качества. Разработанная методика проведения эксперимента инвариантна по отношению к виду статической характеристики и к передаточной функции линейной части объекта.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 10-01-00049-а).

Список литературы

1. Анисимов Д. Н. Идентификация линейных динамических объектов методом экспоненциальной модуляции // Вестник МЭИ. 1994. № 2. С. 68—72.
2. Анисимов Д. Н., Хрипков А. В. Законы распределения оценок параметров динамических объектов при идентификации методом экспоненциальной модуляции // Проблемы управления. 2007. № 4. С. 18—21.
3. Хрипков А. В. Исследование и применение интегрально-модуляционных методов идентификации линейных динамических объектов // Дисс. ... канд. тех. наук. М.: МЭИ. 2009. 173 с.
4. Анисимов Д. Н., Гришин В. И., Колосов О. С. и др. Итоги работ в области идентификации на кафедре управления и информатики МЭИ (ТУ) // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2001. № 4. С. 22—29.
5. Анисимов Д. Н., Шевченко М. В. Оценка влияния нелинейностей при идентификации динамических объектов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 7. С. 21—24.
6. Анисимов Д. Н. Некоторые аспекты применения метода экспоненциальной модуляции для идентификации динамических объектов // Тр. II междунар. конф. "Идентификация систем и задачи управления" SICPRO'03. ИПУ. 2003. С. 1602—1618.
7. Анисимов Д. Н., Хрипков А. В. Разработка критерия качества оценивания параметров динамических объектов при идентификации различными методами // Тр. XVII междунар. науч.-тех. конф. "Информационные средства и технологии". Москва, 20—22 октября 2010. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. Т. 3. С. 163—168.
8. Чхартишвили Г. С., Доценко В. И. Идентификация динамических объектов управления с применением псевдослучайных сигналов. М.: Изд-во МЭИ, 1976. 112 с.
9. Толчеев В. О., Ягодкина Т. В. Методы идентификации одномерных линейных динамических систем: учеб. пособие. М.: Изд-во МЭИ, 1996. 96 с.

УДК 629.191

В. И. Миронов,

д-р техн. наук, проф., вед. науч. сотр.,

Ю. В. Миронов,

д-р техн. наук, ст. науч. сотр.,

Р. М. Юсупов,

чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., директор,

Санкт-Петербургский институт

информатики и автоматизации РАН

mironuv@yandex.ru

Адекватность прямого и вариационного подходов в задачах оценивания состояния нелинейных динамических систем при гауссовских ошибках измерений

Рассматривается применение вариационного подхода для решения комплексных задач статистического оценивания параметров состояния нелинейных динамических систем по критерию максимального правдоподобия при гауссовских ошибках измерений. Обсуждаются вопросы адекватности вариационных оценок и оценок прямого подхода.

Ключевые слова: статистическое оценивание, нелинейные динамические системы, критерий максимального правдоподобия, вариационные оценки

Введение

Задачи оценивания параметров состояния и характеристик динамических систем по результатам измерений имеют широкое распространение на практике. Особенно важное место они занимают на всех этапах создания, экспериментальной отработки и эксплуатации объектов ракетно-космической, авиационной, корабельной техники, а также других сложных автоматических и автоматизиро-

ванных систем, комплексов различного назначения и видовой принадлежности. Наиболее сложные задачи оценивания приходится, в частности, решать при навигационно-баллистическом обеспечении полетов космических аппаратов (КА), при разработке систем автономной навигации и др.

В настоящее время основными методами определения орбит КА являются методы, основанные на совместной обработке результатов наблюдений по полной выборке. Они широко освещены в отечественной и зарубежной литературе [1—5, 8—10 и др.] и успешно решают широкий круг важных и сложных прикладных задач. Созданная методология в основном базируется на непосредственном применении в динамических задачах оценивания условий метода максимального правдоподобия (ММП) и метода наименьших квадратов. По смыслу они представляют собой необходимые условия оптимальности, характерные для прямых методов оптимизации.

Вместе с тем, необходимо отметить, что методы теории оптимальной обработки измерений, как и методы теории оптимального управления, могут строиться и развиваться на основе использования различных форм и принципов формирования условий оптимальности — как прямых, так и вариационных. Вопросам обоснования и разработки вариационного подхода к задачам статистического оценивания нелинейных динамических систем посвящены работы авторов [6, 7]. Возникает необходимость качественного сопоставления прямого и вариационного подходов к оцениванию с позиций адекватности получаемых оптимальных оценок параметров состояния нелинейных динамических систем.

Данная статья посвящена рассмотрению именно этого вопроса при гауссовских ошибках измерений.

Постановка задачи

Достаточно общая задача оценивания параметров движения динамического объекта заключается в наилучшем в некотором смысле определении n -мерного вектора его исходного состояния x_0 на заданный начальный момент времени $t = t_0$ по результатам измерений, проводимых в N точках t_i , заданных на интервале измерений $\tau = T - t_0$.

В качестве базовой рассмотрим следующую нелинейную задачу оптимального оценивания.

Пусть динамика объекта описывается векторным дифференциальным уравнением

$$\dot{x} = \varphi(x, t), \quad x(t_0) = x_0, \quad t \in [t_0, T]. \quad (1)$$

Измерениям подвергается m -мерный вектор

$$\psi(t) = \psi[x(t)].$$

Измеренное значение вектора ψ в момент t_i обозначим $y(t_i) = \bar{y}_i$ и представим модель измерений в виде

$$y(t_i) = \psi[x(t_i)] + \delta_i, \quad (2)$$

$$i = 1(1)N; \quad t_i \in [t_0, T].$$

Здесь δ_i — m -мерный вектор случайных ошибок измерений, стохастическое изменение которого зададим некоторым многомерным непрерывным дифференцируемым распределением $f(\delta_i, \alpha_i)$ с параметрами α_i , отличающимся в общем случае от нормального распределения.

Требуется найти такую оценку вектора x_0 , которая обеспечивает минимальное значение функционала

$$I = \sum_{i=1}^N \rho_i \{y(t_i), \psi[x(t_i)], \alpha_i\}, \quad (3)$$

где

$$\rho_i = \ln f_i \{y(t_i) - \psi[x(t_i)], \alpha_i\}; \quad (4)$$

$$i = 1(1)N.$$

Функции $\varphi(x, t)$ и $\psi[x(t_i)]$ будем считать однозначными, ограниченными, непрерывными и дифференцируемыми по всем своим аргументам во всей области их определения. Нетрудно видеть, что функционал (3) есть не что иное, как логарифмическая функция правдоподобия. Предполагается выполнение известных условий наблюдаемости.

Вариационные и прямые условия оптимальности оценок

В работе авторов [6] для поставленной задачи оценивания были получены следующие вариационные условия оптимальности оценок.

Оптимальная оценка вектора \bar{x}_0 и порождаемая им оптимальная траектория доставляют решение

краевой задаче для следующей системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x} = \varphi(x, t); \\ \dot{\lambda} = -\frac{\partial \Phi^T}{\partial x} \lambda, \end{cases} \quad (5)$$

при граничных условиях

$$\lambda(t_0) = \lambda(T) = 0; \quad \lambda(t_i^+) = \lambda(t_i^-) + \frac{\partial \rho_i}{\partial x} [y_i, \psi(x_i), t_i]. \quad (6)$$

В этих выражениях функции $\rho_i[\cdot]$ определяются по формуле (4).

Приведенные выше условия оптимального оценивания нетрудно конкретизировать применительно к заданному виду распределения вектора случайных ошибок измерений. Так, если для вектора δ_i принимается нормальное распределение $N(0, K_{\delta_i})$ с нулевым вектором математического ожидания и корреляционной матрицей K_{δ_i} , что, как правило, имеет место на практике, при оценивании вектора x_0 из условий (5) и (6) приходим к следующей краевой задаче:

$$\dot{x} = \varphi(x, t); \quad \dot{\lambda} = -\frac{\partial \Phi^T}{\partial x} \lambda; \quad (7)$$

$$\lambda(t_0) = \lambda(T) = 0;$$

$$\lambda(t_i^+) = \lambda(t_i^-) + \frac{\partial \psi^T(t_i)}{\partial x_i} K_{\delta_i}^{-1} \{y_i - \psi[x(t_i)]\};$$

$$i = 1(1)N.$$

Для поставленной выше задачи оценивания параметров состояния динамической системы при наличии случайных ошибок измерений δ_i , распределенных нормально с нулевым вектором математического ожидания и корреляционной матрицей K_{δ_i} :

$$f(\delta_i) = (2\pi)^{-1/2} |K_{\delta_i}|^{-1/2} \exp \left[-\frac{1}{2} \{y(t_i) - \psi[x(t_i)]\}^T K_{\delta_i}^{-1} \{y(t_i) - \psi[x(t_i)]\} \right];$$

$$i = 1(1)N,$$

применение метода максимального правдоподобия сводится к оценке вектора начального состояния x_0 по критерию минимума квадратического функционала

$$I = \sum_{i=1}^N [y_i - \psi(x_i)]^T K_{\delta_i}^{-1} [y_i - \psi(x_i)]. \quad (8)$$

При использовании для решения этой задачи прямого подхода необходимые условия оптималь-

ности оценки вектора \mathbf{x}_0 представляются следующим образом:

$$\frac{\partial I}{\partial \mathbf{x}_0} = 0.$$

Эту систему уравнений принято называть нормальной. Для функционала (8) она принимает следующий конкретный вид:

$$f(\mathbf{x}_0) = \sum_{i=1}^N \mathbf{U}^T(t_i, t_0) \frac{\partial \Psi^T}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{K}_{\delta_i}^{-1} [y_i - \bar{\Psi}(\mathbf{x}_i)], \quad (9)$$

где $\mathbf{U}(t, \tau)$ — нормированная фундаментальная матрица решений линейного уравнения

$$\dot{\xi} = \frac{\partial \Phi(\mathbf{x}, t)}{\partial \mathbf{x}} \xi, \quad (10)$$

получаемого линеаризацией исходной системы (1).

Анализ адекватности прямого и вариационного подходов к оцениванию

Перейдем непосредственно к анализу условий адекватности решений задачи комплексного оценивания, получаемых с использованием вариационных условий оптимальности, и оптимальных оценок параметров состояния нелинейной динамической системы, определяемых на основе традиционного прямого применения метода максимального правдоподобия, связанного с составлением системы нормальных уравнений и их решением.

Вариационные условия оптимальности решения задачи (1)–(4) характеризуются двухточечной краевой задачей (7). В силу линейности сопряженной системы данная краевая задача сводится к решению уравнения

$$\lambda(T, \mathbf{x}_0) = \sum_{i=1}^N \mathbf{V}(T, t_i) \frac{\partial \Psi^T}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{K}_{\delta_i}^{-1} [y_i - \bar{\Psi}(\mathbf{x}_i)] = 0, \quad (11)$$

где $\mathbf{V}(t, \tau)$ — нормированная фундаментальная матрица решений однородной сопряженной системы

$$\dot{\lambda} = -\frac{\partial \Phi^T(\mathbf{x}, t)}{\partial \mathbf{x}} \lambda.$$

Уравнения (9) и (11) заданы неявно на траекториях системы (1).

Краевое уравнение (11) является вариационным аналогом нормальных уравнений метода максимального правдоподобия.

Покажем, что оптимальные оценки, получаемые на основе решения нормальной системы (9) и краевого уравнения (11), совпадают.

С этой целью, используя известное свойство фундаментальных матриц, представим

$$\mathbf{V}(T, t_0) = \mathbf{V}(T, t_i) \mathbf{V}(t_i, t_0).$$

Отсюда находим

$$\mathbf{V}(T, t_i) = \mathbf{V}(T, t_0) \mathbf{V}^{-1}(t_i, t_0). \quad (12)$$

Заметим, что нормированные фундаментальные матрицы решений однородных линейных сопряженных систем \mathbf{U} и \mathbf{V} удовлетворяют известному равенству

$$\mathbf{U}^T(t, \tau) \mathbf{V}(t, \tau) = \mathbf{E}, \quad (13)$$

где \mathbf{E} — единичная матрица.

На основании (13) выражение (12) для $\mathbf{V}(T, t_i)$ можно представить как

$$\mathbf{V}(T, t_i) = \mathbf{V}(T, t_0) \mathbf{U}^T(t_i, t_0).$$

С учетом полученного выражения вариационное условие оптимальности оценок преобразуется к следующему виду:

$$\mathbf{V}(T, t_0) \sum_{i=1}^N \mathbf{U}^T(t_i, t_0) \frac{\partial \Psi^T}{\partial \mathbf{x}_i} \mathbf{K}_{\delta_i}^{-1} [y_i - \bar{\Psi}(\mathbf{x}_i)] = 0. \quad (14)$$

Решение этого уравнения не изменится при умножении его на постоянную матрицу. Поэтому, умножая (14) слева на матрицу $\mathbf{V}^{-1}(T, t_0)$, приходим от вариационных условий оптимальности (11) к традиционной системе нормальных уравнений (9). Следовательно, и оценки, получаемые при использовании каждой из двух рассматриваемых форм условий оптимальности, будут совпадать.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (Проект № 09-08-00259).

Список литературы

1. Аким Э. Л., Энеев Т. М. Определение параметров движения космических аппаратов по данным траекторных измерений // Космические исследования. 1963. Т. 1. № 1. С. 5–50.
2. Бажинов И. К., Алешин В. И., Почукаев В. Н., Поляков В. С. Космическая навигация. М.: Машиностроение, 1975. 352 с.
3. Брандин Н. К., Разоров Г. Н. Определение траекторий КА. М.: Машиностроение, 1978. 216 с.
4. Космические траекторные измерения / Под ред. Агаджанова П. А., Дулевича В. Е., Коростелева А. А. М.: Сов. радио, 1969. 504 с.
5. Линник Ю. В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. М.: Физматгиз, 1958. 350 с.
6. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Вариационное оценивание состояния нелинейной динамической системы по критерию максимального правдоподобия // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 11. С. 2–6.
7. Миронов В. И., Миронов Ю. В., Юсупов Р. М. Метод наименьших квадратов в задачах вариационного оценивания состояния нелинейных динамических систем // Информационно-управляющие системы. 2009. № 6. С. 2–6.
8. Основы теории полета космических аппаратов / Под ред. Г. С. Нариманова и М. К. Тихонравова. М.: Машиностроение, 1972. 608 с.
9. Статистические методы обработки результатов наблюдений / Под ред. Р. М. Юсупова. М.: МО СССР, 1984. 563 с.
10. Эльясберг П. Е. Определение движения по результатам измерений. М.: Наука, 1976. 416 с.

УДК 537.81

В. В. Морозов, д-р техн. наук, проф., ректор,
В. Е. Шмелев, канд. техн. наук, доц.,
С. А. Сбитнев, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой,
Владимирский государственный университет
shmeliouff@vlsu.ru

Применение пространственно-фазового метода моделирования электрохимического преобразования энергии к классу вентильных электрических машин обращенной конструкции

Обсуждаются аспекты нового пространственно-фазового (ПФ) метода математического моделирования процессов электрохимического преобразования энергии, принципиально отличающегося от существующих пространственно-временных и пространственно-частотных методов. Составлена ПФ модель вентильного электродвигателя обращенной конструкции с постоянными магнитами, предназначенного для работы в составе электропривода запорной арматуры трубопроводов. Проведены вычислительные эксперименты, подтверждающие правильность ПФ подхода к моделированию электрохимических процессов в машинах вращательного движения. На примере кратко показано, что ПФ моделирование позволяет генерировать алгоритмы управления электродвигателями, обеспечивающие для них максимальный коэффициент мощности.

Ключевые слова: математическое моделирование, электромагнитное поле, электрохимическое преобразование, уравнение математической физики, вентильный электродвигатель, постоянный магнит

Введение

Известно, что электрохимическое преобразование энергии происходит при движении вещественных тел в электромагнитном поле (ЭМП). Важными этапами моделирования такого преобразования являются анализ ЭМП в неоднородно-движущейся среде, расчеты силовых взаимодействий между телами, а также расчеты интегральных параметров этого поля (потокосцеплений, ЭДС, напряжений, мощностей потерь и др.). Существуют два больших класса анализа электромагнитных полей — пространственно-временные (ПВ) и пространственно-частотные (ПЧ). Первый из этих классов охватывает все многообразие динамических процессов в электромагнитных полях, но требует слишком больших за-

трат вычислительных ресурсов и по этой причине часто оказывается малоприменимым для генерации алгоритмов управления электрохимическими устройствами, работающими в составе электроприводов, мехатронных модулей, электрогенерирующих комплексов и т. д. Второй класс методов, строго говоря, пригоден только для анализа электромагнитных полей в неподвижных линейных средах. Известные способы распространения этих методов на нелинейные и неоднородно-движущиеся среды являются недостаточно строгими и очень ограниченными в применении [1].

Авторы разработали основу нового пространственно-фазового (ПФ) метода моделирования электрохимических процессов. Суть этого метода заключается в моделировании процесса при фиксированном состоянии анализируемой системы, что позволяет исключить из уравнений время. ПФ метод основан на преобразовании ПВ уравнений математической физики в ПФ форму, о чем будет сказано ниже. Это дает возможность проводить анализ переходных процессов только на интегральном уровне (потокосцеплений, ЭДС, напряжений, токов, положений подвижных тел и др.), не рассчитывая переходные процессы в ЭМП.

Основные теоретические положения

Исходные ПВ уравнения ЭМП в дифференциальной форме можно записать в соответствии с математическим определением полной производной векторного и скалярного полей по времени в неоднородном поле скоростей:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{F}}{dt} &= \frac{\partial \mathbf{F}_H}{\partial t} + (\mathbf{v}\nabla)\mathbf{F}_H + \mathbf{F}_H \operatorname{div} \mathbf{v} - (\mathbf{F}_H \nabla)\mathbf{v} = \\ &= \frac{\partial \mathbf{F}_H}{\partial t} + \operatorname{rot}(\mathbf{F}_H \times \mathbf{v}) + \mathbf{v} \operatorname{div} \mathbf{F}_H; \end{aligned} \quad (1)$$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial \Phi_H}{\partial t} + (\mathbf{v}\nabla)\Phi_H, \quad (2)$$

где \mathbf{F} — анализируемое векторное поле в неоднородно-движущейся среде; \mathbf{F}_H — анализируемое векторное поле в однородно движущейся (неподвижной) среде; \mathbf{v} — поле скоростей, характеризующее механическое движение всех тел в анализируемой системе; Φ — анализируемое скалярное поле в неоднородно-движущейся среде; Φ_H — анализируемое скалярное поле в однородно движущейся (неподвижной) среде; ∇ — векторный пространственный дифференциальный оператор первого порядка (на-

бла); $\text{div} \mathbf{v} = \nabla \mathbf{v}$ — дивергенция векторного поля скоростей; rot — ротор векторного поля, формально представляемый как векторное произведение оператора набла на это векторное поле. Формула (1) представляет собой "потокосвое" определение полной производной по времени, т. е. такое определение, при котором уравнение закона электромагнитной индукции в дифференциальной форме для движущихся сред в точности совпадает с соответствующим уравнением для неподвижных сред при замене частной производной по времени $\frac{\partial}{\partial t}$ на полную $\frac{d}{dt}$.

Формула (2) представляет собой формальное применение оператора (1) к скалярному полю. В соответствии с определениями (1) и (2) все векторы ЭМП (кроме тех, которые относятся к однородно-движущейся среде), входящие в уравнения математической физики, должны представляться в системах отсчета, жестко связанных с точками наблюдения, которые движутся в соответствии с задаваемыми полями скоростей и частных ускорений.

"Потоковый" смысл определения полной производной по времени векторного поля магнитной индукции можно пояснить на законе электромагнитной индукции в интегральной форме: ЭДС электромагнитной индукции в одновитковом тонком контуре равна скорости изменения магнитного потока через поверхность, натянутую на этот контур, с противоположным знаком. Магнитный поток, в свою очередь, может изменяться во времени по следующим причинам:

- магнитная индукция в однородно-движущейся (неподвижной) системе тел изменяется во времени;
- точки наблюдения, принадлежащие поверхности, движутся в неоднородном поле вектора магнитной индукции, что приводит к изменению этого вектора в движущейся системе отсчета;
- векторы элементов площади поверхности изменяются во времени из-за неоднородности поля скоростей.

Скорость изменения потока векторного поля \mathbf{F} равна

$$\frac{d}{dt} \int_S \mathbf{F} d\mathbf{S} = \int_S \left(\frac{\partial \mathbf{F}}{\partial t} + (\mathbf{v} \nabla) \mathbf{F} - (\mathbf{F} \nabla) \mathbf{v} + \mathbf{F} \text{div} \mathbf{v} \right) d\mathbf{S}.$$

Из последнего соотношения следуют определения полной производной по времени в неоднородно-движущейся среде (1) и (2). Эти определения делают операцию полного дифференцирования по времени перестановочной с операцией интегрирования по поверхности.

Задача математической физики по анализу ЭМП в неоднородном поле скоростей может быть сформулирована путем преобразования уравнений Максвелла с уравнением материальной связи в соответствии

с определениями (1) и (2). Ниже записана ПВ форма этих уравнений:

$$\begin{aligned} \text{rot} \mathbf{H} &= \delta + \gamma \mathbf{E}, \quad \text{rot} \mathbf{E} = -\frac{d\mathbf{B}}{dt}, \\ \mathbf{H} &= v_a (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d\mathbf{B}}{dt} - q_2 \frac{d^2 \mathbf{B}}{dt^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

где \mathbf{H} — напряженность магнитного поля; \mathbf{E} — напряженность электрического поля; \mathbf{B} — магнитная индукция; \mathbf{B}_r — остаточная магнитная индукция; δ — плотность тока; v_a — удельное магнитное сопротивление среды (величина, обратная абсолютной магнитной проницаемости); q_1 и q_2 — динамические параметры электрофизических свойств материалов шихтованных магнитопроводов или любых других слоистых или периодических структур. Линеаризованное уравнение материальной связи (3) записано относительно эффективных векторных значений напряженности магнитного поля и магнитной индукции. Систему уравнений (3) в соответствии с (1) нужно дополнить аналогичной системой для векторов ЭМП в неподвижной системе тел.

Динамика изменения всех физических величин в ПФ методах учитывается путем введения скалярных и векторных полей фазовых переменных. Такой принцип анализа позволяет существенно уменьшить потребность в вычислительных ресурсах компьютера, не накладывает никаких ограничений на линейность или нелинейность электрофизических свойств вещества, а также на характер механического движения всех тел, принимающих участие в электромеханическом преобразовании энергии. Все физические величины рассчитываются в неоднородно движущейся системе отсчета, жестко связанной с полем скоростей, частных ускорений и т. д. Вид получаемых уравнений математической физики не противоречит принципу относительности движения Галилея. Следовательно, данный класс методов инвариантен по отношению к выбору глобальной инерциальной системы отсчета механического движения тел.

В ПФ методах не требуется расчет переходных процессов в ЭМП, а динамические свойства электромеханических преобразователей моделируются в пространстве состояний для электродинамических потенциалов. Входными данными моделей являются: описание геометрии всей электромагнитной системы, параметры электрофизических свойств материалов деталей электромагнитной системы, распределение переменных состояния источников ЭМП. Выходными данными являются точки семейства динамических характеристик электромеханического преобразователя, представляемых функциональными зависимостями электромагнитного момента, действующего на ротор, и напряжений на всех обмотках от углового положения ротора и токов во всех обмотках, а также их производных по времени до n -го порядка включительно. Для боль-

шинства практически значимых случаев обычно бывает достаточно первого или второго порядка.

Ниже представлены результаты вычислительных экспериментов с ПФ моделями трехфазной вентильной электрической машины обращенной конструкции с плоскопараллельным магнитным полем (токи направлены перпендикулярно расчетной плоскости) и плоскопараллельным электрическим полем (в силу симметрии системы выполняется условие короткого замыкания на плоскостях, параллельных расчетной и бесконечно удаленных от нее). Для уменьшения объема излагаемого материала в моделях рассмотрим динамические эффекты только первого порядка.

Моделирование выполнено в программном комплексе COMSOL Multiphysics. Этот комплекс принципиально отличается от других программных продуктов, предназначенных для решения задач математической физики, тем, что типовые формы уравнений в частных производных (PDE) обладают наибольшей общностью, и имеются неограниченные возможности их комбинирования при построении систем уравнений. В COMSOL Multiphysics поддерживаются три формы PDE: коэффициентная, генеральная и ослабленная проекционная. Генеральная форма представляется наиболее удобной для моделирования, так как она не требует доведения до логического конца вывода уравнений математической физики и дает возможность достаточно легко описывать нелинейности электрофизических свойств вещества. Здесь кратко представим двумерную технологию моделирования в генеральной форме.

Введем систему фазовых переменных электродинамических потенциалов при фиксированном состоянии электромеханической системы [2]. Нулевые фазовые переменные — это сами потенциалы. Первые фазовые переменные имеют размерность производных по времени от нулевых переменных, но не равны этим производным.

Система двумерных ПФ уравнений, учитывающих динамические эффекты первого порядка, имеет вид

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{H}_H &= \delta + \gamma \mathbf{E}_H, \operatorname{rot} \mathbf{H}_{H1} = \delta_1, \operatorname{rot} \mathbf{H} = \delta + \gamma \mathbf{E}, \\ \operatorname{rot} (\mathbf{H}_1 + 2(\mathbf{H}_H \nabla) \mathbf{v} + \mathbf{H}_H \times \operatorname{rot} \mathbf{v} - \mathbf{H}_H \cdot \operatorname{div} \mathbf{v}) &= \delta_1, \\ \mathbf{H}_H &= \nu_a (\mathbf{B}_H - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\mathbf{B}_H - \mathbf{B}_r), \\ \mathbf{H} &= \nu_a (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r) + q_1 \frac{d}{dt} (\mathbf{B} - \mathbf{B}_r), \\ \mathbf{H}_{H1} &= \nu_a \mathbf{B}_{H1}, \mathbf{H}_1 = \nu_a \mathbf{B}_1, \end{aligned} \quad (4)$$

где \mathbf{H}_H — напряженность магнитного поля в неподвижной системе тел; δ — плотность тока; \mathbf{E}_H — напряженность электрического поля в неподвижной системе тел; γ — удельная электрическая проводимость среды; \mathbf{H}_{H1} — первая фазовая переменная напряженности магнитного поля в неподвижной сис-

теме тел; δ_1 — первая фазовая переменная (скорость изменения) плотности тока; \mathbf{H} — напряженность магнитного поля в неоднородно-движущейся системе тел; \mathbf{E} — напряженность электрического поля в неоднородно-движущейся системе тел; \mathbf{H}_1 — первая фазовая переменная напряженности магнитного поля в неоднородно-движущейся системе тел; \mathbf{v} — векторное поле скоростей, характеризующее движение всех тел; \mathbf{B}_H — вектор магнитной индукции в неподвижной системе тел; \mathbf{B} — вектор магнитной индукции в неоднородно-движущейся системе тел; \mathbf{B}_{H1} — первая фазовая переменная вектора магнитной индукции в неподвижной системе тел; \mathbf{B}_1 — первая фазовая переменная вектора магнитной индукции в неоднородно-движущейся системе тел; ν_a — удельное магнитное сопротивление среды. Система уравнений (4) дополняется соотношениями, определяющими фазовые переменные в неподвижной и подвижной системе тел [2], и после приведения к скалярной форме вводится в COMSOL Multiphysics. Система (4) решается относительно фазовых переменных векторного магнитного потенциала.

Вычислительные эксперименты с 2D-ПФ моделью вентильного двигателя

На рис. 1 показано схематичное изображение поперечного сечения трехфазной вентильной электрической машины обращенной конструкции. На этом рисунке представлено изображение двумерной расчетной модели в COMSOL Multiphysics. Двигатель предназначен для работы в составе системы управления запорной арматурой трубопроводов.

Пусть магнитных клиньев в роторе нет, основные магниты намагничены до $B_r = 1,1$ Тл. Для на-

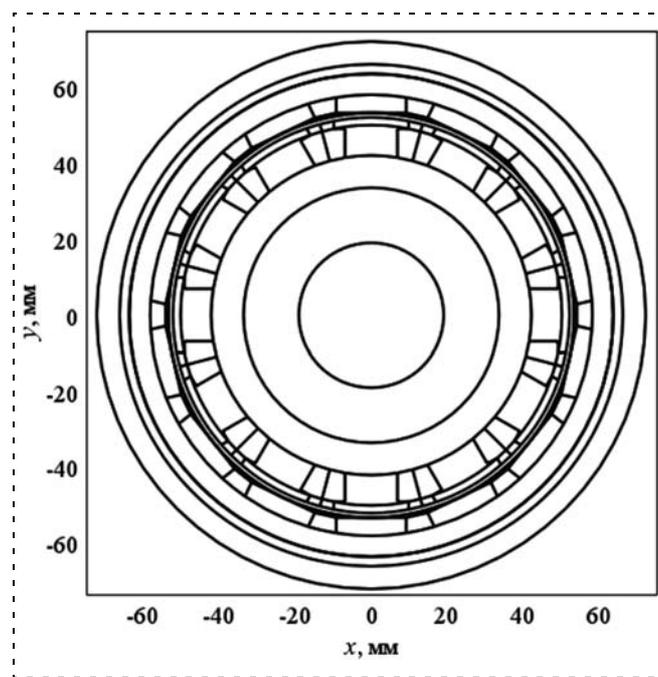


Рис. 1. Схематичное изображение поперечного сечения машины

чала предположим, что машина работает в генераторном режиме холостого хода. Для простоты демонстрационного расчета предположим, что все материалы в модели не дают потерь и не обладают электрической проводимостью (кроме обмоточных проводов). ПФ методом мы рассчитали угловые характеристики фазных ЭДС статора, если ротор вращается против часовой стрелки с частотой 400 мин^{-1} (по техническому заданию это номинальная частота вращения). На рис. 2 показаны угловые характеристики фазных ЭДС статора, рассчитанные путем интегрирования пространственного распределения первой фазовой переменной векторного магнитного потенциала. Для проверки правильности концепции ПФ методов мы рассчитали те же характеристики путем численного дифференцирования фазных потокосцеплений по угловому положению ротора. Относительная норма разности этих характеристик, полученных разными способами, составила $0,28 \%$.

На рис. 3 показано распределение напряженности электрического поля при нулевом угловом положении ротора и частоте вращения 400 мин^{-1} . Видно, что электрическое поле в основном наводится в области статора. В области ротора наводится только зубцовая составляющая этого поля.

Задав постоянный ток поочередно в каждой фазе и прокрутив ротор на $360/7^\circ$, получим угловую характеристику собственных и взаимных индуктивностей фазных обмоток статора. Расчет показывает, что пульсации этих индуктивностей настолько незначительны, что их можно считать постоянными. Собственная индуктивность каждой фазы составила $0,03422 \text{ мкГн/мм}$. Взаимная индуктивность каждой пары фаз получилась равной $7,4291 \cdot 10^{-4} \text{ мкГн/мм}$. Кривые ЭДС, изображенные на рис. 2, и значения

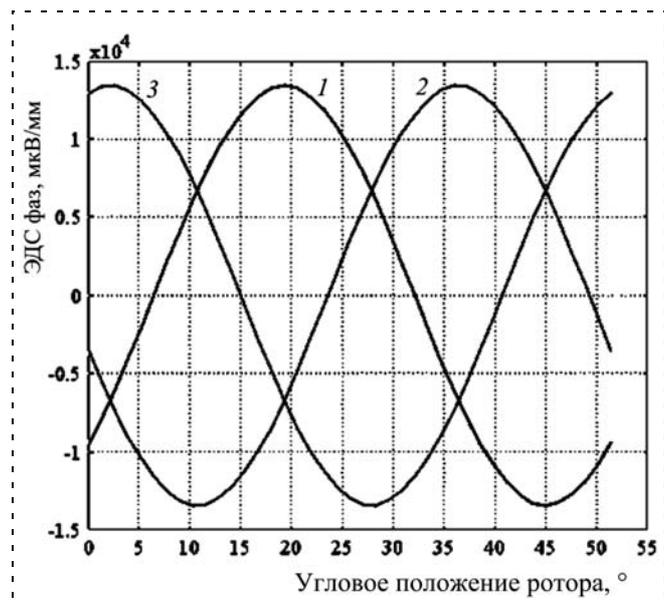


Рис. 2. Угловая характеристика фазных ЭДС статора: 1, 2, 3 — номера фаз обмотки статора

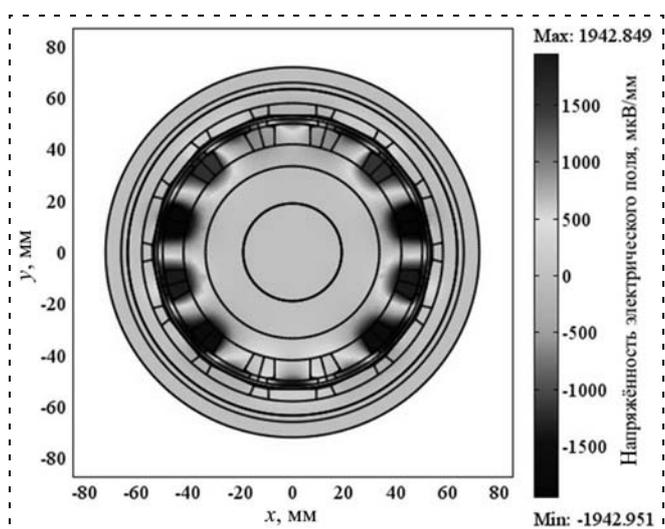


Рис. 3. Распределение электрического поля в сечении машины

индуктивностей введем в специально подготовленную имитационную модель в COMSOL Multiphysics. Несколько раз просчитав эту модель в системе MatLab, изменяя один из ее параметров, подберем подходящую для двигательного режима токовую нагрузку фаз и сгенерируем идеально требуемые от электронного устройства управления осциллограммы фазных токов (рис. 4). Эти осциллограммы обеспечивают работу машины в режиме максимально возможного коэффициента мощности (реактивная мощность и мощность искажения стремятся к нулю). Расчет показал, что в этом режиме машина потребляет от внешней цепи $5,168 \cdot 10^6 \text{ мкВт}$ активной мощности на 1 мм активной длины машины. Это соответствует электромагнитному мо-

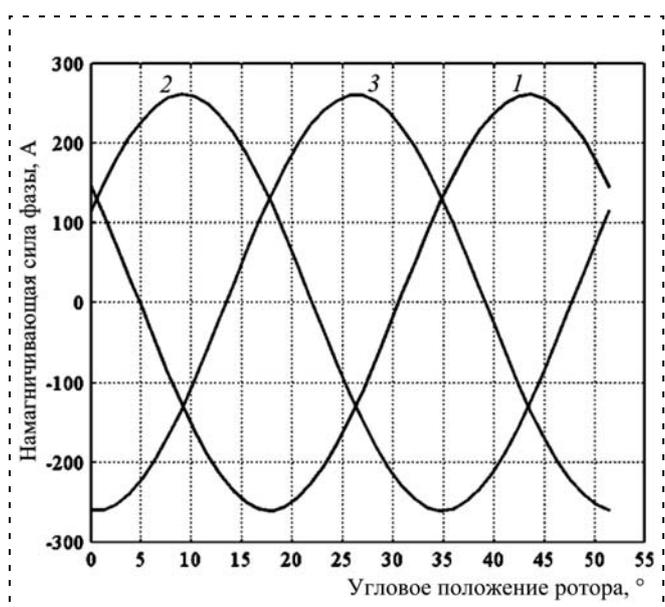


Рис. 4. Идеально требуемые осциллограммы фазных токов статора: 1, 2, 3 — номера фаз обмотки статора

менту $1,234 \cdot 10^5$ мкН · м/мм. В рассчитанном режиме форма кривых фазных напряжений совпадает с формой кривых фазных токов.

Авторами рассчитана угловая характеристика электромагнитного вращающего момента при рассмотренном двигательном режиме. Расчет показал, что пульсация момента составляет не более 1,7 % и обусловлена вычислительным шумом конечно-элементной сетки. Средний за период электромагнитный момент, рассчитанный по ПФ модели, отличается от той же величины в имитационной модели, генерирующей осциллограммы токов, всего на 0,6 %. Это вполне удовлетворительная точность для конечно-элементной сетки, состоящей из 25 144 лагранжевых элементов второго порядка с числом степеней свободы 205 764. В полевой модели момент, рассчитанный по распределению магнитной индукции, отличается от той же величины, рассчитанной по потребляемой электрической мощности, не более чем на 0,2 %, т. е. видно, что при моделировании ПФ методом баланс мощностей в машине при электромеханическом преобразовании энергии не нарушается.

В [3] описаны вычислительные эксперименты с простейшей двухфазной асинхронной и синхронной машинами. Показаны распределения фазовых переменных потенциалов, скоростные характеристики момента асинхронной машины, угловые характеристики момента синхронной машины. Все полученные авторами результаты моделирования не противоречат известным в электромеханике фактам.

Выше представлены результаты вычислительных экспериментов с ПФ моделью машины, активные детали которой изготовлены из материалов без потерь. Теперь зададим ненулевые значения диссипативных параметров электрофизических свойств магнитомягких материалов без учета магнитного гистерезиса. Пусть удельная электрическая проводимость обоймы ротора и втулки статора равна 0,01 МСм/мм, а магнитопровод статора представляет собой пакет из листов электротехнической стали толщиной $h = 0,5$ мм. Удельная электрическая проводимость этой стали равна 0,002 МСм/мм. Параметр q_1 для пакета статора рассчитывается по формуле

$$q_1 = \frac{\gamma h^2}{12}, \quad (5)$$

где γ — удельная электрическая проводимость материала пластины, h — толщина пластины. Формула (5) получена из решения задачи ПЧ расчета поверхностного эффекта в плоской проводящей пластине.

Снова по ПФ модели проводим расчет индуктивных параметров фазных обмоток статора на частоте вращения 400 мин^{-1} . Поскольку статор и ротор изготовлены из материалов с диссипативными электрофизическими свойствами, и там наводятся

вихревые токи, принцип взаимности индуктивных параметров фаз статора нарушается. Собственная индуктивность каждой фазы L_{11} получилась равной 0,034733 мкГн/мм. Взаимные индуктивности "вперед" по номерам фаз $M_{21} = 7,314 \cdot 10^{-4}$ мкГн/мм. Взаимные индуктивности "назад" по номерам фаз $M_{31} = 7,4767 \cdot 10^{-4}$ мкГн/мм. Такой же эффект, только более сильный, наблюдался при моделировании электромеханических процессов в асинхронных машинах [4]. Для генерации идеально требуемых осциллограмм фазных токов статора в машине с диссипативными материалами требуется также учет передач от скоростей изменения токов фаз к потокосцеплениям фаз, которые обозначим D_{ij} . Для краткости их будем называть динамическими индуктивными передачами фазных обмоток. Если в машине нет диссипативных материалов, то эти динамические передачи равны нулю. В результате расчета получились следующие значения динамических передач: $D_{11} = -1,8004 \cdot 10^{-5}$ мкГн · с/мм, $D_{21} = 6,2604 \cdot 10^{-6}$ мкГн · с/мм, $D_{31} = 6,2578 \times 10^{-6}$ мкГн · с/мм. Далее, с учетом диссипативных свойств материалов рассчитываются угловые характеристики фазных ЭДС статора в генераторном режиме холостого хода. Визуально эти характеристики практически не отличаются от характеристик, показанных на рис. 2. После этого вводим эти характеристики и параметры в специально подготовленную имитационную модель для генерации идеально требуемых осциллограмм фазных токов, обеспечивающих единичный коэффициент мощности машины. Эти осциллограммы показаны на рис. 5.

На рис. 6 показаны графики мгновенных значений потребляемой электрической мощности и механической мощности электромагнитного момента машины в двигательном режиме. На этих графиках

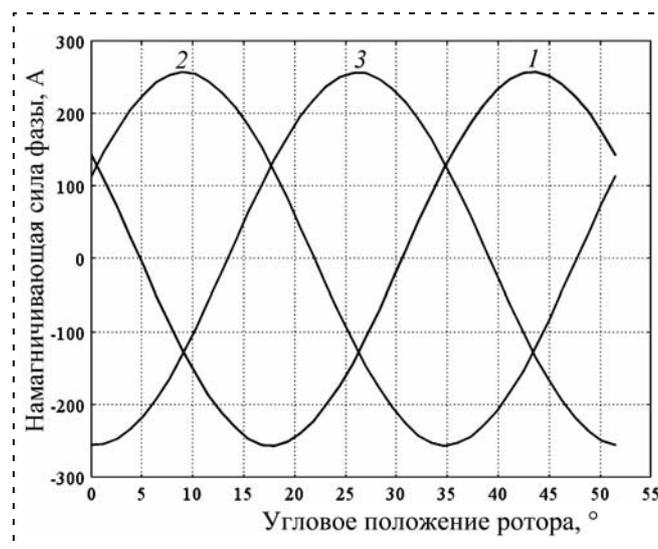


Рис. 5. Идеально требуемые осциллограммы фазных токов статора с учетом диссипативных свойств: 1, 2, 3 — номера фаз обмотки статора

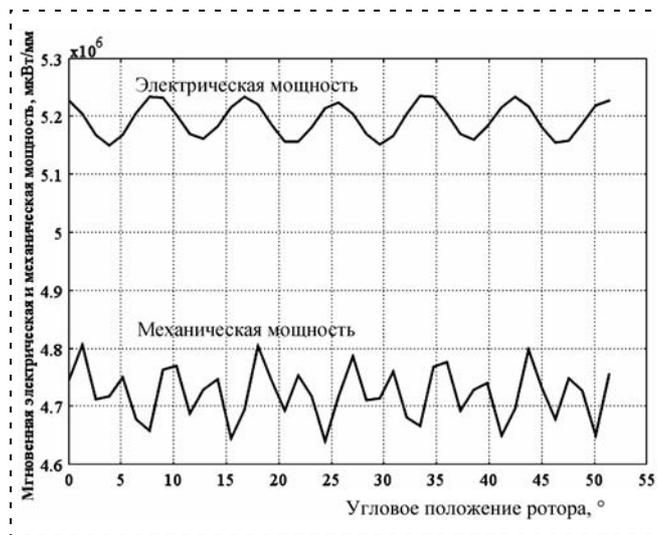


Рис. 6. Графики электрической и механической мощности машины

отчетливо видно наличие потерь энергии в процессе электромеханического преобразования. В данном случае это потери на вихревые токи в магнитопроводящих материалах статора и ротора. Заметны также пульсации мгновенной электрической мощности. Пульсации механической мощности в данном случае, в основном, связаны с вычислительным шумом.

Интегральные энергетические параметры моделируемого режима составили: полная электрическая мощность — 5,1932 Вт/мм, активная электрическая мощность — 5,1932 Вт/мм, коэффициент мощности — 1 (с относительной точностью вычислительного эксперимента до 10^{-14}), средняя двигательная механическая мощность — 4,7226 Вт/мм, средний вращающий электромагнитный момент — $1,1274 \cdot 10^5$ мкН · м/мм, относительная потеря электрической мощности на вихревые токи — 9 %. По результатам вычислительных экспериментов с моделью режима работы машины можно выполнить детальный анализ баланса мощностей и составляющих потерь энергии в отдельных областях при электромеханическом преобразовании. В этой статье такой анализ мы проводить не будем, поскольку основной целью является краткая демонстрация возможностей ПФ класса методов.

Заключение

Благодаря ПФ моделированию все характеристики динамических свойств электромеханических преобразователей могут быть представлены в пространстве состояний функциональными зависимостями вида [2]:

$$\{M_m, [U]\} = f\left(\alpha, \frac{d\alpha}{dt}, \frac{d^2\alpha}{dt^2}, [I], \frac{d[I]}{dt}, \frac{d^2[I]}{dt^2}\right). \quad (6)$$

Все стандартные характеристики электрических машин вращательного движения являются частными случаями характеристик вида (6), например, механическая характеристика, угловая характеристика момента, характеристики холостого хода, нагрузочные и регулировочные характеристики двигателей и генераторов. Характеристики вида (6) напрямую связаны с энергетическими показателями работы машины. По характеристикам (6) с помощью дополнительных имитационных моделей с сосредоточенными параметрами несложно строить алгоритмы управления машинами, обеспечивающие максимально возможные значения энергетических показателей (КПД, коэффициент мощности и др.). Из этого следует, что ПФ методы моделирования процессов электромеханического преобразования энергии весьма полезны для комплексного (мехатронного) проектирования электроприводов и генерирующих комплексов в целом, включая электромашинную и электронную части.

Список литературы

1. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин. М.: Высшая школа, 2001. 588 с.
2. Шмелев В. Е., Сбитнев С. А. Пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в машинах с постоянными магнитами в системе конечноэлементных расчетов FEMLAB // Электротехника. 2004. № 8. С. 50–54.
3. Shmelev V., Sbitnev S. Space-Phase Modelling of Electromechanical Processes in Motion Machines. 2D Model Realization // Excerpt from the Proceedings of the COMSOL Users Conference 2006. Prague.
4. Шмелев В. Е., Сбитнев С. А. Двумерное пространственно-фазовое моделирование электромеханических процессов в асинхронных машинах с получением механической характеристики // Электротехника. 2009. № 10. С. 2–8.

С. А. Гагарин, аспирант,
А. В. Кривилев, канд. техн. наук, доц.,
А. В. Ситникова, аспирант,
 Московский авиационный институт
 (государственный технический университет)
 alexkrivilev@gmail.com

Дополнительные потери мощности в мехатронном модуле привода на основе трехфазного вентильного двигателя с фазами, соединенными по схеме "треугольник"

Приводится методика оценки дополнительных потерь мощности в трехфазном вентильном двигателе, в котором фазы соединены по схеме "треугольник", в случаях 120- и 180-градусного управления и при различных частотах широтно-импульсного сигнала.

Ключевые слова: дополнительные потери мощности, цифровой привод, трехфазный вентильный двигатель, импульсное управление, методы коммутации

Введение

Одним из основных направлений развития приводных систем является разработка энергосберегающих алгоритмов управления и внедрение в этапы проектирования и производства современных технологий, позволяющих сократить время ввода устройства в эксплуатацию, снизить массовые и габаритные показатели, повысить полезную мощность и КПД, увеличить время работы в автономном режиме и срок службы, а также уменьшить затраты на производство, сопровождение и электроэнергию.

Современный цифровой следящий электропривод, показанный на рис. 1, содержит цифровую управляющую машину (ЦУМ), специализированный микропроцессорный вычислитель (СМВ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и мехатронный модуль (ММ), состоящий из цифровой системы управления (ЦСУ), вентильного двигателя (ВД), включающего в себя импульсный усилитель мощности (ИУМ) и синхронный двигатель (СД), механической передачи (МП) и датчиков обратной связи.

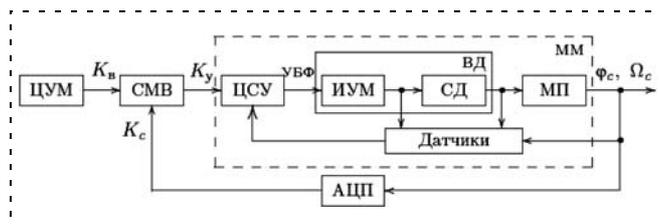


Рис. 1. Цифровой следящий привод с ММ

Так как основные преобразования энергии происходят в ММ, то уменьшение потерь энергии в этой части привода приведет к существенной экономии энергии при эксплуатации.

В последнее время в электроприводах, используемых в авиационной и автомобильной промышленности, офисном и медицинском оборудовании, компьютерной и бытовой технике и т. д., стали широко использоваться трехфазные ВД вследствие ряда преимуществ перед обычными коллекторными двигателями постоянного тока и трехфазными асинхронными двигателями [1–4]. Последние достижения в технологии изготовления устройств цифровой техники, элементов силовой электроники и постоянных магнитов на основе редкоземельных материалов позволяют рассматривать ВД в качестве серьезной альтернативы трехфазным асинхронным двигателям в приложениях свыше 10 кВт.

Преобразование электрической энергии источника питания в механическую энергию сопровождается потерями мощности, которые выделяются в виде тепла. При работе ВД имеют место следующие потери мощности:

- электрические потери в якорной обмотке;
- механические потери, состоящие из потерь мощности в подшипниках, потерь трения ротора о воздух и потерь на вентиляцию;
- потери в стали, которые формируются на основе потерь мощности на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе;
- добавочные потери, вызванные неравномерным распределением магнитного поля в зазоре между ротором и статором;
- потери в усилителе мощности, состоящие из потерь на переключение и потерь на проводимость;
- дополнительные потери мощности (ДПМ) при импульсном управлении, возникающие из-за колебания тока около среднего значения в фазах двигателя в течение межкоммутационного интервала.

Первые пять видов потерь подробно рассмотрены в [3–9]. Аналитические выражения для определения ДПМ в обычных двигателях постоянного тока при различных методах коммутации описаны в [10]. В работе [11] показано влияние методов коммутации на общие потери мощности в трехфазных ВД и на их КПД. Однако в [11] отсутствует методика определения ДПМ при разных значениях скважности и частоты широтно-импульсного сигнала (ШИС), момента нагрузки на валу двигателя, различных схемах соединения фаз двигателя, способах управления ключевыми элементами (КЭ) импульсного усилителя мощности (ИУМ) и их методах коммутации.

Постановка задачи

Необходимо разработать методику оценки ДПМ в ММ с трехфазным ВД при импульсном управлении и определить метод или методы коммутации, при которых имеют место наименьшие ДПМ.

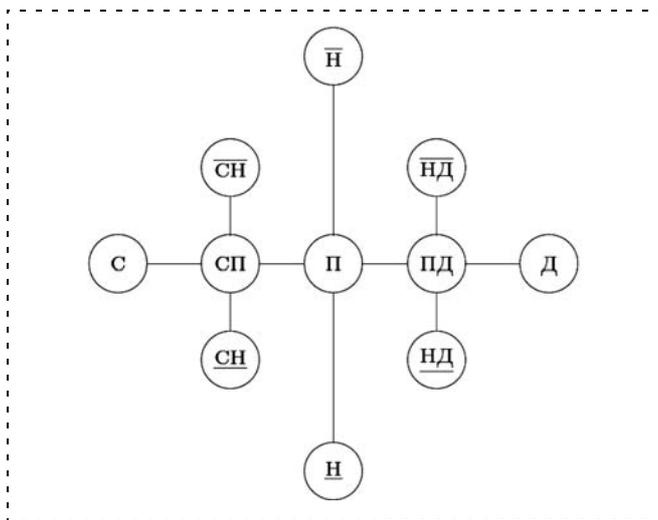


Рис. 2. Классификация методов коммутации

При реализации импульсного управления может быть использован любой метод коммутации, изображенный на рис. 2, либо их комбинация [12]. На рис. 2 представлены следующие методы коммутации:

- С — симметричный. При изменении значения ШИС происходит переключение КЭ в работающих стойках ИУМ;
- Д — диагональный. При нулевом значении ШИС закрыты все КЭ;
- $\bar{Н}$ ($\underline{Н}$) — несимметричный. При нулевом значении ШИС открыты верхние (нижние) КЭ в рабочих стойках;
- П — поочередный. Поочередное использование методов $\bar{Н}$ и $\underline{Н}$ на соседних периодах ШИС или в зависимости от значения противоЭДС в нерабочей фазе;
- $\bar{НД}$ ($\underline{НД}$) — несимметрично-диагональный. Коммутируются верхние (нижние) КЭ в рабочих стойках;
- ПД — поочередно-диагональный. Поочередное использование методов $\bar{НД}$ и $\underline{НД}$ на соседних периодах ШИС или в зависимости от значения противоЭДС в нерабочей фазе;
- $\bar{СН}$ ($\underline{СН}$) — симметрично-несимметричный. Отключение включенных верхних (нижних) КЭ и переключение КЭ в стойках, где были включены нижние (верхние) КЭ, при поступлении нулевого значения ШИС;
- СП — симметрично-поочередный. Поочередное использование методов $\bar{СП}$ и $\underline{СП}$ на соседних периодах ШИС или в зависимости от значения противоЭДС в нерабочей фазе.

Методика оценки дополнительных потерь мощности

Предлагаемая методика включает в себя следующую последовательность шагов:

1. Разработка программного комплекса, состоящего из компьютерной модели ММ, которая позволяет исследовать цифровые сигналы, поступающие на ИУМ, формы токов и напряжений в каждой фазе ВД и стойке ИУМ, потребляемую и полезную мощность при произвольном методе коммутации КЭ, и также разработка модуля автоматизации, который служит для автоматизации запуска модели с различными исходными данными, сбора и отображения результатов моделирования.

2. Проведение компьютерного моделирования ММ для каждого метода коммутации с необходимой частотой ШИС и построение эпюр цифровых сигналов, напряжений и токов в фазах, а также механических, регулировочных и энергетических характеристик.

3. Разработка в случае необходимости лабораторного макета ММ и проведение экспериментальных исследований работы лабораторного макета при различных методах коммутации для подтверждения результатов моделирования.

4. Проведение компьютерного моделирования ММ при значениях напряжения питания, эквивалентных скважности ШИС, и соответствующих моментах нагрузки, используемых в п. 2.

5. Определение ДПМ на основе сравнения потребляемой мощности при импульсном управлении, полученной в п. 2, и потребляемой мощности без импульсного управления, вычисленной в п. 4.

Программный комплекс

Программный комплекс состоит из двух частей: компьютерной модели ММ и модуля автоматизации.

Компьютерная модель ММ, показанная на рис. 3, разработана в среде моделирования Simulink и включает компоненты библиотеки SimPowerSystems. Модель имеет иерархическую структуру, верхний уровень которой состоит из:

- блока ЦСУ, позволяющего задавать произвольную комбинацию способа управления и метода коммутации КЭ. Математическое описание блока приведено в [13];

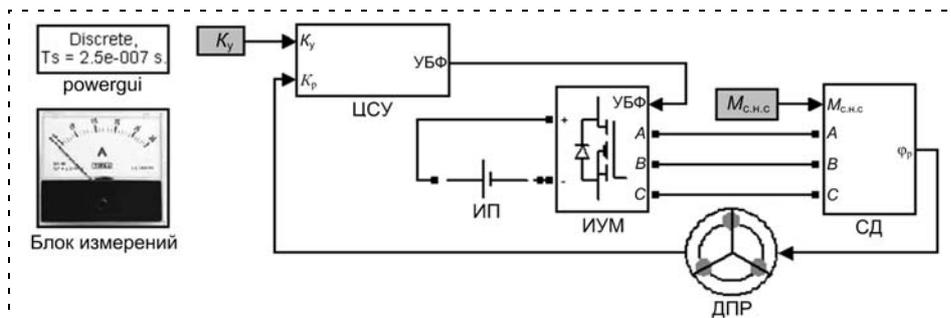


Рис. 3. Модель мехатронного модуля в Simulink

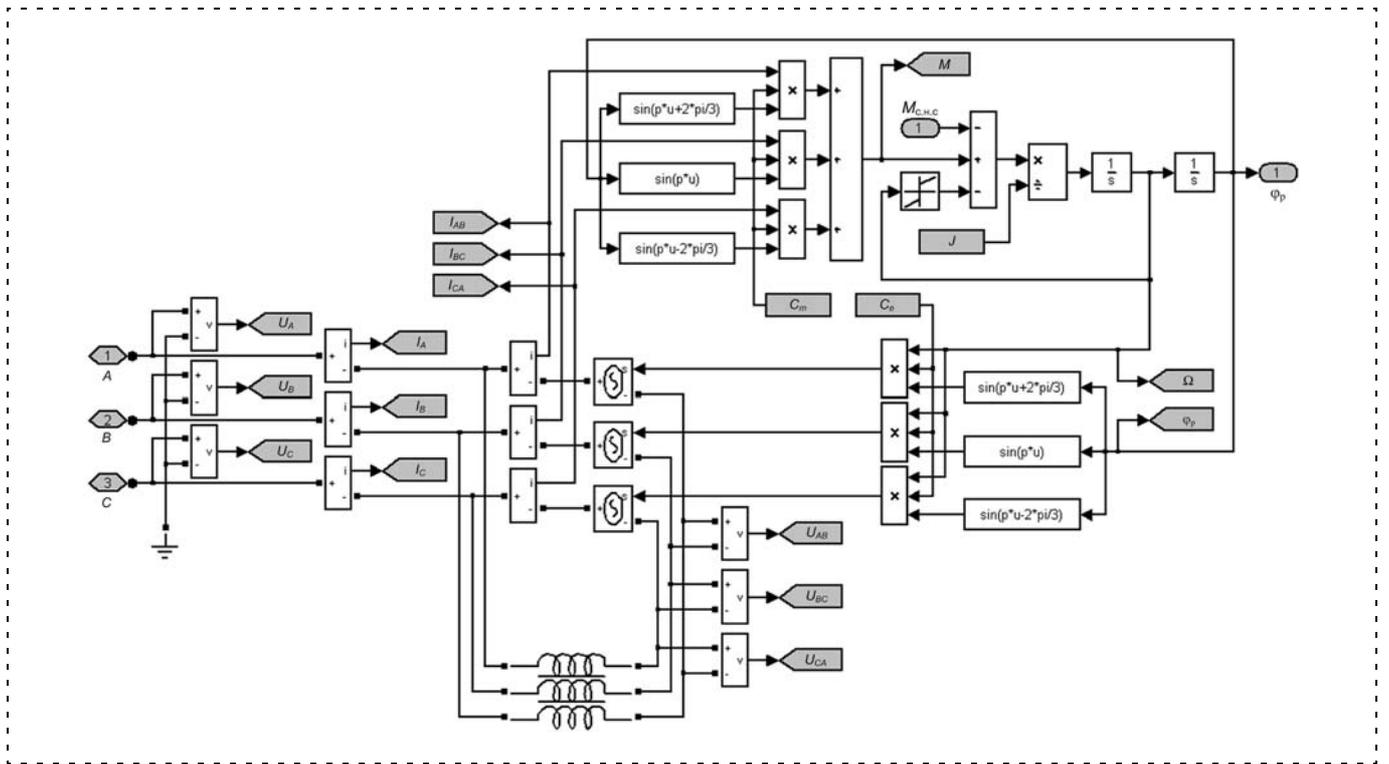


Рис. 4. Блок синхронного двигателя с фазами, соединенными по схеме "треугольник"

- блока ИУМ, в качестве которого используется элемент Universal Bridge библиотеки SimPowerSystems с КЭ типа Mosfet;
- блока трехфазного синхронного двигателя (СД) (рис. 4), который учитывает соединение фаз по схеме "треугольник", наличие взаимной индуктивности между фазами, сухое и вязкое трение, а также синусоидальное распределение индукции в зазоре и число пар полюсов (p);
- блока идеального источника питания (ИП) постоянного напряжения;
- блока датчика положения ротора (ДПР), который реализован на основе трех датчиков Холла и позволяет организовать обратную связь по положению с учетом погрешности их взаимного размещения и запаздывания срабатывания при изменении направления торцевого магнитного потока;
- блока powergui, предназначенного для управления компонентами библиотеки SimPowerSystems;
- блока измерений, содержащего интерфейсные блоки, которые осуществляют запись текущих значений сигналов в рабочую область MatLab для последующей обработки и анализа результатов моделирования;
- блоков задания значений кода управления K_y и статического момента нагрузки M_c .

Запуск модели при различных значениях входных параметров, сбор и визуализация результатов моделирования выполняется отдельным модулем, состоящим из нескольких функций, написанных на языке MatLab.

Лабораторный макет ММ

Для оценки достоверности полученных при компьютерном моделировании результатов был разработан лабораторный макет ММ, схема которого изображена на рис. 5, и проведены экспериментальные исследования его работы при различных методах коммутации.

Лабораторный макет ММ состоит из:

- трехфазного ВД ДБМ40-0.025-4-3 с четырьмя парами полюсов и фазами, соединенными по схеме "треугольник";
- датчика положения ротора на основе трех цифровых датчиков Холла SS413А фирмы Honeywell;
- печатной платы с программируемой логической интегральной схемой ЕМР7064SLC44-10 фирмы Altera, предназначенной для реализации алгоритмов управления;
- печатной платы с шестью транзисторами IRFZ34N и тремя драйверами IR2110S фирмы International Rectifier;
- дополнительных элементов, обеспечивающих передачу сигналов в лабораторный макет и между его компонентами.

Наряду с лабораторным макетом была разработана программа, автоматизирующая формирование последовательности управляющего сигнала и передачи текущего значения на вход ММ.

Для измерения цифровых сигналов в ЦСУ, а также фазных напряжений и токов в ВД использовался цифровой осциллограф TDS2024 фирмы Tektronix.

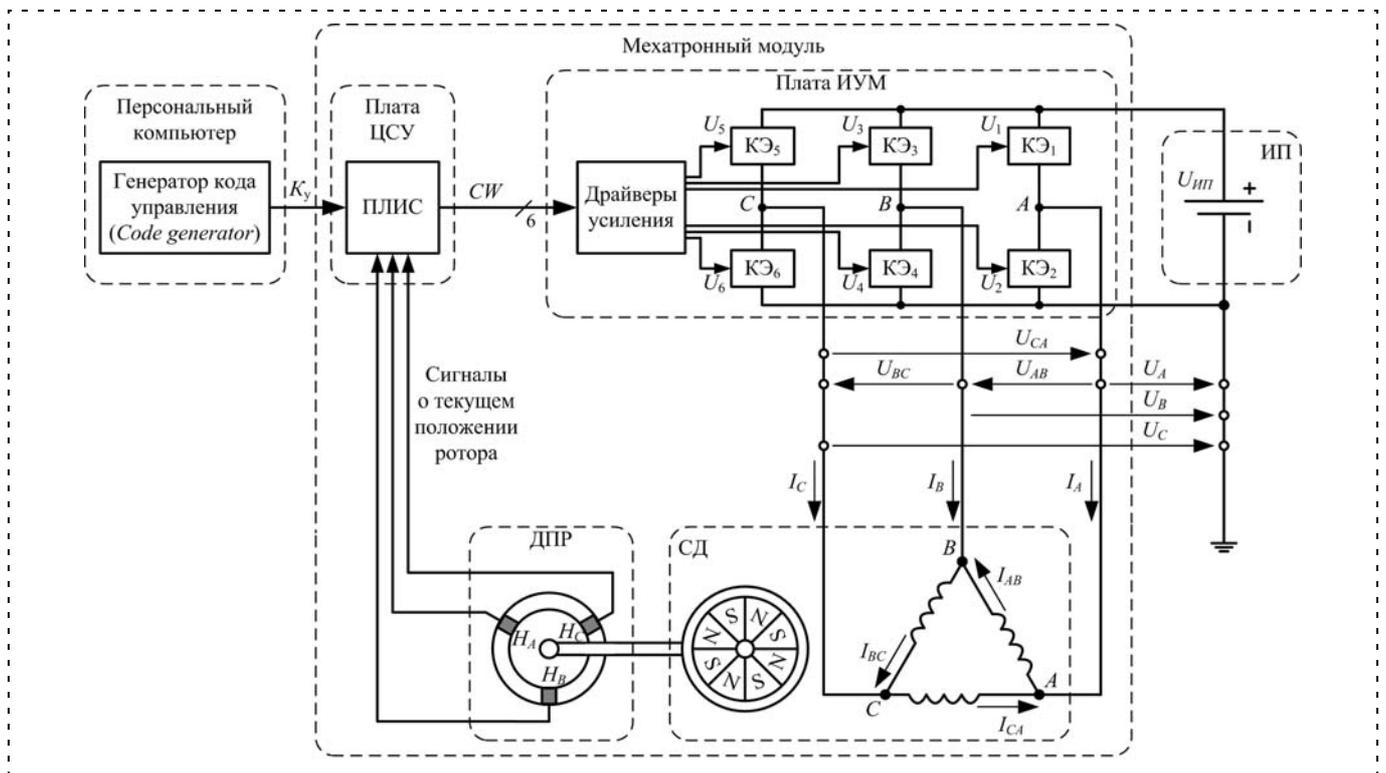


Рис. 5. Схема стенда с лабораторным макетом

Сравнение результатов моделирования с результатами экспериментальных исследований

При проведении экспериментальных исследований лабораторного макета ММ были получены эпюры фазных токов и напряжений в установившемся режиме работы при 120- и 180-градусном способах управления КЭ и различных методах коммутации. Эпюры напряжений и токов при методе П и скважности ШИС $\gamma = 1$ и $\gamma = 0,75$ с использованием 120-градусного способа управления КЭ показаны на рис. 6 и рис. 7, а для случая 180-градусного способа — на рис. 8 и рис. 9 соответственно.

В результате проведенного сравнительного анализа экспериментальные данные совпадают с точностью до 10 % с данными, полученными при компьютер-

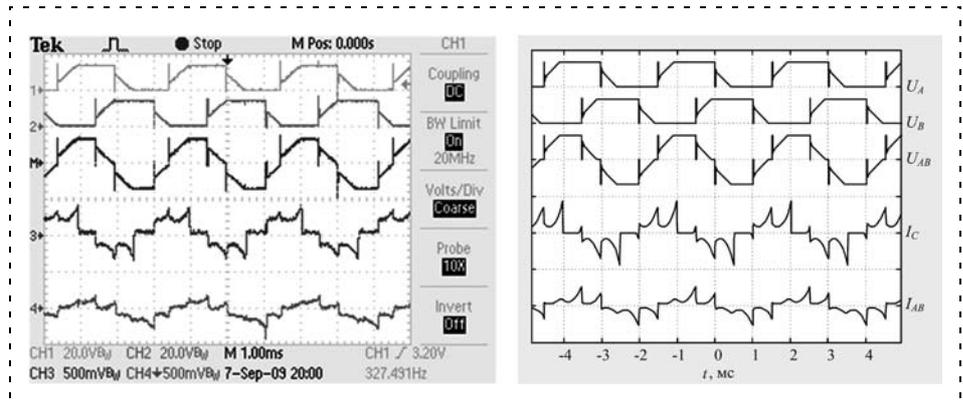


Рис. 6. Напряжения и токи при 120-градусном управлении при $\gamma = 1$

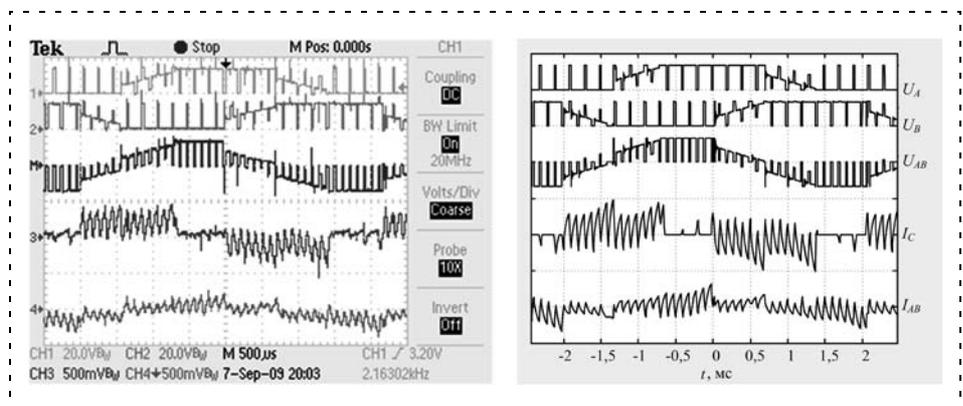


Рис. 7. Напряжения и токи при 120-градусном управлении при $\gamma = 0,75$

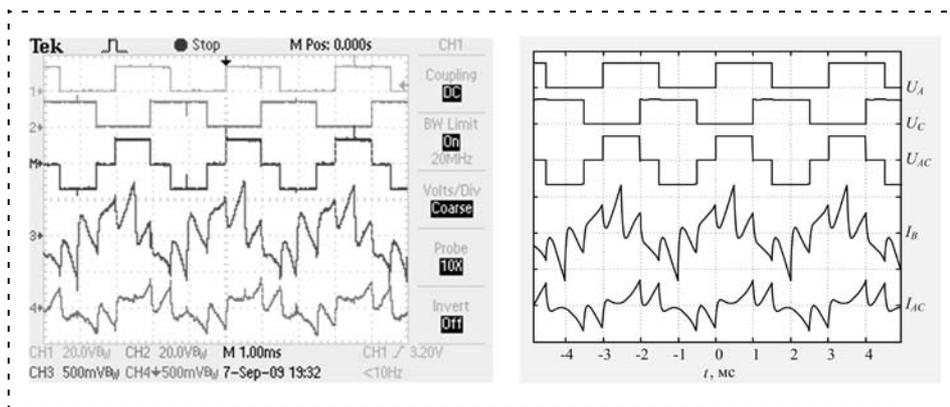


Рис. 8. Напряжения и токи при 180-градусном управлении при $\gamma = 1$

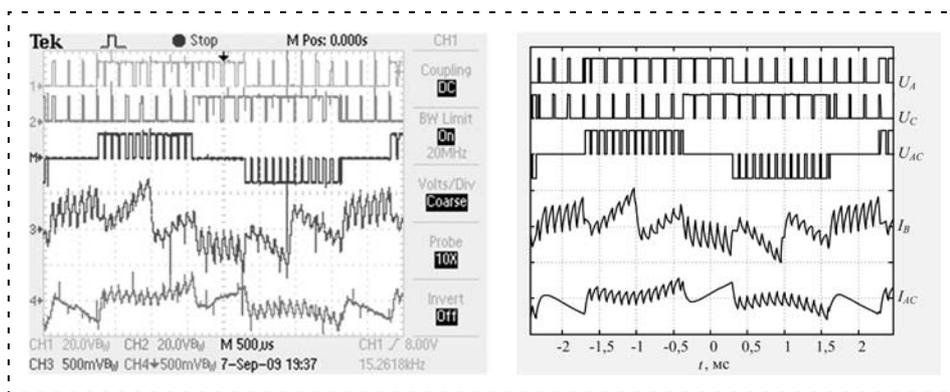


Рис. 9. Напряжения и токи при 180-градусном управлении при $\gamma = 0,75$

ном моделировании, что позволяет использовать разработанную модель для оценки дополнительных потерь мощности.

Механические характеристики

Механические характеристики при методах С, Н и П представляют собой семейство параллельных прямых (рис. 10, а и б) и совпадают друг с другом в случае $\gamma_H = \gamma_P = 2\gamma_C - 1$, где γ_H , γ_P и γ_C — скважности ШИС при методах Н, П и С соответственно. Механические характеристики при методах СН и СП характеризуются наличием переходной области, которая ограничена на рис. 10, в штриховой линией. В переходной области на периоде ШИС ВД последовательно находится в режимах: двигательном, двигательном с рекуперацией энергии, электродинамического торможения, рекуперативного торможения. Двигательный режим с рекуперацией энергии присущ методу С, а режим электродинамического торможения — методам Н и П. Площадь переходной области уменьшается при увеличении частоты ШИС ($f_{\text{ШИС}}$). Тонкой штриховой линией ограничена переходная область при $f_{\text{ШИС}} = 10$ кГц, а утолщенной — при $f_{\text{ШИС}} = 20$ кГц. В случае $f_{\text{ШИС}} = \infty$ переходная область представляет собой отрезок $[-\Omega_{\text{х.х.}}; \Omega_{\text{х.х.}}]$, где $\Omega_{\text{х.х.}}$ — скорость холостого хода.

Наличие области прерывистых токов и отсутствие механических характеристик в области генераторного торможения является отличительной особенностью методов НД, ПД и Д (рис. 10, з и д). Область прерывистых токов уменьшается при увеличении частоты ШИС, вырождаясь при $f_{\text{ШИС}} = \infty$ в отрезок $[0; \Omega_{\text{х.х.}}]$ в случае методов НД и ПД, либо в отрезок $[-\Omega_{\text{х.х.}}; \Omega_{\text{х.х.}}]$ при методе Д. Значения пускового момента ($M_{\text{П}}$) и скорости холостого хода при 180-градусном способе коммутации превосходят значения аналогичных параметров при 120-градусном на 15 % и 5,5 % соответственно.

Дополнительные потери мощности

ДПМ вычисляются как разность между потребляемой мощностью при импульсном управлении и полученной потребляемой мощностью при изменении напрямую значения источника питания. В слу-

чае методов коммутации Д, СН и СП имеется линейная и нелинейная области механических характеристик. Линейная область соответствует непрерывным токам. В этой области ДПМ для всех трех методов будут соответствовать ДПМ при методе С. Так как с увеличением частоты нелинейная область вырождается в отрезок на оси скоростей, то под ДПМ для этих методов понимаются ДПМ при методе С.

Поскольку привод может работать во всем диапазоне скоростей и моментов, то при анализе дополнительных потерь мощности целесообразно представлять их в виде поверхностей, построенных в нормализованных координатах: $U^* = U/U_{\text{ип}}$ и $M^* = M/M_{\text{п}}$, где $U_{\text{ип}}$ — напряжение источника питания, $M_{\text{п}}$ — пусковой момент. На рис. 11 показаны поверхности ДПМ с использованием 180-градусного способа управления КЭ при $f_{\text{ШИС}} = 10$ кГц, где $\Delta P^* = \Delta P/\Delta P_{180\text{Сmax}}$ — нормализованные ДПМ, $\Delta P_{180\text{Сmax}}$ — максимальные ДПМ при 180-градусном способе коммутации с использованием метода С при $f_{\text{ШИС}} = 10$ кГц ($\Delta P_{180\text{Сmax}} = 11,21$ Вт). На рис. 11 тонкими линиями обозначены проекции максимальных ДПМ при 180-градусном управлении, утолщенными линиями — при 120-градусном, сплошными — при $f_{\text{ШИС}} = 10$ кГц, а штриховыми — при $f_{\text{ШИС}} = 20$ кГц. Наибольшие ДПМ имеют место при 180-градусном управлении и методе С, когда $\gamma_C = 0,5$. ДПМ в методах Н и П также достигают

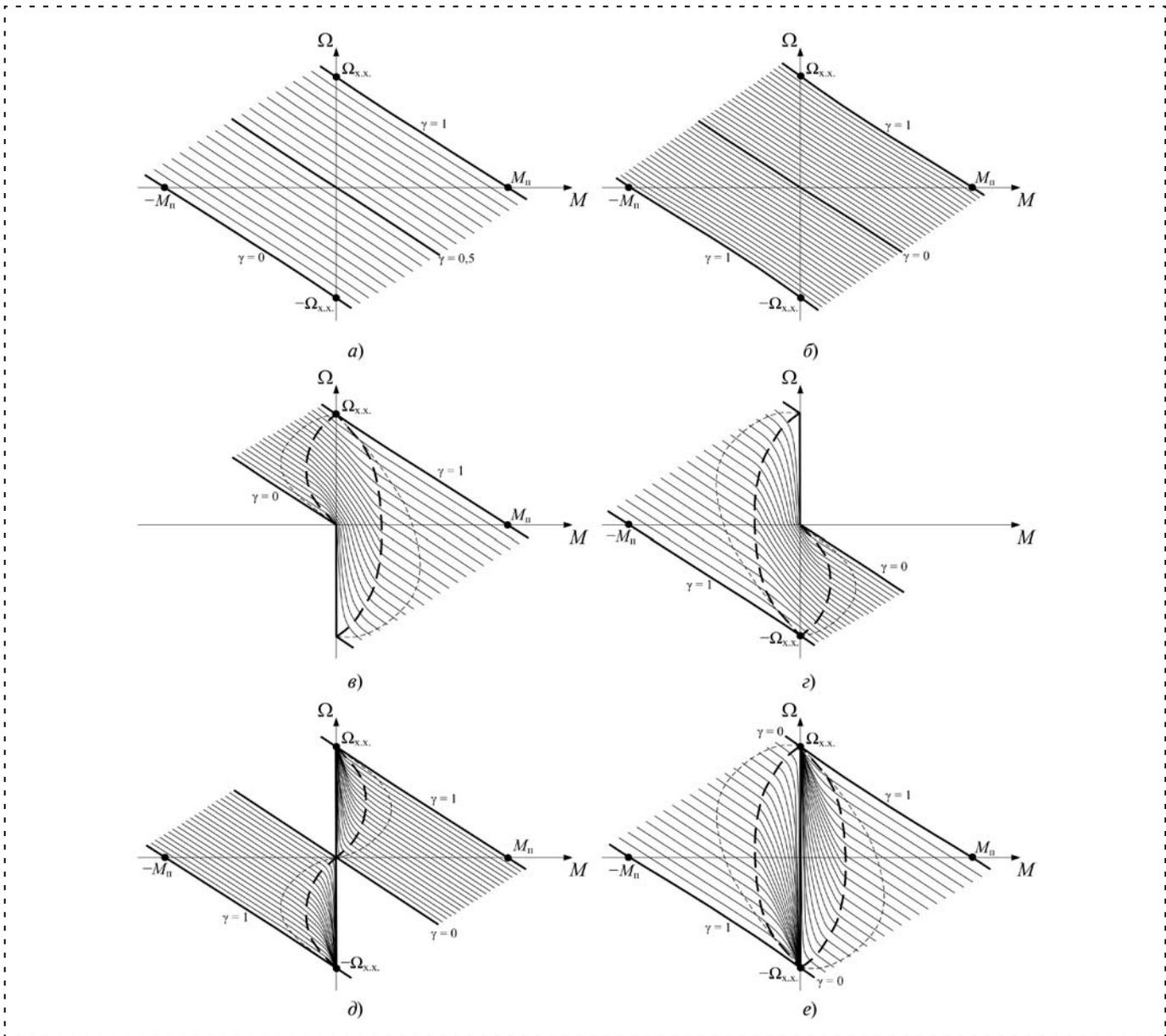


Рис. 10. Механические характеристики:

a — метод С; *б* — методы Н и П; *в* — методы СН и СП; *г* — методы НД и ПД; *д* — метод Д

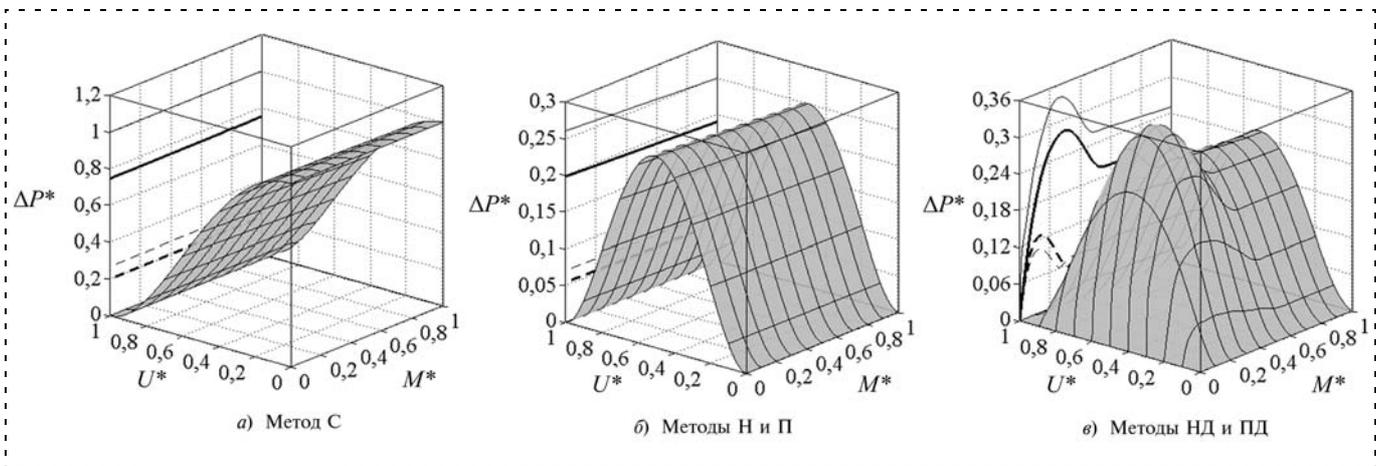


Рис. 11. Дополнительные потери мощности:

a — метод С; *б* — методы Н и П; *в* — методы НД и ПД

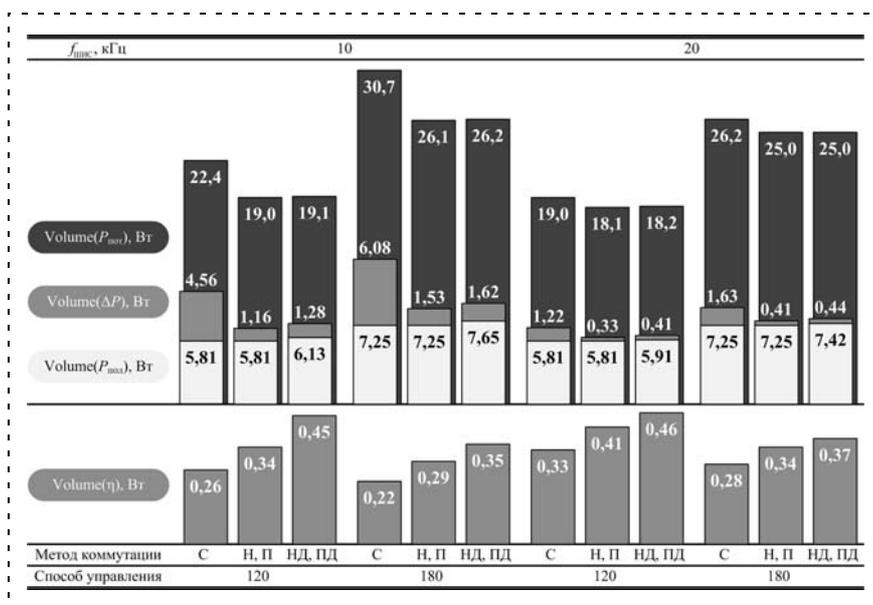


Рис. 12. Сравнение ДПМ, $P_{пол}$, $P_{пот}$ и КПД

своего максимума при $\gamma = 0,5$ и примерно в 4 раза меньше максимальных ДПМ при методе С. В методах Н и П ДПМ в отличие от метода С зависят от скорости вращения. Так, ДПМ при $M^* = 0$ на 5 % больше, чем при $M^* = 1$ в случае одинаковой скважности. При методах НД и ПД ДПМ в линейной области механических характеристик совпадают с ДПМ при методах Н и П. Однако потери при переключении КЭ в методах НД и ПД меньше, так как при изменении значения ШИС переключается один (два) КЭ, а не два (четыре) КЭ. В области прерывистых токов ДПМ присутствуют участки, где ДПМ превышают аналогичные потери в линейной области и где они меньше. ДПМ методов коммутации 180-градусного управления на 25 % выше, чем ДПМ соответствующих методов коммутации 120-градусного управления. При увеличении частоты ШИС ДПМ уменьшаются. Однако увеличение $f_{ШИС}$ сопровождается увеличением динамических потерь в ИУМ.

Так как ДПМ влияют на общие потери и, следовательно, на КПД, то при анализе энергетических характеристик необходимо рассмотреть соответствующие координаты в виде поверхностей и, вычислив объемы под ними, использовать их в качестве сравнения. На рис. 12 представлены вычисленные объемы под поверхностями потребляемой и полезной мощности, ДПМ и КПД.

Заключение

Представлена методика определения дополнительных потерь мощности в трехфазном вентильном двигателе мехатронного модуля привода при импульсном управлении на основе программного комплекса, позволяющая вычислить дополнительные потери мощности при произвольном способе управления и методе коммутации КЭ, значениях частоты ШИС, момента на валу двигателя и схемы соединения фаз.

Получены дополнительные потери мощности в трехфазном вентильном двигателе, фазы которого соединены в "треугольник", при 120- и 180-градусном управлении для всех известных методов коммутации. Определено, что при методах коммутации Н и П будут наименьшие дополнительные потери мощности в сравнении со всеми остальными методами.

В автономных приводных системах с трехфазным вентильным двигателем, фазы которого соединены по схеме "треугольник", необходимо использовать 120-градусное управление с методом поочередной коммутации в случае работы во всех квадрантах механической характеристики и/или с методом поочередно-диагональной коммутации при работе только в двигательном режиме.

При необходимости увеличения предельных механических характеристик или "форсажа" следует переключаться на 180-градусное управление с методом поочередной коммутации.

Список литературы

1. Вентильный электропривод: шанс для российских производителей // Оборудование: рынок, предложение, цены. 2004. № 1.
2. Панкратов В. В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза // Электронные компоненты. 2007. № 2.
3. Krishnan R. Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives. CRC Press, 2009. P. 611.
4. Handbook of automotive power electronics and motor drives / Edited by Ali Emadi. CRC Press, 2005.
5. Специальные электрические машины: Источники и преобразователи энергии: учеб. пособие для вузов / А. И. Бертинов, Д. А. Бут, С. Р. Мизюрин и др.; Под ред. А. И. Бертинова. М.: Энергоиздат, 1982. 552 с.
6. Keskar N., Battello M., Guerra A., Gorgerino A. Power Loss Estimation in BLDC Motor Drives Using iCalc. Application note AN-1048. International Rectifier.
7. Andrada P., Torrent M., Perat J. I., Blanque B. Power Losses in Outside-Spin Brushless D. C. Motors // ICREPQ'04, 2004.
8. Urasaki N., Senjyu T. and Uezato K. Investigation of influences of various losses on electromagnetic torque for surface-mounted permanent magnet synchronous motors // IEEE Transactions on Power Electronics. Jan., 2003. V. 18 (1). P. 131–139.
9. Ishak D., Zhu Z. Q. and Howe D. Eddy-Current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole // IEEE Transactions on magnetics. Sep. 2005. V. 41 (9). P. 2462–2469.
10. Электропривод систем управления летательных аппаратов / Под ред. Б. И. Петрова. М.: Машиностроение, 1973. 360 с.
11. Ohm D. Y., Oleksuk R. J. Influence of PWM schemes and commutation methods for DC and brushless motors and drives // P. E. Technology 2002 Conference, Stephens Convention Center (Rosemont, IL, U. S.), Oct. 27–31, 2002.
12. Кривилев А. В. Автоматизированный синтез управляющих булевых функций мехатронного модуля привода с трехфазным вентильным двигателем // Изв. РАН. ТиСУ. 2010. № 2. С. 153–163.
13. Кривилев А. В. Математическое описание цифровой системы управления мехатронного модуля привода с трехфазным вентильным двигателем // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 7. С. 40–48.

Т. С. Буканова, аспирант,
bukanova-tc@yandex.ru,

А. Б. Савиных, канд. техн. наук, доц.,
krpevs@marstu.net,

Марийский государственный
технический университет

Оценка энергоэффективности управления электроприводом с дифференциальным торможением

Предложена структура электропривода с дифференциальным торможением, обеспечивающего регулирование частоты вращения выходного вала. Приведены результаты имитационного моделирования, позволяющие оценить энергоэффективность функционирования электропривода при регулировании частоты вращения.

Ключевые слова: электропривод с дифференциальным торможением, имитационная модель электропривода, эффективность использования электроэнергии

Введение

В ходе осуществления государственного надзора за эффективным использованием топливно-энергетических ресурсов и проведения энергообследований используются оценки показателей энергетической эффективности в целях формирования мероприятий по энергосбережению. На долю электропривода (90 % из которых являются нерегулируемыми) как главного потребителя электрической энергии приходится свыше 60 % всей вырабатываемой электроэнергии, при этом степень загруженности оборудования по мощности составляет 40...60 %, что ведет к значительным потерям энергии. Кроме того, управление технологическими параметрами процесса реализуется неэффективными методами. Поэтому разработка регулируемых электроприводов с повышенным показателем энергетической эффективности позволит получить эффект не только экономии электроэнергии, но и улучшения показателей технологического процесса. Переход от нерегулируемого электропривода к регулируемому является основным направлением энергосбережения [1].

Регулировать скорость (частоту вращения) движения рабочего органа технологического аппарата средствами электропривода можно двумя методами: путем изменения угловой скорости двигателя за счет искусственного воздействия на его электромеханические параметры и путем изменения передаточного отношения механических передач, установленных между двигателем и рабочим органом [2].

Исходными электромеханическими параметрами, существенно влияющими на скорость электропривода, являются напряжение питающей сети, магнитный поток и параметры активного и реак-

тивного сопротивлений элементов. Другим важным фактором является мера каждой электромагнитной переменной, которая включает четыре составляющие: амплитуду, частоту напряжения или скорости потока, асимметрию, относительную длительность действий [3].

Таким образом, регулировать угловую частоту электродвигателя, а следовательно, и электропривода переменного тока можно следующими способами [2, 4—6]:

- изменением числа пар полюсов, которое позволяет сохранить высокий коэффициент полезного действия (КПД) при переходе с одной фиксированной частоты вращения на другую, но требует весьма сложной коммутирующей аппаратуры, что ведет к повышению габаритных размеров и стоимости электропривода;
- изменением частоты источника напряжения, которое реализуется двумя основными методами: скалярным и векторным; скалярное управление обладает простотой реализации, однако не позволяет регулировать все необходимые параметры; векторное управление позволяет весьма точно и плавно регулировать частоту вращения, но обладает высокой вычислительной сложностью и стоимостью;
- изменением напряжения на двигателе, которое позволяет плавно регулировать частоту вращения двигателя в ограниченном диапазоне и ведет к значительному снижению КПД;
- применением специальных схем включения двигателей: импульсного включения в сеть и периодического шунтирования резисторов, включенных в цепь статора, который не позволяет получить высоких энергетических показателей.

Представленные способы регулирования частоты вращения электродвигателя хотя разработаны и применяются в промышленности, но не позволяют плавно регулировать частоту вращения в широком диапазоне, а там, где это возможно, являются экономически невыгодными.

Другим методом регулирования частоты вращения рабочего органа технологического аппарата является изменение передаточного отношения механической передачи, расположенной между двигателем и рабочим органом, что требует установки коробки скоростей, механических вариаторов и других подобных устройств. Их применение позволяет получить ступенчатое регулирование частоты. Добиться плавного регулирования частоты вращения можно применением электромагнитных муфт скольжения [2]. Однако их использование сопровождается значительными потерями мощности в самой муфте, увеличением габаритных размеров и массы электропривода [7].

Применение передаточных устройств с управляемым коэффициентом передачи в составе регулируемого электропривода в некоторых случаях позволяет обеспечить плавное управление частотой вращения электропривода, но влечет снижение

КПД вследствие как неполного использования механической мощности на выходе электрического двигателя, так и значительных потерь в электромагнитных муфтах скольжения.

В целом представленные методы регулирования частоты вращения электропривода не обеспечивают эффективного использования энергетических ресурсов.

Целью работы является оценка энергоэффективности методики управления электроприводом с дифференциальным торможением. Проводимые исследования соответствуют приоритетным направлениям развития науки и техники в области разработки и внедрения энергосберегающих технологий.

Структура и модель электропривода

Для регулирования частоты вращения предложен электропривод с дифференциальным торможением [8—10], структура которого представлена на рис. 1.

Математическая модель электромеханического преобразования энергии в асинхронном двигателе представляет собой совокупность уравнений напряжений статорной и роторной обмоток и уравнение образования электромагнитного момента [4, 11, 12].

Математическая модель дифференциала, осуществляющего распределение входной мощности с электродвигателя на два независимых вала, описывается следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{nagr} + \omega_{gen}; \\ \frac{J_1}{p} \frac{d\omega_{nagr}}{dt} &= M_{em} - M_{nagr}; \\ \frac{J_2}{p} \frac{d\omega_{gen}}{dt} &= M_{em} - M_{gen}, \end{aligned} \quad (1)$$

где ω_{nagr} — частота первого выходного вала устройства, соединенного с механической нагрузкой; ω_{gen} — частота второго выходного вала устройства, соединенного с ротором генератора; J_1 — момент инерции вращающихся частей механической нагрузки; J_2 — момент инерции ротора генератора; M_{em} — электромагнитный момент; M_{nagr} — статический момент нагрузки, приложенный к первому выходному валу устройства; M_{gen} — динамически управляемый момент нагрузки генератора, приложенный ко второму выходному валу дифференциала, действующий со стороны ротора генератора, который зависит от электрической нагрузки R_{nagr} генератора и определяется как $M_{gen} = f(I/R_{gen})$. Работа дифференциала представлена уравнениями процесса распределения механической мощности, вырабатываемой в электрическом двигателе, на две составляющие, каждая из которых используется в технологическом процессе. Распределение мощности между валами дифференциала зависит от приложенной к ним внешней нагрузки M_{nagr} и M_{gen} .

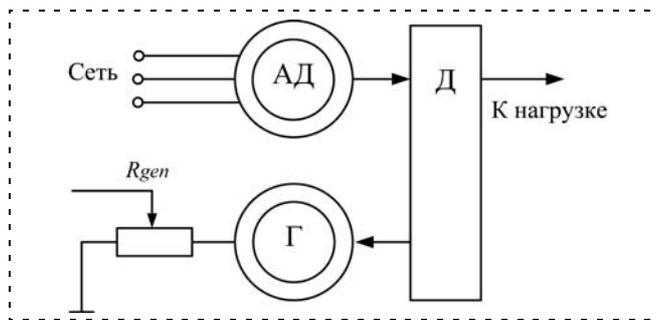


Рис. 1. Структура электропривода с дифференциальным торможением, где АД — асинхронный двигатель, Г — генератор, Д — дифференциал, R_{gen} — изменяемая нагрузка генератора

Работа устройства дифференциального типа представлена уравнениями процесса распределения механической мощности, вырабатываемой в электрическом двигателе, на две составляющие. Таким образом, управлять выходными параметрами электропривода возможно путем изменения электрической нагрузки генератора, соединенного со вторым выходным валом дифференциала.

В процессе работы электропривода происходит распределение мощностей между двумя выходными валами, причем "избыток" механической мощности, не требующейся на данный момент технологическому аппарату, преобразуется синхронным генератором в электрическую мощность, которая используется для питания других устройств технологического процесса.

Имитационная модель электропривода

Для получения энергетических характеристик электропривода необходимо провести имитационные эксперименты, определить показатель эффективности использования электроэнергии.

Имитационная модель функционирования электропривода, представленная на рис. 2, разработана с использованием пакета прикладного программного обеспечения академической версии VisSim 4.5. Данная модель позволяет получить основные энергетические характеристики электропривода с дифференциальным торможением.

Имитационное моделирование функционирования электропривода с дифференциальным торможением проводилось на основе параметров асин-

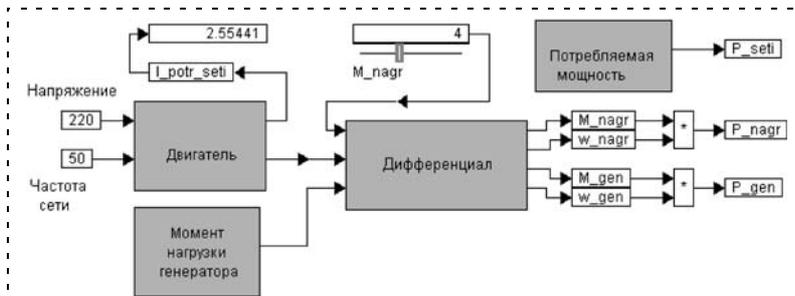


Рис. 2. Имитационная модель электропривода с дифференциальным торможением

хронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором марки 4А80А4УЗ. Номинальные параметры электродвигателя: фазное напряжение (эффективное значение) $U_{\text{ном}} = 220$ В; частота питания сети $f = 50$ Гц, мощность $P_{\text{ном}} = 1,1$ кВт, соответствуют ГОСТ 10683-73, ГОСТ 6697-83, ГОСТ 21128-75, ГОСТ 12139-84, которые регламентируют номинальные частоты вращения электродвигателей, параметры частоты, напряжения и их отклонений для питающей сети, мощность двигателей переменного тока. Согласно ГОСТ Р 51137-98 электроприводы должны обеспечивать нормальную работу с сохранением номинальной мощности при отклонении напряжения питающей сети от номинального значения до $\pm 10\%$; при отклонении частоты питающей сети до $\pm 2,5\%$. При моделировании использованы усредненные параметры, характерные для системы электроснабжения и соответствующие номинальным параметрам питания электродвигателей.

Для расчета параметров модели использованы характеристики электродвигателя 4А80А4УЗ [13] и методика расчета коэффициентов модели, приведенные в [12, 13].

Имитационное моделирование проводили при различных значениях момента нагрузки генератора M_{gen} , зависящей от электрической нагрузки R_{nagr} . Подключение механической нагрузки электропривода происходило после завершения переходных процессов, связанных с пуском асинхронного электродвигателя на холостом ходу при прямом включении электродвигателя в сеть электроснабжения. Полученные механические характеристики предлагаемой системы показывают, что электропривод с дифференциальным торможением обеспечивает регулирование частоты вращения для требуемого момента нагрузки путем изменения электрической нагрузки генератора, соединенного со вторым выходным валом дифференциала. Следующим шагом является оценка эффективности использования

электрической энергии электроприводом в техпроцессе при регулировании частоты вращения.

КПД электропривода, в соответствии с принципом функционирования, рассчитывается по следующей формуле:

$$\eta_{\text{эпр}} = \frac{P_{\text{nagr}}}{P_{\text{seti}} - P_{\text{gen}}},$$

где P_{nagr} — механическая мощность на первом выходном валу электропривода; P_{gen} — механическая мощность на втором выходном валу электропривода; P_{seti} — мощность, потребляемая двигателем из сети электропитания.

Расчет параметров КПД проводили по модели при изменяющемся значении момента механической нагрузки M_{nagr} в диапазоне от 0 до 9 Н·м. Номинальное значение момента нагрузки на валу электродвигателя, рассчитанное согласно [13], составляет $M_{\text{nagr ном}} = 7,4$ Н·м.

Результаты имитационного моделирования

Для анализа работы электропривода были проведены расчеты по следующим параметрам: момент нагрузки на первом выходном валу электропривода, M_{nagr} , Н·м; угловая частота вращения на первом выходном валу электропривода, ω_{nagr} , рад/с; механическая мощность на первом выходном валу электропривода, P_{nagr} , Вт; угловая частота вращения второго выходного вала электропривода, соединенного с генератором, ω_{gen} , рад/с; механическая мощность на втором выходном валу электропривода, P_{gen} , Вт; мощность, потребляемая двигателем из сети электропитания, P_{seti} , Вт; КПД электропривода, $\eta_{\text{эпр}}$, отн. ед.

Результаты имитационного моделирования при работе электропривода с жестко закрепленным и неподвижным вторым валом дифференциала, соответствующие работе асинхронного электродвигателя, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с жестко закрепленным и неподвижным вторым валом дифференциала

M_{nagr}	0	1	2	3	4	5	6	7	7,4	8	9
ω_{nagr}	157	155,8	154,6	153,4	152	150,5	148,9	147,2	146,5	145,3	143,1
P_{nagr}	0	153,5	306,8	457,5	605,2	749,8	890,6	1027,1	1080,3	1158,4	1283,1
ω_{gen}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_{gen}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
P_{seti}	674	678,7	708,3	761,5	836	929,3	1039,1	1164,6	1219,2	1305,8	1464,3
$\eta_{\text{эпр}}$	0	0,226	0,433	0,601	0,724	0,807	0,857	0,882	0,886	0,887	0,876

Таблица 2

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с моментом нагрузки генератора M_{gen3}

M_{nagr}	0	1	2	3	4	5	6	7	7,4	8	9
ω_{nagr}	157	147,2	139,2	133,9	129,3	125,1	121	117	115,3	112,9	108,7
P_{nagr}	0	124,7	267,8	393,4	510	618,7	719,6	812,6	847,5	897,5	972,1
ω_{gen}	0	8,9	15,5	19,5	22,7	25,5	28	30,31	31,2	32,4	34,4
P_{gen}	0	7,5	29,9	57,3	89,6	126,2	166,6	210,6	229,1	257,8	308
P_{seti}	674	676,6	705,8	758,6	832,8	925,8	1035,5	1160,8	1215,3	1301,8	1460,1
$\eta_{\text{эпр}}$	0	0,186	0,396	0,561	0,686	0,774	0,828	0,855	0,859	0,859	0,844

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с моментом нагрузки генератора M_{gen2}

M_{nagr}	0	1	2	3	4	5	6	7	7,4	8	9
ω_{nagr}	157	145,1	129,5	120,4	113,2	106,8	100,8	95,1	92,8	89,4	83,7
P_{nagr}	0	109,2	240	347	443	525,5	597,2	658,3	679,8	708,6	747,1
ω_{gen}	0	11,1	25,3	33,1	38,9	43,8	48,2	52,3	53,8	56	59,6
P_{gen}	0	8,3	47	96	152,2	215,7	285,8	362	394,1	443,8	530,8
P_{seti}	674	675,4	703	756,2	830,2	923,1	1032,7	1157,9	1212,4	1298,7	1457
$\eta_{Эпр}$	0	0,164	0,366	0,529	0,653	0,743	0,799	0,827	0,831	0,829	0,807

Таблица 4

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с моментом нагрузки генератора M_{gen1}

M_{nagr}	0	1	2	3	4	5	6	7	7,4	8	9
ω_{nagr}	157	144,1	119,9	103,2	91,8	82,2	73,47	65,3	62,1	57,4	49,6
P_{nagr}	0	100,8	206,7	292	354,9	401,2	432,8	450,1	453,1	453,2	441,5
ω_{gen}	0	12,1	35	50,3	60,4	68,5	75,6	82,1	84,5	88,1	93,6
P_{gen}	0	8,5	60,4	142,4	233,5	334,5	445,6	566,2	616,9	695,6	833,1
P_{seti}	674	674,9	698,2	751,8	826,4	919,3	1028,8	1153,9	1208,3	1294,7	1452,6
$\eta_{Эпр}$	0	0,151	0,324	0,479	0,599	0,686	0,742	0,766	0,767	0,757	0,713

Таблица 5

Параметры КПД работы асинхронного электродвигателя и минимальные значения КПД энергосберегающего электропривода

M_{nagr}	0	1	2	3	4	5	6	7	7,4	8	9
P_{nagr}	0	153,5	306,8	457,5	605,2	749,8	890,6	1027,1	1080,3	1158,4	1283,1
$\eta_{Эдв}$	0	0,226	0,433	0,601	0,724	0,807	0,857	0,882	0,886	0,887	0,876
$\eta_{Эдв \text{ эм}}$	0	0,268	0,489	0,653	0,766	0,839	0,882	0,903	0,907	0,908	0,899

Результаты имитационного моделирования работы электропривода с изменяемым значением момента нагрузки $M_{gen1} < M_{gen2} < M_{gen3}$, создаваемого синхронным генератором на втором выходном валу дифференциала, представлены в табл. 2–4 при значениях момента нагрузки M_{gen3} , M_{gen2} , M_{gen1} , соответственно.

По полученным результатам построены графики зависимости КПД электропривода от потребляемой нагрузкой мощности при различных значениях момента нагрузки генератора на втором выходном ва-

лу дифференциала в сравнении с характеристикой асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором, представленные на рис. 3.

Из литературных источников известно, что регулирование частоты вращения асинхронных двигателей путем изменения подводимого напряжения приводит к значительному снижению КПД двигателя, особенно при низких частотах вращения, а именно: при уменьшении частоты вращения в два раза КПД двигателя снижается более чем в два раза от номинального и составляет порядка $\eta_{Эпр} = 0,4$ [4]. Предлагаемый электропривод с дифференциальным торможением обеспечивает плавное регулирование частоты вращения выходного вала при фиксированной нагрузке, при этом не происходит значительного снижения КПД. Например, при номинальной нагрузке $M_{nagr} = 7,4 \text{ Н} \cdot \text{м}$ снижение угловой частоты вращения более чем в 2 раза с $\omega_{nagr} = 146,5 \text{ рад/с}$ ($n_{nagr} = 1400 \text{ мин}^{-1}$) до $\omega_{nagr} = 62,1 \text{ рад/с}$ ($n_{nagr} = 593 \text{ мин}^{-1}$) приводит к уменьшению КПД с $\eta_{Эпр} = 0,89$ до $\eta_{Эпр} = 0,77$, что соответствует снижению КПД на 12 %.

Анализ результатов показывает, что снижение момента нагрузки генератора на втором выходном валу дифференциала приводит к смещению максимального КПД электропривода в область более низкой величины потребляемой нагрузкой мощности в сравнении со значениями асинхронного электродвигателя.

С 2000 г. введен стандарт ГОСТ Р 51677–2000, регламентирующий уровни показателей энергоэффективности двигателей, одним из которых является коэффициент полезного действия. Согласно

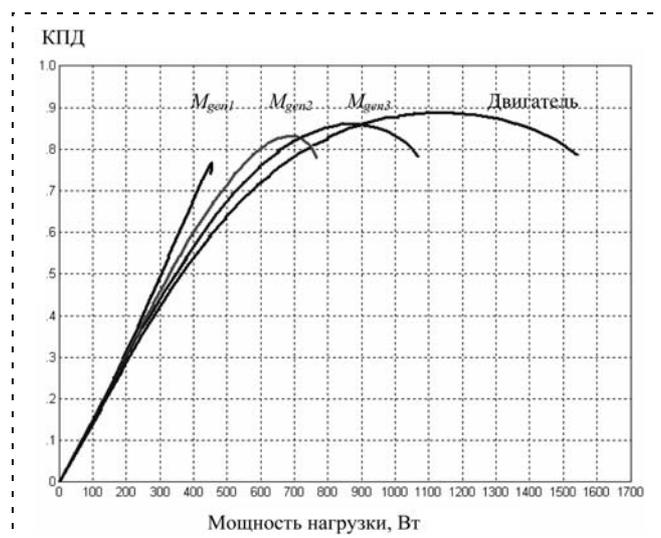


Рис. 3. Зависимость КПД асинхронного электродвигателя и электропривода от потребляемой нагрузкой мощности при изменении момента нагрузки генератора $M_{gen1} < M_{gen2} < M_{gen3}$

стандарту, двигатели с повышенным КПД (энергосберегающие двигатели) — это двигатели общепромышленного назначения, у которых суммарные потери мощности не менее чем на 20 % меньше суммарных потерь мощности двигателей с нормальным КПД ($\eta_{\text{ЭДВ}}$) той же мощности и частоты вращения. Тогда минимальные значения КПД энергосберегающего двигателя $\eta_{\text{ЭДВ ЭМ}}$ (для случая снижения суммарных потерь мощности в двигателе на 20 %) определяют по формуле

$$\eta_{\text{ЭДВ ЭМ}} = \frac{\eta_{\text{ЭДВ}}}{0,8 + 0,2\eta_{\text{ЭДВ}}}.$$

Сравнительные значения КПД асинхронного электродвигателя ($\eta_{\text{ЭДВ}}$) и минимальные значения КПД энергосберегающего электропривода ($\eta_{\text{ЭДВ ЭМ}}$) представлены в табл. 5.

На основе полученных данных построены графики зависимости КПД асинхронного электродвигателя и энергосберегающего электропривода от мощности нагрузки, представленные на рис. 4.

Анализ приведенных зависимостей КПД позволяет выделить области мощностей механических нагрузок, в которых электропривод будет функционировать в режиме энергосбережения по сравнению с обычным электродвигателем. Это позволяет использовать электропривод в технологических процессах с требованием регулирования выходной мощности в диапазоне значений ниже номинальной мощности электрического двигателя, при этом значительного снижения КПД использования электрической энергии не происходит за счет применения выработанной генератором энергии в технологическом процессе и функционирования электропривода в режиме энергосбережения (в области низких механических нагрузок ($P_{\text{нагр}} < 0,5P_{\text{ном}}$)).

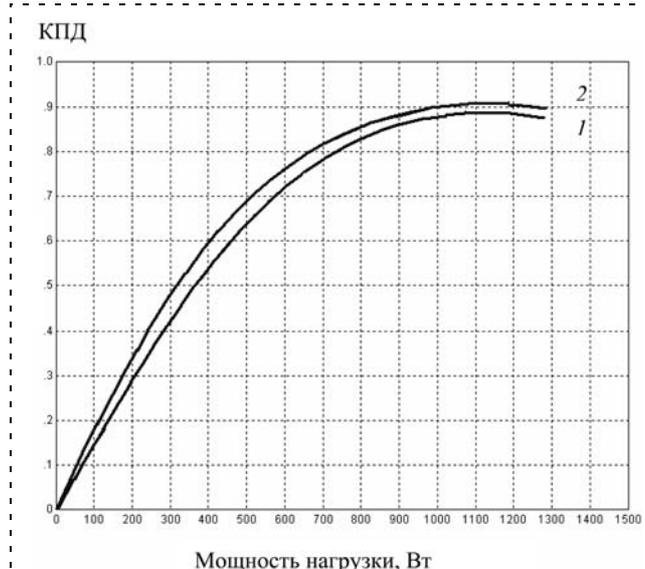


Рис. 4. Зависимость КПД электродвигателя (1) и энергосберегающего электропривода (2) от мощности нагрузки

Выводы

На основе структуры электропривода с дифференциальным торможением и его математической модели предложена методика управления электроприводом, которая заключается в изменении электрической нагрузки генератора, соединенного со вторым выходным валом дифференциала.

Имитационная модель электропривода позволила оценить показатель энергетической эффективности функционирования электропривода в составе оборудования технологического процесса в ходе регулирования частоты вращения. Анализ результатов показывает, что предлагаемый электропривод обладает возможностью регулирования энергетических характеристик в зависимости от приложенного момента нагрузки генератора, а именно: с уменьшением момента нагрузки генератора максимальное значение КПД смещается в область более низкой механической нагрузки. Кроме того, выявлена область регулирования мощности нагрузки, в которой электропривод функционирует в режиме энергосбережения.

Приведенные результаты исследований получены при поддержке программы "Участник молодежного научно-инновационного конкурса" ("У.М.Н.И.К.") по государственному контракту № 6538р/9098, № 7688/11198 "Разработка новых наукоемких приборов, техники и технологии в области машиностроения и электроники".

Список литературы

1. Ильинский Н. Ф., Москаленко В. В. Электропривод: энерго- и ресурсосбережение: учеб. пособ. студ. высш. учеб. заведений. М.: Издательский центр "Академия", 2008. 208 с.
2. Васин В. М. Электрический привод. М.: Высшая школа, 1984. 231 с.
3. Свириденко П. А., Шмелев А. Н. Основы автоматизированного электропривода. М.: Высшая школа, 1970. 392 с.
4. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 2001. 327 с.
5. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учеб. для вузов. М.: Издательский центр "Академия", 2006. 272 с.
6. Карлов Б. Н., Есин Е. В. Современные преобразователи частоты: методы управления и аппаратная реализация // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 50—54.
7. Щетинин Т. А. Электропривод с индукционными муфтами и тормозами. М.: Машиностроение, 1970. 320 с.
8. Патент 88485 Российская Федерация, МПК7 Н 02Р 1/26. Система управления тиристорной станцией управления асинхронным двигателем / Савиных А. Б., Стешина Л. А., Буканова Т. С.; заявители и патентообладатели Савиных А. Б., Стешина Л. А., Буканова Т. С. — № 2009118792/22; заявл. 18.05.2009; опубл. 10.11.2009, Бюл. № 31. 2 с.
9. Буканова Т. С., Савиных А. Б., Стешина Л. А. Синтез энергосберегающих технологических машин // Вестник ТулГУ. Автоматизация: проблемы, идеи, решения. Часть 2. 2009. С. 103—108.
10. Буканова Т. С. Разработка конструкции электропривода с замкнутым энергетическим циклом // Наука в условиях современности: сб. статей профессорско-преподавательского состава, докторантов, аспирантов и студентов МарГТУ по итогам научно-технической конференции в 2009 г. Йошкар-Ола: Изд. Марийского госунар. техн. университета. 2009. 224. С. 45—47.
11. Шрейнер Р. Т., Дмитриенко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев: Штиинца, 1982. 223 с.
12. Фигаро Б. И., Павлячик Л. М. Регулируемые электроприводы переменного тока. Мн.: Техноперспектива, 2006. 363 с.
13. Кравчик А. Э., Дьялаф М. М., Афонин В. И., Соболенская Е. А. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. М.: Энергоиздат, 1982. 504 с.

УДК 621.313.42

О. В. Горячев, д-р техн. наук, проф.,
М. А. Шарапов, канд. техн. наук, доц.,
Е. С. Иванова, аспирант,
Тулский государственный университет
evgeniya.ivanova@gmail.com

Синтез нечеткого регулятора для управления приводом наведения и стабилизации с многомассовой механической подсистемой

Предложена методика синтеза интеллектуального алгоритма управления приводом наведения и стабилизации для объекта с многомассовой нагрузкой. Методика включает в себя синтез нечеткого регулятора и оптимизацию его структуры и параметров с применением генетических алгоритмов.

Ключевые слова: нечеткий регулятор, привод наведения и стабилизации, многомассовая механическая подсистема, генетические алгоритмы, нечеткий вывод Сугено

Введение. Необходимость развития теории и методов проектирования цифровых электрических следящих приводов (ЦЭСП) систем наведения и стабилизации определяются необходимостью ужесточения требований, предъявляемых к их характеристикам по быстродействию, точности, энергопотреблению, а также сложностью структуры механической подсистемы реальных управляемых объектов. Проблемам проектирования электрических следящих приводов с упругими связями посвя-

шен ряд работ [1, 2], в которых рассматриваются методы синтеза, основанные на классической теории автоматического управления. Одним из перспективных направлений развития методов проектирования ЦЭСП является разработка интеллектуальных алгоритмов управления [3].

Особенности приводов наведения и стабилизации как объектов управления. На практике достаточно часто встречаются задачи проектирования следящих систем с распределенной многомассовой механической нагрузкой (рис. 1). В таких механических подсистемах отдельные элементы нагрузки (представленные на рис. 1 моментами инерции $J_{Н1}, J_{Н2}, \dots, J_{Нn}$) соединяются между собой посредством редукторов с коэффициентами передач q_1, q_2, \dots, q_n . Нежесткое соединение частей нагрузки приводит к дополнительным колебаниям в системе, что негативно сказывается на точности и быстродействии ЦЭСП. Решение задачи осложняется тем, что в реальной системе отсутствует информация о состоянии не только промежуточных звеньев, но и выходного звена, при этом в качестве основной информации выступает информация о координатах вала исполнительного двигателя (ИД).

Удовлетворение совокупности приведенных выше требований в рамках классической теории автоматического управления весьма затруднительно. Это связано с высоким порядком и нелинейным характером математических моделей силовых систем приводов, которые должны учитывать такие свойства объектов, как люфт механической передачи, моменты сухого и вязкого трения и их изменения в процессе эксплуатации, ограничение мощности источника питания, ограничение движущего момента вследствие насыщения магнитной системы, вихревые токи.

На практике подобные задачи решаются за счет искусственного ограничения питающего напряжения исполнительного двигателя в пусковых режимах, что позволяет плавно подойти к требуемому значению выходной координаты, но, вместе с тем, приводит к существенному затягиванию переходных процессов (минимум в полтора—два раза). Для ряда задач такой подход может быть вполне оправдан. Однако существуют системы, для которых подобное решение неприемлемо, например, системы наведения, стабилизации и слежения за высокодинамичными и маневренными объектами.

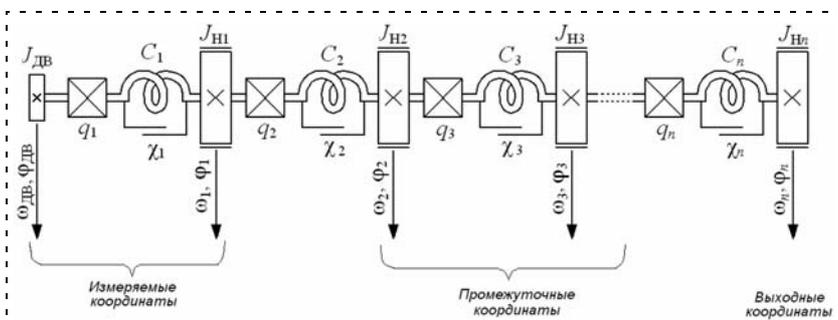


Рис. 1. Кинематическая схема замещения механической подсистемы ЦЭСП с многомассовой нагрузкой, где $J_{ДВ}$ — момент инерции ротора исполнительного двигателя; $J_{Н1}, \dots, J_{Нn}$ — моменты инерции элементов нагрузки; q_1, \dots, q_n — коэффициенты передачи редукторов; c_1, \dots, c_n — коэффициенты жесткости валов нагрузки; χ_1, \dots, χ_n — коэффициенты внутреннего трения

Алгоритм нечеткого управления. Наиболее эффективное решение может быть получено благодаря использованию методов проектирования, основанных на достижениях теории искусственного интеллекта и нейро-нечетких систем. В настоящее время широкое распространение получили системы управления с искусственным интеллектом, позволяющим синтезировать и оптимизировать алгоритм управления с учетом всех вышеперечисленных особенностей сложных нелинейных объектов. Одним из перспективных направлений в этой области является использование алгоритмов на основе нечеткой логики [4].

На рис. 2 представлена структурная схема нечеткого регулятора, включающего следующие блоки:

- блок фаззификации, в котором каждому числовому значению физической переменной ставится в соответствие значение функции принадлежности лингвистической переменной к определенному терму;
- блок правил, в котором на основании лингвистических переменных и базы правил осуществляется процедура нечеткой импликации;
- блок дефаззификации, осуществляющий переход от нечеткого значения лингвистической переменной "управление" к числовому значению. Далее рассмотрим регулятор с нечетким выводом по методу Сугено.

Алгоритм Сугено включает следующие этапы:

1) процедуру фаззификации, в процессе которой определяются степени истинности, т. е. значения функций принадлежности для левых частей каждого правила.

В качестве функций принадлежности множеств A_{ij} используются треугольные функции, определяемые тройкой чисел (a, b, c) .

Для базы знаний с m правилами обозначим степени истинности как

$$A_{ij}(x'_j) = \mu_{ij}(x'_j), \quad i = 1, \dots, m, \quad j = 1, \dots, n; \quad (1)$$

2) нечеткий вывод. В модели вывода Сугено используется набор правил следующего вида:

R_i : ЕСЛИ x_1 это A_{i1} ... И ... x_n это A_{in} , ТО $y = f(X)$, (2)

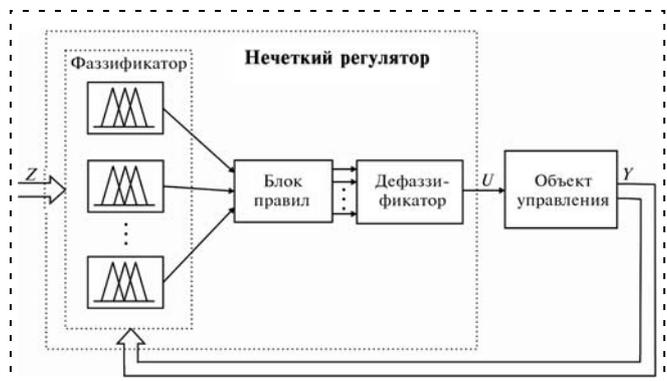


Рис. 2. Структурная схема реализации нечеткого алгоритма в общем виде

где $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$; $f(X)$ — некоторая четкая функция. Чаще всего в роли $f(X)$ выступает полином первого порядка. Определяются уровни "отсечения" a_i для левой части каждого из правил согласно выражению

$$a_i = \min_j (A_{ij}(x'_j)), \quad i = 1, \dots, m, \quad j = 1, \dots, n, \quad (3)$$

и рассчитываются индивидуальные выходы правил R_i , $i = 1, \dots, m$:

$$y_i^* = p_{i0} + \sum_{j=1}^n p_{ij}x_j, \quad (4)$$

где p_{i0} , p_{ij} — коэффициенты полинома или цифровые веса. В обычных (неадаптивных) нечетких системах эти коэффициенты уточняются в процессе анализа данных, а в адаптивных системах — подбираются в процессе обучения;

3) процедуру дефаззификации. В данной статье рассматривается алгоритм, при котором $y_i = f(X) = p_{i0}$, $i = 1, \dots, m$. Он получил название упрощенного алгоритма нечеткого вывода, или алгоритма Сугено нулевого порядка, функционирование которого можно описать следующим выражением:

$$y'(x'_1, x'_2, \dots, x'_n) = \frac{\sum_{i=1}^m \min_j (\mu_{ij}(x'_j)) p_{i0}}{\sum_{i=1}^m \min_j (\mu_{ij}(x'_j))}. \quad (5)$$

Фактически, данный нечеткий регулятор представляет собой универсальный аппроксиматор произвольной функции многих переменных: $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$.

Синтез нечеткого 2-входового регулятора. В качестве примера рассмотрим (постановочно) задачу проектирования системы управления, механическая подсистема которой представлена на рис. 3.

Основными требованиями, предъявляемыми к проектируемому регулятору, являются обеспечение точности и быстродействия наведения элемента нагрузки J_1 и компенсация (полная или частичная) влияния колебаний масс J_2 на качество переходного

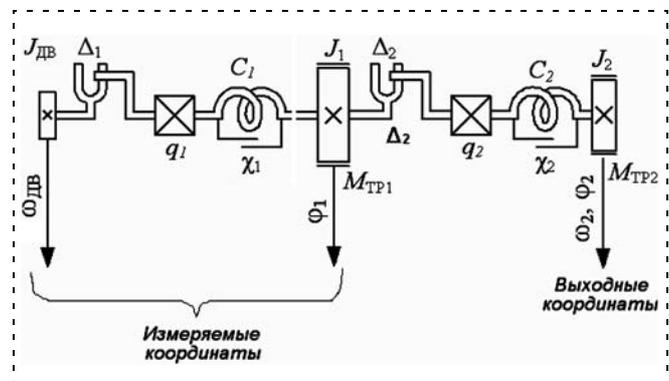


Рис. 3. Механическая подсистема с разветвленной кинематической схемой, где Δ_1, Δ_2 — зазоры механических передач, $M_{ТР1,2}$ — моменты сухого трения

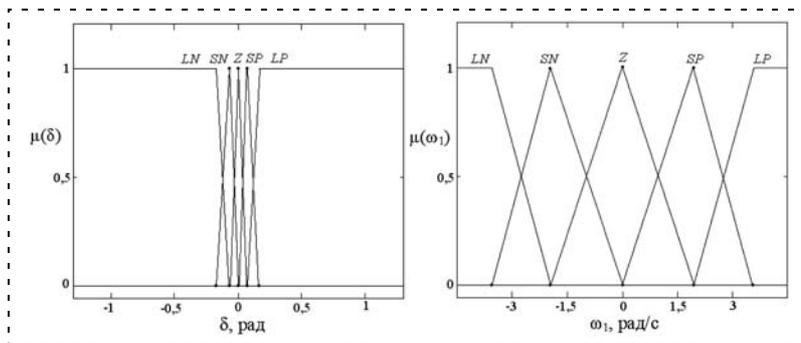


Рис. 4. Вид функций принадлежности лингвистических переменных "ошибка" и "скорость"

процесса. Для начала рассмотрим синтез нечеткого управления по двум координатам.

В качестве входных переменных нечеткого регулятора были выбраны ошибка позиционирования привода (лингвистическая переменная "ошибка") и угловая скорость вращения нагрузки (лингвистическая переменная "скорость"). Для каждой лингвистической переменной были заданы следующие термы: "большая отрицательная (LN)", "малая отрицательная (SN)", "нулевая (Z)", "малая положительная (SP)", "большая положительная (LP)". Процесс определения степени принадлежности переменной к тому или иному терму (фазсификация) осуществ-

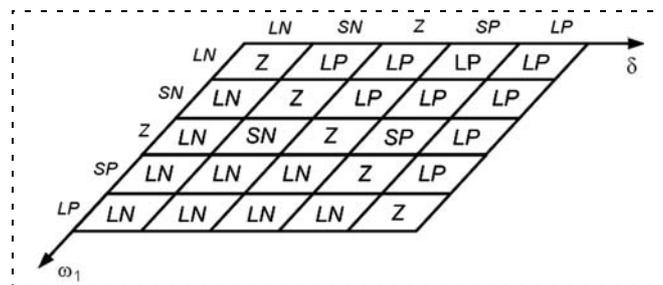


Рис. 5. База правил 2-входного нечеткого регулятора

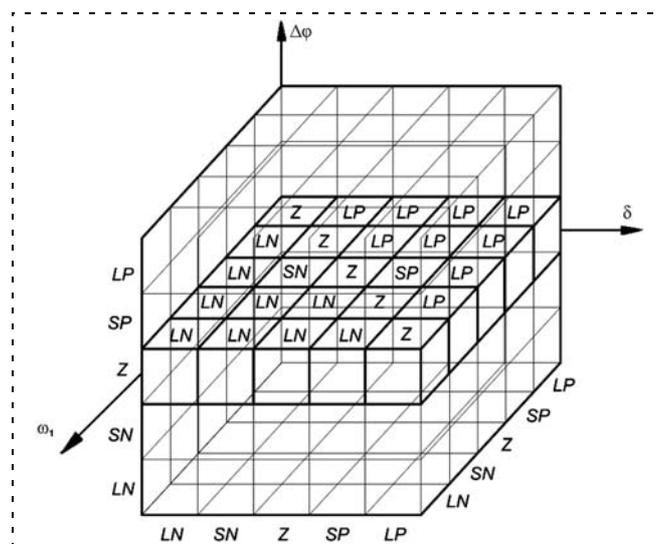


Рис. 6. Схематичное представление блока правил 3-входного нечеткого регулятора

вляется с помощью функций принадлежности $\mu(\delta)$ и $\mu(\omega_1)$. Вид функций принадлежности для лингвистических переменных "ошибка" и "скорость" и блок правил 2-входового нечеткого регулятора представлены на рис. 4 и 5 соответственно.

Синтез 3-входового нечеткого регулятора. Для компенсации колебаний масс J_2 и их влияния на движение вала нагрузки J_1 представляется целесообразным проведение синтеза интеллектуального регулятора с управлением по трем координатам: ошибке по углу наведения δ , угловой скорости ω_1 и углу скручивания редуктора $\Delta\varphi = q_2\varphi_2 - \varphi_1$. Сигнал, пропорциональ-

ный моменту упругости, может быть получен с использованием наблюдателя состояния механической подсистемы, замкнутого по сигналу с датчиков углового положения, установленных на валу нагрузки J_1 .

Для лингвистической переменной "угол скручивания" задаются пять термов, для каждого терма необходимо сформировать отдельный блок правил вида, аналогичного представленному на рис. 5. Блок правил для терма "нулевой" будет совпадать с набором правил на рис. 5. Схематично полный блок правил для 3-входового регулятора представлен на рис. 6.

Классическим методом синтеза однослойного (с одним блоком правил) нечеткого регулятора является синтез на основе анализа экспертных знаний и оценок объекта управления. При 2-входовом регуляторе, обычно реализующем пропорционально-интегральное управление объектом, блок правил представляет собой обычную двумерную таблицу и действительно легко может быть заполнен полностью путем анализа возможных состояний объекта управления. Но в случае синтеза многовходового регулятора, имеющего три и более входные переменные, общее число правил растет как экспоненциальная функция от числа входов. И уже при трех входных переменных анализ и полное заполнение блока правил представляет собой сложную задачу. Это делает актуальной задачу разработки методики не только параметрической оптимизации нечеткого регулятора, но и синтеза его структуры (блока правил). Один из возможных методов реализации подобной методики представлен в данной статье.

Использование генетических алгоритмов для оптимизации структуры и параметров нечеткого регулятора.

Для решения задач синтеза структуры и оптимизации параметров нечеткого регулятора используются генетические алгоритмы (ГА) [5], что позволяет свести эту проблему к задаче нахождения экстремума сложной нелинейной функции многих переменных.

ГА, представляющие собой адаптивные методы поиска, основаны на подражании генетическим процессам, происходящим в популяциях биологических организмов. Формально генетический алгоритм можно описать следующим образом:

$GA = (G^0, \lambda, l, s, c, f, t)$, где $G^0 = (g_1^0, \dots, g_\lambda^0)$ — ис-

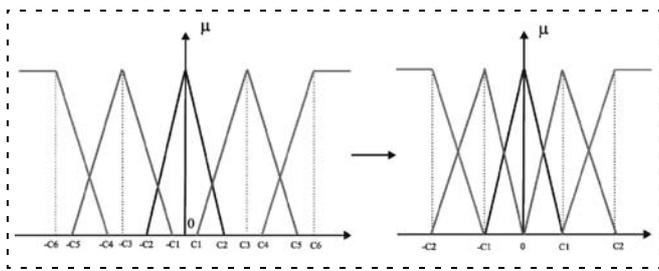


Рис. 7. Вариант уменьшения параметров, кодирующих функции принадлежности лингвистической переменной

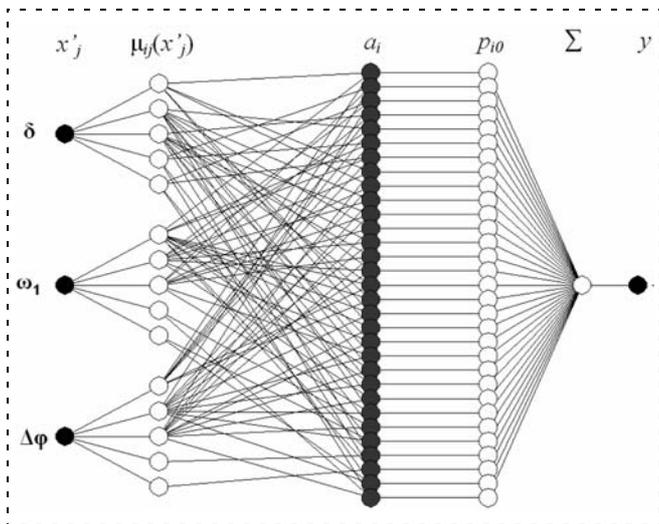


Рис. 8. Структура синтезированного 3-входового регулятора Сугено в редакторе Anfisedit MatLab

ходная популяция; g_i^0 — решение задачи, представленное в виде хромосомы; $i = 1, 2, \dots, \lambda$ — номер особи в популяции; λ — целое число (размер популяции); l — целое число (длина каждой хромосомы популяции); $f = f(g_i)$ — функция оптимальности; c — отображение, определяющее кроссовер и мутацию; s — оператор отбора; t — критерий остановки.

Для решения поставленной выше задачи синтеза нечеткого регулятора с помощью ГА необходимо кодирование его структуры и параметров в битовой строке. Анализ функционирования системы и дополнительные ограничения, накладываемые на параметры функций принадлежности нечеткого регулятора, позволяют значительно сократить число параметров оптимизации и, как следствие, увеличить быстродействие алгоритма. В рассматриваемой методике предлагаются следующие варианты редукции оптимизационной задачи:

- в случае симметричного относительно положительных и отрицательных возмущений всех входных координат объекта управления число оптимизируемых функций принадлежности и число правил может быть уменьшено в два раза;
- если ввести условие "равномерного распределения" функций принадлежности, то вместо тройки чисел (a, b, c) для описания каждой функции

треугольного вида достаточно будет одного параметра (a) в соответствии со схемой (рис. 7). Данное условие позволяет еще в три раза уменьшить число оптимизируемых параметров нечеткого регулятора.

Можно показать, что для кодирования произвольного нечеткого регулятора с параметрами k, n, m , где k — число входов, n — число функций принадлежности для каждого входа, m — число правил, требуется $k(n + m) + 2m - 1$ 16-битовых слов.

Поиск решения задачи ГА во многом определяется выбором функции оптимальности $f(g_i)$. В данном случае функция оптимальности есть критерий качества функционирования нечеткого регулятора для каждого конкретного решения задачи g_i , который определяется исходя из требований, предъявляемых к приводу. Обычно для синтеза систем стабилизации функция оптимальности представляет собой сумму квадратов ошибки на каждом шаге интегрирования или время переходного процесса при обработке системой специально заданного тестового сигнала. В рассматриваемом случае в качестве критерия оптимальности синтезируемой системы была выбрана функция, учитывающая не только максимальное быстродействие всей системы, но и максимально быстрое подавление колебаний последнего звена механической подсистемы.

Эксперименты показали, что подобная функция позволяет достичь несколько лучших результатов по сравнению с простой суммой квадратов ошибки.

Тестовый сигнал φ_3 представлял собой последовательность ступенчатых сигналов с различной амплитудой, т. е. фактически нечеткий регулятор обучался на обработке нескольких ступенчатых входных сигналов разной амплитуды: 1 рад, 0,5 рад, 0,2 рад и 0,1 рад. Выбор такого вида тестового сигнала обусловлен различным поведением системы при обработке больших и малых углов.

Структура оптимизированного нечеткого регулятора и срезы поверхности переключения представлены на рис. 8 и рис. 9 (см. вторую сторону обложки) соответственно.

Апробация синтезированного регулятора на виртуальном стенде в пакете Simulink. На рис. 10 пред-

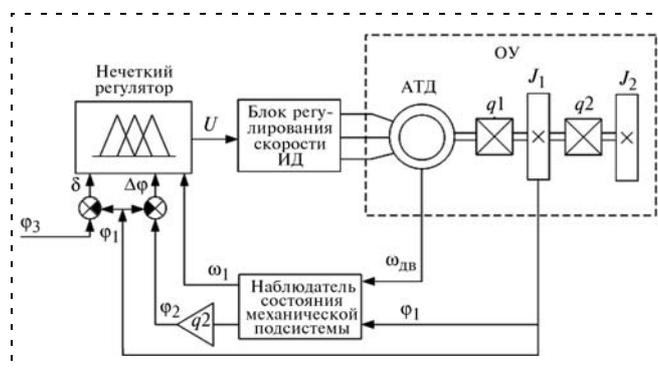


Рис. 10. Функциональная схема ЦЭСП на базе 3-входового нечеткого регулятора

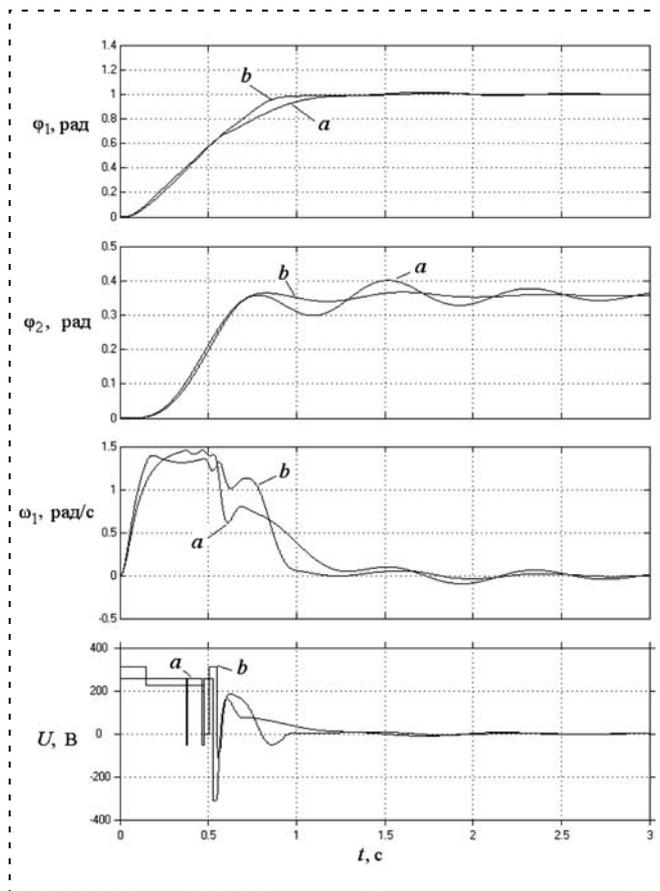


Рис. 11. Отработка переброса на угол 1 рад 2-входным (а) и 3-входным (b) регуляторами

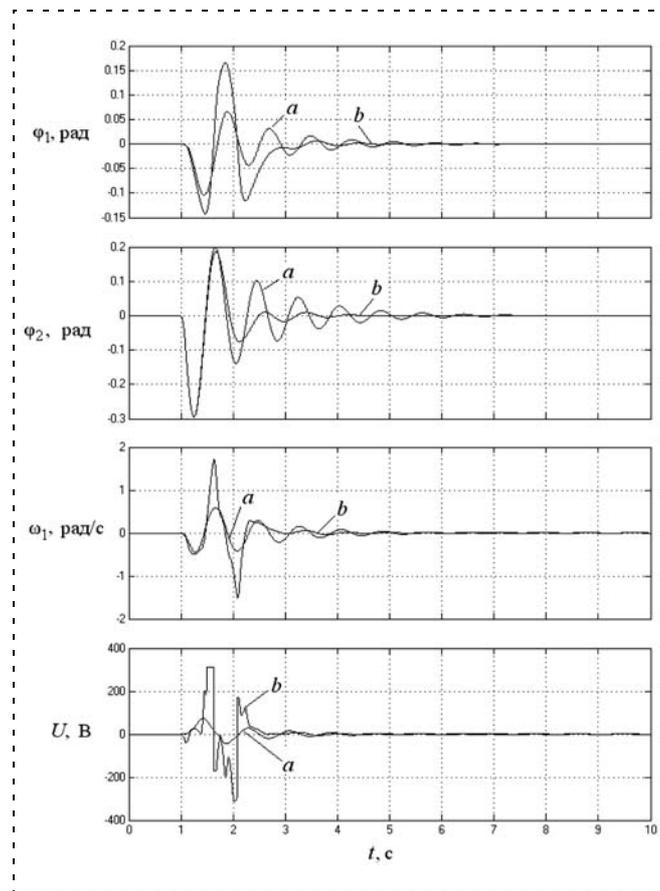


Рис. 12. Отработка импульсной нагрузки 2-входным (а) и 3-входным (b) регуляторами

ставлена функциональная схема ЦЭСП на базе асинхронного трехфазного двигателя с короткозамкнутым ротором (АТД с КЗ). ЦЭСП содержит: нечеткий трехвходовый регулятор, блок регулирования скорости ИД, включающий схему реализации векторного способа управления АТД с КЗ и автономный инвертор напряжения, объект управления, наблюдатель состояния механической подсистемы, восстанавливающий фазовые переменные ω_1 и ω_2 на основе скорости двигателя $\omega_{дв}$ и угла поворота φ_1 элемента нагрузки J_1 .

На виртуальном стенде в пакете Simulink при отработке переброса на угол 1 рад и импульсного возмущающего воздействия были получены результаты, представленные на рис. 11, 12.

Анализ переходных процессов позволяет сделать следующие выводы:

- время переходного процесса ЦЭСП с трехвходовым нечетким регулятором составляет $\approx 0,9$ с, что близко к максимально возможной производительности для данного привода (разгон происходит при максимальном уровне напряжения);
- благодаря использованию третьей входной переменной (угла скручивания) удалось добиться быстрого гашения колебаний последнего звена механической подсистемы (пусковой установки), несмотря на то, что воздействие на него проис-

ходит через две нежесткости. Колебания вала нагрузки J_2 при отработке 1 рад гасятся уже при 1,2 с, т. е. время регулирования по φ_2 незначительно отличается от времени регулирования по φ_1 . Использование двухвходового регулятора позволило добиться подавления колебаний вала нагрузки J_2 только через 3...4 с при сопоставимом времени переходного процесса по φ_1 ;

- при отработке импульсной нагрузки скорость стабилизации вала нагрузки J_1 для 3-входового регулятора примерно в 1,5 раза выше, чем для двухвходового, а скорость демпфирования колебаний примерно в 3 раза выше, что достигается за счет более активного управления и в несколько раз больших энергетических затрат. Данный вывод иллюстрирует график сигнала управления исполнительного двигателя (рис. 12).

Заключение

- Проведен анализ функционирования ЦЭСП с распределенной многомассовой механической нагрузкой.
- Разработана методика синтеза нечеткого регулятора, основанного на управлении по трем координатам, обеспечивающая демпфирование колебаний элементов нагрузки.

- Проведена оптимизация параметров регулятора с использованием генетических алгоритмов, позволяющая повысить быстродействие ЦЭСП при отсутствии перерегулирования и потери точности.

Список литературы

1. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами. Л.: Энергоиздат, 1982. 392 с.
2. Чемоданов Б. К. Следящие приводы: в 3 т. 2-е изд., доп. и перераб. / Под ред. Б. К. Чемоданова. Т. 1: Теория и проекти-

рование следящих приводов / Е. С. Блейз, А. В. Зимин, Е. С. Иванов и др. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1999. 904 с.

3. Терехов В. М., Осипов О. И. Системы управления приводов: учеб. для вузов. / Под ред. В. М. Терехова. М.: Издательский центр "Академия", 2005. 304 с.

4. Горячев О. В., Шарапов М. А. Комплексная методика синтеза интеллектуального регулятора для следящего привода постоянного тока // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 11. С. 30—35.

5. Батищев Д. И. Генетические алгоритмы решения экстремальных задач / Под ред. Львовича Я. Е.: учеб. пособие. Воронеж: Изд-во ВГТУ, 1995.

УДК 681.51:004.3

Н. В. Андриевская, канд. техн. наук, доц.,

Ю. Н. Хижняков, канд. техн. наук, доц.,
luda@at.pstu.ac.ru,

А. А. Южаков, д-р техн. наук, проф.,
uz@at.pstu.ac.ru,

Пермский государственный
технический университет

Нейронечеткое управление параллельной работой синхронных генераторов с демпферной обмоткой в сети конечной мощности

Рассмотрено нейронечеткое управление параллельной работой синхронных генераторов в сети конечной мощности. Устройство адаптивного нечеткого управления содержит нейронечеткий регулятор напряжения и нейронечеткие регуляторы уравнивающего тока.

Ключевые слова: синхронный генератор с демпферной обмоткой, лингвистическая переменная, терм, степень принадлежности, фаззификация, адаптивный нейрон, активационная функция, смещение

Введение

Общим требованием к газотурбинным электростанциям (ГТЭС) является параллельная работа нескольких синхронных генераторов (СГ) на нагрузку в автономном режиме при выполнении всех требований по качеству вырабатываемой электроэнергии согласно ГОСТ 13109—97 [1]. Производство электроэнергии ГТЭС, состоящей из нескольких СГ с приводами, работающих с номинальной частотой вращения, имеет свои особенности.

1. Замена мощного СГ несколькими СГ малой мощности снижает себестоимость вырабатывания электроэнергии и исключает обесточивание во время аварии.

2. Отсутствие длинных линий электропередач повышает быстродействие электромагнитных переходных процессов между СГ и нагрузкой.

3. Параллельная работа СГ при статизме внешних статических характеристик более 6 % обеспечивает устойчивое автоматическое распределение реактивных токов, но допускает большие провалы на-

пряжения на шинах при включении нагрузки [2]. Провалы напряжения при включении нагрузки определяются свойствами СГ, а время восстановления — регуляторами напряжения.

4. Параллельная работа СГ при статизме внешних статических характеристик 1...2 % допускает малые провалы напряжения при включении реактивной нагрузки и допускает неравномерное распределение реактивных токов между СГ.

5. Указанные противоречия в п. 3 и п. 4 снимаются управлением параллельной работой СГ по методу квазиэстатических характеристик (МКАХ). Управление по МКАХ параллельной работой СГ обеспечивает мгновенную реакцию всех работающих СГ при включении нагрузки активно-индуктивного характера, что повышает статическую и динамическую устойчивость в работе, снижает уравнивающие токи и уменьшает время первого восстановления напряжения на шинах [3].

6. При управлении параллельной работой СГ по МКАХ в процессе эксплуатации возможно изменение параметров в автономной системе из-за насыщения стали, влияния температуры и т. д., что может вызвать автоколебания уравнивающих токов из-за "сильного" управления.

Учитывая вышесказанное, рассмотрим нейронечеткое управление (ННУ) параллельной работой СГ с демпферными обмотками, присутствие которых исключает введение первой производной тока ротора в контур управления. Выбранное ННУ на стыке нечеткого и нейронного управлений позволяет исключить недостатки нечеткого управления, связанные с "проклятием размерности" [4] и отсутствием адаптивности управления, а также недостатки нейронного управления, вызванные проблемой формирования нейронной сети из обычных нейронов и их обучения. ННУ на базе адаптивных нейронов позволяет строить на плоскости нейронную сеть (НС) любой размерности, резко снижая число синапсов по сравнению с НС из обычных нейронов. Особенностью ННУ является динамическая адаптация синапсов, т. е. НС не требует обучения с учителем, которое совершается при выборе линейных терм-множеств фаззификатора за одну эпоху, что существенно расширяет область применения нейронных технологий для автоматизации производства.

Нейронечеткое управление параллельной работой генераторов

Проектирование устройства нечеткого управления (НУ) параллельной работой СГ по числу связей полного графа сигналов предполагает разработку нечеткого регулятора (НР) напряжения с заданным значением напряжения на автономных шинах и $0,5n(n-1)$ НР уравнивающего тока с последующей композицией их выходов для формирования тока роторов n СГ. Для этого потребуется форми-

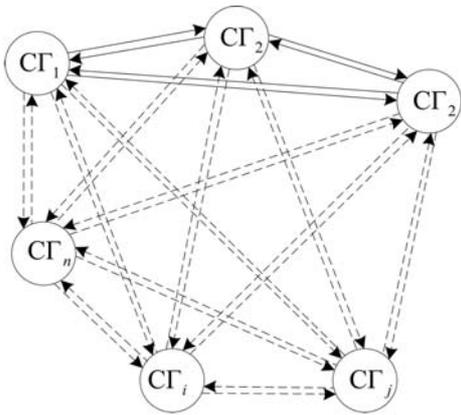


Рис. 1. Граф-схема связей при параллельной работе СГ

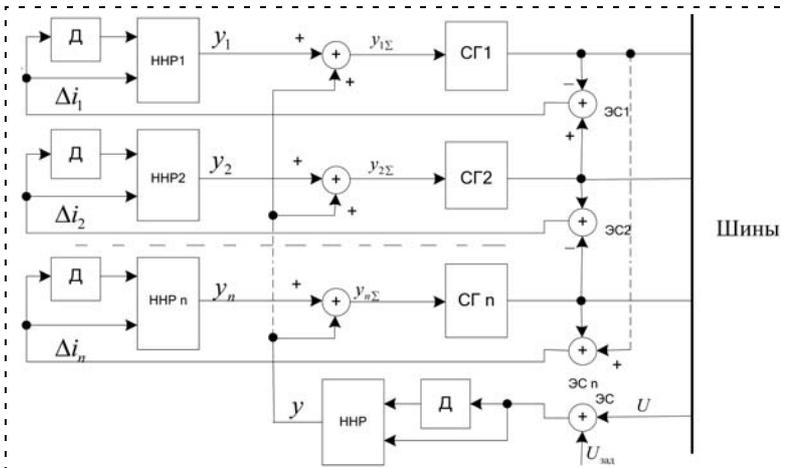


Рис. 2. Устройство ННУ параллельной работой СГ: ННР 1, ННР 2, ..., ННР n — нейронечеткие регуляторы уравнивающих токов; ННР — нейронечеткий регулятор напряжения; Д — дифференциатор; ЭС — элемент сравнения

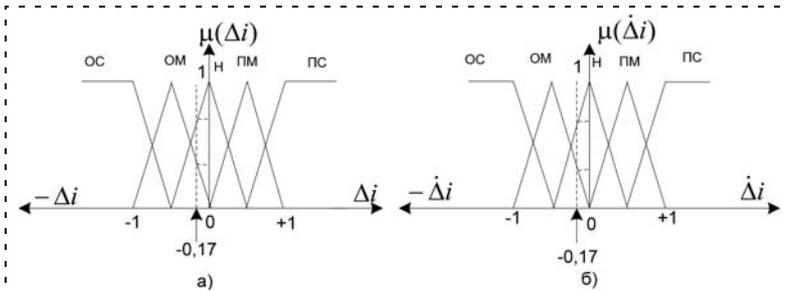


Рис. 3. Линейные терм-множества фаззификатора: а — по уравнивающему току; б — по производной уравнивающего тока

рование n баз знаний отдельно по НР уравнивающих токов и одной базы знаний по НР напряжения, оформленных в виде матриц решений на плоскости для двух лингвистических переменных. БЗ может формироваться:

- на лингвистической (качественной) информации, поступающей от экспертов, в форме преддуктивных правил [4];
- на численной (количественной) информации, полученной от измерительных устройств (датчиков) [5];
- с помощью оптимальной траектории, рассчитанной по принципу максимума, и коррекции настроек ПИД-регулятора нечеткими регуляторами [6].

Рассмотрим реализацию системы нечеткого логического вывода, включая дефаззификацию, НС [7, 8] на базе адаптивных нейронов. На рис. 1 приведена граф-схема связей при параллельной работе n СГ, на рис. 2 — устройство ННУ параллельной работой СГ.

Нейронечеткий регулятор уравнивающего тока

Для j -го нейронечеткого регулятора (j -ННР) уравнивающего тока выбираем следующие лингвистические переменные: уравнивающий ток $\Delta i_j = i_i - i_k$, где i_i и i_k — полные токи статора i -го СГ и k -го СГ, и производную уравнивающего тока $\dot{\Delta} i_j$.

Исходя из динамических свойств СГ задаем диапазон изменения уравнивающего тока $\Delta i_{\min j} \leq \Delta i_j \leq \Delta i_{\max j}$, диапазон изменения производной уравнивающего тока $\dot{\Delta} i_{\min j} \leq \dot{\Delta} i_j \leq \dot{\Delta} i_{\max j}$. j -ННР уравнивающего тока состоит из фаззификатора и двух адаптивных нейронов.

Фаззификация j -ННР уравнивающего тока выполняется с помощью терм-множеств, приведенных на рис. 3, а:

A_1 — линейное терм-множество j -го уравнивающего тока Δi : A_1^1 — отрицательное среднее (ОС), A_1^2 — отрицательное малое (ОМ), A_1^3 — норма (Н), A_1^4 — положительное малое (ПМ), A_1^5 — положительное среднее (ПС);

A_2 — линейное терм-множество производной j -го уравнивающего тока $\dot{\Delta} i$: A_2^1 — ОС, A_2^2 — ОМ, A_2^3 — Н, A_2^4 — ПМ, A_2^5 — ПС.

Все терм-множества ННР уравнивающего тока отвечают требованиям непрерывности, непротиворечивости и полноты [4].

Рассмотрим фаззификацию на синглетонной базе (рис. 3, а):

$$\mu_{A_1^3}(\Delta i) = \delta(\Delta i - \Delta i_j) \wedge A_1^3;$$

$$\mu_{A_1^2}(\Delta i) = \delta(\Delta i - \Delta i_j) \wedge A_1^2,$$

где $\delta(\Delta i - \Delta i_j)$ — дельта-функция (синглетон); Δi_j — текущее значение уравнительного тока; $\mu_{A_1^3}(\Delta i)$ — степень принадлежности $\Delta i \in A_1^3$ (терм Н); $\mu_{A_1^2}(\Delta i)$ — степень принадлежности $\Delta i \in A_1^2$ (терм ОМ).

Рассмотрим фаззификацию на синглетонной базе (рис. 3, б):

$$\mu_{A_2^3}(\dot{\Delta} i) = \delta(\dot{\Delta} i - \dot{\Delta} i_j) \wedge A_2^3;$$

$$\mu_{A_2^2}(\dot{\Delta} i) = \delta(\dot{\Delta} i - \dot{\Delta} i_j) \wedge A_2^2,$$

где $\delta(\dot{\Delta} i - \dot{\Delta} i_j)$ — дельта-функция; $\dot{\Delta} i_j$ — текущее значение производной уравнительного тока; $\mu_{A_2^3}(\dot{\Delta} i)$ — степень принадлежности $\dot{\Delta} i \in A_2^3$ (терм Н); $\mu_{A_2^2}(\dot{\Delta} i)$ — степень принадлежности $\dot{\Delta} i \in A_2^2$ (терм ОМ).

Введем обозначения терм-множеств по уравнительному току: $v_{11} - \mu(\Delta i)_{OC}$; $v_{12} - \mu(\Delta i)_{OM}$; $v_{13} - \mu(\Delta i)_H$; $v_{14} - \mu(\Delta i)_{PM}$; $v_{15} - \mu(\Delta i)_{PC}$; терм-множеств по производной уравнительного тока: $v_{21} - \mu(\dot{\Delta} i)_{OC}$; $v_{22} - \mu(\dot{\Delta} i)_{OM}$; $v_{23} - \mu(\dot{\Delta} i)_H$; $v_{24} - \mu(\dot{\Delta} i)_{PM}$; $v_{25} - \mu(\dot{\Delta} i)_{PC}$.

Представим переменные $v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14}, v_{15}$ как компоненты (степени принадлежности) вектора входа адаптивного нейрона по уравнительному току, переменные $v_{21}, v_{22}, v_{23}, v_{24}, v_{25}$ — как компоненты (степени принадлежности) вектора входа адаптивного нейрона производной уравнительного тока.

На рис. 4 приведена НС j -ННР уравнительного тока.

Пусть текущее значение уравнительного тока $\Delta i_j = -0,17$ (см. рис. 3, а) активизирует терм Н со степенью принадлежности 0,66 и терм ОМ со степенью принадлежности 0,33, что соответствует следующим компонентам входного вектора адаптивного нейрона уравнительного тока при новых обозначениях: $v_{11} = 0$; $v_{12} = 0,33$; $v_{13} = 0,66$; $v_{14} = 0$; $v_{15} = 0$. При этом на входе его блока адаптации 1 (рис. 4) формируется сигнал ошибки $\varepsilon_1(k) = \Delta i - (\varphi_2 v_{12} + \varphi_3 v_{13})_k$, где Δi — текущее отклонение уравнительного тока. Вычисление новых значений весовых ко-

эффициентов φ_2 и φ_3 j -го нейрона уравнительного тока выполняется по рекуррентной формуле [9]:

$$\varphi(k+1) = \varphi(k) - 2C_1 \varepsilon_1(k) x_{1j}(k), \quad (1)$$

где $2C_1$ задает скорость настройки коэффициентов φ_2 и φ_3 нейрона уравнительного тока, определяемую скоростью сходимости итерационного процесса

оптимизации, $C_1 = 0,01 \dots 0,1$; $x_{1j}(k) = \left(\frac{dr_1}{d\varphi_i}\right)_k$ — производная k -итерации i -го весового коэффициента нейрона по отклонению уравнительного тока.

Пусть текущее значение производной уравнительного тока $\dot{\Delta} i_j = -0,17$ (см. рис. 3, б) активизирует терм Н со степенью принадлежности 0,66 и терм ОМ со степенью принадлежности 0,33, что соответствует следующим компонентам входного вектора адаптивного нейрона производной уравнительного тока при новых обозначениях: $v_{21} = 0$; $v_{22} = 0,33$; $v_{23} = 0,66$; $v_{24} = 0$; $v_{25} = 0$. При этом на входе блока адаптации второго нейрона формируется сигнал ошибки $\varepsilon_2(k) = \dot{\Delta} i - (\varphi_2 v_{22} + \varphi_3 v_{23})_k$. Аналогично вычисление новых значений весовых коэффициентов φ_2 и φ_3 нейрона производной уравнительного тока выполняется по рекуррентной формуле

$$\varphi(k+1) = \varphi(k) - 2C_2 \varepsilon_2(k) x_{2j}(k), \quad (2)$$

где $2C_2$ — скорость настройки коэффициентов φ_2 и φ_3 нейрона производной уравнительного тока, определяемая скоростью сходимости итерационного процесса оптимизации; $C_2 = 0,01 \dots 0,1$; $x_{2j}(k) = \left(\frac{dr_2}{d\varphi_i}\right)_k$ — производная k -итерации i -го весового коэффициента нейрона производной уравнительного тока.

Тогда выход ННР уравнительного тока с учетом (1) и (2)

$$y_i = F_3(x_{cm} + r_1 \text{th}(r_1) + r_2 \text{th}(r_2)) = F_3(x_{cm} + x_1 + x_2), \quad (3)$$

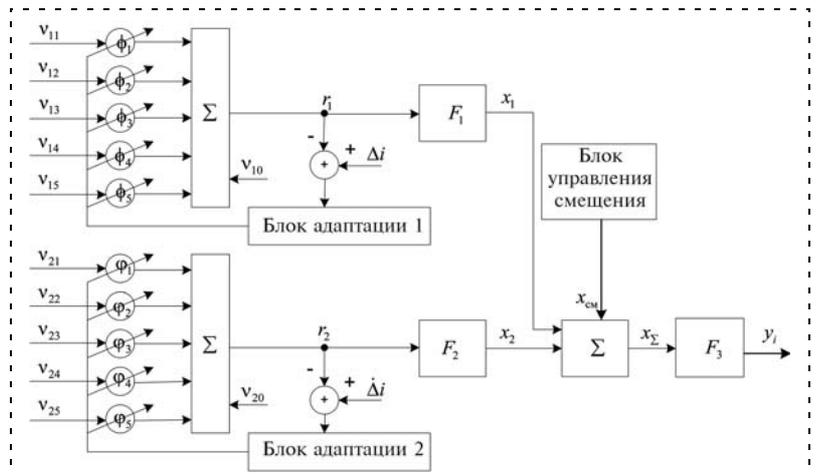


Рис. 4. НС ННР уравнительного тока:

F_1, F_2 — активационные функции гиперболического тангенса адаптивных нейронов скрытого слоя; F_3 — линейная активационная функция нейрона выходного слоя НС; x_{cm}, v_{10}, v_{20} — "нейронные смещения", где $v_{10} = 0, v_{20} = 0, x_{cm} = 0$

где r_1, r_2 — выходы сумматоров адаптивных нейронов закрытого слоя; x_1, x_2 — выходы нейронов закрытого слоя. Смещение $x_{cm} = 0$.

Нейронечеткий регулятор напряжения

Для построения ННР напряжения выбираем лингвистические переменные: отклонение напряжения $\Delta U = U_{зад} - U$ и производную отклонения напряжения $\dot{\Delta U}$. Исходя из динамических свойств СГ задаем диапазон изменения напряжения $\Delta U_{min} \leq \Delta U \leq \Delta U_{max}$, диапазон изменения производной отклонения напряжения $\dot{\Delta U}_{min} \leq \dot{\Delta U} \leq \dot{\Delta U}_{max}$. ННР напряжения состоит из фаззификатора и двух адаптивных нейронов. Фаззификатор формирует вектор степеней принадлежности термов двух лингвистических переменных регулятора: отклонения напряжения (ΔU) и производной отклонения напряжения ($\dot{\Delta U}$).

Фаззификация ННР напряжения выполняется с помощью следующих терм-множеств, приведенных на рис. 5, а, б: A_3 — линейное терм-множество отклонения напряжения ΔU (рис. 5, а); A_3^1 — отрицательное среднее (ОС), A_3^2 — отрицательное малое (ОМ), A_3^3 — норма (Н), A_3^4 — положительное малое (ПМ), A_3^5 — положительное среднее (ПС); A_4 — линейное терм-множество производной отклонения напряжения $\dot{\Delta U}$ (рис. 5, б); A_4^1 — ОС, A_4^2 — ОМ, A_4^3 — Н, A_4^4 — ПМ, A_4^5 — ПС.

Все терм-множества ННР напряжения отвечают требованиям непрерывности, непротиворечивости и полноты.

Рассмотрим фаззификацию на синглетонной базе (рис. 5, а) [5]:

$$\mu_{A_3^3}(\Delta U) = \delta(\Delta U - \Delta U_i) \wedge A_3^3;$$

$$\mu_{A_3^2}(\Delta U) = \delta(\Delta U - \Delta U_i) \wedge A_3^2,$$

где $\delta(\Delta U - \Delta U_i)$ — дельта-функция, где ΔU — текущее значение отклонения напряжения; $\mu_{A_3^3}(\Delta U)$ — сте-

пень принадлежности $\Delta U \in A_3^3$ (терм Н); $\mu_{A_3^2}(\Delta U)$ —

степень принадлежности $\Delta U \in A_3^2$ (терм ОМ).

Фаззификация на синглетонной базе (рис. 5, б) [5]:

$$\mu_{A_4^3}(\dot{\Delta U}) = \delta(\dot{\Delta U} - \dot{\Delta U}_i) \wedge A_4^3;$$

$$\mu_{A_4^2}(\dot{\Delta U}) = \delta(\dot{\Delta U} - \dot{\Delta U}_i) \wedge A_4^2,$$

где $\delta(\dot{\Delta U} - \dot{\Delta U}_i)$ — дельта-функция, где $\dot{\Delta U}$ — текущее значение производной напряжения; $\mu_{A_4^3}(\dot{\Delta U})$ —

степень принадлежности $\dot{\Delta U} \in A_4^3$ (терм Н); $\mu_{A_4^2}(\dot{\Delta U})$ —

степень принадлежности $\dot{\Delta U} \in A_4^2$ (терм ОМ).

Введем обозначения терм-множеств по отклонению напряжения: $v_{31} = \mu(\Delta U)_{ОС}$; $v_{32} = \mu(\Delta U)_{ОМ}$; $v_{33} = \mu(\Delta U)_{Н}$; $v_{34} = \mu(\Delta U)_{ПМ}$; $v_{35} = \mu(\Delta U)_{ПС}$; терм-множество производной отклонения напряжения: $v_{41} = \mu(\dot{\Delta U})_{ОС}$; $v_{42} = \mu(\dot{\Delta U})_{ОМ}$; $v_{43} = \mu(\dot{\Delta U})_{Н}$; $v_{44} = \mu(\dot{\Delta U})_{ПМ}$; $v_{45} = \mu(\dot{\Delta U})_{ПС}$. Представим переменные $v_{31}, v_{32}, v_{33}, v_{34}, v_{35}$ как компоненты вектора входа адаптивного нейрона по отклонению напряжения, переменные $v_{41}, v_{42}, v_{43}, v_{44}, v_{45}$ — как компоненты вектора входа адаптивного нейрона по производной отклонения напряжения.

На рис. 6 приведена НС ННР напряжения.

Пусть текущее значение отклонения напряжения $\Delta U = -0,15$ (рис. 5, а) активизирует терм Н со степенью принадлежности 0,7 и терм ОМ со степенью принадлежности 0,3, что соответствует следующим компонентам входного вектора отклонений напряжения при новых обозначениях: $v_{31} = 0$; $v_{32} = 0,3$; $v_{33} = 0,7$; $v_{34} = 0$; $v_{35} = 0$. При этом на входе его блока адаптации 3 формируется сигнал ошибки $\varepsilon_3(k) = \Delta U - (\phi_2 v_{32} + \phi_3 v_{33})_k$. Вычисления новых значений весовых коэффициентов ϕ_2 и ϕ_3 нейрона по отклонению напряжения выполняется по рекуррентной формуле [9]

$$\varphi_i(k+1) = \varphi_i(k) - 2C_3 \varepsilon_3(k) x_{1i}(k), \quad (4)$$

где $2C_3$ задает скорость настройки коэффициентов ϕ_2 и ϕ_3 нейрона по отклонению напряжения, определяемую скоростью сходимости итерационного процесса оптимизации, $C_3 = 0,01 \dots 0,1$; $x_{1i}(k) = \left(\frac{dr_1}{d\varphi_i}\right)_k$ —

производная k -итерации i -го весового коэффициента по отклонению напряжения нейрона.

Пусть текущее значение производной отклонения напряжения $\dot{\Delta U} = -0,12$ (рис. 5, б) активизирует терм Н со степе-

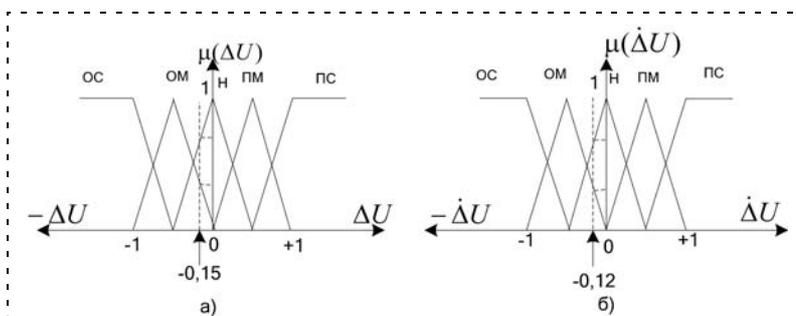


Рис. 5 Линейные терм-множества фаззификатора ННР напряжения: а — по отклонению напряжения; б — по производной отклонения напряжения

ную принадлежности 0,66 и терм ОМ со степенью принадлежности 0,28, что соответствует следующим компонентам входного вектора производной отклонения напряжения при новых обозначениях: $v_{41} = 0$; $v_{42} = 0,28$; $v_{43} = 0,62$; $v_{44} = 0$; $v_{45} = 0$. При этом на входе блока адаптации 4 нейрона формируется сигнал ошибки $\varepsilon_4(k) = \dot{\Delta}U - (\varphi_2 v_{42} + \varphi_3 v_{43})$. Аналогично вычисление новых значений весовых коэффициентов φ_2 и φ_3 нейрона по производной отклонения напряжения выполняется по рекуррентной формуле

$$\varphi_i(k+1) = \varphi_i(k) - 2C_4 \varepsilon_4(k) x_{2i}(k), \quad (5)$$

где $2C_4$ — скорость настройки коэффициентов φ_2 и φ_3 нейрона по производной отклонения напряжения, определяемая скоростью сходимости итерационного процесса оптимизации, $C_4 = 0,01 \dots 0,1$;

$$x_{2i}(k) = \left(\frac{dr_2}{d\varphi_i} \right)_k$$

— производная k -й итерации i -го весового коэффициента нейрона по производной отклонения напряжения.

Тогда выход ННР напряжения с учетом (4) и (5):

$$y = F_3(x_{cm} + r_1 \text{th}(r_1) + r_2 \text{th}(r_2)) = F_3(x_{cm} + x_1 + x_2), \quad (6)$$

где r_1, r_2 — выходы сумматоров нейронов закрытого слоя; x_1, x_2 — выходы нейронов закрытого слоя. Смещение x_{cm} задает заданное значение напряжения на шинах.

Формирование управления тока ротора i -го СГ осуществляется согласно (3) и (6) по формуле

$$y_{\Sigma i} = y + y_i. \quad (7)$$

В выражении (7) слагаемые могут иметь разный знак и с учетом отрицательной обратной связи при результирующем знаке "минус" токи в роторах СГ будут возрастать, а при знаке "плюс" — уменьшаться.

Таким образом, рассмотрено ННУ параллельной работой СГ с демпферной обмоткой в сети конечной мощности. Для имитации нейронечеткого управления (адаптивного нечеткого) параллельной работой двух СГ с демпферной обмоткой в сети конечной мощности разработан алгоритм расчета и программа.

Заключение

1. Рассмотрено ННУ параллельной работой СГ с демпферной обмоткой в сети конечной мощности. Устройство ННУ содержит ННР напряжения и необходимое число ННР реактивной составляющей уравнительного тока по числу связей полного графа сигналов.

2. Проектирование устройства ННУ в канале поддержания напряжения и распределения реактивной мощности выполнено при условии четкой работы канала поддержания частоты и распределения активной мощности между СГ.

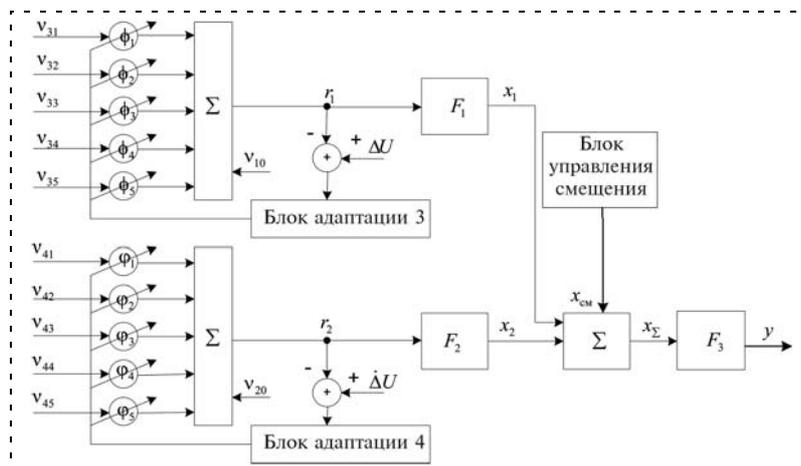


Рис. 6. НС ННР напряжения:

F_1, F_2 — активационные функции гиперболического тангенса адаптивных нейронов скрытого слоя; F_3 — линейная активационная функция нейрона выходного слоя НС; v_{cm}, v_{10}, v_{20} — «нейронные смещения», где $v_{10} = 0, v_{20} = 0, x_{cm} = 0$

3. Разработан алгоритм расчета и программа адаптивного нечеткого управления параллельной работой двух СГ с демпферной обмоткой в сети конечной мощности.

4. Непрерывные выходные сигналы устройства ННУ более удобны для воздействия на управляемые выпрямители питания обмоток возбуждения СГ, чем бинарные воздействия с выхода устройства управления, построенного по методу квазиэстатических характеристик.

5. ННУ параллельной работой СГ на базе адаптивных нейронов по сравнению по МКАХ обеспечивает адаптивное управление при изменении внешних воздействий.

Список литературы

1. Каргашев И. И., Тульский В. Н., Шамонов Р. Г. и др. Управление качеством электроэнергетики // Под ред. Ю. В. Шарова. М.: Издат. дом МЭИ, 2006. 320 с.
2. Москалев А. Г. Автоматическое регулирование режима энергетической системы по частоте и активной мощности. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1960. 240 с.
3. Хижняков Ю. Н. Комбинированный метод управления параллельной работой генераторов переменного тока. Пермь: Изд. Перм. гос. техн. ун-та, 1999. 114 с.
4. Штовба С. Д. Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М.: Горячая линия — Телеком, 2007. 288 с.
5. Рутковская Д., Пилинский М., Рутковский Л. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы: Пер. с польск. И. Д. Рудницкого. М.: Горячая линия — Телеком, 2006. 452 с.
6. Бобко В. Д., Золотухин Ю. Н., Нестеров А. А. Оптимальная траектория как основа построения базы знаний нечеткого логического контроллера // РОИ — 98. Распределенная обработка информации. Тр. Шестого междунар. сем. Новосибирск, Сибирское отделение РАН, 1998. С. 290—294.
7. Хижняков Ю. Н., Южаков А. А. Нечеткая адаптивная система возбуждения БЩСГ переменного тока средней мощности // Всероссий. науч.-техн. Интернет-конференция. Пермь: Изд. ПГТУ, 2007.
8. Хижняков Ю. Н., Южаков А. А. Нечеткий и нейронный адаптивные регуляторы возбуждения генератора средней мощности // Проблемы управления и моделирования в сложных системах. Тр. 11 Междунар. конф. (22—24 июня 2009 г.) Самара, Россия. С. 309—312.
9. Зиновьев Г. А. Основы силовой электроники: учеб. пособие. Изд. 2-е, испр. и доп. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. 644 с.

УДК 681.586.732

М. А. Габидулин, канд. техн. наук, доц.,
МИРЭА (ТУ), Москва
gabidulin_ma@mail.ru

Спектральный метод повышения точности фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений

Исследуется метод адаптивной коррекции погрешности растровых синусно-косинусных преобразователей перемещений по пространственному спектру сигналов. Доказывается, что коррекция погрешности возможна только для частных случаев искажения формы сигналов и может быть осуществлена путем анализа отсчетов на периоде не только суммы квадратов сигналов синусно-косинусного преобразователя, но и одного из них, синусного или косинусного. Проведен анализ погрешности и эффективности метода.

Ключевые слова: адаптивный метод повышения точности, фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений

Введение

Эффективность цифровых систем управления пространственными перемещениями различных объектов в значительной мере определяется точностью цифровых преобразователей перемещений, используемых в качестве измерительных элементов, комплексное обеспечение точности которых предполагает применение различных методов повышения точности.

Учитывая, что алгоритмы управления в современных системах [1] реализуются, как правило, с помощью встроенных микро-ЭВМ, и характерен переход от централизованных систем к системам с распределенной обработкой информации, содержащим периферийные устройства для предварительной обработки информации, большой интерес представляют алгоритмические методы [2–3], особенно когда речь идет о достижении высокой точности [4].

С этой точки зрения актуальной является разработка адаптивных алгоритмических методов повышения точности растровых синусно-косинусных преобразователей (СКП), нашедших широкое применение в фотоэлектрических цифровых преобразователях перемещений, так как точность последних в значительной степени определяется технологическими и эксплуатационными погрешностями

используемых первичных измерительных преобразователей.

Как известно, реальные синусный и косинусный сигналы СКП отличаются от идеальной модели наличием составляющих, обусловленных погрешностями и приводящих к медленно меняющимся от периода к периоду неравенству амплитуд, неортогональности, искажениям формы и дрейфу нулевых уровней. Это обстоятельство используется в адаптивных методах для коррекции погрешностей СКП независимо от порождающих их причин, непосредственно в рабочих условиях и без использования образцовых мер, путем извлечения информации о погрешности из функциональной зависимости сигналов на периоде пространственной фазы и экстраполяции результатов на следующий период. Суть первого из них (экстремального) заключается в оценивании погрешности по экстремумам сигналов на периоде, а второго (спектрального) — по их пространственному спектру. Исследования [5] показывают, что экстремальный метод прост в реализации, обеспечивает высокое быстродействие и эффективное (на порядок и более) подавление фазовых погрешностей, превышающих 0,02, что соответствует реальным условиям применения [6]. Однако при несинусоидальных сигналах его эффективность резко падает.

В данной статье исследуются возможности коррекции погрешности СКП спектральным методом.

Спектральный метод повышения точности

Возможность коррекции спектральным методом погрешности СКП, вызываемой неравенством амплитуд, неортогональностью пространственных фаз и постоянными составляющими сигналов, рассматривалась в [4, 7–9]. В [8] исследована связь между амплитудой и фазой выходного сигнала фазовращателя и выявлено взаимно однозначное соответствие между амплитудой, пропорциональной сумме квадратов сигналов СКП, и пространственной фазой, выражающееся в том, что гармоники фазовой погрешности представляют собой сдвинутые на $0,5\pi$ и уменьшенные вдвое гармоники нормированной амплитуды выходного сигнала. Предложен метод, который заключается в измерении амплитуды в равномерно расположенных в пределах периода значениях пространственной фазы, гармоническом анализе полученного набора значений амплитуды, определении гармоник фазовой погрешности и вычислении поправки. В [7, 9] предложено устройство, реализующее изложенный метод. Особенность реализации состоит в том, что

измерения амплитуд синусного и косинусного сигналов СКП проводятся отдельно, а их функция, имитирующая амплитуду выходного сигнала фазовращателя, определяется в вычислительном устройстве. В [4] приведены математическое описание метода и результаты коррекции с его помощью погрешности редуктосина. Отмечается, что метод позволяет снизить погрешности из-за наличия постоянных составляющих, неравенства амплитуд и неортогональности фаз сигналов, но при отсутствии высших пространственных гармоник.

Постановка задачи

В известных работах не решен вопрос о возможностях и условиях разрешимости задачи коррекции погрешности при несинусоидальных сигналах. Не разработаны алгоритмы и структуры устройств коррекции, не оценены методическая и инструментальная погрешности коррекции и не определены динамические параметры алгоритмов.

Для решения поставленных задач проведем анализ спектрального метода для случая несинусоидальных сигналов.

Сигналы СКП в общем случае описываются выражениями

$$U_s(\varphi) = U_0(\sin\varphi + \Delta_1(\varphi)); \quad (1)$$

$$U_c(\varphi) = U_0(\cos\varphi + \Delta_2(\varphi)), \quad (2)$$

где U_0 — амплитуда сигналов; $\Delta_{1,2}(\varphi)$ — относительные величины паразитных аддитивных искажений синусного, косинусного сигналов; $a_{1,2j}, b_{1,2j}$ — относительные амплитуды синусной и косинусной j -х гармонических составляющих искажений $\Delta_{1,2}(\varphi)$; k — максимальный номер значимых высших гармоник; $\varphi = N_n\alpha$ — пространственная фаза сигналов СКП;

$$\Delta_1(\varphi) = \sum_{j=0}^k (a_{1j}\sin j\varphi + b_{1j}\cos j\varphi); \quad (3)$$

$$\Delta_2(\varphi) = \sum_{j=0}^k (a_{2j}\sin j\varphi + b_{2j}\cos j\varphi). \quad (4)$$

Оценка ψ пространственной фазы φ сигналов СКП находится путем решения уравнения фазовращателя

$$U_s(\varphi)\cos\psi - U_c(\varphi)\sin\psi = 0. \quad (5)$$

При наличии искажений $\Delta_{1,2}(\varphi)$ погрешность определения фазы

$$\Delta\varphi = \psi - \varphi \quad (6)$$

определяется согласно выражению $\Delta\varphi = \arcsin(\Delta_1(\varphi)\cos\psi - \Delta_2(\varphi)\sin\psi)$ или в первом приближении, полагая $\psi \approx \varphi$,

$$\Delta\varphi(\psi) \approx \Delta_1(\psi)\cos\psi - \Delta_2(\psi)\sin\psi. \quad (7)$$

Поставим задачу коррекции погрешности $\Delta\varphi$ следующим образом. Пусть даны модель сигналов СКП (1)–(4) и алгоритм (5) преобразования фазы $\varphi \rightarrow \psi$. Требуется путем обработки множества отсчетов $\{U_s(\psi_i), U_c(\psi_i)\}$ на периоде синусно-косинусных сигналов (где $i = \overline{1, N}$, $N \leq N_A$, N_A — число уровней квантования АЦП пространственной фазы (АЦПФ)) определить параметры $\{a_{1j}, b_{1j}, a_{2j}, b_{2j}\}$ искажений (3), (4) и скорректировать вызываемую ими погрешность СКП.

Анализ метода

для случая несинусоидальных сигналов

Для решения поставленной задачи найдем зависимости $\Delta\varphi$, U_s и U_c в функции ψ .

Подставляя в (7) выражения (3), (4), в первом приближении после необходимых преобразований получим

$$\Delta\varphi(\psi) \approx B_0 + \sum_{j=1}^{k+1} (A_j\sin j\psi + B_j\cos j\psi), \quad (8)$$

где коэффициенты ряда Фурье A_j и B_j определяются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} B_0 &= 0,5(b_{11} - a_{21}); \\ A_1 &= 0,5(a_{12} + b_{22} - 2b_{20}), \\ B_1 &= 0,5(2b_{10} - a_{22} + b_{12}); \\ A_j &= 0,5(a_{1,j-1} - b_{2,j-1} + a_{1,j+1} + b_{2,j+1}), \\ B_j &= 0,5(a_{2,j-1} + b_{1,j-1} - a_{2,j+1} + b_{1,j+1}); \\ A_k &= 0,5(a_{1,k-1} - b_{2,k-1}), \\ B_k &= 0,5(a_{2,k-1} + b_{1,k-1}); \\ A_{k+1} &= 0,5(a_{1k} - b_{2k}), B_{k+1} = 0,5(a_{2k} + b_{1k}), \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $j = 2, \dots, k-1$.

Тогда, согласно (1)–(4), (6) и (8), выражения для сигналов $U_s(\psi)$ и $U_c(\psi)$ примут вид

$$\bar{U}_s(\psi) \approx B_{10} + \sum_{j=1}^{k+2} (A_{1j}\sin j\psi + B_{1j}\cos j\psi); \quad (10)$$

$$\bar{U}_c(\psi) \approx B_{20} + \sum_{j=1}^{k+2} (A_{2j}\sin j\psi + B_{2j}\cos j\psi), \quad (11)$$

где значения A_{1j} , B_{1j} , A_{2j} , B_{2j} определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= 1 + 0,25(3a_{11} + b_{21} - b_{23} - a_{13}); \\ A_{12} &= 0,25(2b_{20} + 2a_{12} - b_{24} - a_{14}); \\ A_{1j} &= 0,25(b_{2,j-2} - a_{1,j-2} + 2a_{1j} - b_{2,j+2} - a_{1,j+2}); \\ A_{1,k-1} &= 0,25(b_{2,k-3} - a_{1,k-3} + 2a_{1,k-1}); \\ A_{1k} &= 0,25(b_{2,k-2} - a_{1,k-2} + 2a_{1k}); \\ A_{1,k+1} &= 0,25(b_{2,k-1} - a_{1,k-1}); \\ A_{1,k+2} &= 0,25(b_{2k} - a_{1k}); \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

$$\left. \begin{aligned} B_{10}^* &= 0,25(2b_{10} + a_{22} - b_{12}); \\ B_{11}^* &= 0,25(a_{21} + b_{11} + a_{23} - b_{13}); \\ B_{12} &= 0,25(-2b_{10} + 2b_{12} + a_{24} - b_{14}); \\ B_{1j} &= 0,25(-a_{2,j-2} - b_{1,j-2} + 2b_{1j} + a_{2,j+2} - b_{1,j+2}); \\ B_{1,k-1} &= 0,25(-a_{2,k-3} - b_{1,k-3} + 2b_{1,k-1}); \\ B_{1k} &= 0,25(-a_{2,k-2} - b_{1,k-2} + 2b_{1k}); \\ B_{1,k+1} &= 0,25(-a_{2,k-1} - b_{1,k-1}); \\ B_{1,k+2} &= 0,25(-a_{2k} - b_{1k}); \end{aligned} \right\} (13)$$

$$\left. \begin{aligned} A_{21} &= 0,25(a_{21} + b_{11} + a_{23} - b_{13}); \\ A_{22} &= 0,25(2b_{10} + 2a_{22} + a_{24} - b_{14}); \\ A_{2j} &= 0,25(a_{2,j-2} + b_{1,j-2} + 2a_{2j} + a_{2,j+2} - b_{1,j+2}); \\ A_{2,k-1} &= 0,25(a_{2,k-3} + b_{1,k-3} + 2a_{2,k-1}); \\ A_{2k} &= 0,25(a_{2,k-2} + b_{1,k-2} + 2a_{2k}); \\ A_{2,k+1} &= 0,25(a_{2,k-1} + 2b_{1,k-1}); \\ A_{2,k+2} &= 0,25(a_{2k} + b_{1k}); \end{aligned} \right\} (14)$$

$$\left. \begin{aligned} B_{20} &= 0,25(2b_{20} + a_{12} + b_{22}); \\ B_{21} &= 1 + 0,25(3b_{21} + a_{11} + b_{23} + a_{13}); \\ B_{22} &= 0,25(2b_{20} + 2b_{22} + b_{24} + a_{14}); \\ B_{2j} &= 0,25(b_{2,j-2} - a_{1,j-2} + 2b_{2j} + b_{2,j+2} + a_{1,j+2}); \\ B_{2,k-1} &= 0,25(b_{2,k-3} - a_{1,k-3} + 2b_{2,k-1}); \\ B_{2k} &= 0,25(b_{2,k-2} - a_{1,k-2} + 2b_{2k}); \\ B_{2,k+1} &= 0,25(b_{2,k-1} - a_{1,k-1}); \\ B_{2,k+2} &= 0,25(b_{2k} - a_{1k}), \end{aligned} \right\} (15)$$

где $j = 3, \dots, k-2$; $\bar{U}_s = \frac{U_s}{U_0}$, $\bar{U}_c = \frac{U_c}{U_0}$.

Примечание. Значение * в (13) будет пояснено ниже.

Известные, т. е. определяемые путем дискретного преобразования Фурье (ДПФ) отсчетов функций $\bar{U}_{s,c}(\psi)$, коэффициенты $\{A_{1j}, B_{1j}, A_{2j}, B_{2j}\}$ согласно (12)—(15) линейно выражаются через неизвестные величины $\{a_{1j}, b_{1j}, a_{2j}, b_{2j}\}$.

Следовательно, выражения (12)—(15) образуют систему из $4k + 10$ линейных уравнений с $4k + 2$ неизвестными. Особенностью данной системы является то, что она имеет, по крайней мере, одно решение, соответствующее искомым истинным значениям неизвестных, т. е. совместна. Для того чтобы можно было решить систему, найдем ее максимальную линейно независимую подсистему. Нетрудно убедиться, что все уравнения (12)—(13) выражаются через уравнения (14)—(15), и наоборот, т. е. для дальнейшего рассмотрения достаточно оставить любую из подсистем. В дальнейшем для определенности будем рассматривать подсистему (12)—(13). Отметим, что линейную зависимость указанных подсистем можно установить и непосредственно из (5), из которого видно, что для каждого значения ψ величины U_s и U_c однозначно выражаются друг через друга.

Анализируя подсистему (12)—(13), можно установить, что все уравнения для $\{A_{1j}\}$ линейно независимы между собой и относительно уравнений для

подсистемы $\{B_{1j}\}$, которая содержит два линейно независимых уравнения. Исключим для определенности уравнения коэффициентов B_{10} и B_{11} (эти уравнения помечены звездочкой *). Тогда искомая максимальная линейно независимая подсистема уравнений будет иметь вид подсистемы (12)—(13) без исключенных из (13) уравнений, отмеченных звездочкой, которую в дальнейшем будем обозначать (12)—(13*). Данная подсистема содержит $2k + 3$ уравнений с $4k + 2$ неизвестными и при $k > 0$ имеет бесчисленное множество решений. Следовательно, решить поставленную задачу в общем случае невозможно.

Рассмотрим возможность доопределения исходной подсистемы дополнительными уравнениями для некоторых частных случаев.

Анализ случая одинаковых искажений

Спектры высших пространственных гармоник сигналов $\bar{U}_{s,c}(\psi)$ определяются параметрами соответствующих растровых сопряжений СКП.

Предположим, что параметры растровых сопряжений синусного и косинусного каналов СКП в первом приближении одинаковы (т. е. одинаковы геометрические параметры растров и источников излучения, а также их взаимное расположение). Тогда текущее значение j -й пространственной гармоники \bar{U}_{sj} сигнала $\bar{U}_s(\varphi)$ будет равно значению j -й пространственной гармоники \bar{U}_{cj} сигнала $\bar{U}_c(\varphi)$, взятого с запаздыванием по пространственной фазе на $0,5\pi$.

Представим функцию гармоники $\bar{U}_{cj}(\varphi)$ следующим образом:

$$\bar{U}_{cj}(\varphi) = a_j \cos(j\varphi + \varphi_j) = a_{2j} \sin j\varphi + b_{2j} \cos j\varphi, \quad (16)$$

где a_j, φ_j — амплитуда и фаза j -й пространственной гармоники $\bar{U}_c(\varphi)$, $j = \overline{2, k}$; $a_{2j} = -a_j \sin \varphi_j$, $b_{2j} = a_j \cos \varphi_j$. Тогда функция $\bar{U}_{sj}(\varphi)$ примет вид:

$$\bar{U}_{sj}(\varphi) = \bar{U}_{cj}(\varphi - 0,5\pi) = a_{1j} \sin j\varphi + b_{1j} \cos j\varphi, \quad (17)$$

где $a_{1j} = -a_j \sin(\varphi_j - 0,5j\pi)$, $b_{1j} = a_j \cos(\varphi_j - 0,5j\pi)$.

Выразив коэффициенты a_{2j} и b_{2j} через a_{1j} и b_{1j} , будем иметь

$$a_{2j} = \begin{cases} a_{1j}, & \text{если } j = 4i; \\ -b_{1j}, & \text{если } j = 4i + 1; \\ -a_{1j}, & \text{если } j = 4i + 2; \\ b_{1j}, & \text{если } j = 4i + 3; \end{cases} \quad b_{2j} = \begin{cases} b_{1j}, & \text{если } j = 4i; \\ a_{1j}, & \text{если } j = 4i + 1; \\ -b_{1j}, & \text{если } j = 4i + 2; \\ -a_{1j}, & \text{если } j = 4i + 3; \end{cases} \quad (18)$$

где i — целое неотрицательное число, $j = \overline{2, k}$.

Выражения (18) позволяют сократить число неизвестных в (12)—(13*) на $2k - 2$, а если учесть, что переменные a_{21} и b_{11} входят только в виде суммы

$$c_1 = a_{21} + b_{11}, \quad (19)$$

то, приняв ее за новую переменную, их число сократим еще на 1.

Замена переменных (19) не повлияет на возможность определения гармонических составляющих

погрешности $\Delta\varphi$, в которые также входит лишь комбинация вида c_1 (исключение составляет составляющая B_0 , которая физически неопределима). Следовательно, замены переменных (18)—(19) позволяют сделать одинаковыми число неизвестных и число уравнений и делают возможным существование единственного решения доопределенной системы (12)—(13*). Однако для этого необходимо, чтобы все уравнения системы после замены переменных остались линейно независимыми.

Для проверки этого выполним подстановки (18)—(19) в уравнения (12)—(13*), положив, без ущерба для общности,

$$k = 4m + 1, \quad (20)$$

где m — неотрицательное целое число. Новая система уравнений (так же, как и исходная) содержит две независимых подсистемы, одна из которых содержит неизвестные только с четными номерами, а другая — с нечетными. Решая подсистему с четными номерами, получим единственное решение

$$\left. \begin{aligned} a_{1,k-1} &= -2A_{1,k+1} - 2B_{1,k+1}; \\ b_{1,k-1} &= 2A_{1,k+1} - 2B_{1,k+1}; \\ a_{1,k-3} &= a_{1,k-1} - b_{1,k-1} + 2B_{1,k-1} - 2A_{1,k-1}; \\ b_{1,k-3} &= b_{1,k-1} + a_{1,k-1} - 2B_{1,k-1} - 2A_{1,k-1}; \\ a_{1,4i} &= b_{1,4i+2} + a_{1,4i+2} - b_{1,4i+4} - \\ &- 2B_{1,4i+2} - 2A_{1,4i+2}, \quad i = \overline{[0,25(k-4)], 1}; \\ b_{1,4i} &= b_{1,4i+2} - a_{1,4i+2} + a_{1,4i+4} - \\ &- 2B_{1,4i+2} + 2A_{1,4i+2}, \quad i = \overline{[0,25(k-4)], 1}; \\ a_{1,4i-2} &= a_{1,4i} - b_{1,4i} + b_{1,4i+2} + 2B_{1,4i} - 2A_{1,4i}, \\ &i = \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ b_{1,4i-2} &= b_{1,4i} + a_{1,4i} - a_{1,4i+2} - 2B_{1,4i} - 2A_{1,4i}, \\ &i = \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ b_{10} &= b_{12} + 0,5(a_{14} - b_{14}) - 2B_{12}, \\ b_{20} &= -a_{12} + 0,5(a_{14} + b_{14}) + 2A_{12}, \end{aligned} \right\} (21)$$

где $[x]$ — целая часть от x .

Однако анализ подсистемы уравнений с нечетными номерами неизвестных показал, что в ней возникла линейная зависимость, имеющая вид

$$A_{1,4i+3} = -A_{1,4(i+1)+1}, \quad B_{1,4i+3} = -B_{1,4(i+1)+1},$$

где $i = \overline{1, [0,25(k-3)]}$. В силу этого нет однозначного решения данной подсистемы и, следовательно, системы в целом. Таким образом, задача компенсации погрешности и при ограничениях (18)—(19) для произвольного числа гармоник k неразрешима. Тем не менее, подсистема уравнений с нечетными номерами неизвестных может иметь единственное решение при наложении дополнительных ограничений на ее неизвестные. Данная подсистема позволяет определить только разности амплитуд высших гармонических составляющих вида $a_{1,4i-1} - a_{1,4i+1}$ и $b_{1,4i-1} - b_{1,4i+1}$, где $i = \overline{1, m}$, если $k = 4m + 1$, и $i = \overline{1, m-1}$, если $k = 4m, 4m-2$, а также амплитуды

a_{1j_m} и b_{1j_m} гармонических составляющих с наивысшими номерами $j_m = 4m - 1$, если $k = \{4m, 4m - 1\}$. Отсюда следует, что амплитуды высших нечетных гармоник могут быть определены только для номера j_m при определенных значениях k . Следовательно, весь спектр высших нечетных гармоник может быть определен тогда и только тогда, когда он состоит из единственной гармоники с номером $j_m = 3$, что возможно при $k \leq 4$. С учетом сказанного, подставляя (18)—(19) в уравнения (12)—(13*), получим систему уравнений при $k = 4$:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= 1 + 0,25(3a_{11} + b_{21}); \\ A_{12} &= 0,25(2a_{12} + 2b_{20} - b_{14} - a_{14}); \\ B_{12} &= 0,25(2b_{12} - 2b_{10} + a_{14} - b_{14}); \\ A_{13} &= 0,25(b_{21} - a_{11} + 2a_{13}); \quad B_{13} = 0,25(-c_1 + 2b_{13}); \\ A_{14} &= 0,25(-b_{12} - a_{12} + 2a_{14}); \\ B_{14} &= 0,25(a_{12} - b_{12} + 2b_{14}); \\ A_{15} &= -0,5a_{13}; \quad B_{15} = -0,5b_{13}; \\ A_{16} &= 0,25(b_{14} - a_{14}); \quad B_{16} = -0,25(a_{14} + b_{14}). \end{aligned} \right\}$$

Ее решение, найденное с использованием (21), имеет вид

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= A_{11} - 1 - A_{13} - A_{15}; \\ b_{21} &= A_{11} - 1 + 3(A_{13} + A_{15}); \\ a_{12} &= -2(2A_{16} + A_{14} - B_{14}); \\ b_{12} &= -2(A_{14} + B_{14} + 2B_{16}); \\ a_{13} &= -2A_{15}; \quad b_{13} = -2B_{15}; \\ a_{14} &= -2(B_{16} + A_{16}); \quad b_{14} = 2(A_{16} - B_{16}); \\ b_{10} &= -2(A_{14} + B_{14} + 2B_{16} + A_{16} + B_{12}); \\ c_1 &= -4(B_{13} + B_{15}); \\ b_{20} &= 2(A_{14} - B_{14} - B_{16} + 2A_{16} + A_{12}). \end{aligned} \right\} (22)$$

Подставляя значения из (22) в (9) с учетом (18)—(19), получим выражения для оценивания амплитуд гармоник погрешности:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= -2(A_{12} + A_{14} - 2B_{14} + 3A_{16} - 2B_{16}); \\ B_1 &= -2(B_{12} + 2A_{14} + B_{14} + 2A_{16} + 3B_{16}); \\ A_2 &= -2(A_{13} + A_{15}); \quad B_2 = -2(B_{13} + B_{15}); \\ A_3 &= -2(A_{14} + A_{16} + 2B_{16}); \\ B_3 &= -2(B_{14} - 2A_{16} + B_{16}); \\ A_4 &= -2A_{15}; \quad B_4 = -2B_{15}; \\ A_5 &= -2A_{16}; \quad B_5 = -2B_{16}. \end{aligned} \right\} (23)$$

Отсюда находим искомое значение пространственной фазы

$$\varphi = \psi - \Delta\varphi = \psi - \sum_{j=1}^{k+1} (A_j \sin j\psi + B_j \cos j\psi), \quad (24)$$

где $k \leq 4$. Таким образом, доказана возможность коррекции погрешности для случая одинаковых искажений сигналов СКП, если $k \leq 4$.

Коррекция (24) выполняется с ненулевой остаточной погрешностью, обусловленной неточным определением параметров искажений согласно (22) (они найдены в первом приближении) и неточно-

стью полученного в первом приближении выражения для оценки погрешности (7), которое используется для проведения коррекции и в которое, в конечном счете, подставляются параметры, найденные из (22).

Рассмотрим частные случаи случая одинаковых искажений.

Анализ случая двухфазного СКП

Постоянный фазовый сдвиг высших гармоник сигналов двухфазного СКП равен нулю $\varphi_j \approx 0$ [10], что выполняется и при неодинаковых параметрах растровых сопряжений и, следовательно, при неравных амплитудах $\overline{U}_{cj}(\varphi)$ и $\overline{U}_{sj}(\varphi)$. В этом случае имеем

$$\left. \begin{aligned} a_{2j} &= 0, j = \overline{2, k}; \\ a_{1,4i-2} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k+2)]}; \\ a_{1,4i} &= 0, i = \overline{1, [0,25k]}; \\ b_{1,4i-1} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k+1)]}; \\ b_{1,4i+1} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k-1)]}. \end{aligned} \right\} (25)$$

Выражения (25) позволяют сократить в исходной системе число неизвестных на $2k-2$, что с учетом (19) делает их число равным числу уравнений.

Выполнив подстановку (25) в уравнения (12)—(13*) и учитывая (19) и (20), находим, что подсистема с четными номерами неизвестных имеет следующее решение:

$$\left. \begin{aligned} b_{1,k-1} &= -4B_{1,k+1}; b_{2,k-1} = 4A_{1,k+1}; \\ b_{1,k-3} &= 2b_{1,k-1} - 4B_{1,k-1}; b_{2,k-3} = 4A_{1,k-1}; \\ b_{1,4i} &= 2b_{1,4i+2} - b_{1,4i+4} - 4B_{1,4i+2}, \\ i &= \overline{[0,25(k-4)], 1}; \\ b_{2,4i} &= b_{2,4i+4} + 4A_{1,4i+2}, i = \overline{[0,25(k-4)], 1}; \\ b_{1,4i-2} &= 2b_{1,4i} - b_{1,4i+2} - 4B_{1,4i}, \\ i &= \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ b_{2,4i-2} &= b_{2,4i+2} + 4A_{1,4i}, i = \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ b_{10} &= b_{12} - 0,5b_{14} - 2B_{12}, b_{20} = 0,5b_{24} + 2A_{12}. \end{aligned} \right\} (26)$$

Найти единственное решение подсистемы с нечетными номерами неизвестных невозможно, ибо при $k > 2$ число уравнений меньше числа неизвестных (некоторые уравнения выродились и стали равными нулю).

Вернувшись к ограничениям (18) для нечетных j при $k \leq 4$ и сохранив ограничение (25) для четных j , преобразуем систему уравнений (12)—(13*):

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= 1 + 0,25(3a_{11} + b_{21}); \\ A_{12} &= 0,25(2b_{20} - b_{24}); B_{12} = 0,25(2b_{12} - 2b_{10} - b_{14}); \\ A_{13} &= 0,25(b_{21} - a_{11} + 2a_{13}); \\ B_{13} &= 0,25(-c_1 + 2b_{13}); \\ A_{14} &= 0,25b_{22}; B_{14} = 0,25(-b_{12} + 2b_{14}); \\ A_{15} &= -0,5a_{13}; B_{15} = -0,5b_{13}; \\ A_{16} &= 0,25b_{24}; B_{16} = -0,25b_{14}. \end{aligned} \right\} (27)$$

Воспользовавшись уравнениями (22) для определения неизвестных с нечетными номерами и (26) — для неизвестных с четными номерами и разрешив (27), получим:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= A_{11} - 1 - A_{13} - A_{15}; a_{13} = -2A_{15}, b_{13} = -2B_{15}; \\ b_{10} &= -2(B_{12} + 2B_{14} + 3B_{16}); b_{20} = 2(A_{12} + A_{16}); \\ b_{21} &= A_{11} - 1 + 3(A_{13} + A_{15}); b_{12} = -4(B_{14} + 2B_{16}); \\ b_{22} &= 4A_{14}; b_{14} = -4B_{16}; b_{24} = 4A_{16}, \\ c_1 &= -4(B_{13} + B_{15}). \end{aligned} \right\} (28)$$

Подставляя значения из (28) в (9) с учетом ограничений, породивших систему уравнений (27), а также с учетом (19), получим выражения для оценивания амплитуд гармоник погрешности двухфазного СКП:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= -2(A_{12} - A_{14} + A_{16}); \\ B_1 &= -2(B_{12} + 3B_{14} + 5B_{16}); \\ A_2 &= -2(A_{13} + A_{15}); B_2 = -2(B_{13} + B_{15}); \\ A_3 &= -2(A_{14} - A_{16}); B_3 = -2(B_{14} + 3B_{16}); \\ A_4 &= -2A_{15}; B_4 = -2B_{15}; \\ A_5 &= -2A_{16}; B_5 = -2B_{16}. \end{aligned} \right\} (29)$$

Анализ случая четырехфазного СКП

Для четырехфазного СКП [11] в первом приближении выполняются равенства

$$\left. \begin{aligned} b_{1j} &= 0, j = \overline{2, k}; \\ b_{2,4i-2} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k+2)]}; \\ b_{2,4i} &= 0, i = \overline{1, [0,25k]}; \\ a_{2,4i-1} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k+1)]}; \\ a_{2,4i+1} &= 0, i = \overline{1, [0,25(k-1)]}. \end{aligned} \right\} (30)$$

Выражения (30) с учетом (19) позволяют сократить в исходной системе число неизвестных на $2k-1$, что делает их число равным числу уравнений. Проведя подстановку (30) в уравнения (12)—(13*) с учетом (19) и (20) и решая подсистему с четными номерами неизвестных, находим

$$\left. \begin{aligned} a_{1,k-1} &= -4A_{1,k+1}; a_{2,k-1} = -4B_{1,k+1}; \\ a_{1,k-3} &= 2a_{1,k-1} - 4A_{1,k-1}; a_{2,k-3} = -4B_{1,k-1}; \\ a_{1,4i} &= 2a_{1,4i+2} - a_{1,4i+4} - 4A_{1,4i+2}, \\ i &= \overline{[0,25(k-4)], 1}; \\ a_{1,4i-2} &= 2a_{1,4i} - a_{1,4i+2} - 4A_{1,4i}, \\ i &= \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ a_{2,4i-2} &= a_{2,4i+2} - 4B_{1,4i}, i = \overline{[0,25(k-2)], 1}; \\ b_{10} &= 0,5a_{24} - 2B_{12}; b_{20} = -a_{12} + 0,5a_{14} + 2A_{12}. \end{aligned} \right\} (31)$$

Подсистема уравнений с нечетными номерами неизвестных полностью совпадает с такой же подсистемой для двухфазного СКП, а следовательно, не имеет единственного решения.

Вернемся к ограничениям (18) для нечетных j при условии $k \leq 4$, сохранив ограничение (30) для

четных j , и преобразуем, используя их, исходную систему:

$$\left. \begin{aligned} A_{11} &= 1 + 0,25(3a_{11} + b_{21}); \\ A_{12} &= 0,25(2a_{12} + 2b_{20} - a_{14}); \\ B_{12} &= 0,25(-2b_{10} + a_{24}); \\ A_{13} &= 0,25(b_{21} - a_{11} + 2a_{13}); \\ B_{13} &= 0,25(-c_1 + 2b_{13}); \\ A_{14} &= 0,25(-a_{12} + 2a_{14}); B_{14} = -0,25a_{22}; \\ A_{15} &= -0,5a_{13}; B_{15} = -0,5b_{13}; \\ A_{16} &= -0,25a_{14}; B_{16} = -0,25a_{24}. \end{aligned} \right\} (32)$$

Воспользовавшись уравнениями (22) для определения неизвестных с нечетными номерами и (31) — для неизвестных с четными номерами и разрешив систему (32), находим значения искажений:

$$\left. \begin{aligned} a_{11} &= A_{11} - 1 - A_{13} - A_{15}; \\ a_{12} &= -4(A_{14} + 2A_{16}); a_{22} = -4B_{14}; \\ a_{13} &= -2A_{15}; b_{13} = -2B_{15}; \\ a_{14} &= -4A_{16}; a_{24} = -4B_{16}; \\ b_{10} &= -2(B_{12} + B_{16}); b_{20} = 2(A_{12} + 2A_{14} + 3A_{16}); \\ b_{21} &= A_{11} - 1 + 3(A_{13} + A_{15}); c_1 = -4(B_{13} + B_{15}). \end{aligned} \right\} (33)$$

Подставляя найденные значения из (33) в (9) с учетом ограничений, породивших систему уравнений (32), получим выражения для оценивания амплитуд гармоник фазовой погрешности четырехфазного СКП:

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= -2(A_{12} + 3A_{14} + 5A_{16}); \\ B_1 &= -2(B_{12} - B_{14} + B_{16}); \\ A_2 &= -2(A_{13} + A_{15}); B_2 = -2(B_{13} + B_{15}); \\ A_3 &= -2(A_{14} + 3A_{16}); B_3 = -2(B_{14} - B_{16}); \\ A_4 &= -2A_{15}; B_4 = -2B_{15}; \\ A_5 &= -2A_{16}; B_5 = -2B_{16}. \end{aligned} \right\} (34)$$

Связь предложенного метода с известным методом

В известном методе [4] осуществляется коррекция составляющих погрешности $\Delta\varphi$ для частного случая $k = 1$ путем Фурье-анализа функции $U(\varphi)$ вида

$$U(\varphi) = U_s^2(\varphi) + U_c^2(\varphi), \quad (35)$$

а также сделана попытка обобщения на случай $k > 1$.

Рассмотрим потенциальные возможности метода для случая $k > 1$ и сравним его с предложенным методом коррекции (путем Фурье-анализа сигнала $U_s(\varphi)$ или $U_c(\varphi)$). Для этого, полагая $U(\psi) \approx U(\varphi)$, представим (35) на основании (1)—(4) в первом приближении в виде

$$\begin{aligned} U(\varphi) &\approx U_0^2(1 + 2\Delta_1(\psi)\sin\psi + 2\Delta_2(\psi)\cos\psi) = \\ &= U_0^2\left(1 + \sum_{j=0}^k ((a_{2j} + b_{1j})\sin(j+1)\psi + \right. \\ &+ (a_{2j} - b_{1j})\sin(j-1)\psi + (b_{2j} - a_{1j})\cos(j+1)\psi + \\ &\left. + (b_{2j} + a_{1j})\cos(j-1)\psi\right). \end{aligned} \quad (36)$$

Группируя в (36) синусные и косинусные члены, соответствующие одинаковым номерам гармоник, представим нормированную величину $\bar{U}(\psi)$ в виде ряда Фурье

$$\bar{U}(\psi) = \frac{U(\psi)}{U_0^2} = B_{A0} + \sum_{j=0}^k (A_{Aj}\sin j\psi + B_{Aj}\cos j\psi),$$

где значения коэффициентов Фурье определяются уравнениями

$$\left. \begin{aligned} B_{A0} &= 1 + b_{21} + a_{11}; \\ A_{A1} &= 2b_{10} + a_{22} - b_{12}; B_{A1} = 2b_{20} + b_{22} + a_{12}; \\ A_{Aj} &= a_{2,j-1} + b_{1,j-1} + a_{2,j+1} - b_{1,j+1}; \\ B_{Aj} &= b_{2,j-1} - a_{1,j-1} + b_{2,j+1} + a_{1,j+1}; \\ A_{Ak} &= a_{2,k+1} + b_{1,k-1}; B_{Ak} = b_{2,k-1} - a_{1,k-1}; \\ A_{A,k+1} &= a_{2k} + b_{1k}; B_{A,k+1} = b_{2k} - a_{1k}, \end{aligned} \right\} (37)$$

где $j = \overline{2, k-1}$.

Анализируя системы уравнений (12)—(13*) и (37), нетрудно убедиться, что они эквивалентны. Поэтому система (37) может быть применена вместо исходной во всех вышерассмотренных случаях решения задачи коррекции.

Итак, проведенный анализ показал, что возможности решения задачи коррекции погрешности спектральным методом с использованием ДПФ отсчетов сигнала $U(\psi)$ совпадают с возможностями решения при использовании отсчетов непосредственно сигналов СКП.

Таким образом, выполнен анализ спектрального метода коррекции погрешности СКП и на его основе разработаны алгоритмы, заключающиеся в получении набора равномерно распределенных по периоду в функции ψ отсчетов синусного сигнала, их спектральном анализе и вычислении поправки к измеренному значению ψ [12, 13].

Анализ погрешности и эффективности предложенного метода

Оценим методическую погрешность коррекции, обусловленной приближенной оценкой $\Delta\varphi$ и \bar{U}_s без учета величин второго и высших порядков малости (здесь предполагается, что коррекция выполняется решением уравнения (5), не вносящим дополнительной погрешности).

Повторяя выкладки по выводу выражения (10) с учетом вторых порядков малости и используя выражение погрешности определения фазы во втором приближении $\Delta\varphi_2(\psi) = \Delta\varphi(\psi)(1 + \Delta'_2(\psi)\sin\psi - \Delta'_1(\psi)\cos\psi)$, найдем уточненное выражение для величины \bar{U}_s в виде

$$\begin{aligned} \bar{U}_{s2}(\psi) &= \bar{U}_s(\psi) + \Delta\bar{U}_s(\psi), \\ \Delta\bar{U}_s(\psi) &= -0,5\Delta\varphi(\psi)(\Delta\varphi(\psi)\sin\psi + \\ &+ \Delta'_2(\psi)\sin 2\psi - \Delta'_1(\psi)\cos 2\psi + \Delta'_1(\psi)), \end{aligned} \quad (38)$$

где $\Delta\varphi(\psi)$ — оценка погрешности в первом приближении согласно (8); $\bar{U}_s(\psi)$, $\bar{U}_{s2}(\psi)$ — оценки относительной величины синусного сигнала в функции ψ в первом и во втором приближении соответственно; $\Delta\bar{U}_s(\psi)$ — уточняющая добавка второго порядка малости; $\Delta'_1(\psi)$, $\Delta'_2(\psi)$ — значения производных искажений Δ_1 , Δ_2 в точке $\varphi = \psi$.

Добавка $\Delta\bar{U}_s(\psi)$, будучи подвергнута ДПФ вместе с "идеальной" составляющей $\bar{U}_s(\psi)$, даст отклонения ΔA_s , ΔB_s амплитуд составляющих корректирующего гармонического ряда (24). В результате методическая погрешность коррекции составит

$$\Delta\varphi_M = - \sum_{j=1}^5 (\Delta A_j \sin j\psi + \Delta B_j \cos j\psi). \quad (39)$$

Оценка $\Delta\varphi_M$ по выражению (39) допустима, поскольку погрешность оценки имеет порядок малости не ниже третьего.

Проведем расчет $\Delta\varphi_M$ для случая ограничений (18), полагая для упрощения выкладок $a_{14} = b_{14} = 0$, и проведения ДПФ не менее чем по 16 точкам с тем, чтобы паразитные гармонические составляющие с номерами от седьмой до девятой не исказили выделяемые гармонические составляющие (с номерами до шестой включительно). Для оценки $\Delta\varphi_M$ зададимся усредненным набором искажений в зависимости от качества СКП, полагая, что относительные величины неравенства амплитуд, постоянных составляющих и неортогональности фаз примерно одинаковы по модулю, четные пространственные гармоники синусно-косинусных сигналов, троекратно подавленные в СКП, имеют пренебрежимо малые величины, третья гармоника представлена коэффициентом a_{13} , а коэффициент b_{13} пренебрежимо мал. Относительный ее уровень примем равным по модулю вышеперечисленным составляющим и также зависящим от качества СКП.

В результате получим следующие значения искажений:

$$\begin{aligned} b_{10} = b_{20} = a_{11} = -b_{21} = a_{21} = -a_{13} = a; \\ a_{12} = b_{12} = b_{13} = 0, \end{aligned} \quad (40)$$

где a — относительная величина обобщенного искажения, определяемая уровнем конструктивного и технологического качества СКП.

Принимая для определенности $a > 0$, знак a_{13} выбран согласно [10, 11], а знаки остальных искажений приняты обеспечивающими максимизацию функции погрешности $\Delta\varphi(\psi)$. В самом деле, максимальная оценка для $\Delta\varphi$ по сумме модулей амплитуд гармонических составляющих равна

$$|\Delta\varphi|_{\max} = (1 + 2\sqrt{2})a, \quad (41)$$

а при распределении знаков согласно (40) достигается значение $|\Delta\varphi|_{\max} = 3,72a$ при $\psi = 1,96$, что всего на 3 % меньше величины по (41).

На основании (40) получены следующие оценки паразитных гармонических составляющих ΔA_s и ΔB_s :

$$\begin{aligned} \Delta A_1 = -8a^2, \Delta B_1 = 10a^2; \Delta A_2 = -5a^2; \Delta B_2 = 0,5a^2; \\ \Delta A_3 = 8a^2; \Delta B_3 = 6a^2; \Delta A_4 = -2,5a^2; \Delta B_4 = -4a^2; \\ \Delta A_5 = -2a^2; \Delta B_5 = 2a^2. \end{aligned} \quad (42)$$

Максимальная методическая погрешность может быть определена на основании (39) по формуле

$$|\Delta\varphi_M|_{\max} = \sum_{j=1}^5 \sqrt{\Delta A_j^2 + \Delta B_j^2}. \quad (43)$$

Согласно (42), (43) имеем $|\Delta\varphi|_{\max} \approx 35,3a^2$, или с учетом (41)

$$|\Delta\varphi_M|_{\max} \approx 2,4|\Delta\varphi|_{\max}^2. \quad (44)$$

Значение (44) позволяет определить границу применимости метода коррекции по величине $\Delta\varphi$ исходя из требования повышения точности после применения коррекции, задаваемого неравенством $|\Delta\varphi_M|_{\max} < |\Delta\varphi|_{\max}$, откуда получаем

$$|\Delta\varphi|_{\max} < 0,4. \quad (45)$$

Эффективность применения описанного метода может быть выражена коэффициентом подавления погрешности K_{Π} , равным

$$K_{\Pi} = \frac{|\Delta\varphi|_{\max}}{|\Delta\varphi_M|_{\max}} = \frac{1}{2,4|\Delta\varphi|_{\max}}.$$

Проведенное исследование показывает, что метод эффективен при любых реальных значениях исходной погрешности СКП, поскольку граница (45) на практике не достигается, а эффективность подавления погрешности возрастает с уменьшением исходной погрешности СКП. Детальная оценка методической погрешности для любых наборов искажений сигналов возможна на основе (39) и выражений для ΔA_s и ΔB_s .

Оценим погрешность коррекции, обусловленную погрешностью квантования АЦП, формирующего код сигнала \bar{U}_s .

Предположим, что относительные погрешности отсчетов $\Delta\bar{U}_{si}$ (i — номер отсчета на периоде U_s) являются независимыми случайными величинами, распределенными по равномерному закону в пределах кванта с дисперсией $D = \frac{q^2}{12}$, где q — шаг квантования АЦП, отнесенный к амплитуде сигнала U_s . Тогда дисперсия $D_{A_{1k}}$ и $D_{B_{1k}}$ амплитуд A_{1k} и B_{1k} гармонических составляющих, выделяемых из сигнала \bar{U}_s путем дискретного преобразования

Фурье N отсчетов на периоде синусного сигнала СКП, составят

$$D_{A_{1k}} = \frac{4}{N^2} \sum_{i=1}^N D \sin^2 \frac{2\pi k}{N} (i-1);$$

$$D_{B_{1k}} = \frac{4}{N^2} \sum_{i=1}^N D \cos^2 \frac{2\pi k}{N} (i-1), \quad (46)$$

где k — номер гармоник, $k = \overline{1, 6}$. Отсюда находим

$$D_{A_{1k}} = D_{B_{1k}} = D_A = \frac{2}{N} D. \quad (47)$$

Тогда дисперсия скорректированного значения (24) с учетом (23) составит

$$D_\varphi = 4D_A(29 + 16\sin 2\psi + 4\cos 2\psi + 4\sin 4\psi + 6\cos 4\psi).$$

Определив максимум D_φ по ψ , получим $D_{\varphi m} \approx 189D_A$, или, принимая во внимание (47),

$$\sigma_{\varphi m} = \sqrt{D_{\varphi m}} \approx 19 \frac{\sigma}{\sqrt{N}}, \text{ где } \sigma = \sqrt{D}. \text{ Преобразовав } \sigma_{\varphi m}$$

с учетом $D = \frac{q^2}{12}$, для $N = 16$ окончательно имеем $\sigma_{\varphi m} \approx 4,8\sigma \approx 1,4q$.

Отсюда находим, что погрешность, вызванная квантованием, с вероятностью 0,9 не превзойдет по абсолютной величине значение [14]

$$\Delta\varphi_{\text{КВ}} = 1,6\sigma_{\varphi m} = 2,2q. \quad (48)$$

Полученное выражение позволяет назначить требования к выбору параметров АЦП. Величина q может быть представлена соотношением $q = \frac{\Delta U_{\text{КВ}}}{U_0}$,

где $\Delta U_{\text{КВ}}$ — шаг квантования АЦП, U_0 — амплитуда сигнала СКП.

Полагая $\Delta U_{\text{КВ}} = 2^{-n}U_d$, где U_d — диапазон преобразуемых АЦП напряжений, имеем $q = 2^{-n} \frac{U_d}{U_0}$. Поскольку в U_d должен укладываться размах сигнала СКП, и, следовательно, должно выполняться соотношение $U_d \geq 2U_0$, находим, что относительная величина шага квантования должна составлять $q = 2^{1-n}$.

Подставляя полученное значение в (48), окончательно получаем следующее представление для оценивания погрешности, обусловленной квантованием:

$$\Delta\varphi_{\text{КВ}} = 4,4 \cdot 2^{-n}.$$

Отсюда находим, что оценка суммарной погрешности коррекции, учитывающая методическую и случайную составляющие, имеет вид

$$\Delta\varphi_\Sigma = 2,4|\Delta\varphi|_{\text{max}}^2 + 4,4 \cdot 2^{-n},$$

а коэффициент подавления погрешности СКП равен

$$K_\Pi = \frac{|\Delta\varphi|_{\text{max}}}{\Delta\varphi_\Sigma} = \frac{|\Delta\varphi|_{\text{max}}}{2,4|\Delta\varphi|_{\text{max}}^2 + 4,4 \cdot 2^{-n}}.$$

Зависимость коэффициента K_Π от $|\Delta\varphi|_{\text{max}}$ и n (рис. 1) показывает, что для эффективного подавления погрешности СКП, лежащей в диапазоне 0,02...0,1 [4–6], достаточно использовать 10...12-рядный АЦП, что обеспечивает снижение погрешности в 4...10 раз. Снижение коэффициента подавления в зоне малых погрешностей обусловлено погрешностью квантования АЦП и может быть устранено соответствующим его выбором, а в зоне больших значений определяется методической погрешностью коррекции. Поэтому дальнейшее совершенствование метода связано с поиском возможности снижения методической погрешности.

Оценим влияние неучтенных составляющих (отклонений наборов высших пространственных гармоник сигналов от предполагаемой модели).

Пусть указанные составляющие (отнесенные к амплитуде первой гармоники) представлены независимыми центрированными случайными величинами $\tilde{\Delta}_s$ и $\tilde{\Delta}_c$ с дисперсией D_Δ .

Тогда согласно уравнению фазовращателя отклонение $\Delta \bar{U}_s$ отсчетов сигнала \bar{U}_s , вызванное данными составляющими, в первом приближении составит величину $\Delta \bar{U}_s = 0,5(\tilde{\Delta}_s(1 - \cos 2\psi) - \tilde{\Delta}_c \sin 2\psi)$, а дисперсия $\Delta \bar{U}_s$ будет равна $D_{\Delta U} = 0,5D_\Delta(1 - \cos 2\psi)$. Отсюда, используя выражение (46) с подстановкой $D = D_\Delta$ при $\psi = \frac{2\pi}{N}(i-1)$, получим, что

$$D_{A_{1k}} = D_{B_{1k}} = D_A = \frac{D_\Delta}{N}, \quad (49)$$

где $k = \overline{2, 6}$, $N > 14$.

Выразив D_A через D_Δ , находим, что среднеквадратическое отклонение скорректированной фазы φ , вызванное отклонением сигналов СКП от принятой модели, при $N = 16$ составит $\sigma_{\varphi m} \approx 3,4\sigma_\Delta$, где

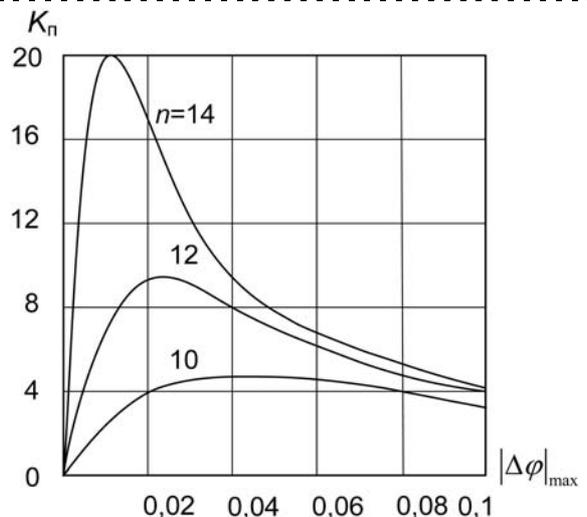


Рис. 1. Зависимость коэффициента подавления K_Π от погрешности СКП

$\sigma_{\Delta} = \sqrt{D_{\Delta}}$, и, следовательно, с вероятностью 0,9 величина дополнительной методической погрешности не превысит по модулю значения $\Delta\varphi_{MS} \approx 3,4\tilde{\Delta}_M$, где $\tilde{\Delta}_M$ — значение, которое с вероятностью 0,9 не превысит модуль относительного отклонения сигналов СКП от модели.

Полученные выражения позволяют не только определить величину дополнительной методической погрешности, но и сделать вывод, что применение для снятия отсчетов сигнала U_s того же АЦП, что используется и в АЦПФ (например, арктангенсного, реализованного цифровым способом), приводит к снижению в $\sqrt{2}$ раз погрешности $\Delta\varphi_{KB}$, что нетрудно установить, сравнив (47) и (49) при $D = D_{\Delta}$.

Таким образом, из рассмотренных видов погрешности неустранимой является методическая погрешность, которая обусловлена приближенным характером выражений.

Анализ структур устройств коррекции

Поскольку реализация спектрального метода связана с большим числом вычислений, структура устройства коррекции (рис. 2) близка к стандартной конфигурации систем сбора и цифровой обработки сигналов.

Работа устройства организуется с помощью прерываний Зпр1, ..., Зпр3, перечисленных в порядке приоритета. По запросу Зпр1, формируемому БУ посредством высокоточного малоразрядного АЦПФ в момент прохождения измеренного значения фазы ψ через одну из точек $\psi_i = \frac{2\pi}{N}(i-1)$, $i = \overline{1, N}$, в которой требуется отсчет синусного сигнала СКП, в ВУ инициируется программа ввода результата АЦ-преобразования П1 (N — число отсчетов \bar{U}_s на периоде). В момент окончания прохождения очередного полного периода сигналов СКП, когда значения отсчетов синусного сигнала полностью обновились, БУ формирует запрос Зпр2, по которому в ВУ запускается программа обработки П2. В результате ее выполнения формируются новые значения составляющих искажений синусно-косинус-

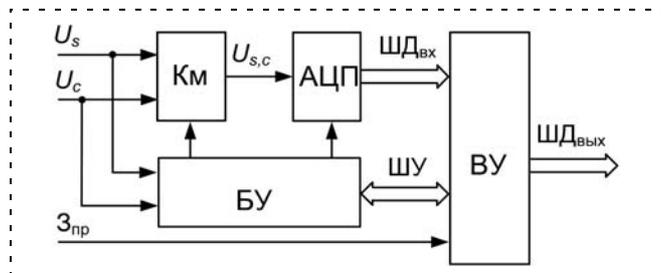


Рис. 2. Структура устройства коррекции спектральным методом: Км — аналоговый коммутатор; БУ — блок управления; ВУ — вычислительное устройство; ШУ, ШД_{вх} и ШД_{вых} — шины управления, входных и выходных данных; З_{пр} — запрос прерывания

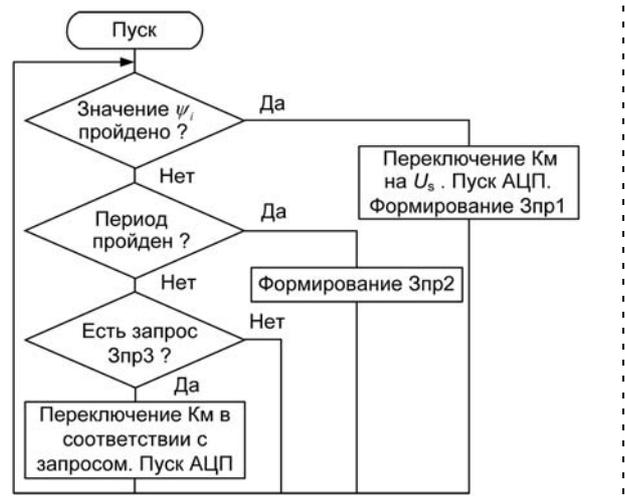


Рис. 3. Схема алгоритма работы блока управления БУ

ных сигналов, которые будут использоваться при коррекции.

По запросу Зпр3 от внешнего устройства запускается программа П3 коррекции и выдачи текущего скорректированного кода фазы φ . Алгоритм программы П3 реализует коррекцию непосредственным решением уравнения фазовращателя, что обеспечивает повышенную точность коррекции. В начале работы П3 осуществляется опрос $U_{s,c}$ и формирование на основе полученных отсчетов измеренного значения текущего кода фазы ψ (функция АЦПФ), который затем корректируется.

Схема алгоритма работы БУ в соответствии с приведенным описанием представлена на рис. 3.

В процессе выполнения программ П2, П3 осуществляется вызов подпрограммы ДПФ и подпрограммы решения уравнения фазовращателя R . Преобразование Фурье реализуется по любому известному алгоритму [15].

Вычисление составляющих искажений a_{1j} , b_{1j} и a_{2j} , b_{2j} в программе П2 осуществляется согласно системе уравнений (22), или (28), или (33).

Вычисление составляющих $\bar{U}_s(\varphi)$ и $\bar{U}_c(\varphi)$ в подпрограмме R проводится согласно выражениям (1)–(4). Время выполнения подпрограмм R и ДПФ (соответственно t_R и t_D), программ П1, ..., П3 (соответственно $t_{П1,2,3}$) может быть оценено по следующим соотношениям:

$$\begin{aligned} t_R &= p_m(8t_{s,c} + 18t_y + 21t_c); \quad t_D = 10t_y + 60t_c; \\ t_{П1} &= 12t_k; \quad t_{П2} = 20t_c + t_D = 80t_c + 10t_y; \\ t_{П3} &= 2t_{АЦП} + t_a + t_R + t_y, \end{aligned} \quad (50)$$

где p_m — число итераций; t_c и t_y — время выполнения операций типа сложения и умножения; $t_{s,c}$ — время выполнения стандартных подпрограмм вычисления тригонометрических функций (синуса и косинуса); t_a — время выполнения подпрограммы вычисления арктангенса; t_k — среднее время выполнения одной команды; $t_{АЦП}$ — время преобразования АЦП.

Приведенные соотношения даны для случая $N = 16$. Оценка времени t_d соответствует случаю применения 16-точечного БПФ-алгоритма Винограда [15]. Поскольку число итераций обычно не превосходит четырех [16], то, принимая $p_m = 4$, выражение для $t_{ПЗ}$ преобразуем к виду

$$t_{ПЗ} = 2t_{АЦП} + t_a + 32t_{s,c} + 73t_y + 84t_c.$$

При использовании ВУ, реализованного на основе микропроцессорного комплекта серии КР580, для которого $t_k \approx 5$ мкс, $t_y \approx 840$ мкс, $t_{s,c} \approx 65$ мс, $t_c \approx 54$ мкс (предполагается, что операции выполняются над двухбайтовыми операндами), $t_a \approx 1,5$ с, $t_{АЦП} \leq 20$ мкс, имеем $t_{П1} \approx 60$ мкс, $t_{П2} \approx 13$ мс и $t_{ПЗ} \approx 3,6$ с. Объем ПЗУ программ не превышает 3 Кбайт, а объем ОЗУ, необходимый для их выполнения, — не более 200 байт.

Указанные значения показывают, что реализация спектрального метода на универсальном вычислительном устройстве низкой производительности позволяет корректировать погрешность СКП только на низких и сверхнизких скоростях, поскольку частота сигналов СКП не должна превышать величины

$$f_{\max} = \frac{1 - f_{зпр} t_{ПЗ}}{16 t_{П1} + t_{П2}} \approx 72(1 - 3,6 f_{зпр}) \text{ Гц},$$

где $f_{зпр}$ — частота поступления запросов от потребителя.

Для обеспечения работоспособности преобразователя перемещений накапливающего типа с медленндействующим устройством коррекции на высоких скоростях перемещений он может быть снабжен дополнительным быстродействующим каналом преобразования, содержащим АЦПФ, формирователь импульсов единичных приращений и реверсивный счетчик импульсов. На высоких скоростях дополнительный канал обеспечивает формирование выходного кода без корректирующей поправки. На малых скоростях перемещения блок БУ осуществляет коррекцию кода, согласуя его с выходным кодом дополнительного канала. Другой возможностью повышения быстродействия является выполнение коррекции в технологическом режиме на малой скорости с занесением вычисленных параметров поправок в ПЗУ. Тогда в рабочем режиме коррекция выполняется простым обращением к ПЗУ по адресу, определяемому грубым отсчетом (т. е. номером текущего шага растра). Поправки могут периодически обновляться.

Как видно из (50), основным фактором снижения быстродействия устройства коррекции (см. рис. 2) является большое число обращений к подпрограмме вычисления тригонометрических функций и умножения.

Использование табличного задания функций [2], аппаратная реализация операции умножения и применение высокопроизводительных систем на базе микропроцессорных комплектов (например, типа КР1802, КМ1804[17]) с длительностью такта менее

0,2 мкс позволяют достичь $t_c \approx t_y \approx t_{s,c} \approx t_a \leq 1$ мкс. Тогда время выполнения программ в случае $t_{АЦП} \approx 10$ мкс составит $t_{П1} \approx 13$ мкс, $t_{П2} \approx 90$ мкс, $t_{ПЗ} \approx 210$ мкс, а максимально допустимая частота сигналов СКП будет равна

$$f_{\max} \approx 3,3 \cdot 10^3 (1 - 2,1 \cdot 10^{-4} f_{зпр}) \text{ Гц}.$$

Дальнейшее повышение быстродействия связано с распараллеливанием алгоритма, с применением многопроцессорных вычислительных систем, в том числе конвейерных, с перенесением части или всех операций алгоритма коррекции на ЭВМ верхнего уровня (потребителя информации).

Список литературы

1. Бесекерский В. А., Изранцев В. В. Системы автоматического управления с микро-ЭВМ. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит. 1987.
2. Домрачев В. Г., Матвеевский В. Р., Смирнов Ю. С. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: справоч. пособие. М.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Сафонов Л. Н. Измерители перемещений на основе разнополюсных датчиков // Измерительная техника. 1985. № 11. С. 12—13.
4. Асиновский Э. Н., Ахметжанов А. А., Габидулин М. А. и др. Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Под общ. ред. А. А. Ахметжанова. М.: Энергоатомиздат, 1986.
5. Габидулин М. А. Адаптивные методы повышения точности фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений // Мехатроника, автоматизация и управление (МАУ—2009). Матер. Международ. н.-т. конф. Таганрог: Изд. ТТИ ЮФУ, 2009. С. 232—236.
6. Габидулин М. А., Лейбович И. Д. Растровый СКП с адаптивной коррекцией // Координатно-чувствительные фотоприемники и оптико-электронные устройства на их основе. Сб. тез. докл. 5 Всесоюз. совещ. Барнаул: АлтПИ, 1989. Ч. II. С. 100—101.
7. Волнянский В. Н., Сафонов Л. Н. Преобразователи перемещений с самонастраивающимся корректором // Измерительная техника. 1984. № 6. С. 18.
8. Гаврилов А. А., Шумская Н. К. Компенсация фазовой погрешности фазовращателя методом измерения и преобразования амплитудной составляющей погрешности // Автоматизированные системы управления и обработки информации. Л.: ВНИИЭлектромаш, 1981. С. 43—52.
9. А. С. 1159162 (СССР). Способ преобразования угла поворота вала в код / Л. Н. Сафонов, В. Н. Волнянский // БИ. 1985. № 20.
10. Габидулин М. А., Лейбович И. Д. Расчет функции преобразования растрового датчика перемещений // Координатно-чувствительные фотоприемники и оптико-электронные устройства на их основе. Сб. тез. докл. 3 Всесоюз. совещ. Барнаул: АлтПИ, 1985. Ч. II. С. 32—33.
11. Габидулин М. А., Лейбович И. Д. Расчет функции преобразования четырехфазной считывающей системы растрового синусно-косинусного преобразователя угловых перемещений // Фотоэлектрические цифровые преобразователи угловых и линейных перемещений. Сб. тез. докл. Всесоюз. совещ.-семинара. Горис: АН АрмССР, 1988. С. 32—33.
12. А. С. 1686698 (СССР). Способ преобразования перемещения в код / М. А. Габидулин, И. Д. Лейбович // БИ. 1991. № 39.
13. Габидулин М. А., Лейбович И. Д. Исследование спектрального метода повышения точности фотоэлектрических ЦПУ абсолютно-накапливающего типа // Оптические сканирующие устройства и измерительные приборы на их основе. Сб. тез. докл. 5 Всесоюз. совещ. Барнаул: АлтПИ, 1990. Ч. II. С. 186—187.
14. Левшина Е. С., Новицкий П. В. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи: учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоатомиздат, 1983.
15. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1989.
16. Калиткин Н. Н. Численные методы. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1978.
17. Аверьянов Н. Н., Березенко А. И., Борщенко Ю. И. и др. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник, в 2 т. / Под ред. В. А. Шахнова. М.: Радио и связь, 1988. Т. 2.

УДК 621.9-114 + 004.383.4

Л. И. Мартинова, канд. техн. наук, доц.,

Г. М. Мартинов, д-р техн. наук, проф.,

МГТУ "Станкин"

book@ncsystems.ru

Организация межмодульного взаимодействия в распределенных системах ЧПУ. Модели и алгоритмы реализации*

Систематизированы требования к межмодульному обмену в системах ЧПУ с распределенной архитектурой. Обозначены места и определены функции коммуникационной среды. Исследованы модели проектов OSACA и OCEAN с применением стандартов COM, CORBA, MMS. Раскрыты некоторые аспекты создания математического обеспечения и выработаны рекомендации для построения распределенной системы ЧПУ с открытой модульной архитектурой.

Ключевые слова: ЧПУ, коммуникационная среда, COM, CORBA, MMS, распределенная архитектура, реальное время

Введение

Ключевая особенность современных распределенных систем числового программного управления — использование принципа открытой архитектуры, регламентирующего и стандартизирующего только описание принципа действия системы и ее конфигурации, что позволяет собирать ее из отдельных узлов и деталей, разработанных и изготовленных независимыми фирмами-производителями. В результате появляется возможность строить, модернизировать и расширять системы наиболее экономичным способом. Открытость архитектуры подразумевает, что любые новые протоколы передачи данных между системами и аппаратные решения базируются на общепринятых стандартах с опубликованными спецификациями, в то время как модули системы могут быть созданы на основе различных технических средств и могут функционировать на разных платформах.

Хотя мы обычно и имеем дело с закрытым математическим обеспечением для систем ЧПУ, но его организация поддается анализу, в связи с чем хотелось бы обратить внимание разработчиков на ряд интересных решений, которыми можно было бы

* Работа выполнена по Госконтракту № П901 от 26 мая 2010 г. на проведение НИР в рамках ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009–2013 годы.

воспользоваться в практике создания математического обеспечения ЧПУ. Другая цель заключается в информировании заинтересованной инженерной аудитории относительно реальной архитектуры систем ЧПУ, поступающих в нашу страну по импорту.

Модели открытой системы ЧПУ. Был предпринят ряд международных проектов *OMAC (Open Modular Architecture Controls)*, *OSAKA (European Open System Architecture for Controls within Automation Systems)*, *OSEC (Japan Open System Environment for Controller Architecture)* и *IROFA (Japan International Robotics and Factory Automation)*, которые в различной степени затрагивали проблемы распределенного компьютерного управления технологическими системами и ставили целью создание модели открытой системы ЧПУ. Несмотря на то, что конечная цель не была достигнута, результаты проектов можно считать достаточно успешным хотя бы потому, что появились многочисленные производители, которые практически приняли важные технические наработки [1].

В наиболее общем виде модель системы ЧПУ может быть представлена как многоуровневая виртуальная машина (рис. 1, см. третью сторону обложки).

В этой модели выделены:

- *уровень терминала* (интерфейс оператора, приложения) с машинным масштабом времени работы всех его компонентов;
- *уровень задач управления*, работающих в реальном времени;
- *уровень объектов управления на станке* (следающие приводы, электроавтоматика).

Каждому уровню такой машины могут быть сопоставлены свои модели. Достаточно полный комплекс таких моделей представлен на рис. 2.

В отличие от традиционного представления [2] виртуальной машины здесь разделены платформа и прикладная часть математического обеспечения. В прикладной части обозначены модели пользователя, модели приложений и модели услуг. Следует заметить, что международные проекты были нацелены именно на создание пополняемого резерва моделей прикладной части математического обеспечения.

Модели проекта OSACA. В архитектуре проекта *OSACA (Open Systems Architecture Controls within Automation Systems)*, архитектура открытых систем управления для автоматизации) был сделан акцент на разработке коммуникационной среды, поддерживающей взаимодействие прикладных модулей между собой и с системной платформой [3, 4]. Концепция проекта базировалась на положении, в соот-

ветствии с которым стандартизации подлежит лишь внешнее поведение прикладных модулей, поскольку заложенное в них технологическое "know-how" должно быть защищено, а разработчикам математического обеспечения должна быть предоставлена свобода программирования модулей в их собственной манере. Поэтому усилия авторов проекта были сосредоточены вокруг тщательного специфицирования прикладных интерфейсов *API (Application Programming Interface)* на стыке приложений и их инфраструктуры. Возможность использования практически любой платформы позволяет *OSACA*-приложениям выстраивать систему на базе одно- или двухкомпьютерного решения (рис. 3).

В системную платформу в *OSACA*-архитектуре интегрированы операционная система, коммуникационная среда и средства конфигурации, которые используются для построения топологии математического обеспечения из доступных модулей в целях достижения заданной функциональности. Доступ к системной платформе осуществляется через *API*. Интерфейс *API* должен допустить использование переносимых модулей, в том числе и от разных разработчиков.

В силу объектно-ориентированного построения математического обеспечения прикладные модули получили наименование архитектурных объектов *AO (Architectural Objects)*. Единственным средством информационного обмена между архитектурными объектами как в пределах одной вычислительной среды, так и за ее пределами в распределенной системе служит коммуникационная среда. Стандартные протоколы коммуникационной среды обеспечивают единообразные форматы данных и фиксированные наборы сообщений [5]. Система протоколов производна по отношению к базовой архитектуре открытых систем *OSI (Open Systems Interconnection)*. Она представлена двумя крупными уровнями (рис. 4, см. третью сторону обложки):

- уровнем транспорта сообщений *MTS (Message Transport System)*, эквивалентным четырем нижним слоям 1–4 архитектуры *OSI*;

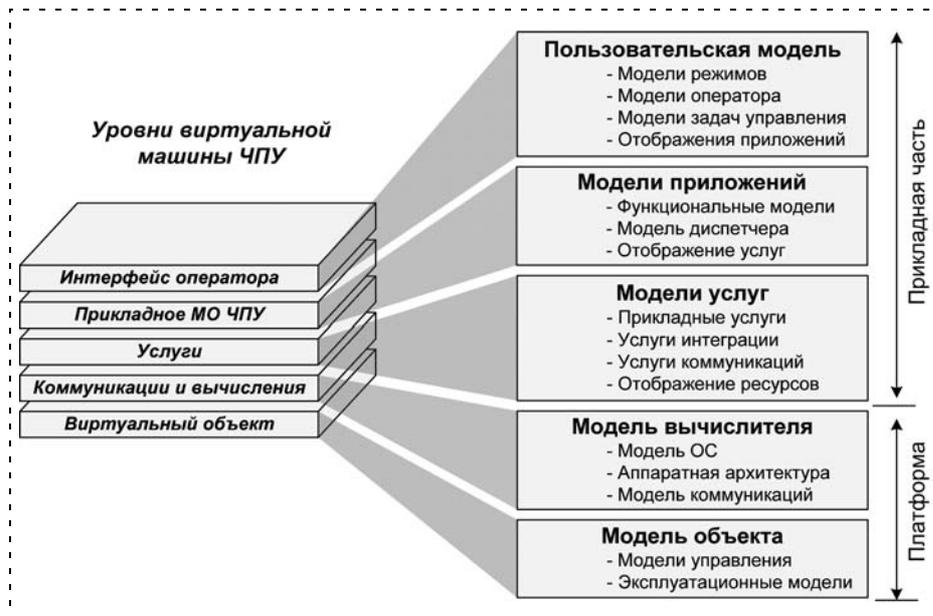


Рис. 2. Иерархический комплекс моделей системы ЧПУ

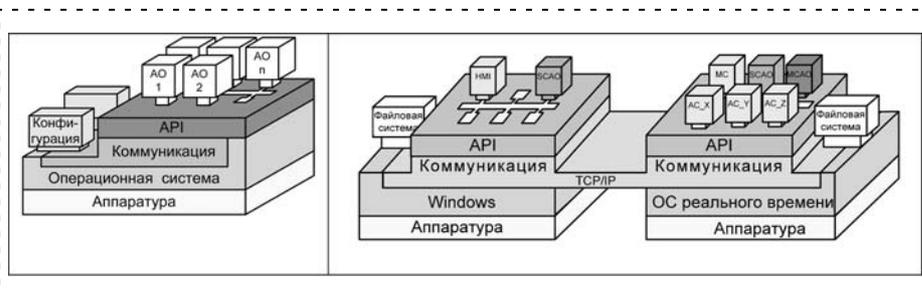


Рис. 3. Архитектура *OSACA*:

AO — *Architectural Object*, архитектурный объект; *HMI* — *Human Machine Interface*, интерфейс оператора; *MCAO* — *Master configuration AO*, ведущий конфигурационный архитектурный объект; *SCAO* — *Slave Configuration AO*, ведомый конфигурационный архитектурный объект

- уровнем прикладного сервиса *ASS (Application Services System)*, эквивалентным трем верхним слоям 5–7 архитектуры *OSI*.

Уровень *MTS* предлагает сервис транспорта произвольных сообщений, с предварительной установкой соединения, между архитектурными объектами *AO*. Этот уровень может быть адаптирован к любым существующим механизмам обмена информацией (рис. 5, см. третью сторону обложки).

Уровень *ASS* имеет дело с прикладным протоколом, выстроенным на основе клиент-серверных отношений с использованием объектно-ориентированного подхода. В серверном архитектурном объекте любая информация, данные или услуги, которые доступны извне, привязаны к коммуникационному объекту *CO (Communication Object)*. С точки зрения клиента, сервер представляет собой набор коммуникационных объектов, доступных для передачи и получения сообщений с помощью услуг уровня *ASS* (рис. 6). Архитектурные объекты могут совмещать функции клиента и сервера.

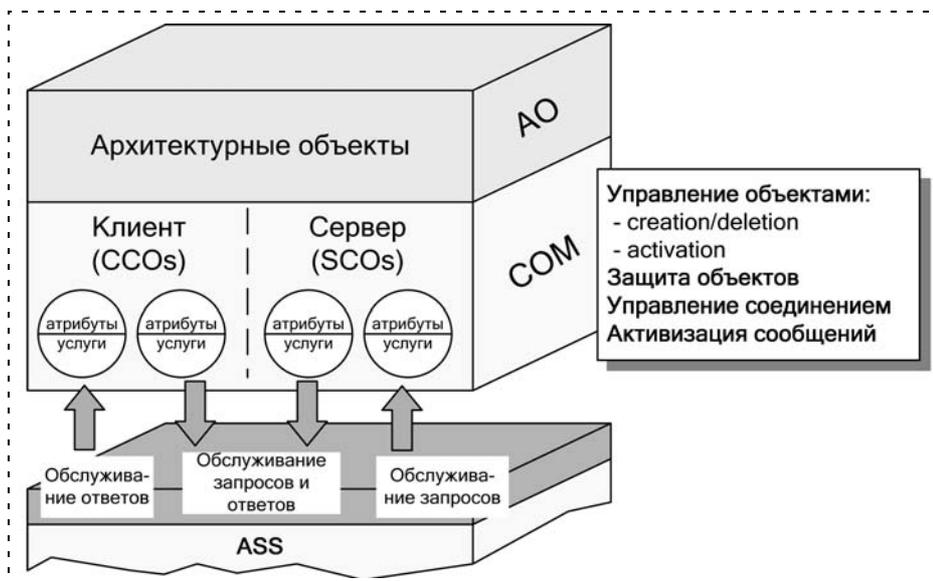


Рис. 6. Интерфейс коммуникационного объекта, совмещающий функции клиента и сервера

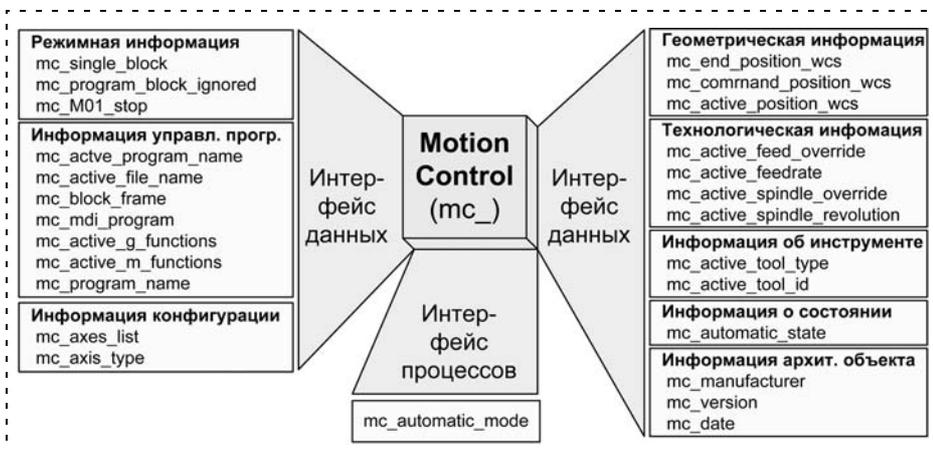


Рис. 7. Диаграмма коммуникационных объектов в интерфейсе ядра системы ЧПУ

Существует фиксированный набор классов коммуникационных объектов, наиболее важными из которых являются класс переменной (*variable*) для записи и чтения данных и класс процесса (*process*) для переключения состояний в конечных автоматах. Дополнительный класс события (*event*) служит для передачи инициативных событий и сообщений. Эти коммуникационные объекты создаются в каждом архитектурном объекте и регистрируются в менеджере коммуникационных объектов *COM* (*Communication Object Manager*), который взаимодействует с уровнем *ASS*. Один серверный коммуникационный объект *SCO* одновременно доступен различным клиентским коммуникационным объектам *CCO*.

Разделение транспортных и прикладных услуг позволяет разработчику математического обеспечения ЧПУ полностью сосредоточиться на решении специфических задач управления.

Выделяют пять типов архитектурных объектов, соответствующих основным задачам управления:

- интерфейс оператора, или терминальная задача, *MMC* (*Man Machine Control*);
- управление автоматикой, или логическая задача, *LC* (*Logic Control*);
- ядро ЧПУ, или геометрическая задача, *MC* (*Motion Control*);
- управление следящими приводами *AC* (*Axis Control*);
- управление рабочим процессом, или технологическая задача, *PC* (*Process Control*).

На рис. 7 представлен структурированный набор коммуникационных объектов, определенных для архитектурного объекта "Ядро ЧПУ".

Коммуникационная среда с использованием архитектуры *CORBA*. В сложных распределенных программных системах управления достаточно широкое распространение получила "архитектура брокеров объектных запросов" *CORBA* (*Common Object Request Broker Architecture*) [6].

Для доставки сообщения от клиента к серверу и получения ответных результатов необходим системный компонент, отвечающий за выполнение подобных функций. В архитектуре *CORBA* такой компонент называется брокером объектных запросов *ORB*

(*Object Request Broker*), в функции которого, в том числе, входит передача данных в машинно-независимом формате от клиента серверу и от сервера клиенту. Кроме того, *ORB* отвечает за правильное указание сетевого адреса объекта-сервера. В архитектуре *CORBA* каждой объектной реализации сопоставлена уникальная объектная ссылка *object reference*, которая используется клиентом для указания брокеру *ORB*. Простейшие схемы взаимодействия брокеров *ORB* (*Object Request Broker*) показаны на рис. 8.

Важнейшими понятиями являются *Skeleton*, *Stub* и язык описания интерфейсов *IDL* (*Interface Definition Language*), который определяет интерфейсы объектов независимо от способа и языка реализации самого объекта. При разработке конкретных приложений на базе *ORB IDL*-описания интерфейсов используемых объектов транслируются в наборы функций доступа к *ORB*, которые затем связываются с исполняемым модулем. *Stub* (заглушка) —

набор функций на языке программы-клиента, который сгенерирован из *IDL*-описания интерфейса объекта-клиента; *Skeleton* (заготовка) — набор функций, который сгенерирован на основе *IDL*-описания интерфейса объекта-сервера, используется *ORB* для вызова метода объекта-сервера, запрошенного объектом-клиентом. На стороне клиента объект-*stub* играет роль локального представителя удаленного объекта. В коде, генерируемом в *stub*, заложены знания о том, что требуется сделать для обращения к методу удаленного объекта. На стороне сервера объект-*skeleton* служит посредником при доступе к удаленному объекту по правилам его системы программирования, при этом *skeleton* распознает удаленность обращения. Объектная реализация (*Servant*) выполняет операции, сформулированные в *IDL*-интерфейсе; *servant* может представлять один или несколько объектов.

Взаимодействие брокеров *ORB* архитектуры *CORBA* поддерживается "универсальным межброкерным протоколом" *GIOP* (*General Inter-ORB Protocol*). Универсальность протокола состоит в том, что он не зависит от конкретной сетевой транспортной среды и может быть отображен на любой транспортный протокол, поддерживающий виртуальные соединения. Так, отображение *GIOP* на протокол *TCP/IP* называют "межброкерным *Internet*-протоколом" *IIOP* (*Internet Inter-ORB Protocol*). Назначение протоколов *GIOP/IIOP* заключается в том, чтобы поддержать сети брокеров в рамках или вне *Internet*. Клиент-серверная структура взаимодействия брокеров *ORB* в реальном времени показана на рис. 9.

Адаптивная коммуникационная среда *ACE* (*Adaptive Communication Environment*) представляет собой объектно-ориентированную структуру с открытыми кодами, которая располагает коммуникационными шаблонами [7]. Шаблоны и компоненты, разработанные в среде *ACE*, привели к созданию коммуникационной среды для брокеров *ORB*, получившей наименование *TAO* (*The ACE ORB*). Система *TAO* представляет собой "промежуточное" (*middleware*) математическое обеспечение для *CORBA*, которое

позволяет клиентам вызывать операции в распределенных объектах, не заботясь об их расположении, языке программирования, операционной среде, коммуникационных протоколах, внутренних связях и аппаратной поддержке [8].

Компоненты *TAO* структурированы и оптимизированы для повышения быстродействия и масштабируемости [9]. Коммуникационная среда представляет собой многоуровневую среду, траектории сообщений через которую могут различаться при "*collocated*"- и "*uncollocated*"-взаимодействиях.

Среда *TAO* предлагает два типа коммуникации между компонентами: для "*collocated*"-компонентов, размещенных в едином адресном пространстве; для "*uncollocated*"-компонентов (локальных или удаленных), размещенных в разных адресных пространствах. В первом случае существует возможность сократить коммуникационный путь за счет обхода уровней маршallingа, маршрутизации, демультимплексирования и др., что, конечно же, существенно повышает быстродействие. Во втором

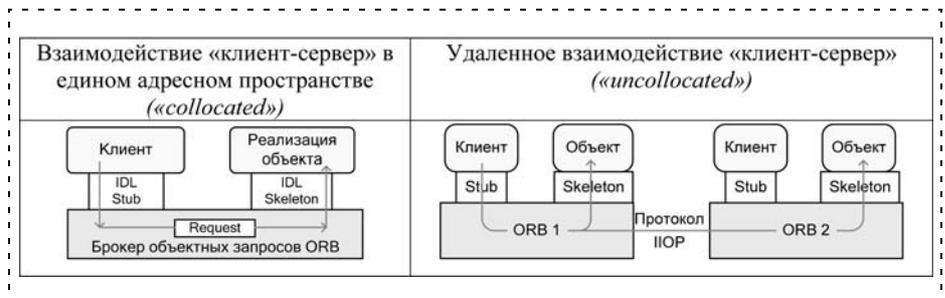


Рис. 8. Простейшие схемы взаимодействия брокеров *ORB*

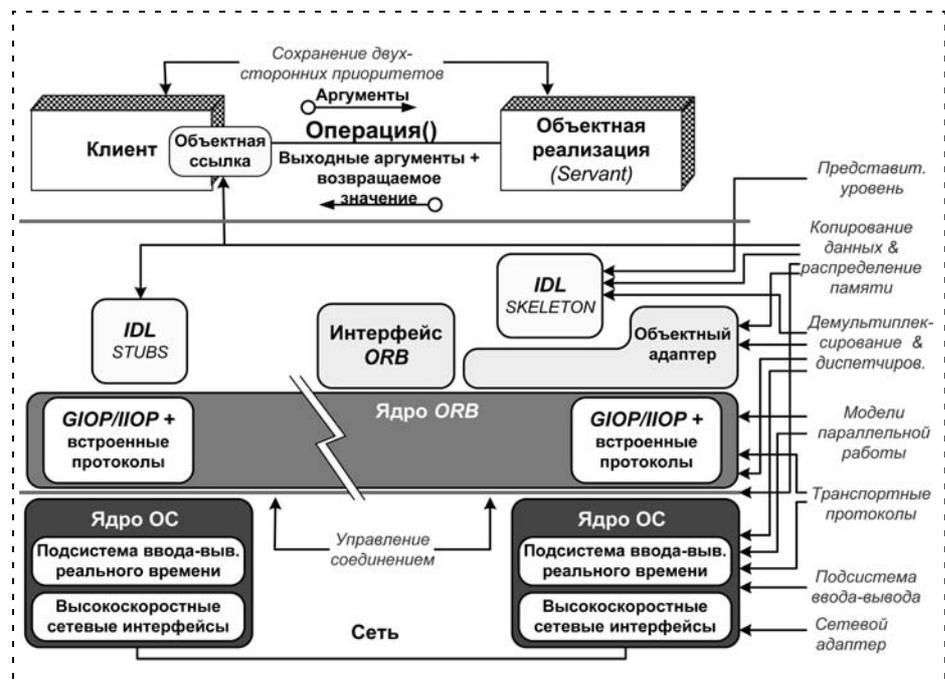


Рис. 9. Взаимодействие брокеров в реальном времени

случае можно использовать другую возможность повышения быстродействия на основе модификации сетевой подсистемы *Linux* под названием *RTnet*. *RTnet* предоставляет собой сеть жесткого реального времени поверх стандартного протокола *IP* (сеть разработана компанией *Embedix Inc.*, [10], известной как *Lineo*). Сеть работает с ядром *Linux* с расширением *RTLlinux*, с использованием прикладного интерфейса реального времени *RTAI (Real Time Application Interface)*.

В системах управления пространства задач реального времени и пользовательских приложений обычно обособлены и требуют межпространственной коммуникации с помощью быстрого и надежного транспорта. Для этого разработан встроенный *TAO*-протокол с применением разделяемой памяти *SHMIOP (Shared Memory Inter-ORB Protocol)*, использующий *RTAI* [11].

Объединение моделей *CORBA* и *MMS*. Интересное решение представлено в [12], где предлагается объединить *CORBA* с объектно-ориентированным представлением *MMS (ISO 1990)*.

Спецификация производственных сообщений *MMS (Manufacturing Message Specification)* представ-

ляет собой прикладной уровень протокольного стека *ISO/OSI*. Функции уровня позволяют организовать удаленное управление и мониторинг для таких компьютеризованных объектов, как станки, роботы и другие автоматические устройства. С позиций *MMS* компьютеризованные объекты представляют собой виртуальные производственные устройства *VMD (Virtual Manufacturing Devices)*, которые оказывают услуги удаленным пользователям (*Users*) или клиентам. Коммуникация выстроена на базе интерактивных транзакций (*Association*) и реализуется посредством обменных сообщений *PDU (Protocol Data Units)* стандартного формата. Коммуникация по большей части носит характер подтверждаемых услуг (*positive, negative, error*), запрошенных удаленным пользователем. Существует также небольшой набор неподтверждаемых услуг в виде сообщений сервера (например, уведомление об изменении статуса *VMD*).

Виртуальное устройство *VMD* служит абстракцией реальной удаленной системы. Это устройство представляет собой объект, который инкапсулирует атрибуты (*identity, status, ...*), а также и методы (*services, услуги*). Для *VMD* разработан некоторый набор классов объектов, наиболее известные из которых:

- домены (*Domains*), представляющие собой загружаемые наборы ресурсов пользователя (данные и код);
- программные вызовы (*Program Invocations*), представляющие собой исполняемые программы (подпрограммы) пользователя;
- переменные и наборы переменных (*Variables, Sets of variables*), принадлежащие *VMD* или домену;
- объекты-события (*Event related objects*).

Шина *CORBA* вполне может быть приспособлена для коммуникации между архитектурными объектами *AO*. Для этого потребуется служба межобъектной коммуникации *ORB*, работающая в реальном времени.

В качестве примера на рис. 10 представлена распределенная система ЧПУ на базе персонального компьютера. Здесь используются следующие обозначения: *HMI (Human Machine Interface)* — интерфейс оператора; *MCM (Motion Control Manager)* — диспетчер каналов; *MC (Motion Controls)* —

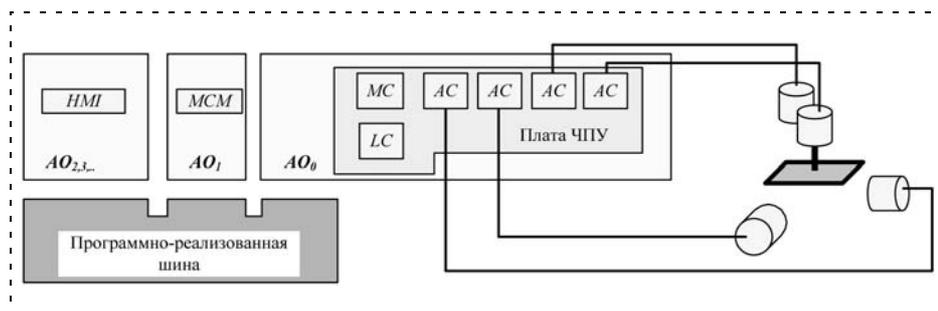


Рис. 10. Архитектура системы ЧПУ

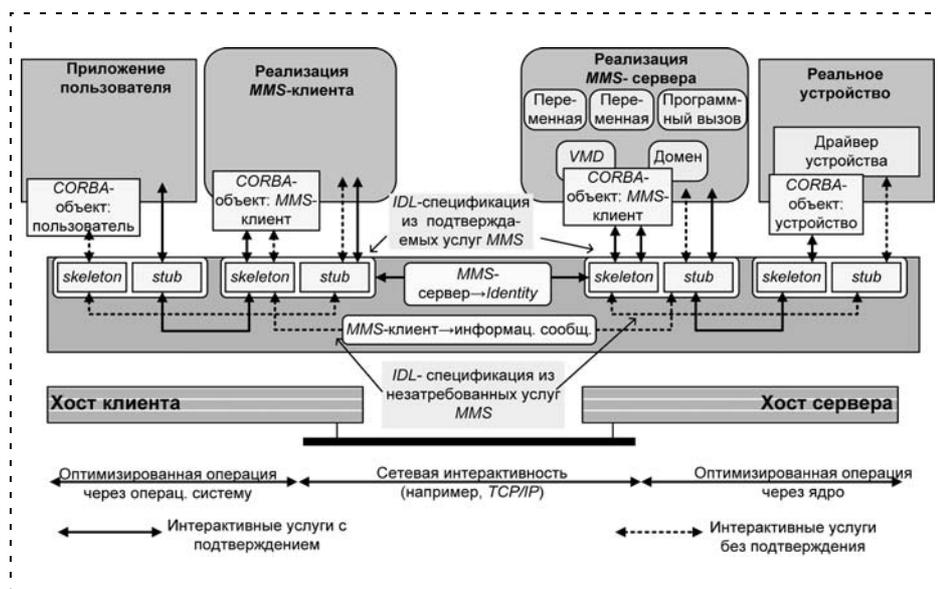


Рис. 11. Принципы наложения протоколов *MMS* на шину *CORBA*

ядро ЧПУ (интерпретатор-интерполятор); *АС* (*Axis Controls*) — контроллер осевого перемещения; *SC* (*Spindle Controls*) — контроллер шпинделя; *LC* (*Logic Controller*) — контроллер автоматики; *АО* (*Architectural Object*) — модуль системы. Коммуникация между удаленным терминалом и локальной системой ЧПУ поддерживается соответственно стандарту *MMS*. Архитектурные объекты *АО* дополнительно декомпозируются на функциональные блоки: интерфейс оператора *HMI*; диспетчер каналов *MCM*; ядро ЧПУ (интерпретатор-интерполятор) *MC*; контроллер осевого перемещения *АС*; контроллер шпинделя *SC*; контроллер автоматики *LC*.

На рис. 11 показана структура наложения протоколов *MMS* на шину *CORBA*. Такое решение позволяет разделить терминальную часть системы ЧПУ от модулей реального времени в распределенной системе управления, объединяющей различные системы ЧПУ между собой в единой производственной среде. Возникает возможность использовать несколько терминалов с одним удаленным модулем реального времени или использовать один терминал с несколькими модулями реального времени.

Заключение. Модели, представленные в проектах *OSACA* и *OCEAN* в стандартах *CORBA* и *MMS*, дают достаточно материала для разработки эффективного математического обеспечения открытой системы ЧПУ. Они в особенности полезны при создании системы ЧПУ "с нуля", когда груз предыдущих

решений не оказывает давления на разработчиков. Эти модели полезны и в методическом плане, поскольку трудно представить что-нибудь более наглядное для объяснения принципов работы современной системы ЧПУ в целом.

Список литературы

1. Григорьев С. Н., Мартинов Г. М. Перспективы развития распределенных гетерогенных систем ЧПУ децентрализованными производителями // Автоматизация в промышленности. 2010. № 5. С. 4–8.
2. Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М. Системы числового программного управления: учеб. пособие. М.: Логос, 2005. 296 с.
3. Sperling W., Lutz P. Designing applications for an OSACA control // Proc. of the Intern. Mechanical Engineering Congress and Exposition (The ASME Winter Annual Meeting). Dulles/USA, November 16–21, 1997. 5 p.
4. www.osaca.org/documentation_and_software/demo_software.htm
5. Мартинов Г. М. Открытая система ЧПУ на базе общей магистральной // Автомобильная промышленность. 1997. № 4. С. 31–34.
6. www.omg.org/technology/documents/spec_catalog.htm
7. www.theaceorb.com/product/abouttao.html
8. Schmidt D. C., Deshpande M., O’Ryan C. Operating System Performance in Support of Real-time Middleware // Proc. of the 7th IEEE Workshop on Object-oriented Real-time Dependable Systems. San Diego, CA, January, 2002. P. 1–9.
9. www.theaceorb.com/downloads/index.html
10. www.embedix.com/
11. www.aero.polimi.it/~rtai/
12. Boissier R., Gressier-Soudan E., Laurent A., Seinturier L. Enhancing numerical controllers, using MMS concepts and a CORBA-based software bus. // International. Journal of Computer Integrated Manufacturing, Publisher Taylor & Francis. 2001. Vol. 14. № 6 (November). P. 560–569.

УДК 681.768.2,5

И. И. Дунин-Барковский, канд. техн. наук, доц.,
Московский государственный
технологический университет "СТАНКИН"
igordbar@hotmail.com

Обработка информации, изображений и управление в мехатронной системе с использованием универсального контроллера на основе FPGA

Рассматривается подход к построению универсального контроллера для обработки информации в мехатронных системах оптического контроля на основе устройств программируемой логики высокой степени интеграции FPGA, позволяющий реализовать обработку информации с очень высоким темпом и высокой степенью параллелизма, а также, в случае необходимости, эффективно совместить аппаратную обработку с программной.

Ключевые слова: мехатронная система, FPGA, программируемая логика, обработка изображений, трехмерные измерения

Введение

Прогресс в современных устройствах программируемой логики высокой степени интеграции FPGA позволяет строить на их основе сложные многофункциональные устройства, в частности, устройства, способные управлять сложными мехатронными системами и обрабатывать необходимую для этого информацию в реальном масштабе времени. Потребность в таких устройствах ощущается все сильнее, особенно в современных технологиях электронного производства [1, 5].

Функции, которые должны быть возложены на контроллер, представлены на рис. 1. Некоторые из них, такие как управление движением, ввод-вывод управляющих сигналов и управление последовательностью операций рабочего цикла системы, относятся к управлению механической подсистемы мехатронной системы. Функции ввода и обработки изображений, а также управления освещением являются частью активной системы технического зрения, являющейся сенсорной подсистемой мехатронной системы.

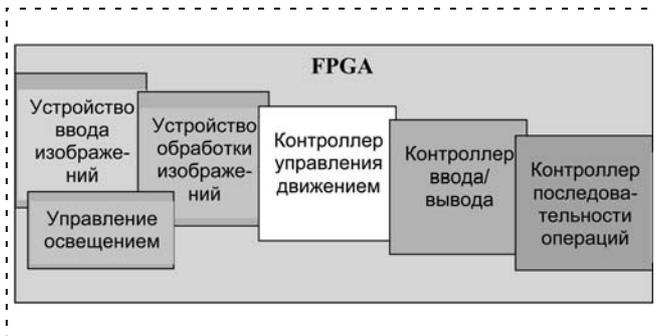


Рис. 1. Функции универсального контроллера мехатронной системы

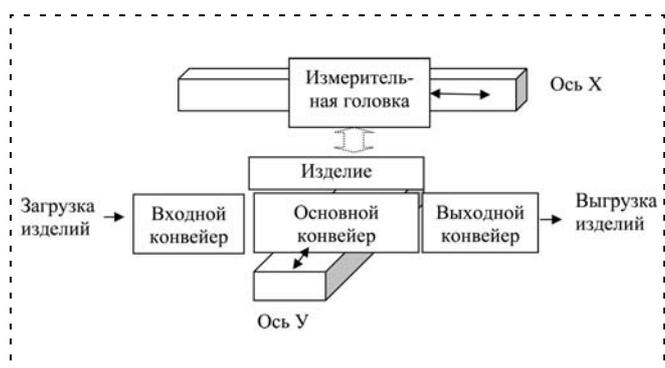


Рис. 2. Структура мехатронной системы контроля

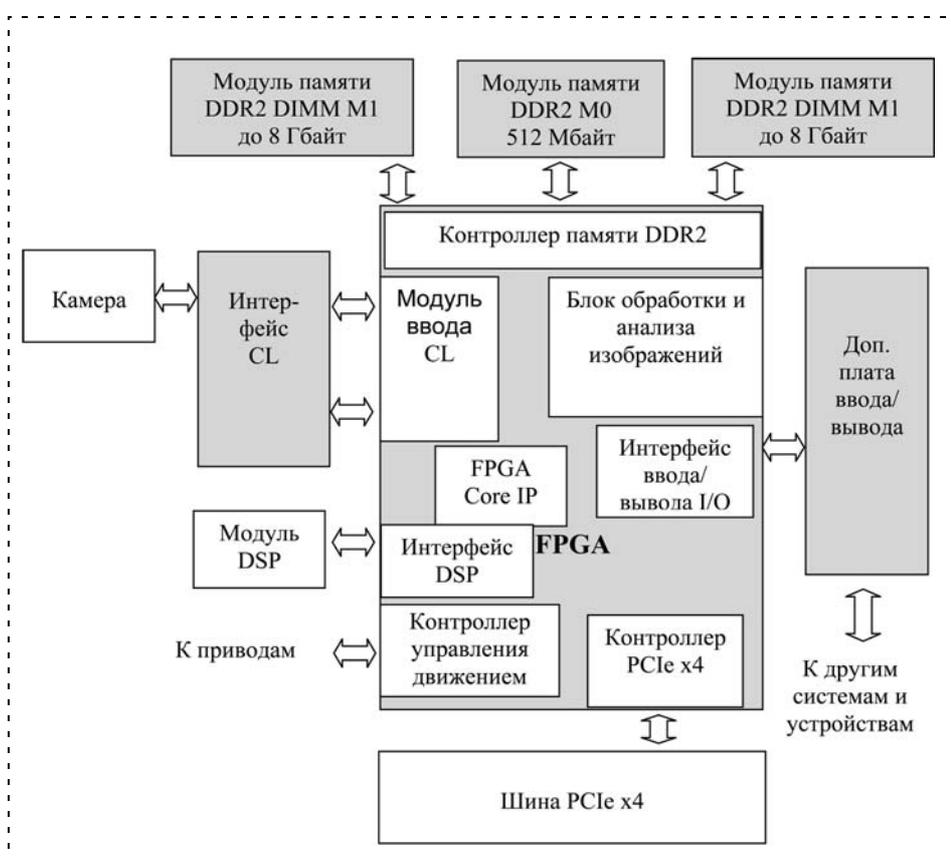


Рис. 3. Структура универсального контроллера мехатронной системы

Структура мехатронной системы оптического контроля электронных изделий представлена на рис. 2.

Мехатронная система состоит из электромеханической и информационной подсистем [2]. Электромеханическая подсистема мехатронной системы включает в себя две оси линейного перемещения X и Y , предназначенные для сканирования контролируемого объекта с помощью измерительной головки. Контролируемые изделия поступают по входному конвейеру и фиксируются на основном конвейере, установленном на оси Y линейного перемещения, предназначенной для организации сканирования объектов, ширина которых превышает рабочую ширину измерительной головки. Измерительная головка прикреплена к оси линейного перемещения X , осуществляющей рабочее сканирование. После выполнения полного сканирования объекта он перемещается с помощью выходного конвейера к следующей системе, входящей в состав автоматической линии.

Структура и функции контроллера

Структура универсального контроллера мехатронной системы, построенного на основе FPGA, представлена на рис. 3.

В основе контроллера лежит устройство FPGA Stratix-III [3] высокой степени интеграции, которое содержит в себе более 80 000 логических ячеек и более 7 Мбит ячеек сверхбыстрой памяти. Такие аппаратные ресурсы позволяют реализовать алгоритмы управления и обработки информации практически любой сложности. Для хранения значительных объемов информации контроллер имеет дополнительно запоминающее устройство DDR2 объемом 512 Мбайт, а также возможность подключения двух дополнительных запоминающих устройств на модулях SODIMM емкостью до 8 Гбайт каждый, что дает общий объем памяти свыше 16 Гбайт. Такая структура памяти контроллера является очень гибкой и практически снимает все реальные ограничения по объему хранимой информации. Контроллер соединяется с компьютером верхнего уровня через шину PCIe x4, которая обеспечивает обмен информацией со скоростью порядка 500 Мбайт в секунду.

Для связи с одной или несколькими телекамерами используется цифровой интерфейс CameraLink, обеспечивающий максимальную скорость ввода изображений. В FPGA реализован соответствующий модуль ввода-вывода, обеспечивающий аппаратную поддержку протокола CameraLink [4].

Контроллер управления движением по двум осям также интегрирован в FPGA. Он поддерживает синхронное управление двумя линейными осями, плавные разгон и торможение с использованием S-кривой, а также выработку сигналов синхронизации линейной телекамеры. Внутри FPGA также аппаратно реализованы обработчики информации от оптических датчиков положения с четырехквadrантным перемножением. В случае необходимости возможна реализация дополнительных осей управления как линейного перемещения, так и других видов, например вращательных.

Контроллер ввода-вывода информации обеспечивает ввод и анализ информации с конечных датчиков положения, фиксирующих положение контролируемого объекта на входном, основном и выходном конвейерах, выдачу управляющих сигналов на шаговые моторы, управляющие этими конвейерами, а также взаимодействие с другими системами, входящими в состав автоматической производственной линии.

Для реализации методов управления и обработки информации, которые не очень удобно ложатся на структуру FPGA, предусмотрен высокоэффективный обработчик информации на основе процессора цифровой обработки информации (DSP). Использование процессора DSP наряду с устройством FPGA позволяет организовать оптимальное разделение функций между аппаратной и программной обработкой информации.

Реализация контроллера

Универсальный контроллер мехатронной системы реализован в виде платы, которая может работать как в качестве автономного устройства, так и будучи установленной в управляющий компьютер верхнего уровня. Внешний вид платы универсального контроллера мехатронной системы показан на рис. 4. Плата универсального контроллера может быть установлена в любой компьютер, имеющий шину PCIe с разъемами x4, x8 или x16. На компьютере верхнего уровня может быть реализован верхний уровень управления, сервисные функции, а также пользовательский интерфейс и отображение информации. В случае необходимости плата контроллера может работать и автономно, например с помощью удаленной связи с компьютером верхнего уровня.

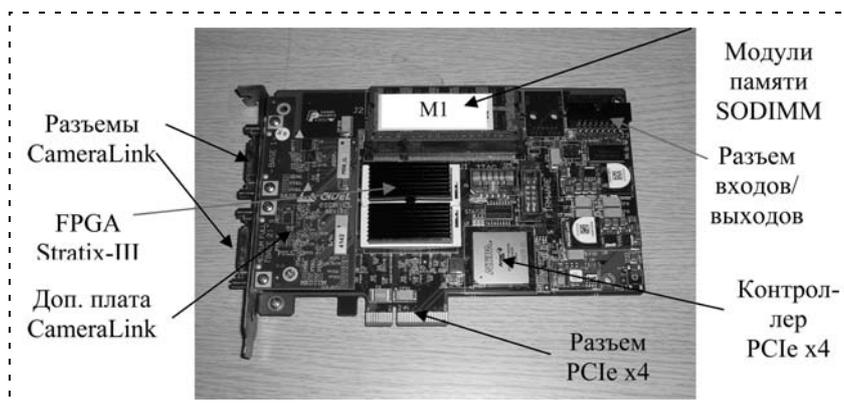


Рис. 4. Внешний вид универсального контроллера мехатронной системы

На основную плату контроллера устанавливаются дополнительные платы интерфейса CameraLink, ввода-вывода информации, а также платы модулей памяти M1 и M2, являющиеся стандартными модулями памяти SODIMM. ПЗС-камера подключается через два разъема CameraLink, при этом допускается базовая, двойная базовая, средняя и полная конфигурации интерфейса. Максимальная частота для дополнительной платы интерфейса камеры составляет 85 МГц. Таким образом, есть возможность подключения к контроллеру практически любой камеры, имеющей цифровой интерфейс CameraLink с базовой, двойной базовой, средней или полной конфигурацией интерфейса.

Обработка трехмерной информации

В системах трехмерного оптического контроля, основанных на принципе муаре и фазового сдвига, высота профиля объекта измеряется на основе вычисления фазового сдвига. Вычисление фазового сдвига проводится на основе анализа отсчетов B_0 , B_1 , B_2 , полученных с трех линеек ПЗС-сенсоров по формуле

$$\theta = \operatorname{tg}^{-1} \frac{Y}{X}, \quad (1)$$

где
$$\begin{aligned} Y &= B_{20}C_{10} - B_{10}C_{20}, \\ X &= B_{10}S_{20} - B_{20}S_{10}; \end{aligned} \quad (2)$$

$$C_{ij} = \cos\varphi_i - \cos\varphi_j, \quad S_{ij} = \sin\varphi_i - \sin\varphi_j - \quad (3)$$

разности синусов и косинусов углов, соответствующих линейкам ПЗС-сенсоров камеры; $B_{ij} = B_i - B_j$, $i, j = 0, 1, 2$ — разности отсчетов [6].

Отсчеты B_0 , B_1 , B_2 можно также использовать для восстановления 2D-изображения в соответствии с соотношением:

$$G = B_0 - \cos\Delta\varphi \cdot B_1 + B_2, \quad (4)$$

где $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_0 = \varphi_2 - \varphi_1$.

Для реализации вычислений фазового сдвига на основе формул (1)–(3) разработан аппаратный вычислитель, наряду с другими устройствами также

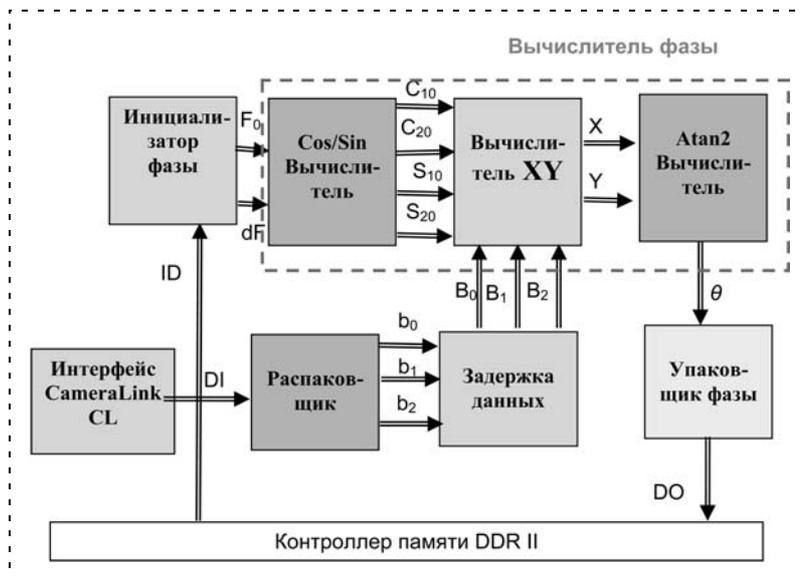


Рис. 5. Структура вычислителя фазы

реализованный в FPGA. Структура вычислителя фазы показана на рис. 5.

Для реализации вычисления значений тригонометрических функций в соотношениях (1) и (3) используются таблицы внутри FPGA.

Полный цикл обработки информации включает в себя:

- ввод изображения с телекамеры через интерфейс CameraLink;
- предобработку изображения в окне 3×3 пикселя;
- вычисление сдвига фазы;
- коррекцию угла поворота решетки проектора;
- вычисления в целях получения комбинированного 2D-изображения;
- вычисление весовых коэффициентов, обеспечивающих совмещение изображений, полученных от

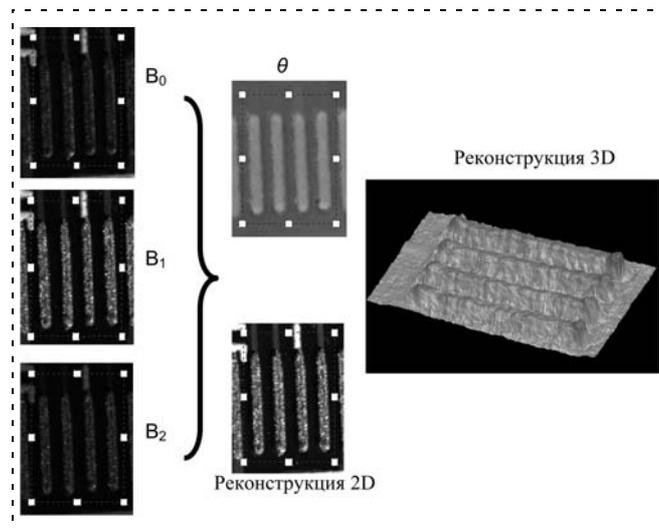


Рис. 6. Обработка информации вычислителем фазы

двух проекторов при двукратном сканировании;

- выделение точек на изображении с насыщением одного или нескольких ПЗС-сенсоров камеры и областей с повышенным шумом.

Представленная выше структура контроллера позволяет осуществлять выделение окон на изображении, внутри которых и проводится анализ данных.

Таковыми окнами, например, для системы контроля высоты пасты припоя для автоматической линии сборки печатных плат являются области, окружающие бугорки припоя.

Процесс вычисления фазы в соответствии с соотношениями (1)–(3) показан на рис. 6.

Входное изображение через интерфейс CameraLink поступает в буферы модуля памяти M1, которых может быть два или несколько. В один из них

осуществляется запись изображения при сканировании объекта, а в остальных происходит обработка информации. Затем буферы переключаются. Информация окон, выделенных в соответствии с предварительно заданными описателями, записывается в буферы второго модуля памяти M2. Затем эта информация через высокоскоростную шину PCIe переписывается в память компьютера верхнего уровня для окончательного анализа и принятия решений.

Выводы

Для реализации большинства задач в мехатронной системе автоматического оптического контроля может быть эффективно использован универсальный контроллер на основе устройств программируемой логики высокой степени интеграции (FPGA).

Это дает возможность аппаратно реализовать многие функции управления и обработки информации и организовать функционирование системы с максимально возможной скоростью в реальном масштабе времени.

Список литературы

1. Дунин-Барковский И. И. Мехатронные системы для высокоточного трехмерного контроля размеров на основе активных СТЗ в современных технологиях // Мехатроника, автоматизация и управление. 2009. № 4.
2. Подураев Ю. В. Мехатроника: основы, методы, применение. М.: Машиностроение, 2006. 256 с.
3. Stratix III Device Handbook, Version 2.1, Altera, July 2010.
4. Camera Link Specifications of the Camera Link Interface Standard for digital Cameras and Frame Grabbers, Version 1.1. Automated Imaging Association, January 2004. P. 48.
5. Дунин-Барковский И. И. Трехмерный контроль изделий электронной промышленности с использованием средств технического зрения // Измерительная техника. 2006.
6. Dunin-Barkowski I., Kim J. S. Accuracy problems in phase shift based 3D machine vision inspection systems // Proc. of SPIE. 2006. V. 6049. Optomechatronic machine vision. P. 6049P1-7.



ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах

№ 11 (116)
НОЯБРЬ
2010

Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ В. В.
БЕЛОКОНОВ И. В.
БУКОВ В. Н.
ВАСИЛЬЕВ В. И.
ГОДУНОВ В. А.
ГУРЕВИЧ О. С.
ГУРСКИЙ Б. Г.
ЕФИМОВ В. В.
ЗАЙЦЕВ А. В.
КРЫЖАНОВСКИЙ Г. А.
НЕСТЕРОВ В. А.
ОХТИЛЕВ М. Ю.
ПАНКРАТОВ В. М.
РАСПОПОВ В. Я.
САБО Ю. И.
СТЕПАНОВ О. А.
СОЛДАТКИН В. М.
ТЕРЯЕВ Е. Д.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ШИРЯЕВ В. И.
ШКОЛИН В. П.

Редакция:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.
ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.
ЧУГУНОВА А. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Сафронов В. В., Поршнева В. А., Жебраков А. С.

Выбор эффективных вариантов энергосиловых установок методом гипервекторного ранжирования 60

Гайдук А. Р.

Абсолютно инвариантное управление силовой установкой летательного аппарата 65

Кабанов А. А.

Система автоматической посадки летательного аппарата корабельного базирования. Часть 1. Подсистема торможения. . . . 69

Пономаренко А. В., Бодров А. С., Халтобин В. М.

Автоматическое распознавание малоразмерных объектов при дешифрировании данных дистанционного зондирования земной поверхности с использованием комплексных признаков . . 74

В. В. Сафронов, д-р техн. наук, проф.,
В. А. Поршнева, канд. техн. наук,
А. С. Жебраков, аспирант,
 ОАО "КБ Электроприбор", г. Саратов
 svv@kber.ru

Выбор эффективных вариантов энергосиловых установок методом гипервекторного ранжирования*

Поставлена задача выбора эффективных вариантов энергосиловых установок летательных аппаратов и вариантов конструкции детонационного двигателя, которая сводится к задаче гипервекторного ранжирования. Введена система критериев, характеризующих эти варианты. Приведен численный пример.

Ключевые слова: энергосиловая установка, детонационный двигатель, критерии, гипервекторное ранжирование

Введение

Для выполнения многоплановых задач могут быть использованы различные типы летательных аппаратов (ЛА) [1, 7, 12]:

- ЛА многоцелевого применения (беспилотные ЛА (БПЛА), космические ЛА (КЛА));
- ЛА одностороннего применения (авиационные ракеты, боевые блоки ракет, зенитные ракеты, реактивные снаряды, авиабомбы, баллистические ракеты, крылатые ракеты).

На ЛА применяются различные энергосиловые установки (ЭСУ) [2, 4, 5, 7, 18, 19]: воздушно-реактивные двигатели (ВРД), прямоточные воздушно-реактивные двигатели (ПВРД), сверхзвуковые ПВРД, гиперзвуковые ПВРД, жидкостные ракетные двига-

тели (ЖРД), ракетные двигатели на твердом топливе (РДТТ), жидкостные ракетно-прямоточные двигатели (РПДж), ракетно-прямоточные двигатели твердого топлива (РПДт) и детонационные двигатели (ДД), в том числе пульсирующие ДД (ПДД). Обозначим их соответственно $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8, S_9$. Типы ЛА и соответствующие ЭСУ представлены в табл. 1.

При проектировании ЭСУ, которое, как правило, должно осуществляться одновременно с проектированием ЛА, применяют методы системного анализа, стремятся учесть особенности функционирования ЭСУ на всех этапах жизненного цикла [6–9]. Одной из актуальных проблем для разработчиков ЭСУ является проблема выбора упорядоченного множества эффективных вариантов (кортежа Парето) таких систем.

Для решения задачи необходимо определить:

- критерии, по которым будет проводиться сравнительная оценка различных вариантов ЭСУ, а также коэффициенты важности этих критериев;
- варианты построения ЭСУ и множество возможных вариантов их реализаций;
- наилучший вариант построения ЭСУ на основе выбранных выше критериев с использованием методов системного анализа.

Формирование совокупности критериев, характеризующих ЭСУ

Для выбора эффективного варианта ЭСУ предлагается использовать систему критериев, представленную в табл. 2.

Необходимо: для каждого варианта ЛА построить множество эффективных вариантов ЭСУ и расположить варианты в порядке убывания приоритета по совокупности критериев. Иными словами, необходимо построить кортежи Парето, число которых совпадает с числом анализируемых вариантов ЛА.

С использованием методов теории принятия решений [3, 9, 11, 14, 16, 17, 20] предлагаемая система критериев позволяет проводить оценку множества различных вариантов построения ЭСУ. Для такой оценки широкое применение нашли различные методы ранжирования [10, 13–17].

Как показывает анализ системы критериев, используемых для сравнения вариантов построения ЭСУ, задача принятия решений сводится к задаче гипервекторного ранжирования [15, 16]. Действительно, совокупность критериев характеризуется одной многовекторной компонентой (K_1), девятью векторными компонентами ($K_{11}, K_{12}, K_{13}, K_{14}, K_{15}, K_{16}, K_2, K_3, K_4$), двадцатью тремя скалярными критериями [15, 16].

Для однозначного понимания введем следующие определения:

Определение 1. Многокритериальными называют задачи, в которых векторный критерий представляет собой упорядоченное множество скалярных компонент.

Таблица 1

Типы ЛА и ЭСУ

Тип ЛА	Тип ЭСУ	Обозначение
Авиационные ракеты (АР)	ВРД, ПВРД, СПВРД, ГПВРД, ДД	S_1, S_2, S_3, S_4, S_5
Боевые блоки (ББ)	ЖРД, РДТТ, РПДж, РПДт, ДД	S_5, S_6, S_7, S_8, S_9
Зенитные ракеты	ЖРД, РДТТ, РПДж, РПДт, ДД	S_5, S_6, S_7, S_8, S_9
Реактивные снаряды	РДТТ, РПДж, РПДт	S_6, S_7, S_8
Авиабомбы	ПВРД, ДД	S_2, S_9
Баллистические ракеты	ЖРД, РДТТ	S_5, S_6
Крылатые ракеты	ВРД, ПВРД, СПВРД	S_1, S_2, S_3
Космические ЛА (КЛА)	ЖРД, РДТТ, ДД	S_5, S_6, S_9
Беспилотные ЛА (БПЛА)	ВРД, ДД	S_1, S_9

* Работа поддержана грантом МО РФ (договор № 2009/02 от 16.12.09).

Таблица 2

Система критериев

Векторные компоненты	Скалярные критерии	Обозначение	Примечание (ранги)
Техническая K_1	Масса	K_{11}	Задана интервалом чисел
	Удельная тяга	K_{12}	То же
	Коэффициент тяги	K_{13}	То же
	Удельный расход	K_{14}	То же
	Удельная масса двигателя	K_{15}	То же
	Лобовая тяга	K_{16}	То же
	Расходный комплекс	K_{17}	То же
Эксплуатационная K_2	Сложность и технологичность конструкции Готовность к запуску	K_{21}	Очень сложная — 1; Сложная — 2; Простая — 3
		K_{22}	Длительная подготовка — 1; Короткая подготовка — 2; Без подготовки — 3
		K_{23}	Сложная — 1; Простая — 2; Без обслуживания — 3
	Сложность эксплуатации	K_{24}	Криогенное — 2; Агрессивное — 2; Твердое — 3; Газообразное — 4; Авиационный керосин — 5
	Топливо	K_{25}	Зависит от типа ЛА
	Назначенный ресурс Назначенный срок службы Возможность многократного включения	K_{26}	Зависит от типа ЛА
		K_{27}	Имеется — 2 Не имеется — 1
Надежность K_3	Вероятность безотказной работы	K_{31}	Высокая — 3 Средняя — 2 Низкая — 1
Экономическая K_4	Стоимость разработки	K_{41}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3
	Стоимость изготовления	K_{42}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3
	Стоимость эксплуатации	K_{43}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3

Определение 2. Многовекторными называют задачи, в которых векторный критерий представляет собой упорядоченное множество векторных компонент, а каждая векторная компонента — упорядоченное множество скалярных компонент.

Определение 3. Гипервекторными называют задачи, в которых векторный критерий представляет собой упорядоченное множество многовекторных компонент, каждая многовекторная компонента — упорядоченное множество векторных компонент, а каждая векторная компонента — упорядоченное множество скалярных компонент.

Многовекторные и гипервекторные задачи обладают следующими особенностями:

- численные значения и векторных и многовекторных компонент не известны — соотношения между векторными компонентами подсистем и

многовекторными компонентами систем определяются в ходе решения задачи;

- коэффициенты важности назначаются отдельно для многовекторных компонент, векторных компонент и для каждого множества скалярных критериев каждой векторной компоненты.

Заметим, что для рассматриваемого класса задач проводить ранжирование вариантов только по скалярным критериям не вполне корректно в силу различного характера свойств системы, отражаемых векторными компонентами, в которые входят скалярные критерии.

Кроме того, при большом числе анализируемых критериев значения коэффициентов важности становятся малыми, как и их влияние на выбор эффективных систем.

Постановка и метод решения задачи гипервекторного ранжирования ЭСУ

Введем необходимые в дальнейшем обозначения:

$S = \{S_\alpha, \alpha = \overline{1, n}\}$ — множество вариантов ЭСУ (вариантов);

$S_D \subseteq S$ — множество допустимых вариантов, для которых, в зависимости от специфики ЭСУ, должны выполняться некоторые дисциплинирующие условия: неравенства, равенства, логические условия и т. п.;

$K_{\varepsilon j i}(S_\alpha)$ — i -й скалярный критерий j -й векторной компоненты, которая входит в многовекторную компоненту с номером ε , ($\varepsilon = \overline{1, E}, j = \overline{1, r_\varepsilon}, i = \overline{1, r_{\varepsilon j}}$). Здесь E — число многовекторных компонент; r_ε — число векторных компонент в многовекторной компоненте с номером ε ; $r_{\varepsilon j}$ — число скалярных критериев в j -й векторной компоненте, которая, в свою очередь, входит в многовекторную компоненту с номером ε ;

$K_{\varepsilon j}(S_\alpha) = \{K_{\varepsilon j i}(S_\alpha), i = \overline{1, r_{\varepsilon j}}\}$, $K_\varepsilon(S_\alpha) = \{K_{\varepsilon j}(S_\alpha), j = \overline{1, r_\varepsilon}\}$, $K(S_\alpha) = \{K_\varepsilon(S_\alpha), \varepsilon = \overline{1, E}\}$ — соответственно множества скалярных, векторных и многовекторных компонент, характеризующих систему $S_\alpha \in S_D$;

$A = \{a_\varepsilon, \varepsilon = \overline{1, E}\}$, $A_\varepsilon = \{a_{\varepsilon j}, j = \overline{1, r_\varepsilon}\}$, $A_{\varepsilon j} = \{a_{\varepsilon j i}, i = \overline{1, r_{\varepsilon j}}\}$ — соответственно множества коэффициентов важности многовекторных, векторных и ска-

лярных компонент, причем $\sum_{\varepsilon=1}^E a_\varepsilon = 1$, $\sum_{j=1}^{r_\varepsilon} a_{\varepsilon j} = 1$,

$\sum_{i=1}^{r_{\varepsilon j}} a_{\varepsilon j i} = 1, j = \overline{1, r_\varepsilon}, \varepsilon = \overline{1, E}$;

$P = \{S_{k_1}^0, S_{k_2}^0, \dots, S_{k_{n^*}}^0\}$ — упорядоченное множество эффективных систем (кортеж Парето), $P \subseteq S_D$; элементы кортежа ранжированы в соответствии с решающими правилами так, что выполняется условие

$S_{k_1}^0 > S_{k_2}^0 > \dots > S_{k_i}^0 > \dots > S_{k_n}^0$, где " $>$ " — знак отношения доминирования, $k_i \in \{1, 2, \dots, n\}$. Длина кортежа равна n^n ;

Допустим, известны множества $A, A_\varepsilon, A_{\varepsilon j}, S, K_{\varepsilon j}(S_\alpha), D(S_\alpha)$, ($\alpha = \overline{1, n}$; $\varepsilon = \overline{1, E}$; $j = \overline{1, r_\varepsilon}$), решающие правила. Требуется найти кортеж Парето P , для элементов которого справедливо

$$K(S_{k_i}^0) = \min_{S_\alpha \in S_D} K(S_\alpha), S_{k_i}^0 \in P. \quad (1)$$

Пусть нам известен метод ранжирования систем по совокупности скалярных компонент $K_{\varepsilon j}(S_{\alpha \varepsilon})$, $\varepsilon = \overline{1, E}$, $j = \overline{1, r_\varepsilon}$, например, метод "жесткого" ранжирования [15, 16]. После его применения будут построены частные кортежи Парето, которые позволят однозначно определить расположение вариантов ЭСУ S_α относительно других вариантов по каждой векторной компоненте, причем выявляются как доминирующие (доминируемые), так и эквивалентные варианты. Это позволяет придать всем векторным компонентам некоторые числа, значения которых зависят от расположения вариантов: для доминируемых вариантов эти числа больше, чем для доминирующих, а для эквивалентных вариантов ЭСУ эти числа будут равными. Назовем такие числа *псевдозначениями* (рангами) векторных компонент. Введение таких псевдозначений позволяет вновь применить метод "жесткого" ранжирования (число обращений к методу будет равно числу многовекторных компонент, т. е. E раз) и построить частные кортежи Парето. В результате решения задачи получаем расположение вариантов по совокупности многовекторных компонент $K_\varepsilon(S_\alpha)$, $\varepsilon = \overline{1, E}$. Это, в свою очередь, позволяет обоснованно ввести псевдозначения многовекторных компонент и вновь обратиться к методу "жесткого" ранжирования. В итоге и будет построен искомый кортеж Парето. Более подробно методы ранжирования рассмотрены в [16].

Методика решения задачи гипервекторного ранжирования

1. Провести анализ исходной информации, формирование критериев оценок вариантов ЭСУ, определить коэффициенты важности критериев.
2. Провести ранжирование вариантов ЭСУ по множеству скалярных компонент каждой векторной компоненты.
3. Определить псевдозначения векторных компонент.
4. Провести ранжирование вариантов по множеству векторных компонент (построить частные кортежи Парето).
5. Определить псевдозначения многовекторных компонент.
6. Построить кортеж Парето.
7. Провести анализ результатов решения.

8. В случае необходимости уточнить исходные данные. Перейти к шагу 2. В противоположном случае перейти к шагу 9.

9. Конец решения.

Построение эффективных вариантов ЭСУ

На основе предлагаемого подхода решена задача ранжирования ЭСУ, применяемых на космических ЛА в целях угловой стабилизации. В табл. 3 приведены относительные значения или ранги критериев [2, 7, 8, 12]. Необходимо построить упорядоченное множество эффективных вариантов ЭСУ (кортеж Парето) для космических ЛА.

Решение

1. Найдем коэффициенты важности критериев.

Для определения коэффициентов важности критериев будем использовать модифицированный метод анализа иерархий (МАИ) [10]. В соответствии с МАИ экспертами формируется квадратная матрица парных сравнений n -го порядка, где n — число анализируемых критериев, и искомый вектор коэффициентов важности вычисляется как собственный вектор этой матрицы, отвечающий максимальному собственному значению. Исходная информация, полученная от экспертов при различных сочетаниях критериев, представлена в табл. 4, а результаты решения — в табл. 5.

Таблица 3

Относительные значения и ранги критериев

Критерии	Система		
	S_5	S_6	S_9
K_{11}	2—1666,6	1,33—843,3	1—333,3
K_{12}	1,27—1,73	1—1,32	13,63—15,9
K_{13}	1—3	1—3	5—6
K_{14}	1,66—66,6	1,66—666	1—3,33
K_{15}	1—40	1—40	1—30
K_{16}	1—1,66	1—1,66	2,5—3,33
K_{17}	—	—	—
K_{21}	2	3	3
K_{22}	2	3	2
K_{23}	2	3	2
K_{24}	2	3	4
K_{25}	2	2	2
K_{26}	3	3	3
K_{27}	2	1	2
K_{31}	2	2	2
K_{41}	1	3	2
K_{42}	1	1	2
K_{43}	2	2	2

Таблица 4

Степени важности

Критерии	K_1	K_2	K_3	K_4	K_{11}	K_{12}	K_{13}
Степени важности	1	1	1/2	1/2	1	1/3	1/3
Критерии	K_{14}	K_{15}	K_{16}	K_{21}	K_{22}	K_{23}	K_{24}
Степени важности	1/3	1	1/3	1	1/5	1	1
Критерии	K_{25}	K_{26}	K_{27}	K_{31}	K_{41}	K_{42}	K_{43}
Степени важности	1	1	1/9	1	1	1/3	1/3

Таблица 5

Коэффициенты важности критериев

j	a_j	a_{1j}	a_{2j}	a_{3j}	a_{4j}
1	0,167	0,0714	0,0526	1	0,1429
2	0,167	0,2143	0,2632		0,4286
3	0,333	0,2143	0,0526		0,4286
4	0,333	0,2143	0,0526		
5		0,0714	0,0526		
6		0,2143	0,0526		
7			0,4737		

Таблица 6

Конструктивные исполнения ПДД

Обозначение	Конструктивное исполнение ПДД
PDD_1	ПДД с кольцевой детонационной камерой (ДК)
PDD_2	ПДД с газогенератором (ГГ) предварительного сжигания смеси
PDD_3	ПДД с цилиндрической ДК, диффузором и эжекторным насадком
PDD_4	ПДД с системой инициирования на основе генератора Гартмана

2. Решим задачу гипервекторного ранжирования.

В результате решения для приведенных исходных данных получим следующий кортеж Парето: $P = \langle S_9 \rangle$. Варианты S_5 , S_6 оказались неэффективными. Таким образом, в данном случае наилучшим является ПДД. Благодаря своим положительным свойствам он может найти применение и для других типов ЛА, например, авиабомб, БПЛА.

Построение эффективных вариантов конструктивного исполнения ПДД

Как следует из предыдущего материала, ДД, в частности, ПДД, являются эффективными для целого ряда ЛА. В табл. 6 приведены возможные варианты конструктивного исполнения ПДД. Для оценки ПДД, как показал анализ [2, 7], используют множество критериев, которые сведены в табл. 7.

Необходимо: построить множество эффективных вариантов ПДД и расположить варианты в порядке убывания приоритета по совокупности критериев. Иными словами, необходимо построить кортеж Парето.

Задача принятия решений в данном случае сводится к задаче гипервекторного ранжирования [15, 16]. Действительно, совокупность критериев характеризуется одной многовекторной компонентой (m_1), шестью векторными компонентами (m_2 , m_3 , m_4 , m_{11} , m_{12} , m_{14}), шестнадцатью скалярными критериями.

Значения критериев для различных ПДД ($PDD_1...PDD_4$) приведены в табл. 8.

Решение

1. Найдем коэффициенты важности критериев.

Воспользуемся модифицированным методом анализа иерархий (МАПИ) Т. Саати [10]. Исходная

Таблица 7

Критерии оценки ПДД

Векторные компоненты	Наименование скалярного критерия	Обозначение	Качественное значение и ранг или диапазон изменения (отн. ед.)
Тактическая m_1	Время выхода на режим (задано интервалами значений)	m_{11}	1...3000
	Частота пульсаций (задана интервалами значений)	m_{12}	1...20 000
	Возможность управления модулем тяги	m_{13}	Плавное управление — 3 Ступенчатое управление — 2 Невозможно — 1
	Масса силового блока ПДД (без топливного отсека) (задана интервалами значений)	m_{14}	1...6,25
Эксплуатационная m_2	Агрегатное состояние горючего при хранении	m_{21}	Твердое, гель, нанопорошок — 3 Керосин и др. жидкости — 2 Газ — 1
	Наличие специальной системы инициирования	m_{22}	Постоянно действующая в процессе работы ПДД — 1 Однократного включения при запуске — 2 Не имеется — 3
	Назначенный ресурс Назначенный срок службы	m_{23}	1
		m_{24}	1
Технологическая m_3	Степень сложности и технологичности конструкции	m_{31}	Очень сложная — 1 Сложная — 2 Простая — 3
	Наличие дополнительного окислительного компонента (O_2) на борту	m_{32}	Имеется — 1 Не имеется — 2
Экономическая m_4	Стоимость разработки	m_{41}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3
	Стоимость изготовления	m_{42}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3
	Стоимость эксплуатации	m_{43}	Высокая — 1 Средняя — 2 Низкая — 3

Таблица 8

Относительные значения и ранги критериев

Критерии и конструкция ПДД				
Скалярные критерии	PDD_1	PDD_2	PDD_3	PDD_4
m_{11}	1—100	500—1000	1—100	300—500
m_{12}	6000—8000	18 000—20 000	1—100	700—800
m_{13}	2	2	3	1
m_{14}	1—1,25	5,62—6,25	5,62—6,25	3,125—3,75
m_{21}	2	2	1	2
m_{22}	2	2	1	1
m_{23}	1	1	1	1
m_{24}	1	1	1	1
m_{31}	2	2	3	2
m_{32}	1	2	2	1
m_{41}	2	2	3	2
m_{42}	2	2	3	2
m_{43}	2	2	3	2

Таблица 9

Степени важности

Критерии Степени важности	m_1 1	m_2 3	m_3 3	m_4 1	m_{11} 1	m_{12} 5	m_{13} 3
Критерии Степени важности	m_{14} 5	m_{21} 1	m_{22} 3	m_{23} 1	m_{24} 1	m_{31} 1	m_{32} 3
Критерии Степени важности	m_{41} 1	m_{42} 1/3	m_{43} 1/3				

Таблица 10

Коэффициенты важности критериев

j	b_j	b_{1j}	b_{2j}	b_{3j}	b_{4j}
1	0,375	0,5769	0,30	0,75	0,1429
2	0,125	0,1154	0,10	0,25	0,4286
3	0,125	0,1923	0,30		0,4286
4	0,375	0,1154	0,30		

информация, полученная от экспертов, при различных сочетаниях критериев представлена в табл. 9, а результаты решения — в табл. 10.

В результате решения задачи гипервекторного ранжирования получим кортеж Парето $P = \langle S_3, S_1 \rangle$, т. е. предпочтение следует отдать третьему варианту конструкции ПДД. Первый вариант занимает второе место. Второй и четвертый варианты при данной системе приоритетов оказались неэффективными.

Заключение

1. Важнейшей проблемой, с которой сталкиваются разработчики ЭСУ, является обоснование выбора оптимального варианта ЭСУ для различных ЛА.

2. Варианты ЭСУ характеризуются множеством критериев, часть из которых является интервальными. С точки зрения системного анализа задача выбора оптимального варианта ЭСУ сводится к задаче гипервекторного ранжирования.

3. Сформированы словесная и математическая постановки задачи гипервекторного ранжирования вариантов ЭСУ. Основу метода гипервекторного ранжирования составляет метод "жесткого" ранжирования.

4. В результате решения задачи построения эффективных вариантов ЭСУ, в частности, получено, что для приведенных исходных данных детонационный двигатель является наилучшим при использовании на космических ЛА в целях угловой стабилизации.

5. Рассмотрена задача выбора лучшей по совокупности критериев конструкции ПДД, которая сводится, с учетом особенностей критериев, к задаче гипервекторного ранжирования. Анализ результатов ее решения показал, что предпочтение следует отдать ПДД с цилиндрической детонационной камерой, диффузором и эжекторным насадком. ПДД с кольцевой детонационной камерой занимает второе место. Второй и четвертый варианты (ПДД

с газогенератором предварительного сжигания смеси и ПДД с системой иницирования на основе генератора Гартмана) при данной системе приоритетов оказались неэффективными.

Авторы выражают признательность канд. техн. наук О. Д. Селиванову за внимание к работе и обсуждение полученных результатов.

Список литературы

1. **Авиадвигателестроение:** Энциклопедия / Общая редакция и предисловие профессора В. М. Чуйко. М.: Изд. дом "Авиамир", 1999. 300 с.
2. **Алемасов В. Е., Дрегалин А. Ф., Черенков А. С.** Основы теории физико-химических процессов в тепловых двигателях и энергетических установках: учеб. пособие для вузов. М.: Химия, 2000. 520 с.
3. **Дубов Ю. А., Травкин С. И., Якимец В. Н.** Многокритериальные модели формирования и выбора вариантов систем. М.: Наука, 1986. 296 с.
4. **Иностранные авиационные двигатели,** 2005: Справочник ЦИАМ / Под общ. ред. В. А. Скибина, В. И. Солонины. М.: Изд. Дом "Авиамир", 2005. 592 с.
5. **Александров В. Н., Бычков В. М., Верхолюмов В. К.** и др. Интегральные прямоточные воздушно-реактивные двигатели на твердых топливах (Основы теории и расчета). М.: ИКЦ "Академкнига", 2006. 343 с.
6. **Исянов А. М., Селиванов О. Д., Стрелец Д. Ю.** Многокритериальная оптимизация параметров планера многорежимного маневренного самолета и его силовой установки с учетом технических рисков получения заданных характеристик // ЦИАМ 2001—2005. Основные результаты научно-технической деятельности. Т. II / Колл. авторов / Под общей научной редакцией В. А. Скибина, В. И. Солонины, М. Я. Иванова. М.: ЦИАМ, 2005. С. 175—178.
7. **Кулагин В. В.** Теория, расчет и проектирование авиационных двигателей и энергетических установок: учеб. М.: Машиностроение, 2003. 616 с.
8. **Кривошеев И. А.** САПР авиационных двигателей: состояние и перспективы // Информационные технологии. 2000. № 1. С. 8—15.
9. **Моисеев Н. Н.** Математические задачи системного анализа. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1981. 488 с.
10. **Ногин В. Д.** Упрощенный вариант метода анализа иерархий на основе нелинейной свертки критериев // Журнал вычислительной математики и математической физики. 2004. Т. 44. № 7. С. 1259—1268.
11. **Подиновский В. В., Ногин В. Д.** Парето-оптимальные решения многокритериальных задач. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. 256 с.
12. **Российское ракетное оружие 1943—1993 гг.** Справочник / Под редакцией А. В. Карпенко. СПб.: ПИКА Ltd. 1993. 180 с.
13. **Руа Б.** Проблемы и методы решений в задачах со многими целевыми функциями // Вопросы анализа и процедуры принятия решений. М.: Мир, 1976. С. 20—58.
14. **Саати Т. Л.** Принятие решений. Метод анализа иерархий. М.: Радио и связь, 1993. 320 с.
15. **Сафронов В. В.** Гипервекторное ранжирование сложных систем // Информационные технологии. 2003. № 5. С. 23—27.
16. **Сафронов В. В.** Основы системного анализа: методы многовекторной оптимизации и многовекторного ранжирования. Саратов: Научная книга, 2009. 329 с.
17. **Трахтенгерц Э. А.** Компьютерная поддержка принятия согласованных решений // Приложение к журналу "Информационные технологии". 2002. № 3.
18. **ЦИАМ 2001—2005.** Основные результаты научно-технической деятельности. Т. I / Колл. авторов / Под общей научной редакцией В. А. Скибина, В. И. Солонины, М. Я. Иванова. М.: ЦИАМ, 2005. 472 с.
19. **ЦИАМ 2001—2005.** Основные результаты научно-технической деятельности. Т. II / Колл. авторов / Под общей научной редакцией В. А. Скибина, В. И. Солонины, М. Я. Иванова. М.: ЦИАМ, 2005. 496 с.
20. **Черноруцкий И. Г.** Методы принятия решений. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 416 с.

А. Р. Гайдук, д-р техн. наук, проф.,
Таганрогский технологический институт
Южного федерального университета
gaiduk_2003@mail.ru

Абсолютно инвариантное управление силовой установкой летательного аппарата

Показана возможность синтеза при определенных условиях на объект управления абсолютно инвариантных (практически, "инвариантных до ε ") систем управления на основе принципов Г. В. Щипанова и Б. Н. Петрова при отсутствии противоречий между условиями устойчивости и инвариантности.

Ключевые слова: управление, инвариантность, вырожденная система, принцип двухканальности, устойчивость, летательный аппарат

Введение. Синтез и реализация абсолютно инвариантных систем автоматического управления, как известно, являются достаточно сложной проблемой, что обусловлено спецификой условий разрешимости этой задачи [1]. Как известно, абсолютно инвариантная система управления может быть построена либо на основе принципа Г. В. Щипанова (с применением вырожденного регулятора) [1, с. 364, с. 405], либо на основе принципа двухканальности Б. Н. Петрова [2]. Щипановская система управления обеспечивает абсолютную инвариантность к неизмеряемым возмущениям, но для существования решения задачи синтеза в этом случае необходимо, чтобы объект управления был минимально-фазовым по управлению, и число нулей его передаточной функции по управлению было равно его порядку [3].

Если же возмущение доступно измерению, то для построения абсолютно инвариантной к этому возмущению системы управления можно применить принцип Б. Н. Петрова. В этом случае требуется, чтобы объект также был минимально-фазовым по управлению, и число нулей его передаточной функции по управлению было не меньше числа нулей его передаточной функции по измеряемому возмущению [3, 4].

Указанные условия, безусловно, являются достаточно жесткими, тем не менее, существуют объекты управления, математические модели которых им удовлетворяют.

Ниже будет показано, что если указанные условия выполняются, то процедура решения математической задачи синтеза абсолютно инвариантных систем не отличается от решения задачи синтеза неинвариантных систем управления. При этом не возникает противоречия между условиями инвариантности и устойчивости, которое часто отмечалось в ранних работах по теории инвариантности.

Для ясности подчеркнем, что если теоретически достигается решение задачи синтеза абсолютно инвариантной системы либо основе принципа Г. В. Щипанова, либо на основе принципа Б. Н. Петрова, то практически реализуется лишь "инвариантность до малой величины ε " [1, 2, 4].

Постановка задачи. Предположим, объект управления описывается следующим уравнением:

$$A(p)y(p) = B_0(p)u(p) + B_1(p)f(p), \quad (1)$$

где $y(p)$, $u(p)$, $f(p)$ — изображения по Лапласу управляемой переменной $y(t)$, искомого управления $u(t)$ и ограниченного возмущения $f(t)$ произвольного вида; $A(p)$, $B_0(p)$, $B_1(p)$ — заданные полиномы с известными коэффициентами.

Необходимо найти уравнения устройства, формирующего управление $u(t)$, которое обеспечивает абсолютную инвариантность сигнала ошибки $\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$ замкнутой системы к возмущению $f(t)$ и задающему воздействию $g(t)$ [3, 4].

Решение. Пусть возмущение $f(t)$ не доступно измерению. Обозначим $\delta_B > 0$ — число, $n = \deg A(p)$, $m_0 = \deg B_0(p)$, $m_1 = \deg B_1(p)$; p_{0i} — корни полинома $B_0(p)$, $i = \overline{1, m_0}$, и предположим, что выполняются следующие условия:

$$\operatorname{Re} p_{0i} \leq -\delta_B < 0, \quad i = \overline{1, m_0} \quad \text{и} \quad m_0 = n. \quad (2)$$

Тогда, как показано в [3], уравнение устройства управления (УУ), обеспечивающего абсолютную инвариантность отклонения $\varepsilon(t)$ к неизмеряемому возмущению $f(t)$ и задающему воздействию $g(t)$, имеет вид

$$R(p)u(p) = Q(p)\varepsilon(p) + K_u w, \quad w = K_w u, \quad (3)$$

где $\varepsilon(p) = g(p) - y(p)$. Полиномы $R(p)$ и $Q(p)$ здесь имеют одинаковую степень, т. е. $\deg R(p) = \deg Q(p) = r \geq 0$, при этом, если $r > 0$, то $R(p)$ — произвольный полином, а $Q(p)$ — устойчивый полином; K_u , K_w — коэффициенты передачи двух усилителей, такие что $K_u K_w = 1$. Отметим, что УУ (3) является вырожденным и по своим свойствам аналогично двухстепенному регулятору Г. В. Щипанова [1, с. 88, 155], но его структура несколько отличается. Вырожденность УУ (3) обусловлена тем, что при выполнении условия $K_u K_w = 1$ все коэффициенты его характеристического полинома равны нулю.

Отличительной особенностью вырожденного УУ (3) является его способность формировать ненулевые ограниченные выходные сигналы при нулевых значениях входного сигнала ошибки $\varepsilon(t)$, но только в тех случаях, когда оно содержится в структуре **устойчивой** системы, и на эту систему действуют внешние воздействия. Сигналы, формируемые этим УУ, и обеспечивают компенсацию внешних воздействий, приводя сигнал ошибки $\varepsilon(t)$ системы к нулю (практически к очень малым значениям) [5].

Это свойство вырожденного УУ сходно со свойством, например, двух последовательно включенных интеграторов, охваченных отрицательной обратной

связью с коэффициентом β^2 . Эти интеграторы при нулевом входном сигнале и ненулевых начальных условиях формируют гармонический сигнал с частотой β . Отличие, однако, в том, что интеграторы могут функционировать в виде отдельного блока, а вырожденное УУ — только в составе устойчивой системы.

Если же возмущение $f(t)$ *доступно измерению*, и выполняются условия

$$\operatorname{Re} p_{0i} \leq -\delta_B < 0, \quad i = \overline{1, m_0}; \quad m_0 < n \quad \text{и} \quad m_0 \geq m_1, \quad (4)$$

то решение задачи синтеза щипановской системы не существует, так как условия (2) не выполняются. При этом не достигается и абсолютная инвариантность по отношению к задающему воздействию [3, 4]. В то же время, при условиях (4) достижима абсолютная инвариантность к измеряемому возмущению $f(t)$ на основе принципа двухканальности [2, 4], т. е. без применения вырожденного регулятора. Уравнение УУ в этом случае можно рассматривать в виде

$$R(p)u(p) = Q_0(p)g(p) - L(p)y(p) + Q_1(p)f(p), \quad (5)$$

где слагаемое $Q_1(p)f(p)$ образует второй канал влияния возмущения $f(t)$.

Отметим, что первое уравнение (3) и уравнение (5) описывают, фактически, многомерные устройства управления (МУУ), методика расчета которых подробно изложена в [3, 6].

Рассмотрим порядок синтеза абсолютно инвариантных (практически, "инвариантных до ε ") систем управления на основе приведенных соотношений.

Пример. Синтезировать абсолютно инвариантную систему управления многомерной силовой установкой летательного аппарата (ЛА), которая в режиме полета на малой высоте описывается [7] следующими уравнениями в изображениях по Лапласу:

$$\begin{aligned} A(p)y_1(p) &= B_{11}(p)u_1(p) - B_{12}(p)u_2(p); \\ A(p)y_2(p) &= B_{21}(p)u_1(p) - B_{22}(p)u_2(p), \end{aligned} \quad (6)$$

где $y_1(t)$ и $y_2(t)$ — относительные отклонения частоты вращения ротора низкого давления и суммарной степени расширения газа на турбинах низкого и высокого давления; $u_1(t)$ и $u_2(t)$ — управления силовой установкой ЛА — относительные отклонения расхода топлива в основную и форсажную камеры сгорания; $A(p) = 0,6074p^2 + 1,6671p + 1$; $B_{11}(p) = 0,62p + 1,34$; $B_{12}(p) = 0,31p + 0,48$; $B_{21}(p) = 0,14p^2 + 0,41p + 0,29$; $B_{22}(p) = 0,18p^2 + 0,51p + 0,32$. Примем, что управляемые переменные $y_i(t)$ и отклонения $\varepsilon_i(t) = g_i(t) - y_i(t)$, $i = 1, 2$, измеряются.

Для проверки условий разрешимости задачи синтеза найдем корни всех приведенных полиномов, для чего представим их следующим образом:

$$\begin{aligned} A(p) &= 0,6074(p + 1,8592)(p + 0,8855); \\ B_{11}(p) &= 0,62(p + 2,1613); \quad B_{12}(p) = 0,31(p + 1,5484); \\ B_{21}(p) &= 0,14(p + 1,7339)(p + 1,1946); \\ B_{22}(p) &= 0,180(p + 1,8954)(p + 0,9380). \end{aligned}$$

Анализируя полученные результаты, прежде всего, отмечаем, что степени входных операторов $B_{ij}(p)$

в обоих уравнениях (6) одинаковы, а сами полиномы $B_{ij}(p)$, как и $A(p)$, являются гурвицевыми. Будем считать $u_1(t)$ управлением переменной $y_1(t)$, а $u_2(t)$ — переменной $y_2(t)$. Тогда в канале управления переменной $y_2(t)$ управление $u_1(t)$ можно считать возмущением. При этом второе уравнение (6) удовлетворяет условиям (2) существования вырожденного МУУ (3), обеспечивающего абсолютную инвариантность канала $g_2(t) \rightarrow y_2(t)$ к задающему воздействию и внешним неизмеряемым возмущениям.

Перейдем к расчету этого МУУ. Как отмечалось выше, степень полинома $R(p)$ в уравнении МУУ (3) удовлетворяет неравенству $\deg R(p) \geq 0$. Примем минимальное значение $\deg R(p) = 0$ и положим: $R(p) = 1$, $Q(p) = 5$, а также $K_u = 0,25$; $K_w = 4$. Тогда в соответствии с выражениями (3) уравнения искомого МУУ имеют вид

$$u_2(p) = 5\varepsilon_2(p) + 0,25w(p), \quad w(p) = 4u_2(p). \quad (7)$$

Схема реализации МУУ (7), например, на инвертирующих операционных усилителях приведена на рис. 1, где $R_{oc1}R_{oc2}/R_1R_3 = 5$; $R_{oc1}R_{oc2}/R_2R_3 = 0,25 \cdot 4$.

Подставляя сначала $y_2(p)$ из второго уравнения (6) в первое уравнение (7), а затем $u_2(p)$ из полученного выражения во второе уравнение (6), легко убедиться, что МУУ (7) обеспечивает абсолютную инвариантность отклонения $\varepsilon_2(t)$ как к задающему воздействию $g_2(t)$, так и к управлению $u_1(t)$.

Перейдем к синтезу МУУ для первого канала $g_1(t) \rightarrow y_1(t)$ рассматриваемой силовой установки ЛА. Поскольку в (6) $\deg B_{11}(p) < \deg A(p)$, т. е. условия (2) в этом случае не выполняются, то абсолютная инвариантность отклонения $\varepsilon_1(t)$ к задающему воздействию $g_1(t)$ не достижима. Поэтому ограничимся обеспечением астатизма первого порядка к задающему воздействию $g_1(t)$, полагая влияние управления $u_2(t)$ на переменную $y_1(t)$ возмущением. Так как $u_2(t)$ формируется регулятором (7), его можно считать измеряемым возмущением. При этом $\deg B_{11}(p) = 1$, $\deg B_{12}(p) = 1$, и полином $B_{11}(p)$ является гурвицевым, т. е. выполняются условия (4), следовательно, можно обеспечить абсолютную инвариантность отклонения $\varepsilon_1(t)$ к управлению $u_2(t)$ на основе принципа двухканальности Б. Н. Петрова.

Примем уравнение "вход—выход" МУУ данного канала в виде (5), полагая $R(p) = R_1(p)$, $u(p) = u_1(p)$, $g(p) = g_1(p)$, $y(p) = y_1(p)$ и $f(t) = u_2(t)$. В целях синтеза астатической к задающему воздействию $g_1(t)$

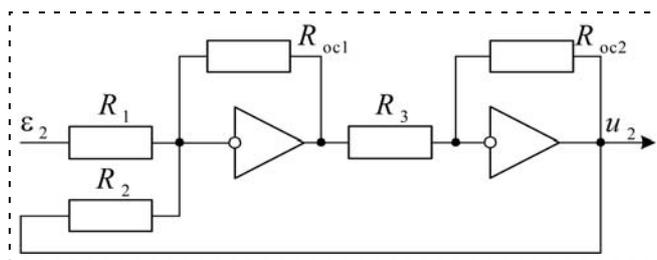


Рис. 1. Схема вырожденного МУУ

системы управления с согласованными полюсами [3, 4] примем полином $R_1(p) = p(p + 2,1613)\tilde{R}_1(p)$, а характеристический полином соответствующей системы управления $D_1(p) = (p + 2,1613)\tilde{D}_1(p)$, где полином

$$\tilde{D}_1(p) = A(p)\tilde{R}_1(p) + B_{11}(p)L_1(p). \quad (8)$$

Тогда на основе соотношений, приведенных в [6], найдем, что $\deg \tilde{D}_1(p) = 3$, $\deg \tilde{R}_1(p) = 0$, $\deg L_1(p) = 2$. Так как МУУ канала $g_1(t) \rightarrow y_1(t)$ синтезируется с учетом астатизма к задающему воздействию $g_1(t)$,

т. е. $v_g = 1$, то коэффициенты полинома $\tilde{D}_1(p)$ найдем, пользуясь методом стандартных коэффициентов при минимально-фазовом объекте управления [6].

В данном случае $\tilde{n} = \deg \tilde{D}_1(p) = 3$, а $v_g = 1$, поэтому из таблицы коэффициентов стандартных передаточных функций с кратными полюсами [8] находим: $\Delta_0 = 1$, $\Delta_1 = 3$, $\Delta_2 = 3$, $\Delta_3 = 1$, $t_{рн} = 6,31$ с (время регулирования в системе с нормированной передаточной функцией). Следуя [7], примем желаемое время регулирования $t_p^* = 2,5$ с. При этом согласно [6] коэффициенты полинома $\tilde{D}_1(p)$ из (8)

будут равны: $\delta_0 = \Delta_0 \omega_0^3 = 17,58$, $\delta_1 = \Delta_1 \omega_0^2 = 20,28$, $\delta_2 = \Delta_2 \omega_0 = 7,8$, $\delta_3 = 1$, где $\omega_0 = t_{рн}/t_p^* = 6,31/2,5 \approx 2,6$.

Решение системы алгебраических уравнений, эквивалентной полиномиальному уравнению (8) [6, 8], позволяет записать следующие полиномы:

$$R_1(p) = 1,6464p(p + 2,1613);$$

$$L_1(p) = 8,1538p^2 + 30,0543p + 28,3548.$$

Учитывая условия астатизма [8] данного канала к задающему воздействию $g_1(t)$, находим $Q_0(p) = 28,3548$. Далее из первого уравнения (6), уравнения МУУ (5) и условия абсолютной инвариантности отклонения $\varepsilon_1(t)$ к управлению $u_2(t)$ [4, 8] вытекает следующее соотношение:

$$B_{11}(p)Q_1(p) + R_1(p)B_{12}(p) \equiv 0.$$

Подставляя сюда известные полиномы, получим уравнение

$$0,62(p + 2,1613)Q_1(p) + 1,6464p(p + 2,1613)(0,31p + 0,48) \equiv 0.$$

Отсюда следует: $Q_1(p) = 2,6555p(0,31p + 0,48)$. Таким образом, определены все полиномы из (5). Подставляя их в это уравнение и деля обе его части на коэффициент 1,6464, найдем уравнение "вход—выход" искомого МУУ:

$$\begin{aligned} (p^2 + 2,1613p)u_1(p) &= \\ &= 17,2223g_1(p) - (17,2223 + 18,2546p + \\ &+ 4,9525p^2)y_1(p) + (0,5p^2 + 0,7742p)u_2(p). \end{aligned}$$

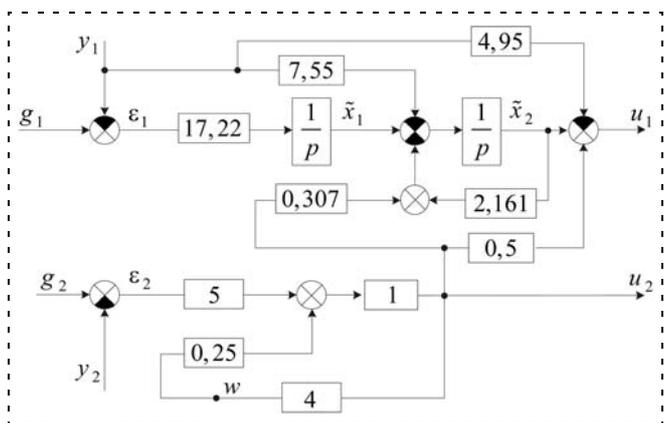


Рис. 2. Схема МУУ инвариантной системы

Так как по условиям синтеза воздействие $g_1(t)$ не измеряется, то, заменяя его изображение в этом уравнении на $\varepsilon_1(p) + y_1(p)$, перейдем к уравнениям в переменных состояния с применением соотношений канонической наблюдаемой формы [8]. Далее, объединяя полученные выражения с уравнениями (7), получим уравнения искомого МУУ:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_1 &= 17,2223\varepsilon_1; \\ \dot{\tilde{x}}_2 &= \tilde{x}_1 - 2,1613\tilde{x}_2 - 7,5508y_1 - 0,30646u_2; \\ u_1 &= \tilde{x}_2 - 4,9525y_1 + 0,5u_2; \\ u_2 &= 5\varepsilon_2 + 0,25w; \quad w = 4u_2. \end{aligned} \quad (9)$$

Этим уравнениям соответствует структурная схема, приведенная на рис. 2.

Отметим, что уравнения "вход—выход" синтезированного МУУ могут быть реализованы и в том случае, когда измеряются $g_i(t)$ и $\varepsilon_i(t) = g_i(t) - y_i(t)$, $i = 1, 2$.

Для исследования синтезированной системы (6), (9) проведено ее моделирование в Simulink системы MatLab в различных условиях. Для примера, на рис. 3—5 приведены процессы, полученные при нулевых начальных условиях и задающих воздействиях $g_1(t) = 1 + 0,2t$ и $g_2(t) = 2\sin t$.

Как видно из графиков, управляемая переменная $y_2(t)$ полностью совпадает с задающим воздействием $g_2(t)$, несмотря на то, что управление $u_1(t)$ не вводится в регулятор канала $g_2(t) \rightarrow y_2(t)$, т. е. этот канал, действительно, является абсолютно инвариантным к неизмеряемому возмущению. При этом отклонение $\varepsilon_2(t)$, действующее на входе вырожденного МУУ (7), практически равно нулю при всех t (см. рис. 4, б), однако на выходе этого МУУ (рис. 5, б) наблюдается ограниченное колебательное управление $u_2(t)$, противоположное по знаку задающему воздействию $g_2(t)$.

Из графиков, приведенных на рис. 3, а и рис. 4, а, следует, что канал $g_1(t) \rightarrow y_1(t)$ имеет первый порядок астатизма к задающему воздействию $g_1(t)$, а его отклонение $\varepsilon_1(t)$ является абсолютно инвари-

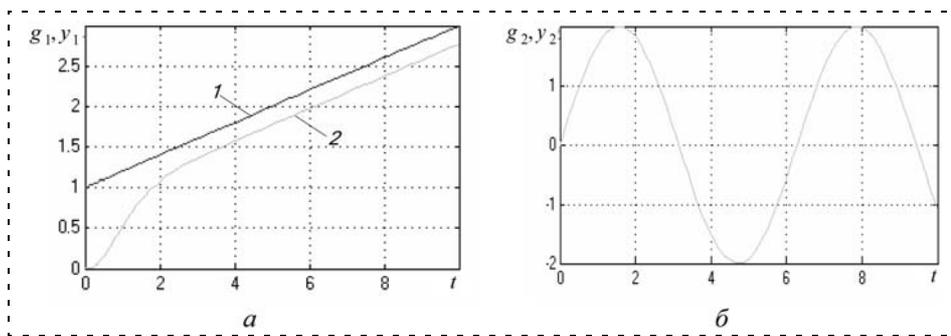


Рис. 3. Задающие воздействия и управляемые переменные
1 — задающее воздействие g_1 ; 2 — управляемая переменная y_1

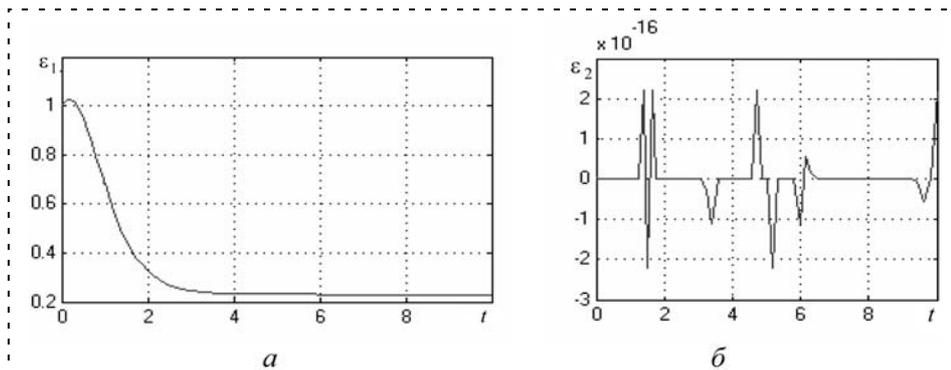


Рис. 4. Отклонения первого и второго каналов

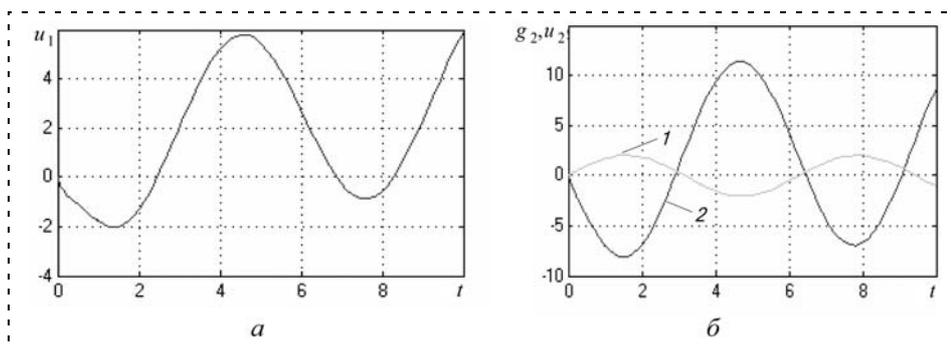


Рис. 5. Управления и задающее воздействие:
1 — задающее воздействие g_2 ; 2 — управление u_2

антным к управлению $u_2(t)$, которое вводится в регулятор этого канала (см. рис. 2).

К аналогичным выводам приводят результаты моделирования синтезированной системы и при других воздействиях.

Заключение. Изложенное выше позволяет сделать следующие выводы:

1. Абсолютная инвариантность (практически, инвариантность до малой величины ε) линейных систем управления при определенных условиях может быть обеспечена либо на основе принципа Г. В. Шипанова (с применением *вырожденного регулятора*), либо на основе *принципа двухканальности* Б. Н. Петрова.

2. Решение задачи синтеза абсолютно инвариантной системы с применением *вырожденного ре-*

гулятора существует, если объект управления является минимально-фазовым по управлению, и число нулей его передаточной функции по управлению равно его порядку. При этом компенсируется влияние на ошибку системы задающего воздействия и всех возмущений, приложенных к объекту управления.

3. Решение задачи синтеза системы управления, абсолютно инвариантной к некоторому измеряемому возмущению, на основе *принципа двухканальности* существует, если объект является минимально-фазовым по управлению, а число нулей его передаточной функции по управлению не меньше числа нулей его передаточной функции по этому измеряемому возмущению.

4. При выполнении указанных условий не возникает противоречия между устойчивостью и инвариантностью синтезируемой системы.

Автор выражает искреннюю благодарность А. З. Асанову за информацию о модели силовой установки ЛА, рассмотренной в приведенном выше примере.

Список литературы

1. Г. В. Шипанов и теория инвариантности (Труды и документы): Составители З. М. Лезина, В. И. Лезин. М.: Физматлит, 2004.
2. Петров Б. Н. Теория автоматического управления. Избранные труды. Том 1. М.: Наука, 1983.
3. Гайдук А. Р. Принципы построения и аналитический синтез систем автоматического управления минимальной сложности с управлением по состоянию и воздействиям. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Л., 1986.
4. Гайдук А. Р. Условия достижимости инвариантности систем управления энергетическими объектами // Автоматика и телемеханика. 2006. № 5. С. 93—101.
5. Солнечный Э. М. Вырожденные системы и их использование в задаче синтеза заданного поведения. М.: Наука, 1989.
6. Гайдук А. Р., Плаксиенко Е. А. Синтез динамических систем по требуемым показателям качества // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 4. С. 7—12.
7. Основы теории многосвязных систем автоматического управления летательными аппаратами: Учебн. пособие / С. Ф. Бабак, В. И. Васильев, Б. Г. Ильясов и др. / Под ред. М. Н. Красилыцкого. М.: Изд-во МАИ, 1995.
8. Гайдук А. Р. Теория автоматического управления. М.: Высшая школа, 2009.

А. А. Кабанов, аспирант,
Севастопольский национальный
технический университет
patronne@mail.ru

Система автоматической посадки летательного аппарата корабельного базирования

Часть 1. Подсистема торможения

Рассмотрен синтез контуров системы автоматической посадки летательного аппарата с вращающимся вектором тяги на палубу авианесущего судна в условиях волновых возмущений. Для построения контуров автоматической посадки летательного аппарата используются дискретные методы субоптимального линейно-квадратичного синтеза. Приводятся примеры моделирования синтезированной системы.

Ключевые слова: летательный аппарат, система посадки, терминальное управление, волновые возмущения, метод возмущений

Введение

Процесс управляемой посадки летательного аппарата (ЛА) представляет собой пример сложной системы, функционирующей в условиях разнообразных возмущений. В полете на ЛА действуют различные возмущения, которые обычно представляются в математических моделях в виде случайных процессов. Из факторов внешней среды наиболее типичным является ветровое возмущение, которое описывается либо как случайная величина (обычно гауссовская) в случае постоянного по силе и направлению ветра, либо как стационарный гауссовский процесс с рациональной спектральной плотностью в случае флуктуационного ветра (турбулентности атмосферы). Однако основным возмущением корабельной посадки является вертикальная качка авианесущего судна, точнее его посадочной площадки (ПП).

На заключительном этапе вертикальной посадки ЛА с вращающимся вектором тяги (ЛАВТ) сопло маршевого двигателя развернуто в вертикальное положение и включены подъемные двигатели, обеспечивающие необходимую тяговооруженность полета на малой высоте с малой скоростью. В такой конфигурации ЛАВТ сначала тормозится до положения зависания на заданной высоте (5...15 м) над посадочной площадкой, а затем совершает управляемое вертикальное снижение до касания ПП с заданной скоростью (0,2...1,2 м/с). В связи с этим, рассматриваемый заключительный этап можно разделить на две фазы: фазу торможения до зависания над ПП и фазу вертикального наведения. В обеих фазах

управление существенным образом зависит от внешних возмущений, сопутствующих процессу посадки. Здесь рассматривается наиболее существенное из них — случайные колебательные вертикальные перемещения ПП.

В этой части статьи рассматривается только первый этап посадки — торможение ЛАВТ вплоть до зависания над ПП на заданной высоте. Этап вертикального наведения будет освещен во второй части статьи.

1. Математическое описание продольного движения ЛАВТ

При построении подсистемы торможения будем исходить из следующей математической модели продольного движения ЛАВТ [1, 2]:

$$\begin{cases} \dot{X}_g = V_X - 0,0174V_Y\vartheta; \\ \dot{Y}_g = 0,0174V_X\vartheta + V_Y; \\ \dot{V}_X = 0,0174(V_Y\omega_Z - g\vartheta) + C_X\rho S V^2 + 2 \cdot 10^{-4}P_{\Pi} + 1,15 \cdot 10^{-3}P_M \sin\varphi_C; \\ \dot{V}_Y = -0,0174V_X\omega_Z + C_Y\rho S V^2 - g + 1,14 \cdot 10^{-3}P_{\Pi} + 1,15 \cdot 10^{-3}P_M \cos\varphi_C; \\ \dot{\omega}_Z = -4,5 \cdot 10^{-3}V\omega_Z + \varepsilon_Z^{\delta_B} \delta_B + \varepsilon_Z^{\alpha} \alpha; \\ \dot{\vartheta} = \omega_Z; \\ \dot{P}_M = (P_M^X X_{руд} - P_M)/T_M; \\ \dot{P}_{\Pi} = (P_{\Pi}^X X_{руд} - P_{\Pi})/T_{\Pi}, \end{cases} \quad (1)$$

где S — эффективная площадь крыла; α — угол атаки; C_X, C_Y — коэффициенты проекций аэродинамических сил на оси связанной системы координат; ρ — плотность атмосферы; V — вектор воздушной скорости; φ_C — угол отклонения сопла маршевого двигателя; δ_B — угол отклонения руля высоты; $\varepsilon_Z^{\alpha}, \varepsilon_Z^{\delta_B}$ — частные производные коэффициента момента тангажа, соответственно, по углу отклонения руля высоты и по углу атаки; T_M, T_{Π} — постоянные времени двигателей маршевого и подъемного, соответственно; P_M^X, P_{Π}^X — коэффициенты передачи маршевого и подъемного двигателей, соответственно; $X_{руд}$ — отклонение ручки управления двигателем;

$$\alpha = \arctg(-V_X/V_Y); V = \sqrt{V_X^2 + V_Y^2 + V_Z^2};$$

$$C_X = -1,1 \cdot 10^{-4} + 5,4 \cdot 10^{-6}\alpha - 5,5 \cdot 10^{-7}\alpha^2;$$

$$C_Y = 8 \cdot 10^{-4} + 7,1 \cdot 10^{-5}\alpha - 7 \cdot 10^{-8}\alpha^2 + 3 \cdot 10^{-8}\alpha^3.$$

Уравнения (1) записаны, соответственно, для переменных дальности (X_g) и высоты (Y_g) центра масс ЛАВТ в земной системе координат, продольных составляющих вектора скорости (V_X, V_Y в системе координат, связанной с ЛАВТ), угловой скорости (ω_Z), угла тангажа (ϑ) и величин тяги маршевого (P_M) и подъемного двигателей (P_Π). В уравнениях (1) следует учесть, что угол отклонения сопла маршевого двигателя отсчитывается от нормали к основной оси инерции ЛАВТ, т. е. $\varphi_C = \pi/2 + \varphi_P$, где φ_P — угол установки двигателя. В рассматриваемом случае $\varphi_C = \pi/2$, что соответствует маршевому положению сопла (аэродинамический полет), а $\varphi_C = 0$ — вертикальному (режим вертикального взлета и посадки (ВВП)).

2. Синтез подсистемы торможения

Систему продольного управления ЛАВТ в фазе торможения можно разделить на два канала: систему стабилизации траектории подлета по высоте посредством тяги маршевого двигателя (канал высоты) и систему приведения ЛАВТ в заданную точку с заданной скоростью, в которой управление осуществляется изменением тангажа с помощью руля высоты δ_B (канал дальности). Угол отклонения руля высоты δ_B используется для стабилизации ЛАВТ по тангажу в составе штатной подсистемы бортового пилотажно-навигационного комплекса. В рассматриваемой двухканальной САУ руль высоты (с учетом струйной составляющей) применяется также в канале дальности для торможения ЛАВТ вплоть до зависания над заданной точкой ПП, т. е.

$$\delta_B = \delta_{dempf} + \delta_b,$$

где первое слагаемое описывает демпфер тангажа

$$\delta_{dempf} = -i_\vartheta \vartheta - \mu_Z \omega_Z$$

с передаточными числами i_ϑ, μ_Z , а второе будем использовать для построения подсистемы торможения.

Так же, как и в [1, 2], для построения подсистемы торможения воспользуемся упрощенной системой уравнений, которая может быть получена из общей модели (1), если в уравнении для ω_Z пренебречь слагаемыми, зависящими от скорости (на рассматриваемом конечном промежутке скорость движения ЛАВТ мала), и перейти к скоростям и ускорениям в земной системе координат (дифференцируя первые два уравнения системы (1) и подставляя правые части последующих ее уравнений):

$$\begin{cases} \dot{X}_g = V_{X_g}; V_{X_g}(0) = V_{X0} < 0; \\ \dot{V}_{X_g} = A_X; \\ \dot{A}_X = k_y \omega_Z; \\ \dot{\omega}_Z = q_1 A_X + q_2 \omega_Z + q_3 \delta_b, \end{cases} \quad (2)$$

где $k_y = 0,0174(1,14 \cdot 10^{-3} P_\Pi + 1,15 \cdot 10^{-3} P_M)$ — коэффициент торможения, в режиме ВВП, когда $P_\Pi \cong P_M \cong 4,2 \cdot 10^4$, его можно принять равным $k_y = 0,17$; параметры $q_i, i = 1, 2, 3$, определяются выражениями

$$q_1 = -\varepsilon_Z^{\delta_B} i_\vartheta / k_y; q_2 = -\varepsilon_Z^{\delta_B} \mu_Z; q_3 = -\varepsilon_Z^{\delta_B}.$$

В режиме ВВП ЛАВТ стабилизируется струйными рулями, которые реализуются путем отбора воздуха от основной магистрали маршевого двигателя и устанавливаются в концевые точки планера ЛАВТ [3].

В этом случае $\varepsilon_Z^{\delta_B} = 1,046 \text{ 1/c}^2$.

Задачу приведения ЛАВТ из начального состояния в заданную точку над ПП за конечное известное время можно решить на основе методов терминального управления, причем благодаря особенности, связанной с разнотемповостью компонент состояния системы (2), можно строить простые и устойчивые к возмущениям алгоритмы терминального управления, синтезированные на основе асимптотической композиции субоптимальных законов.

Именно такой подход к синтезу контуров управления по дальности и высоте реализован в [1, 2]. Основной недостаток такого решения связан с необходимостью устранения особенности в коэффициентах регулятора в терминальный момент времени t_f , что приводит к ухудшению терминальной точности. В дискретном случае коэффициенты регулятора (при соответствующих условиях) существуют и ограничены на всем интервале управления при абсолютной точности терминального приведения, т. е. особенность, характерная для непрерывного случая, отсутствует. Именно этот факт подводит к идее использования дискретных управлений для непрерывной системы как одного из способов устранения особенности регулятора в терминальный момент времени t_f .

Итак, дискретизируя непрерывную систему (2) с периодом дискретизации T_0 , получаем дискретную модель (в векторно-матричной форме):

$$x(k+1) = \mathbf{A}(T_0)x(k) + \mathbf{B}(T_0)u(k);$$

$$x(k) = (X_g, V_{X_g}, A_X, \omega_Z)^T, u(k) = \delta_b. \quad (3)$$

Функционал качества торможения выберем в следующем виде:

$$J = \frac{2}{2\lambda_f} (X_g^2(N)f_1 + V_{X_g}^2(N)f_2) + \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} (A_X^2(k) + u_2(k)) \rightarrow \min_{u(k)}. \quad (4)$$

Здесь $f_1, f_2 > 0$ — весовые коэффициенты; $\lambda_f > 0$ — малый параметр, который, по сути, являет собой

конкретное выражение достаточной для данной задачи точности терминального приведения. Ясно, что при $\lambda_f = 0$ точность приведения будет абсолютной.

Согласно [4] запишем оптимальное управление в задаче (3), (4) (номер шага далее указываем в виде нижнего индекса):

$$u_k = \mathbf{G}_k x_k, \quad \mathbf{G}_k = -(1 + \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{A}, \quad (5)$$

где \mathbf{P}_k — решение разностного уравнения

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{A}^T \mathbf{P}_{k+1} (\mathbf{I} + \mathbf{B} (1 + \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1}) \mathbf{A} + \mathbf{Q};$$

$$\mathbf{P}_N = \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{H} \lambda_f^{-1}. \quad (6)$$

Здесь \mathbf{I} — единичная (4×4)-матрица;

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(0, 0, 1, 0),$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{pmatrix} f_1 & 0 \\ 0 & f_2 \end{pmatrix}.$$

Для синтеза регулятора, приводящего систему в заданное положение с нулевой терминальной ошибкой, нужно вычислить матрицы \mathbf{P}_k и \mathbf{G}_k при $\lambda_f = 0$. Понятно, что выражения (5), (6) не позволяют этого сделать. Для вычисления матрицы регулятора \mathbf{G}_k будем использовать представление матрицы Риккати в виде $\mathbf{P}_k = \mathbf{K}_k + \mathbf{W}_k^T (\mathbf{M}_k + \lambda_f \mathbf{F}^{-1})^{-1} \mathbf{W}_k$, а также замену $\mathbf{V}_k = \lambda_f \mathbf{P}_k$. Опуская математические выкладки для матрицы \mathbf{G}_k , при $\lambda_f = 0$ имеем

$$\mathbf{G}_k = \begin{cases} (1 + \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{k+1} \mathbf{A}, & k \in [0, N-3]; \\ (\mathbf{B}^T \mathbf{V}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{V}_{k+1} \mathbf{A}, & k \in [N-2, N-1], \end{cases} \quad (7)$$

где

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{K}_k + \mathbf{W}_k^T \mathbf{M}_k^{-1} \mathbf{W}_k,$$

а остальные матрицы определяются выражениями

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{A}^T \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{I} - \mathbf{B} (R_k + \mathbf{V}^T \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{K}_{k+1}) \mathbf{A} + \mathbf{Q},$$

$$\mathbf{K}_N = \mathbf{0};$$

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{k+1} (\mathbf{I} - \mathbf{B} (1 + \mathbf{V}^T \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{K}_{k+1}) \mathbf{A};$$

$$\mathbf{W}_N = \mathbf{H};$$

$$\mathbf{M}_k = \mathbf{M}_{k+1} + \mathbf{W}_{k+1} \mathbf{B} (1 + \mathbf{V}^T \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{W}_{k+1}^T;$$

$$\mathbf{M}_N = \mathbf{0};$$

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{A}^T \mathbf{V}_{k+1} (\mathbf{I} - \mathbf{B} (\mathbf{B}^T \mathbf{V}_{k+1} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{V}_{k+1}) \mathbf{A};$$

$$\mathbf{V}_N = \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{H}. \quad (8)$$

Соотношения (7) для оптимального регулятора можно несколько упростить. Если движения системы (3), к примеру, по физическому смыслу яв-

ляются разнотемповыми, то ее можно представить в следующем виде:

$$x(k+1) = \mathbf{A}x(k) + \mathbf{B}u(k);$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & \lambda \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \lambda \mathbf{A}_{22} \end{pmatrix}; \quad x(k) = \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{pmatrix}, \quad (9)$$

где $\lambda > 0$ — малый скалярный параметр, который должен удовлетворять условию [5]

$$\lambda = \frac{\|\mathbf{A}_{22}\|}{\|\mathbf{A}_{11}\|} \ll 1. \quad (10)$$

При этом вектор $x_1(k)$ принято называть подвектором "медленных" переменных, а $x_2(k)$ — подвектором "быстрых" переменных.

Согласно дискретному методу возмущений [6] при достаточно малом $\lambda \ll 1$ оптимальное решение задачи (9), (4) с точностью до $O(\lambda)$ аппроксимируется решением задачи минимизации функционала (4) на траекториях "медленной" системы, которая получается из исходной (9) при $\lambda = 0$:

$$\bar{x}(k+1) = \bar{\mathbf{A}} \bar{x}(k) + \mathbf{B} \bar{u}(k);$$

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{11} & 0 \\ \mathbf{A}_{22} & 0 \end{pmatrix}, \quad \bar{x}(k) = \begin{pmatrix} \bar{x}_1(k) \\ \bar{x}_2(k) \end{pmatrix}. \quad (11)$$

При этом матрица субоптимального регулятора $\bar{\mathbf{G}}_k$ рассчитывается по формулам (7), (8), в которых вместо матрицы \mathbf{A} нужно использовать $\bar{\mathbf{A}}$.

Таким образом, при выполнении условия (10) для системы (3) оптимальный регулятор G_k , являющийся решением задачи (3), (4), можно с точностью до $O(\lambda)$ аппроксимировать субоптимальным регулятором $\bar{\mathbf{G}}_k$, причем последний наряду с приемлемым качеством реализует обратную связь только по "медленным" переменным в отличие от регулятора \mathbf{G}_k , требующего знание всего вектора состояния.

3. Результаты моделирования

При $i_g = 1$, $\mu_z = 3$, дискретизируя систему (2) с периодом $T_0 = 1$, получаем следующие значения матриц состояния:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0,474 & 0,0145 \\ 0 & 1 & 0,910 & 0,0352 \\ 0 & 0 & 0,783 & 0,0444 \\ 0 & 0 & -1,606 & -0,0356 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0,004 \\ 0,015 \\ 0,037 \\ 0,273 \end{pmatrix}.$$

Действительно, из (6) имеем $\lambda = 0,0186 \ll 1$, т. е. полученная система — разнотемповая, а следовательно, для нее имеет место форма (9), где векторы

$x_1(k) = \text{col}(X_g, V_{X_g}, A_X)$ и $x_2(t) = \omega_Z$. Тогда, используя выше описанный метод синтеза, можно рассчитать матрицу субоптимального регулятора.

Для более полной оценки качества полученного субоптимального закона торможения воспользуемся им для управления нелинейной непрерывной системой (1). Результаты математического моделирования приведены на рис. 1 (терминальный момент времени $t_f = 70$ с). Терминальная ошибка 0,1...0,2 м по дальности и 0,25 м/с по скорости.

Рассмотренные выше рассуждения соответствуют случаю детерминированной посадки на неподвижную площадку, что и дает возможность достаточно точной оценки конечного времени t_f , необходимого для формирования управления (7). В такой детерминированной ситуации момент t_f становится началом последней фазы полной посадки — фазы вертикального снижения, о которой речь пойдет в следующей части.

При посадке на подвижную площадку процесс управления несколько усложняется. Действительно, в этом случае оценка t_f может быть только грубой. Далее, случайный и, вообще говоря, неуправляемый характер движения ПП приводят к необходимости ожидания благоприятной ситуации для заключительного интервала приведения по высоте. Фактически, это означает, что оптимизируемый управляемый процесс теперь представляет собой

не пару (x, u) — "состояние, управление", а тройку (x, u, t_f) — "состояние, управление, конечный момент управления". Ясно, что процесс этого ожидания и выбора t_f должен сопровождаться стабилизацией положения центра массы ЛАВТ на заданной высоте над уровнем моря и, что весьма существенно, длительность этого процесса "висения" также является величиной случайной, зависящей от интенсивности и характера качки ПП.

Синтез алгоритмов приведения и стабилизации для канала дальности осуществим по методике устранения особенности терминального регулятора из [7], суть которой заключается в "замораживании" коэффициентов регулятора в обратной связи в некоторый момент времени t_1 , предшествующий моменту t_f . Именно здесь проявляется главное преимущество дискретного регулятора, для которого момент t_1 можно взять равным $t_1 = t_f - 1$ с, что соответствует шагу $k = N - 1$ — конечному шагу дискретного интервала управления. Такой выбор момента t_1 наряду с высокой терминальной точностью обеспечивает стабилизацию системы в окрестности терминального положения на бесконечно большом интервале времени при условии, что система с матрицей состояния $A_z = A - \mathbf{B}(\mathbf{V}^T \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{B})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{H}^T \mathbf{F} \mathbf{H} \mathbf{A}$ асимптотически устойчива, чего легко можно добиться выбором матрицы \mathbf{F} .

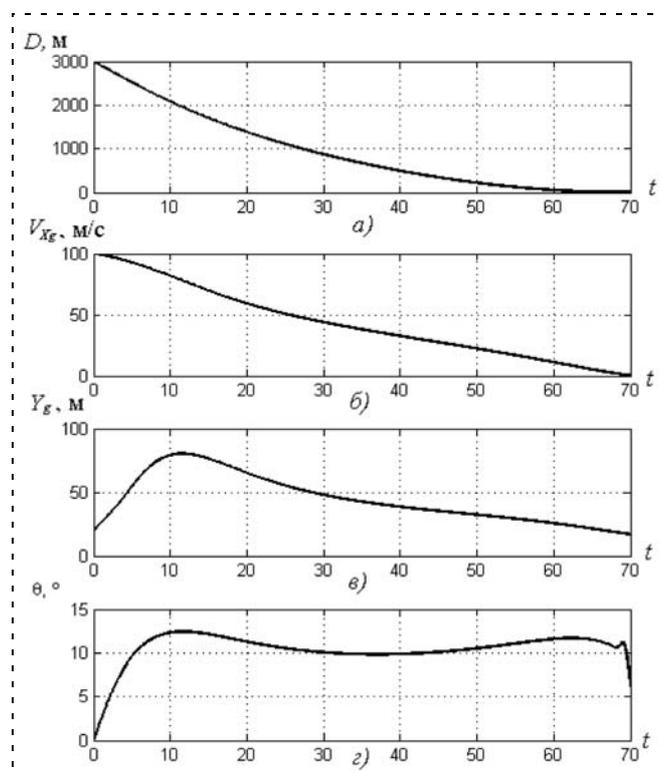


Рис. 1. Компоненты состояния процесса управляемого торможения ЛАВТ:
a — дистанция ЛАВТ до ПП; *б* — горизонтальная скорость ЛАВТ; *е* — вертикальное перемещение; *з* — угол продольного вращения

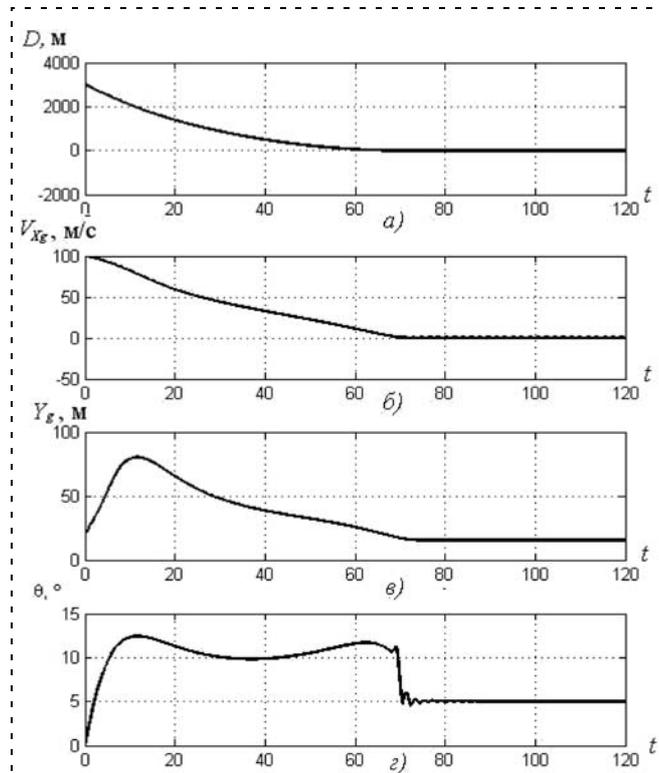


Рис. 2. Процесс торможения и "висения" ЛАВТ над ПП:
a — дистанция ЛАВТ до ПП; *б* — горизонтальная скорость ЛАВТ; *е* — вертикальное перемещение; *з* — угол продольного вращения

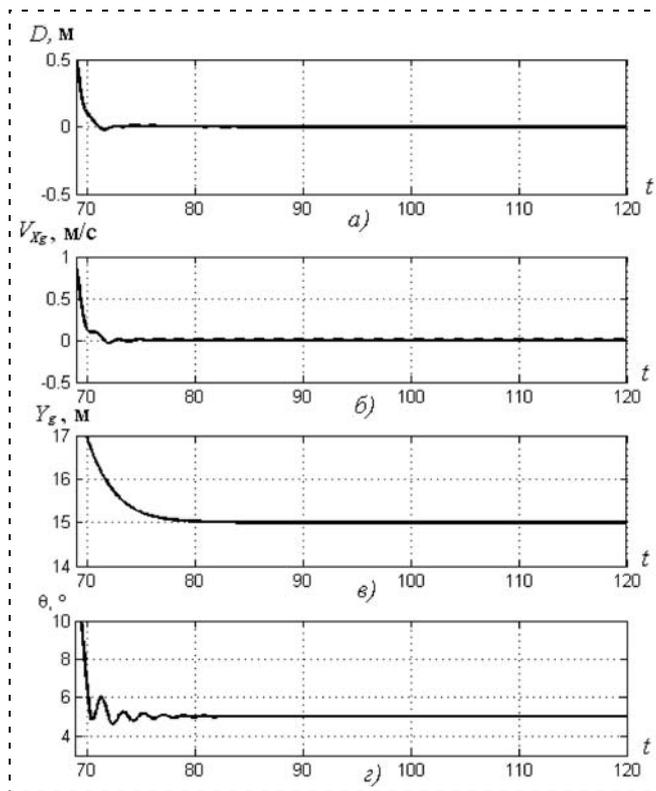


Рис. 3. Процесс торможения и "висения" ЛАВТ над ПП (увеличение):
a — дистанция ЛАВТ до ПП; *б* — горизонтальная скорость ЛАВТ; *в* — вертикальное перемещение; *г* — угол продольного вращения

Заметим, что при использовании непрерывного субоптимального регулятора для обеспечения устойчивого висения ЛАВТ момент t_1 был равным $t_1 = t_f - \Delta$ при $\Delta = 8,5$ с, причем уже при $\Delta = 5,75$ с добиться стабилизации не получилось.

На рис. 2, 3 показаны результаты применения данной методики в рассматриваемой задаче тормо-

жения ЛАВТ. Рис. 2 соответствует применению предельного закона торможения (7) при значении $t_1 = t_f - 1$ с. Полный процесс занимает две минуты, т. е. на "висение" приходится 50 с, что близко к предельному значению. Дело в том, что еще 40...50 с требуется от момента включения подъемных двигателей ЛАВТ на затухание переходных процессов, вызванных этим событием, а также следующим за ним разворотом сопла маршевого двигателя. Общий же ресурс подъемных двигателей ЛАВТ ограничен тремя минутами. Поэтому 50 с — это тот максимальный промежуток времени, в течение которого должен сработать алгоритм выбора заключительного интервала вертикального снижения.

Таким образом, интервал "висения" заканчивается моментом t_3 начала фазы вертикального наведения. Последняя будет рассмотрена во второй части статьи.

Список литературы

1. Дубовик С. А. Математические проблемы синтеза систем управления посадкой летательных аппаратов корабельного базирования // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2008. № 8. С. 27—37.
2. Дубовик С. А., Кабанов А. А. Синтез управления посадкой летательного аппарата с вращающимся вектором тяги // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2009. № 2. С. 41—48.
3. Хаффер К., Закс Г. Техника вертикального взлета и посадки: Пер. с нем. М.: Мир, 1985. 376 с.
4. Ogata K. Discrete-time control system. New Jersey: Upper Saddle River, 1994. 745 p.
5. Крушель Е. Г., Степанченко О. В. Синтез и моделирование цифровых управляющих систем с двойной шкалой времени. М.: Машиностроение-1, 2006. 96 с.
6. Zerizer T. Perturbations for linear difference equations // Journal of Mathematical Analysis and Applications. 2005. № 1. P. 43—52.
7. Дубовик С. А. Метод "замораживания" в синтезе терминального управления многомерной системой // Радиоэлектроника и информатика. 2002. № 4. С. 62—65.

==== Читайте в следующих номерах журнала ====

К 100-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ В. В. СОЛОДОВНИКОВА И 80-ЛЕТНЕМУ ЮБИЛЕЮ Р. Э. КАЛМАНА

Филимонов Н. Б. Проблема качества процессов управления: смена оптимизационной парадигмы.
 Степанов О. А. Рекуррентное оценивание и фильтрация: предыстория и современное состояние.

* * *

ИССЛЕДОВАНИЯ И РАЗРАБОТКИ ИПУСС РАН ПО УПРАВЛЕНИЮ И МОДЕЛИРОВАНИЮ В СЛОЖНЫХ СИСТЕМАХ

Виттих В. А. Проблемы управления и моделирования в сложных искусственных системах.
 Ржевский Г. А. Теория сложных систем и мультиагентные технологии: методология для практического использования.
 Скобелев П. О. Мультиагентные технологии в промышленных применениях: к 20-летию основания Самарской научной школы мультиагентных систем.

А. В. Пономаренко, д-р техн. наук, нач. отделения,
ОАО РСК "МиГ", Москва,

А. С. Бодров, адъюнкт,

В. М. Халтобин, канд. техн. наук, доц.,
ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия
им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина",
Москва
piok3ak@yandex.ru

Автоматическое распознавание малоразмерных объектов при дешифрировании данных дистанционного зондирования земной поверхности с использованием комплексных признаков

Обсуждается актуальная проблема создания систем автоматического распознавания объектов при дешифрировании аэрокосмической видеоинформации. Рассматриваются возможности и алгоритмы применения комплексных признаков в автоматической системе распознавания образов. Приводятся результаты аналитических и экспериментальных исследований разработанной автоматической системы.

Ключевые слова: распознавание образов, статистический подход, классификация, автоматические системы, комплексный признак, ошибка классификации, SURF

Введение

Автоматизированные системы обработки и дешифрирования видеоинформации (АСОД ВИ), включающие в себя как элемент автоматические системы распознавания образов, широко используются как в военной, так и в гражданской областях науки и техники при дистанционном зондировании земной поверхности (ДЗЗ). Функции обработки информации в данных системах поделены между автоматом и человеком в зависимости от режимов работы и контекста поставленной задачи. При этом в решении некоторых задач, когда необходима повышенная оперативность дешифрирования, а обнаружение и классификация малоразмер-

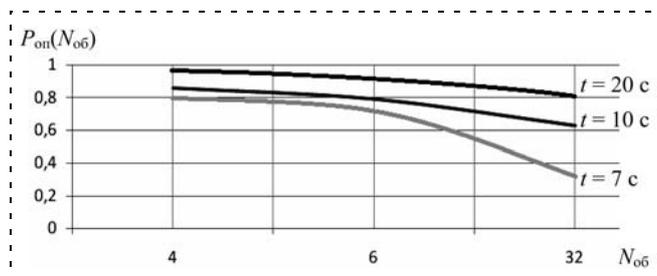


Рис. 1. Средняя вероятность опознавания объектов $P_{оп}$ в зависимости от их количества $N_{об}$ при различном времени наблюдения t

ных объектов ведется с применением различных типов оптико-электронных и радиоэлектронных средств (панорамных, перспективных, плановых), роль автоматической системы распознавания образов существенно возрастает. Особую значимость данные системы приобретают, например, в условиях работы с большими потоками видеоданных (при использовании многокурсовых и многоспектральных средств) в реальном масштабе времени (РМВ) при дешифрировании изображений крупных морских, железнодорожных и авиационных узлов с большим количеством разнообразной техники на них. Связано это с тем, что оператору-дешифровщику поступает большой поток видеоданных, требующих комплексной обработки, с чем он, в силу своих психофизиологических свойств, не в состоянии справиться за требуемое время. При дешифрировании большого числа объектов вероятность их правильного опознавания оператором $P_{оп}(N_{об})$ в заданный промежуток времени существенно падает (рис. 1) [1].

В данной статье рассматривается концепция построения автоматической системы распознавания образов на основе статистического метода при использовании комплексных признаков.

Основные принципы статистического метода автоматического распознавания образов

Автоматическая обработка изображений в общем случае включает в себя использование определенных алгоритмов и программ для предварительной обработки изображений в целях повышения их качества, для выделения изображений объектов и их распознавания с определением координат, а также для вывода результатов работы на экран или на печатающее устройство. Разработку автоматической системы распознавания осуществляли в среде MSVS 2008 с использованием открытой библиотеки машинного зрения Open CV. При разработке в качестве теоретической основы использовали статистический подход, в котором каждый образ описывается n характеристиками или признаками и изображается как точка в n -мерном пространстве [2]. Статистический метод широко используется в системах автоматического распознавания и обладает следующими достоинствами:

- не требуется предварительное разделение данных на объекты и фон;
- инвариантность признаков к различным преобразованиям;
- достаточно высокая точность результатов распознавания;
- возможность оценки систем распознавания вероятностными характеристиками.

Однако реализация статистического метода связана с определенными трудностями: сложностью оценки функций распределения вероятностей в пространствах параметров высокой размерности; вычислительной требовательностью; сложностью классификационных процедур.

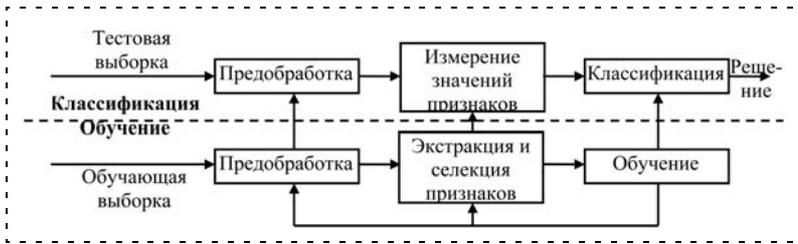


Рис. 2. Модель автоматической системы распознавания образов



Рис. 3. Рабочее изображение местности

Основными режимами работы автоматической системы распознавания образов являются обучение и классификация образов (рис. 2) [3].

Модуль предварительной обработки позволяет существенно улучшить изображение, и его роль заключается в снижении шума, фильтрации и нормализации изображения, а также в предварительном обнаружении объектов и других операциях, которые определяют компактную форму представления образов. Предварительное обнаружение объектов осуществляли на основе бинаризации исходного изображения по заданному оператором порогу [4]. Одним из ключевых моментов при создании модуля предварительной обработки явилось использование согласованной фильтрации изображений

в целях увеличения информативности корреляционного признака (рис. 3—5).

При согласованной фильтрации наблюдалось ослабление шумовых составляющих — рост на 15 % отношения сигнал/шум

$$\text{ОСШ} = \frac{P_{\text{сигнала}}}{P_{\text{шума}}} = \left(\frac{A_{\text{сигнала}}}{A_{\text{шума}}} \right)^2, \quad (1)$$

где $P_{\text{сигнала}}$, $P_{\text{шума}}$ — средние мощности сигнала и шума; $A_{\text{сигнала}}$, $A_{\text{шума}}$ — среднеквадратичные значения амплитуды сигнала и шума, и увеличение корреляционного отклика полезного сигнала.

Процесс принятия решения о принадлежности образа к определенному классу в данной системе заключается в измерении вектора параметров входящего образа $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ и сопоставлении его по некоторому, определенному заранее, критерию с одним из l классов $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_l$. В предлагаемой системе в качестве критерия принятия решения использовалось

решающее правило Байеса — один из распространенных и физически обоснованных критериев, при котором принадлежность образа к классу определяется из условия максимума апостериорной вероятности гипотез (МАВ) $P(\Omega_k|\tilde{x}) = \max\{P(\Omega_i|\tilde{x})\}$ для всех $i = 1 \dots l$; $P(\Omega_i|\tilde{x})$ — апостериорные вероятности для каждой гипотезы; $\Omega_{k,i}$ — k, i -гипотеза [2].

При использовании статистических методов границы принятия решений и стратегия классификации определяются плотностями вероятностей распределений признаков объектов по каждому классу. Они могут быть заданы изначально аналитически и корректироваться во время обучения на основе обучающей выборки. Стратегия классификации зависит от доступной информации о пара-

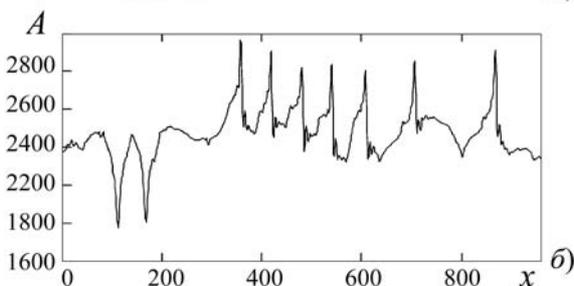


Рис. 4. Поле корреляции без использования согласованного фильтра:

a — поле корреляции, b — диаграмма амплитуды корреляционного отклика вдоль изображения, ОСШ = 1,3

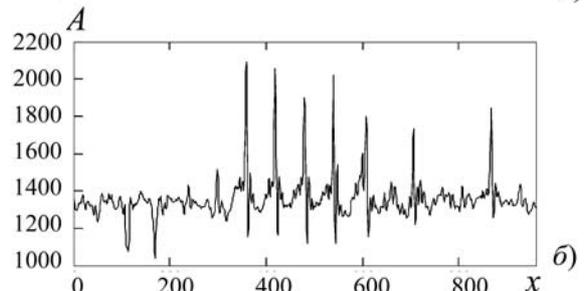


Рис. 5. Поле корреляции с использованием согласованного фильтра:

a — поле корреляции, b — диаграмма амплитуды корреляционного отклика вдоль изображения, ОСШ = 1,5

метрах распределения векторов признаков. Их оценку проводили на основании обучающих выборок при использовании функции правдоподобия L (ФП) Фишера [6] и предположении о нормальности распределения случайных величин:

$$L(x_1, x_2, \dots, x_N | R_x(\Omega_k), M_x(\Omega_k)) = \\ = (2\pi)^{-nN/2} |R_x(\Omega_k)|^{-N/2} \exp \left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (\tilde{x}_i - M_x(\Omega_k))^T \times \right. \\ \left. \times R_x^{-1}(\Omega_k) (\tilde{x}_i - M_x(\Omega_k)) \right]; \quad (2)$$

$$\hat{M}_x(\Omega_k) = (1/N) \sum_i x_i;$$

$$\hat{R}_x(\Omega_k) = (1/N) \sum_i (x_i - \hat{M}_x(\Omega_k))(x_i - \hat{M}_x(\Omega_k))^T, \quad (3)$$

где $\hat{M}_x(\Omega_k)$ — оценки математического ожидания эталонных векторов признаков для данной гипотезы; $\hat{R}_x(\Omega_k)$ — оценки ковариационных матриц для векторов признаков, $k = 1, \dots, l$ — число возможных гипотез; N — размер обучающей выборки; n — размерность вектора X .

Выбор и комплексное использование признаков объектов

Выбор признаков объектов, которые наиболее точно определяют принадлежность объектов к различным классам, обеспечивают требуемый по условиям решаемой задачи уровень достоверности и минимизируют затраты на проведение измерений и вычислений, является центральной задачей в теории распознавания образов. Основными критериями при выборе признаков являются:

- информативность — степень однозначности и точности описания объекта распознавания;
- инвариантность — способность сохранять информативность при аффинных преобразованиях изображений;
- скорость вычислений и достаточная алгоритмическая сложность.

Комплексный признак, сформированный из простых признаков, удовлетворяет данным критериям. Благодаря комплексному использованию особенностей каждого простого признака достигаются наибольшая информативность, инвариантность и скорость обработки данных.

В качестве простых признаков были выбраны:

- геометрические признаки (площадь и периметр объектов распознавания, радиусы вписанных и описанных окружностей);
- нормированный коэффициент корреляции;
- локальные особенности изображений (SURF — Speed Up Robust Feature [7]).

Комплексность применения признаков в разработанной автоматической системе достигалась за

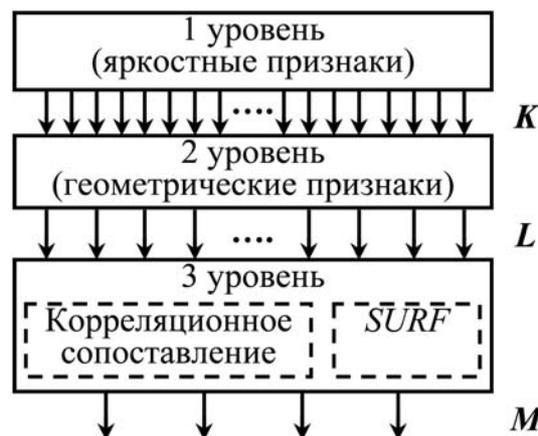


Рис. 6. Иерархический алгоритм распознавания: $K > L > M$ — число гипотез

счет применения многоступенчатого алгоритма (*иерархического подхода*) распознавания, где на каждой ступени используется какой-либо из признаков объекта (площадь, периметр, радиусы вписанных и описанных окружностей, моменты инерции, число и расположение углов и т. д.) (рис. 6).

Отметим, что наибольший эффект сокращения времени обработки данных достигался при рациональном распределении типов используемых признаков по уровням распознавания. Так, на втором уровне, когда имелось большое число вариантов, выявленных в ходе бинаризации (селекции объектов по яркости), применяли признаки, не требующие больших вычислительных затрат на их определение (площадь и периметр объектов). После селекции по простым признакам на третьем уровне использовали наиболее информативные признаки (корреляционный (Corr) и SURF), где число альтернатив минимально. При этом для достижения большей производительности признаки третьего уровня рассматривали двумя методами:

1) по изображению, синтезированному из отобранных на втором уровне областей (рис. 7):

$$I_\Sigma = i_1 + i_2 + \dots + i_n,$$

где I_Σ — синтезированное изображение, $i_1 \dots i_n$ — n отобранных областей изображения (включающих альтернативы);

$$\pi = \gamma(I_\Sigma),$$

π — поле значений признака, γ — алгоритм (функция) вычисления признака;

2) в окрестностях центров отобранных областей (рис. 8):

$$\pi = \Sigma \pi_k = \Sigma \gamma(i_k), \quad k = 1 \dots n.$$

Все вычисления проводили для исходных изображений 600×600 пикселей, эталонов 80×70 пикселей, значение времени условно и зависит от конфигурации оборудования.

Как видно из рис. 7, 8, вычисление сложных признаков необходимо выполнять в зависимости от

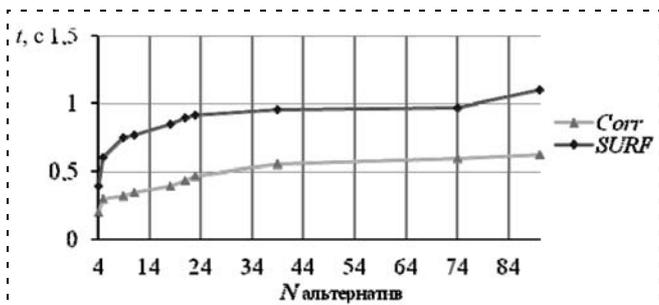


Рис. 7. Зависимость времени вычисления признаков, выполненного 1-м методом, от числа выявленных на втором уровне альтернатив

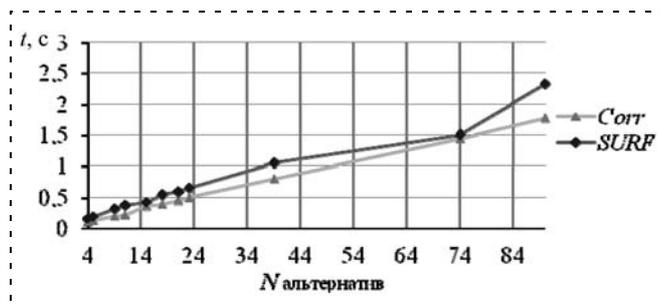


Рис. 8. Зависимость времени вычисления признаков, выполненного 2-м методом, от числа выявленных на втором уровне альтернатив

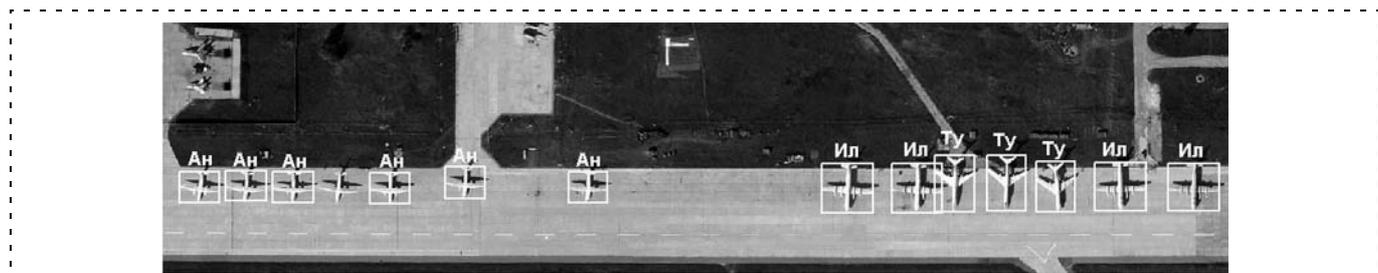


Рис. 9. Результат автоматического распознавания при использовании комплексного признака (признак 3 уровня — корреляционный)

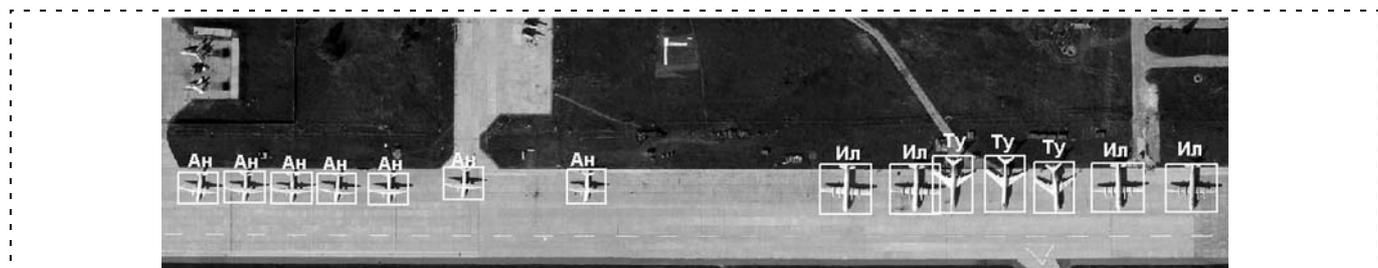


Рис. 10. Результат автоматического распознавания объектов при использовании комплексного признака (признак 3 уровня — SURF)

числа выявленных на втором уровне альтернатив. В нашем случае, при числе альтернатив, меньшем 40, использовался второй метод, при большем 40 — первый метод. Данный алгоритм позволил существенно увеличить общую производительность автоматической системы распознавания.

В качестве примера на рис. 9 (признак третьего уровня — корреляционный) и на рис. 10 (признак третьего уровня — SURF) показаны основные результаты работы разработанной автоматической системы распознавания при использовании комплексных признаков, представленные в виде выделенных прямоугольниками объектов с обозначением классов.

Исследование инвариантности комплексных признаков

В системе автоматического распознавания имеет большое значение сохранение информативности признаков при различных преобразованиях исходного изображения. Поэтому были проведены исследования инвариантности используемых комплексных признаков к положению объектов на поле кадра, их ориентации, ракурсу, масштабу изображения и яркости. Полученные результаты приведены на рис. 11—14.

Исследования показали, что во многих случаях удалось добиться достаточно высокой инвариантности, однако необходимо сделать некоторые замечания о применимости данных признаков в различных условиях.

Как видно из рис. 11, инвариантность корреляционного признака к повороту объектов достаточно мала, и уже при угле поворота $\beta = 10^\circ$ амплитуда корреляционного отклика падает на 60 %. Для сохранения инвариантности в данном случае предлагается применение алгоритма предварительного определения ориентации обнаруженных объектов и коррелирование с эталоном, повернутым на соответствующий угол, или использование метода круговых гармоник [5].

В целях увеличения инвариантности признаков по масштабу предлагается проводить предварительную нормализацию изображений по размерам (приведение к заданному масштабу).

Рис. 14 показывает недостаточную инвариантность к ракурсу у обоих признаков и хорошую применимость их для углов наблюдения ρ от 0° до 20° . В этом случае для увеличения инвариантности можно использовать *модельно-ориентированный*

подход, при котором эталон формируется на основе 3D-объектов и априорной информации об их возможном расположении. Этот подход использует при обработке видеоизображений корректные физические и геометрические модели объектов (3D-модели). Данная технология дешифрирования предполагает применение следующих компонентов:

- цифровых пространственных моделей местности районов размещения объектов наблюдения;
- фактурно-геометрических моделей зон интереса;
- пространственно-временных моделей движения летательного аппарата (носителя аппаратуры наблюдения) относительно поверхности Земли;
- математические модели средств наблюдения, прогнозирующие положение элементов сцены в плоскости формируемых изображений местности;

- статистические модели полей яркостей изображений фонов и объектов в различных спектральных диапазонах;
- эмпирические модели образов и информативных признаков объектов.

Несмотря на то, что данный подход связан с увеличением сложности отдельных алгоритмов обработки цифровых изображений местности и необходимостью знания определенного числа параметров информационного канала, его реализация позволит обеспечить: высокую инвариантность геометрических признаков объектов к условиям наблюдения и датчикам, существенное улучшение качества обработки информации и, в конечном итоге, повышение результативности обнаружения и распознавания объектов.

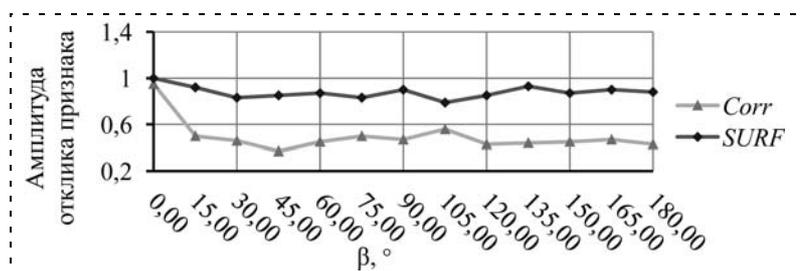


Рис. 11. Зависимость амплитуды отклика признака от угла поворота объектов

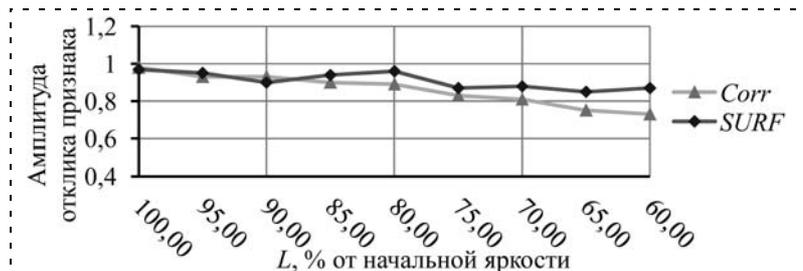


Рис. 12. Зависимость амплитуды отклика признака от яркости изображения L

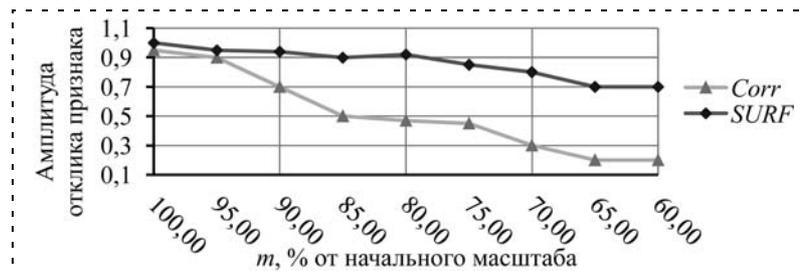


Рис. 13. Зависимость амплитуды отклика признака от масштаба изображения m

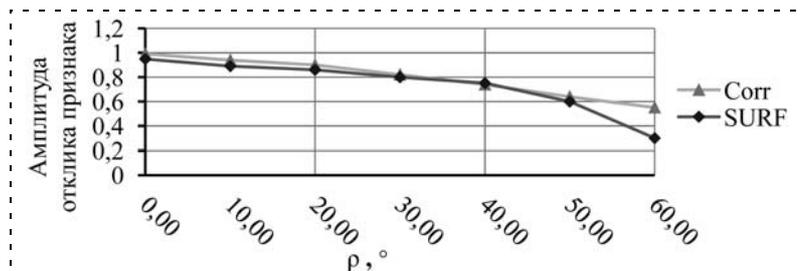


Рис. 14. Зависимость амплитуды отклика признака от угла наблюдения ρ (ракурса)

При проведении исследований разработанной автоматической системы распознавания образов была экспериментально оценена вероятность ошибки распознавания объектов для случаев применения различных признаков. В качестве тестовой выборки использовали 10 "рабочих" изображений аэродрома, вероятность ошибки $P_{от}$ была рассчитана по сумме ошибок для каждого из трех классов самолетов и составила 10...15 % при использовании корреляционного признака на третьем уровне алгоритма распознавания и 5...10 % — при использовании SURF.

В ходе проделанной работы по созданию и исследованию автоматической системы распознавания малоразмерных объектов было выявлено, что использование комплексного признака совместно с предложенными алгоритмами анализа и обработки поступающих видеоданных приводит к повышению общей эффективности дешифрирования, а значит, и оперативности принимаемых решений.

Список литературы

1. Бодров А. С., Халгобин В. М. Исследование показателей эффективности оператора при дешифрировании данных дистанционного зондирования земной поверхности // Сб. статей XX межвуз. науч.-практ. конф. военно-научного общества курсантов и молодых ученых. Воронеж: ВАИУ, 2010. С. 50—53.
2. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. М.: Мир, 1978.
3. Anil K. Jain, Fellow, Robert P. W. Duin. Statistical Pattern Recognition: Review // IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence. 2000. Vol. 22.
4. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
5. Дворяждин А. Г., Музафаров В. Г., Халгобин В. М. Голографические системы. М.: ВВИА, 1994. 123 с.
6. Андерсон Т. Введение в многомерный статистический анализ / Под ред. Б. В. Гнеденко. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963. 500 с.
7. Bay H. et al. SURF: Speeded Up Robust Features // Comput. Vis. Image Underst. 2008. № 110 (3). С. 346—359.

CONTENTS

- Bobtsov A. A., Nikolaev N. A., Slita O. V.** New Algorithm of Identification of Sinusoidal Signal Frequency 2
In this paper a new algorithm of frequency identification of measured sinusoidal signal is considered. Unlike many known analogous methods, the proposed algorithm gives an opportunity of partial rejection of unaccounted disturbances presenting in the measurement channel of useful signal. The latter in its turn allows obtaining more accurate estimation of unknown frequency of the measured sinusoidal signal.
Keywords: identification, harmonic signal
- Anisimov D. N., Myakinkov D. A.** Routine of Experiment when Identification of Nonlinear Dynamic Plants. 5
The results of the method of exponential modulation research when identification of nonlinear dynamic plants are given in the paper. It is shown that estimation errors contain two components – nonrandom, conditioned by static characteristic non-linearity, and random one, conditioned by disturbance signal. A case when nonlinear characteristic is described by "arc tangent" type function is considered as an example. An average deviation of nonlinear characteristic from linearity and non-dimensional normalized quality index are interrelated. The developed routine of experiment is invariant with respect to static characteristic type and linear part transfer function.
Keywords: nonlinear plant, identification, exponential modulation method
- Mironov V. I., Mironov Yu. V., Yusupov R. M.** Adequacy of Direct and Variation Approaches in the Condition Estimation Problems of Nonlinear Dynamic Systems at Gauss Measurements Errors 9
One considered the variation approach application for the decision of complex problems of parameters statistical estimation of nonlinear dynamic systems condition by criterion of the maximum credibility at gauss measurements errors. Questions of adequacy of variation estimations and estimations of the direct approach are discussed.
Keywords: statistical estimation, nonlinear dynamic systems, criterion of the maximum credibility, variation estimations
- Morozov V. V., Shmelev V. E., Sbitnev S. A.** Application of the Spatially — Phase Method of Simulation of Electromechanical Transformation of the Energy to the Glass of Valve Electrical Machines of the Versed Construction. 12
Aspects new spatially — phase (S-P) the method of mathematical modeling of processes of electromechanical transformation of an energy in essence distinguished from existing time-space and spatially — frequency methods are considered. It composed S-P model of the valve electromotor of a versed construction with stationary values the magnets, intended for operation in a composition of the electric drive disabling armatures of pipelines. The computational experiments confirming regularity S-P of the approach to simulation of electromechanical processes in machines of a rotation are holded. On an example it is briefly shown, that S-P modeling allows to generate the control algorithms electromotors providing for them a maximum electrical power factor.
Keywords: mathematical modeling, electromagnetic field, electromechanical transformation, the equation of mathematical physics, the valve electromotor, permanent magnet
- Gagarin S. A., Kriviljov A. V., Sitnikova A. V.** Additional Losses in the Mechatronic Module of the Drive with the Three-Phase Delta Winding Brushless dc Motor 18
The approach to additional losses determination in the three-phase delta winding brushless dc motor in cases of 120- and 180-degrees control, and different pulse-width modulation signal frequencies.
Keywords: additional losses, digital drive, three-phase bldc, digital control, method of switching
- Bukanova T. S., Savinykh A. B.** Estimation of a Power Management Efficiency the Electric Drive with Differential Braking 25
The structure of the electric drive with the differential braking, providing regulation of frequency of rotation of a target shaft is offered. Results of the imitating modelling are resulted, allowing to estimate power efficiency of functioning of the electric drive at regulation of frequency of rotation.
Keywords: the electric drive with differential braking, imitating model of the electric drive, efficiency of use of the electric power
- Goryachev O. V., Sharapov M. A., Ivanova E. S.** Synthesis of Fuzzy Regulator for Guidance and Stabilization Drive with Multimass Mechanical Subsystem 30
Synthesis of intelligent control algorithm for guidance and stabilization drive with multimass mechanical subsystem is suggested. The method includes synthesis of fuzzy controller and structural and parametric optimization with using of genetic algorithms.
Keywords: fuzzy regulator, guidance and stabilization drive, multimass mechanical subsystem, genetic algorithms, Sugeno-type fuzzy inference
- Andrievskaya N. V., Khizhnyakov Yu. N., Yuzhakov A. A.** Neuro-Fuzzy Control of Parallel Operation of Synchronous Generators with Damper Windings in the Network of Finite Capacity 35
We consider the neuro-fuzzy control parallel operation of synchronous generators in the network of finite capacity. The device includes an adaptive fuzzy control of neuro-fuzzy voltage regulator and neuro-fuzzy controllers equalizing current.
Keywords: synchronous generator with damper winding, linguistic variable, term, the degree of affiliation, phazification, adaptive neuron activation function, the offset

- Gabidulin M. A.** Spectral Method of Increase of Accuracy of Photo-Electric Digitizers of Movings 40
The method of adaptive correction of an error of raster sine-cosine converters of movings on a spatial spectrum of signals is investigated. It is proved, that error correction is possible only for special cases of distortion of the form of signals and can be carried out the analysis of readout on the period not only the sums of squares of signals of the sine-cosine converter, but also one of them, sine or cosine. The analysis of an error and efficiency of a method are given.
Keywords: adaptive method of increase of accuracy, photo-electric digitizers of movings
- Martinova L. I., Martinov G. M.** Organization of Intermodule Interactions in Distributed CNC Systems. Models and Algorithms for Implementation 50
Systematized requirements of intermodule exchange in CNC systems with distributed architecture. The role and the functions of the communication environment are defined. The models of the projects OSACA and OCEAN using COM, CORBA and MMS standards are investigated. Some aspects of mathematical software solution are illustrated. Recommendations for building of distributed CNC systems with an open modular architecture are generated.
Keywords: CNC, communication environment, COM, CORBA, MCC, distributed architecture, real time
- Dunin-Barkowski I. I.** Universal FPGA-Based Controller for Data, Image Processing and Control in Mechatronic System 55
This paper describes an approach for building universal controller for automated optical inspection system based on FPGA device. It represents an all-in-one device and allows implementing data processing at a very high rate with high level of parallelism. This controller allows to combine effectively hardware and software based processing. Hardware part includes such functions as motion control, CCD tri-linear line scan camera synchronization and image acquisition, image preprocessing, profile height measurement based on moire phase shift method, data 10 control, hardware-based sequence control and other.
Keywords: mechatronic system, FPGA, programmable logic, image processing, 3D measurement
- Safronov V. V., Porshnev V. A., Zhebrakov A. S.** The Energy-Power-Plant's Effective Variants Choice by Using the Hypervector Ranking Method 60
The problem of selection effective variants of the energy-power plants for aircrafts and variants of the detonation engine embodiment which is come to a problem of hypervector hyper-vector ranking has been set in this article. The set of criteria to describe these variants has been introduced. The numerical example has been given.
Keywords: energy-power plant, the detonation engine, criteria, hypervector ranking
- Gaiduk A. R.** Absolutely Invariant Control for Jet Engine of Flying Machine 65
To shown synthesis possibility of absolutely invariant (practically invariant to s) control systems with appointed condition on plant. The invariant principles of G. V. Shchipanov and B. N. Petrov are used without contradiction between condition of stability and invariant ability.
Keyword: control, invariant ability, singular system, two channel principle, stability, flying machine
- Kabanov A. A.** Automatic Landing System of Ship Basing Aircraft. Part 1. Braking Subsystem 69
This paper is devoted to synthesis of control path of automatic landing system of vectored-thrust aircraft on a desk of aircrafting ship in wave disturbances. For the construction of control path of the automatic landing system the discrete methods of suboptimal linear-quadratic synthesis are used. Examples of modeling of the synthesized system are made.
Keywords: aircraft, landing system, terminal control, wave disturbances, perturbation method
- Ponomarenko A. V., Bodrov A. S., Haltobin V. M.** The Automated Recognition Small Objects with Usage a Complex Features 74
The paper is devoted an actual problem about creation automatic systems of an understanding space video information. Possibilities and algorithms of application of complex features in automatic system of pattern recognition are considered. Outcomes analytical and experimental researches of the given system are reduced.
Keywords: pattern recognition, statistical approach, classification, automatic systems, complex features, classifier error estimation, SURF

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: **(499) 269-5397**, тел./факс: **(499) 269-5510**

Дизайнер *Т. Н. Погорелова.*

Технический редактор *Е. В. Конова.* Корректор *Т. В. Зверева.*

Сдано в набор 03.09.2010. Подписано в печать 14.10.2010. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная.
 Усл. печ. л. 9,8. Уч.-изд. л. 11,41. Заказ 882. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати,
 телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
 Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02
 Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Отпечатано в ООО "Подольская Периодика". 142110, Московская обл., г. Подольск, ул. Кирова, 15