



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№4

2010

Національна академія наук України
Відділення фізико-технічних проблем енергетики
Інститут електродинаміки
Науково-прикладний журнал
ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

Головний редактор

А.К.Шидловський, академік НАН України

Заступники головного редактора:

Кириленко О.В., академік НАН України;

Липківський К.О., докт.техн.наук, професор

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Антонов О.Є., докт.техн.наук

Буткевич О.Ф., докт.техн.наук, професор

Волков І.В., член-кор. НАН України, професор

Жаркін А.Ф., член-кор. НАН України

Кондратенко І.П., докт.техн.наук

Кузнецов В.Г., член-кор. НАН України, професор

Мазуренко Л.І., докт.техн.наук, професор

Мислович М.В., докт.техн.наук, професор

Монастирський З.Я., докт.техн.наук

Стогній Б.С., академік НАН України

Таранов С.Г., член-кор. НАН України, професор

Тітко О.І., член-кор. НАН України, професор

Шидловська Н.А., член-кор. НАН України

Щерба А.А., член-кор. НАН України, професор

Юрченко О.М., докт.техн.наук

МІЖНАРОДНА РЕДАКЦІЙНА РАДА

Шидловський А.К., академік НАН України

Гришечвич Ф.Б., академік НАН України

Губанскі С., професор, Швеція

Денисов О.І., професор, Україна

Жуйков В.Я., професор, Україна

Загірняк М.В., професор, Україна

Клер Д., професор, Велика Британія

Кулик М.М., академік НАН України

Олещук В., докт.техн.наук, Молдова

Павлик М., академік НАН України, Польща

Пересада С.М., професор, Україна

Півняк Г.Г., академік НАН України

Постолатий В.М., академік АН Молдови

Резцов В.Ф., член-кор. НАН України, професор

Розов В.Ю., член-кор. НАН України

Россі К., професор, Італія

Сокол Є.І., професор, Україна

Стахів П.Г., професор, Україна

Счастливий Г.Г., академік НАН України

Харитонов С.О., професор, Росія

Відповідальний секретар **Л.В.Городжа**

Журнал "Технічна електродинаміка" входить до переліку профільних видань ВАК України, реферується у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНКА НАУКОВА" (реферативний журнал "ДЖЕРЕЛО") та РЕФЕРАТИВНОМУ ЖУРНАЛІ, Росія.

Адреса редакції:

03680, м.Київ-57, проспект Перемоги,56

Інститут електродинаміки НАН України

Тел. (044) 454 26 57, (044) 456 88 69

Email: ted@ied.org.ua <http://www.techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ЗИРКА С.Е., МОРОЗ Ю.И., МОРОЗ Е.Ю. Инверсная модель магнитного гистерезиса.....3

Перетворення параметрів електричної енергії

OLESCHUK V., GRIVA G., PRUDEAK R., SIZOV A. Dual inverters with synchronized PWM for photovoltaic generation8

БОЙКО В.С., КУДРЯ Е.А., ШУЛЯК А.А. Гармонический анализ токов конденсаторов каскадной компенсационной преобразовательной системы14

Електромеханічне перетворення енергії

МАЗУРЕНКО Л.І., РОМАНЕНКО В.І. Математична модель асинхронного генератора з вентильним збудженням з використанням методу припасовування19

ПОПОВИЧ О.М. Математична модель асинхронної машини електромеханотронної системи для імітаційного та структурного моделювання25

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ТИТКО О.І. Математичне моделювання електрофізичних процесів в ушкодженій з'єднувальній шині обмотки ротора турбогенератора.....33

АНТОНОВ А.Е., ПЕТУХОВ И.С. Потери на вихревые токи в обмотке беспазовой электрической машины.....38

ЗАГИРНЯК М.В., ШВЕДЧИКОВА И.А. Генетический синтез структур магнитных сепараторов43

ОСАДЧИЙ В.В. Повышение быстродействия электромеханической системы многокомпонентного весового дозирования48

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БРАГИНЕЦ И.А., ЗАЙЦЕВ Е.А., КОНОНЕНКО А.Г., МАСЮРЕНКО Ю.А., НИЖЕНСКИЙ А.Д. Применение квазиоптимальной фильтрации в частотно-фазовых дальномерных системах.....54

МАЗМАНЯН Р.О. Обработка данных 2D-мониторинга магнитных потоков в системах диагностики электрических машин.....59

ЛЕВИЦКИЙ А.С., НОВИК А.И. Оценка погрешности измерения емкостными датчиками биенный валов электрических машин.....66

НАЗАРОВА Н.С., ДІОРДІЙЧУК В.В., ВІННИЧЕНКО Д.В. Інформаційний комплекс для автоматизованої системи керування режимом розрядно-імпульсного очищення виливків71

Наші ювіляри

ДО 60-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України Щербі Анатолія Андрійовича77

ABSTRACTS.....78

ВИМОГИ до оформлення статей у журналі "Технічна електродинаміка"80

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

ZYRKA S.E., MOROZ Y.I., MOROZ E.Y. Inverse model of magnetic hysteresis 3

Conversion of electric energy parameters

OLESCHUK V., GRIVA G., PRUDEAK R., SIZOV A. Dual inverters with synchronized PWM for photovoltaic generation 8

BOIKO V.S., KUDRIA E.A., SHULIAK A.A. Harmonic analysis of the currents of capacitors of the cascade compensation conversion system 14

Electromechanical energy conversion

MAZURENKO L.I., ROMANENKO V.I. Mathematical model of asynchronous generator with valve excitation based on cut-and-try approach 19

POPOVYCH O.M. Mathematical model of the asynchronous machine of electromechanotronic system for simulation and structure modelling 25

VASKOVSKY Y.M., TYTKO O.I. Mathematical modelling of electrophysical processes in the damaged connecting bus of rotor winding of the turbogenerator 33

ANTONOV A.E., PETUCHOV I.S. Losses by eddy current in slotless electrical machine winding 38

ZAGIRNIAK M.V., SHVEDCHYKOVA I.A. Genetic synthesis of magnetic separator structures 43

OSADCHY V.V. Speeding of electromechanical multicomponent weight dosing system 48

Information-measuring systems in power engineering

BRAHYNETS I.A., ZAITSEV E.A., KONONENKO A.H., MASIURENKO Y.A., NYZHENSKY A.D. Application of quasioptimal filtration in frequency-phase laser ranging system 54

MAZMANIAN R.O. 2-D monitoring data processing of magnetic flows in the diagnostic systems of electrical machines 59

LEVYTSKY A.S., NOVYK A.I. Error estimation of shaft beat measurement by capacitive sensors in electrical machines 66

NAZAROVA N.S., DIORDIYCHUK V.V., VINNYCHENKO D.V. Information complex for automated control system of discharge-pulse castings filtration technology 71

To the 60th anniversary of corresponding member of NAS of Ukraine SHCHERBA A.A. 77

Abstracts 78

RULES of presentation of the papers 80

Науковий редактор К.О.ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактор Т.І. МАЙБОРОДА

Художній редактор П.В.БЕККЕР

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 6 від 22.04.2010 р. Підписано до друку 01.06.2010. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 9,8. Тираж 300 прим. Зам. 73. Зареєстровано 20.01.94. Свідомство: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03680, м.Київ-57, пр.Перемоги, 56.

УДК 530.152.15

С.Е.Зирка, докт.техн.наук, Ю.И.Мороз, канд.техн.наук, Е.Ю.Мороз (Днепропетровский нац. ун-т)

ИНВЕРСНАЯ МОДЕЛЬ МАГНИТНОГО ГИСТЕРЕЗИСА

Предложен способ построения модели магнитного гистерезиса, реализующей возврат кривой намагничивания в предыдущую точку поворота. Инверсный характер модели, то есть построение кривых намагничивания в виде зависимостей $H(B)$, обеспечивает отсутствие участков с отрицательными наклонами и облегчает включение модели гистерезиса в программы расчета переходных процессов в электрических и магнитных цепях.

Запропоновано спосіб побудови моделі магнітного гістерезису, що реалізує повернення кривої намагнічування в попередню точку повороту. Інверсний характер моделі, тобто побудова кривих намагнічування у вигляді залежностей $H(B)$, забезпечує відсутність ділянок з негативними нахилами і полегшує включення моделі гістерезису в програми розрахунку перехідних процесів в електричних і магнітних колах.

Введение. Непрерывная разработка новых моделей магнитного гистерезиса указывает на то, что ни одна из существующих моделей не может считаться универсальной. Созданию универсальной модели препятствуют такие противоречивые требования как точность, сложность и простота реализации. В ряде случаев достаточно ограничиться приближенным описанием предельной петли гистерезиса (ППГ) и созданием модели без памяти. В этих случаях могут быть использованы известные модели на основе гипербол, степенных рядов, рациональных полиномов или гиперболических функций [11]. Задача моделирования гистерезиса резко усложняется при необходимости уточненного описания формы ППГ и, особенно, при создании модели, воспроизводящей историю процесса намагничивания. Модели гистерезиса с памятью разрабатываются сегодня почти исключительно в рамках Прейзаховского подхода [8], где свойство возврата кривой намагничивания в предыдущую точку реверса и вытирание замкнувшейся петли из памяти модели (второе и третье правила Маделунга [2]) обеспечиваются интегральным характером модели. Известными недостатками Прейзаховских моделей являются их чувствительность к погрешностям исходных данных, относительная сложность и наличие вертикальной конгруэнтности, не наблюдаемой в эксперименте. Эти недостатки и неизбежные отличия моделируемой и экспериментальной ППГ являются платой за способность Прейзаховских моделей воспроизводить историю процесса, что необходимо при описании несимметричных петель.

В качестве альтернативы Прейзаховскому подходу авторами были предложены модели гистерезиса с памятью [1,3], в которых ППГ и кривые возврата первого порядка (КВПП) представляются с помощью сплайнов (это позволяет описать эти кривые с любой требуемой точностью). Любые другие кривые этих моделей строятся путем копирования и вставки («трансплантации») определенных отрезков экспериментальных или сгенерированных КВПП. Модели на основе трансплантации были использованы при решении уравнений Максвелла [4,13,14] и включены в программы расчета переходных процессов в электрических и магнитных цепях, где условия работы ферромагнетика заранее неизвестны [4,6]. Несмотря на точность и концептуальную простоту моделей [1,3] их недостатком является относительная сложность реализующего алгоритма. Поэтому при разработке модели, описываемой ниже, стояла задача сохранить способность моделей [1,3] воспроизводить ППГ *любой* формы, но упростить способ построения кривых возврата.

В отличие от большинства существующих моделей, строящих кривые $B=f(H)$, кривые намагничивания предлагаемой модели строятся как зависимости $H=f(B)$, то есть входной величиной модели является магнитная индукция B , а выходной – напряженность магнитного поля H . Такой способ построения кривых (инверсный характер модели) обеспечивает отсутствие у них участков с отрицательной производной dB/dH и облегчает включение модели гистерезиса в программы расчета переходного процесса в магнитных цепях, где переменными состояниями являются обычно магнитные пото-

ки или индукция, а не напряженность поля [1,4,13]. Немногочисленные инверсные модели, описанные в литературе, жестко привязаны к некоторым математическим функциям [11] или построены на основе безгистерезисной кривой [5,10]. Недостатки такого подхода и альтернативный способ построения модели рассматриваются в следующих разделах.

Предпосылки создания модели. Описываемая модель была разработана в ходе критического рассмотрения «энергетического подхода», ведущего к известной модели Джайлса-Атертона (МДА) [7], согласно которой основное уравнение МДА имеет вид

$$M = M_{an}(H_e) - \delta k(dM/dB_e), \quad (1)$$

где M – намагниченность, $M_{an}(H_e)$ – уравнение безгистерезисной (anhysteretic) кривой, $H_e = H + \alpha M$, $B_e = \mu_0 H_e$, $\delta = \pm 1$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, а коэффициенты α и k определяют форму и площадь формируемой петли гистерезиса.

Принцип построения петли гистерезиса на основе (1) показан на рис. 1, где точка 1 восходящей ветви ($\delta = +1$) и точка 3 нисходящей ветви ($\delta = -1$) получаются смещением соответствующей точки 2 безгистерезисной кривой по вертикали. Примечательно, что уравнение (1) получено в [7] путем дифференцирования выражения

$$\int M dB_e = \int M_{an}(H_e) dB_e - k \int (dM/dB_e) dB_e, \quad (2)$$

которое, по мнению авторов МДА, представляет энергию намагничивания $\int M dB_e$ как разность между энергией $\int M_{an}(H_e) dB_e$, поступающей в идеальную (безгистерезисную) среду, и потерями $k \int dM$, обусловленными гистерезисом.

Хотя в литературе уже обращалось внимание на неясный физический смысл «энергетических функций» типа $\int M dB_e$ [12, с.2445], модель Джайлса-Атертона продолжает считаться основанной на физических представлениях об энергетическом балансе. В принципе,

можно согласиться с разбиением намагниченности M на компоненты (первое слагаемое в (1) считается обратимой намагниченностью, а второе – необратимой). Однако утверждение о том, что (1) вытекает из (2) не имеет смысла, поскольку не имеет смысла само выражение (2). Можно показать, что интеграл $\int M_{an}(H_e) dB_e$ не выражает энергию, запасаемую в безгистерезисной среде, а при желании строить модель на основе безгистерезисной кривой, выражение (1) следовало бы заменить равенством

$$\int H dB = \int H_{BG}(B) dB + \int H_G(B) dB, \quad (3)$$

что равносильно разбиению поля H на безгистерезисную (H_{BG}) и гистерезисную (H_G) составляющие ($H = H_{BG} + H_G$). Значения H_{BG} и H_G , соответствующие точке 4, показаны на рис. 1 горизонтальными отрезками 5–2 и 2–4.

Следует, однако, заметить, что безгистерезисная кривая не содержит информации о гистерезисных свойствах материала и используется в МДА только в качестве «технологической» основы. Настройка же параметров МДА выполняется, обычно, с учетом формы ППГ данного материала. В ходе настройки должны быть предприняты специальные меры [9] по недопущению отрицательных наклонов кривых намагничивания, появление которых обусловлено «вертикальным» строением МДА. Эти обстоятельства делают использование безгистерезисной кривой нецелесообразным и приводят к идее построения модели по «горизонтальному» принципу, описанному ниже.

Принцип построения модели. Естественной основой предлагаемой модели является предельная петля гистерезиса, снятая экспериментально или построенная с использованием каких-либо аналитических выражений. В любом случае восходящая и нисходящая ветви ППГ описываются сплайнами $H(B)$. При наличии ППГ процесс моделирования начинается с построения кривой возврата первого порядка, то есть кривой, начальная точка которой лежит на ветви ППГ, а предыдущей точкой поворота является вершина предельной петли. Семейство восходящих КВП, построенных с использованием

ем описанной ниже модели, показано на рис. 2, где иллюстрируется применимость модели при любой форме ППГ. Перетянутая петля, показанная на рисунке (ее форма типична для материалов типа перминвар), была предложена в [3] для тестирования моделей. Как видно из рис. 2, построенные кривые соответствуют свойствам экспериментальных КВПП: они не пересекают друг друга, не выходят за пределы ППГ и не имеют отрицательных наклонов.

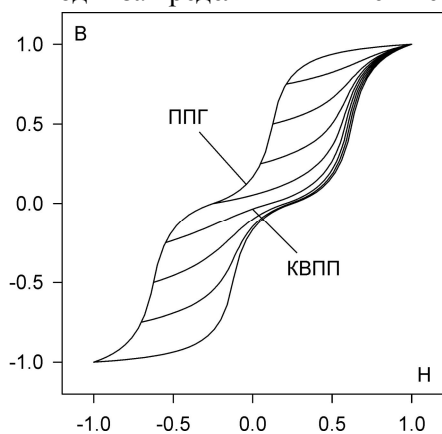


Рис. 2

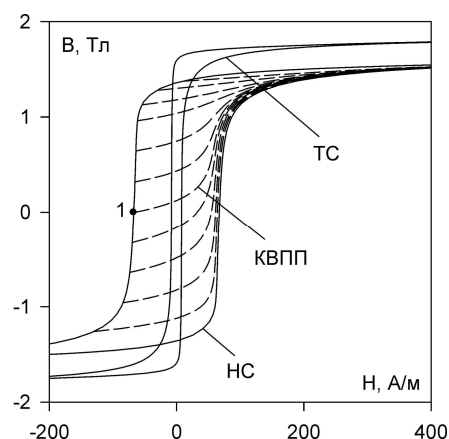


Рис. 3

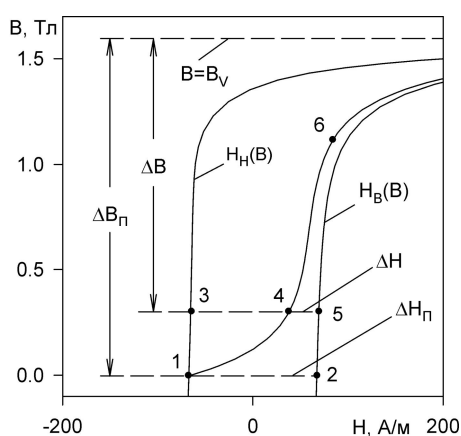


Рис. 4

Заметим, что признаки перетянутости наблюдаются у ППГ большинства электротехнических сталей. Так, ППГ нетекстурированной стали (НС), рассмотренной в [13] (петля НС на рис. 3), имеет максимальную ширину 182 А/м (на уровне 1.44 Тл), тогда как при $B=0$ ширина этой петли равна 134 А/м. Еще большее отличие максимальной и минимальной ширины ППГ (76 А/м и 16 А/м соответственно) имеет место у текстурированной стали (ТС) [13] (кривая ТС на рис. 3).

Способ построения кривой возврата рассмотрим на примере формирования КВПП, исходящей из точки 1 на рис. 3 (фрагмент этой КВПП показан кривой 1–4–6 на рис. 4, где горизонтальная прямая $B = B_V$ проведена на уровне B_V вершины ППГ). Основой для построения любой кривой возврата является охватывающая ее частная петля, называемая далее внешней. Эта петля

хранится в памяти модели в виде сплайнов $H_B(B)$ и $H_H(B)$, представляющих ее восходящую и нисходящую ветви (при построении КВПП $H_B(B)$ и $H_H(B)$ – это восходящая и нисходящая ветви ППГ). Первой операцией алгоритма является определение ширины ΔH_{Π} внешней петли на уровне B_{Π} точки поворота 1 – $\Delta H_{\Pi} = H_B(B_{\Pi}) - H_H(B_{\Pi})$ (на рис. 4 – это длина отрезка 1–2).

Определение текущей координаты H_T каждой точки КВПП, например, точки 4, лежащей на заданном уровне B_T , производится путем определения отступа ΔH точки 4 от точки 5, лежащей на восходящей ветви внешней петли

$$H_T(B_T) = H_B(B_T) - \Delta H(B_T).$$

Очевидно, что отступ $\Delta H(B_T)$ должен уменьшаться с уменьшением расстояния ΔB точки 4 от вершины V внешней петли ($\Delta B = B_V - B_T$). Для сокращения записи введем безразмерную величину $x = \Delta B / \Delta B_{\Pi}$, где $\Delta B_{\Pi} = B_V - B_{\Pi}$ представляет собой удаление точки поворота 1 от вершины V . Положение точки 1 во внешней петле будем характеризовать безразмерным отношением $\beta = \Delta B_{\Pi} / \Delta B_{BH}$, где ΔB_{BH} – высота внешней петли (в случае ППГ $\Delta B_{BH} = 2B_V$). При рассмотрении экспериментальных КВПП, лежащих в нижней полуплоскости (пунктирные кривые на рис. 3), можно заметить, что эти кривые вначале быстро приближаются к восходящей ветви ППГ, а затем их расстояние от этой ветви уменьшается сравнительно медленно. В связи с этим отступ $\Delta H(B_T)$ можно записать в виде суммы «быстрой» и «медленной» составляющих, представленных первым и вторым слагаемыми в выражении

$$\Delta H(B_T) = \Delta H_{\Pi}(1 - D) \cdot x \cdot e^{-\alpha(1-x)} + D \cdot \Delta H_{BH}(B_T) \cdot x^{\gamma}. \quad (4)$$

Здесь $\Delta H_{ВН}(B_T) = H_B(B_T) - H_H(B_T)$ – ширина внешней петли на уровне B_T (на рис. 4 – это длина отрезка 3–5), а величины D , α и γ – настраиваемые параметры модели.

Поочередная настройка модели на каждую из экспериментальных КВПП, показанных на рис. 3, и последующая аппроксимация полученных значений привела к следующим параметрам выражения (4):

$$D = 0.22(1 - \beta), \quad \gamma = 0.125, \quad \alpha = \Delta B_{П} S, \quad S = 7.73 + 2.76\beta - 28.63\beta^2 + 28.36\beta^3. \quad (5)$$

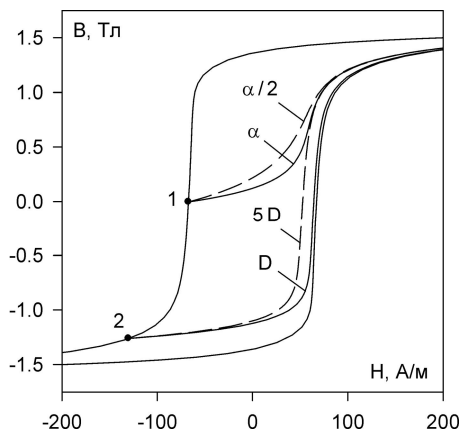


Рис. 5

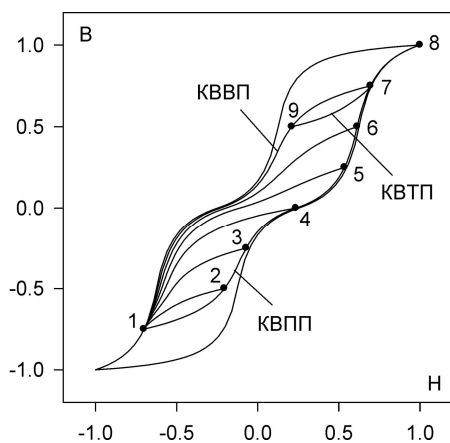


Рис. 6

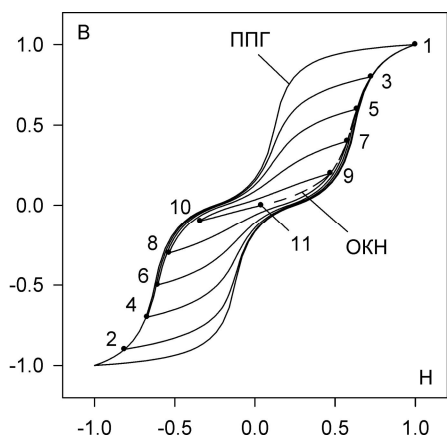


Рис. 7

Настройка выполнялась с учетом того, что уменьшение коэффициента α уменьшает скорость приближения КВПП к внешней петле, а увеличение параметра D отодвигает КВПП от внешней петли (кривые $\alpha/2$ и $5D$ на рис. 5 построены при вдвое уменьшенном α и пятикратно увеличенном D).

Для каждого конкретного материала структура выражения (4) и настройки (5) могут быть уточнены с учетом формы экспериментальных КВПП. Если такие кривые отсутствуют, то формулы (4) и (5) можно использовать в качестве первого приближения. Например, эти выражения были использованы при построении КВПП для перетянутой петли, показанной на рис. 2.

Без каких-либо изменений описанный выше метод используется для построения кривых возврата высших порядков. Например, для нисходящих кривых возврата второго порядка (КВВП), исходящих из точек 2–7 на рис. 6, внешней является петля, образованная КВПП 1-2-3-4-5-6-7-8 и нисходящей ветвью предельной петли. Для восходящей кривой возврата третьего порядка (КВТП) внешней является петля, образованная участком 1-2-3-4-5-6-7 КВПП и КВВП 7-9-1.

На рис. 7 показан процесс размагничивания, начинающийся в точке 1 и заканчивающийся в точке 11. Если, достигнув точки 11, продолжить процесс намагничивания, например, в положительном направлении, то, согласно правилам Маделунга [2], кривая намагничивания последовательно пройдет через все предыдущие точки реверса первого квадранта (точки 9, 7, 5, 3, 1), а замыкающиеся при этом петли будут вытираться из памяти модели. Очевидно, что при увеличении количества точек реверса пунктирная кривая, показанная на рис. 7, приблизится к основной кривой намагничивания (ОКН).

Рассмотренная процедура размагничивания и гистерезисная модель в целом были включены в программу решения (солвер) уравнений Максвелла [123], описывающих переходный процесс в ферромагнитном листе. Динамические кривые намагничивания нетекстурированной стали, рассчитанные для трех различных частот косинусоидального намагничивающего напряжения, показаны на рис. 8. Динамические петли, устанавливающиеся после двух периодов, практически совпадают с петлями, рассчитанными при использовании более сложной модели гистерезиса [1], то есть почти неотличимы от петель, снятых экспериментально [123].

Следует заметить, что статическая модель гистерезиса является наиболее «уязвимым» элементом конечно-разностного солвера. Это объясняется различными законами изменения индукции в различных «слоях» листа (в узлах конечно-разностной сетки) и невозможностью предусмотреть условия, в которых работает модель гистерезиса в каждом из слоев. Поэтому тести-

рование модели в составе солвера явилось дополнительной проверкой ее работоспособности. Интересным представлялось тестирование солвера для случая перетянутой петли гистерезиса. Устой-

чивая работа солвера, включающего предложенную модель, иллюстрируется динамическими петлями, показанными на рис. 9.

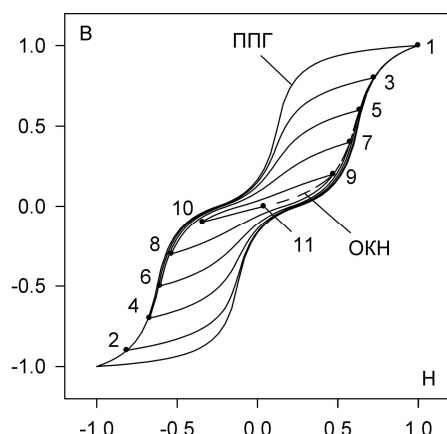


Рис. 8

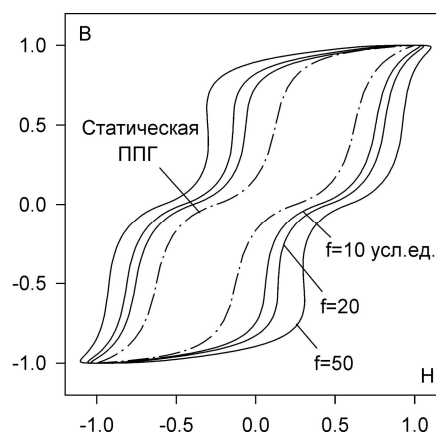


Рис. 9

В заключение обратим внимание на гибкость предлагаемого подхода. В зависимости от имеющихся исходных данных собственно моделирование (предсказание формы кривой намагничивания) может начинаться как с описания предельной петли, так и с построения кривых возврата первого, второго или высших порядков.

Инверсный характер модели не исключает ее использования для формирования кривых $B=f(H)$. Поскольку кривая намагничивания представляется в модели совокупностью точек на плоскости $B-H$, эти точки могут одновременно описываться сплайнами $H(B)$ и $B(H)$.

1. Зирка С.Е., Мороз Ю.И. Алгоритмы моделирование гистерезиса в задачах магнетодинамики // Техн. электродинамика. – 2002. – № 5. – С. 7–13.
2. Зирка С.Е., Мороз Ю.И. Моделирование магнитного гистерезиса на основе обобщенных правил Маделунга. Ч. 1. // Техн. электродинамика. – 1999. – № 1. – С. 22–27.
3. Зирка С.Е., Мороз Ю.И. Моделирование магнитного гистерезиса на основе обобщенных правил Маделунга. Ч. 2. // Техн. электродинамика. – 1999. – № 2. – С. 7–13.
4. Мороз Ю.И., Зирка С.Е., Маркетос Ф., Мозес А. Моделирование динамического перемагничивания нетекстурированных электротехнических сталей // Техн. электродинамика. – 2006. – № 3. – С. 3–8.
5. Benabou A., Clenet S., Piriou F. Adaptation of the frequency dependent Jiles-Atherton model with B as entry variable // Int. Journ. Appl. Electromagn. and Mech. – 2004. – Vol. 19. – № 1–4. – Pp. 187–191.
6. Dupre L.R., Van Keer R., Melkebeek J.A A., Moroz Y.I., Zirka S.E. Hysteresis models for transient simulation // Lecture Notes in Comp. Science and Eng. – 2001. Vol. 18. – Springer. Pp. 105–112.
7. Jiles D.C., Atherton D.L. Theory of ferromagnetic hysteresis // Journ. Magnetism and Magn. Materials. – 1986. – Vol. 61. – P. 48–60.
8. Mayergoyz I.D. Mathematical models of hysteresis. – N. Y.: Springer-Verlag, 1991. – 207 p.
9. Miljavec D., Zidarič B. Introducing a domain flexing function in the Jiles–Atherton hysteresis model // Journ. Magnetism and Magn. Materials. – 2008. – Vol. 320. – Pp.763–768.
10. O'Kelly D. Simulation of transient and steady-state magnetization characteristics with hysteresis // Proc. IEEE. – 1977. – Vol. 124. – № 6. – Pp. 578–582.
11. Takacs J. Mathematics of hysteretic phenomena. – Berlin: Wiley-VCH, 2003. – 161 p.
12. Venkataraman R., Krishnaprasad P.S. Qualitative analysis of a bulk ferromagnetic hysteresis model // Proc. 37th IEEE Conf. Decision & Control, Tampa, USA, 1998. – Pp. 2443–2448.
13. Zirka S.E., Moroz Y.I., Marketos P., Moses A.J. Viscosity-based magnetodynamic model of soft magnetic materials // IEEE Trans. Magn. – 2006. – Vol. 42. – № 9. – Pp. 2121–2132.
14. Zirka S.E., Moroz Y.I., Marketos P., Moses A.J., Jiles D.C., Matsuo T. Generalization of the classical method for calculating dynamic hysteresis loops in grain-oriented electrical steels // IEEE Trans. Magn. – 2008. – Vol. 44. – № 9. – Pp. 2113–2126.

Надійшла 15.12.09

УДК 621.314.572

V.Oleschuk, Dr.of Sc., **G.Griva**, Ph.D. (Politecnico di Torino, Turin, Italy), **R.Prudeak**, **A.Sizov** (Power Engineering Institute of the Academy of Sciences of Moldova, Kishinev, Moldova)

DUAL INVERTERS WITH SYNCHRONIZED PWM FOR PHOTOVOLTAIC GENERATION

Analysis of operation of photovoltaic system on the base of dual inverters with synchronized pulsewidth modulation (PWM), supplied by two strings of photovoltaic panels and connected to a grid by a three-phase transformer with the open winding configuration on primary side, has been performed. Algorithms of synchronized PWM are based in this case on continuous control of the switching frequencies of two inverters as function of magnitude of the DC-links voltage, providing both continuous voltage synchronization in each inverter and in the load, and also an improvement of operation of photovoltaic systems during solar irradiance fluctuation.

Выполнен анализ работы фотоэлектрической преобразовательной системы на базе сдвоенных инверторов напряжения с синхронной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), питающихся соответственно от двух фотоэлектрических панелей и связанных с сетью через трехфазный трансформатор с разомкнутыми обмотками на первичной стороне. Алгоритмы синхронной ШИМ базируются на регулировании частоты коммутации двух инверторов в функции амплитуды питающего напряжения, обеспечивая при этом как непрерывную синхронизацию фазных напряжений инверторов и нагрузки, так и повышение эффективности функционирования фотопреобразовательной системы при флюктуациях солнечного излучения.

Introduction. Cascaded (dual) two-level converters which utilize two standard three-phase voltage source inverters are now between perspective topologies of power converters [3, 15, 16]. In particular, dual inverter-fed open-end winding motor drives have some advantages such as redundancy of the space-vector combinations and the absence of neutral point fluctuations [2, 5, 13, 14]. These new drive topologies provide also one of the best possible use of semiconductor switches.

Almost all versions of classical space-vector PWM are based on the asynchronous principle, which results in sub-harmonics (of the fundamental frequency) in the spectrum of the output voltage of converters, which are very undesirable in medium/high power applications [6,7]. In order to provide voltage synchronization in dual inverter-fed drives, a novel method of synchronized PWM has been applied for control of these

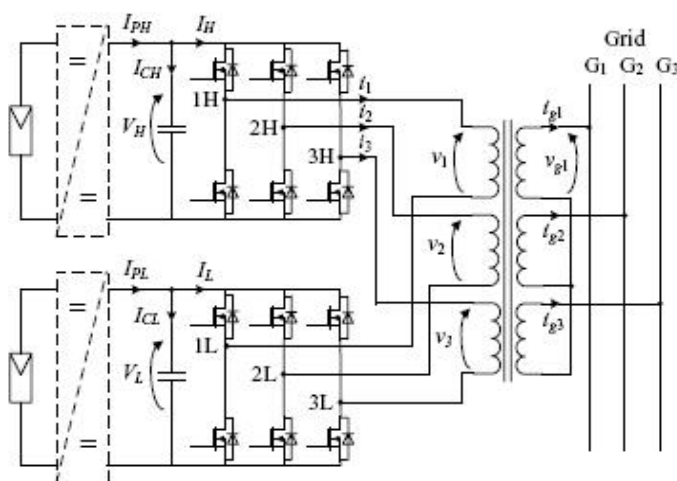


Fig. 1

systems with single DC voltage source [10], and for the systems with two DC sources: without power balancing between sources [11], and also with power balancing PWM algorithms in a linear control range [9].

Besides adjustable speed AC drives, photovoltaic systems are between perspective areas of application of the dual-inverter topology [4],[12]. In particular, Fig. 1 presents dual inverter system supplied by two insulated strings of photovoltaic panels with the resulting DC voltages V_L and V_H [4]. Direct connection of photovoltaic modules to inverters, or their connection through DC/DC link (dashed lines in Fig. 1) is available in this case. Dual inverters are connected to a grid by a three-phase low-frequency transformer with the open winding configuration on primary side, and this configuration is one of

the most suitable for photovoltaic systems with a higher power range, allowing also galvanic isolation between low-voltage photovoltaic panels and the power grid.

Dissemination of a novel method of synchronized space-vector PWM for control of power conversion system on the base of cascaded inverters for photovoltaic application has been done in [12]. So, this paper presents further development of modulation strategy for flexible PWM control of dual inverters, which is based on continuous variation of switching frequencies of the two inverters as function of magnitudes of the DC-links voltages (strings of photovoltaic panels).

Photovoltaic System with Controlled Switching Frequency of Dual Inverters. It is known, that rational phase shift between output voltage waveforms of the two cascaded inverters (with equal switching frequencies) is equal to one half of the switching interval (sub-cycle) [15]. In the case, when the two DC-link voltage sources have equal voltages ($V_L=V_H$), the resulting voltage space-vectors of dual-inverter system are equal to the space-vector patterns of conventional three-level inverter [3, 5, 15]

The phase voltages V_1, V_2, V_3 of the system with two insulated DC-link sources (Fig. 1) are calculated in accordance with (1)–(4) [13]:

$$V_0 = 1/3(V_{1L} + V_{2L} + V_{3L} + V_{1H} + V_{2H} + V_{3H}), \quad (1)$$

$$V_1 = V_{1L} + V_{1H} - V_0, \quad (2)$$

$$V_2 = V_{2L} + V_{2H} - V_0, \quad (3)$$

$$V_3 = V_{3L} + V_{3H} - V_0, \quad (4)$$

where $V_{1L}, V_{2L}, V_{3L}, V_{1H}, V_{2H}, V_{3H}$ – are the corresponding pole voltages of each three-phase inverter (Fig. 1), V_0 – is the zero sequence (tripled harmonic components) voltage.

Control of photovoltaic power conversion systems on the base of dual inverters has some peculiarities. In the case of direct connection between the two photovoltaic strings and the two inverters, in order to provide maximum power point tracking of photovoltaic panels, control of the system should be based on the corresponding specific regulation of modulation indices of dual inverters [4]. And this control is somewhat similar to power sharing process between two dual inverters for traction systems, analyzed in [5, 9].

Also, the fundamental frequency of the phase voltages of dual inverters should be equal to the fundamental frequency of the grid. In the case of fluctuation of the grid frequency the inverters' fundamental frequency should be correlated correspondingly. And control of each inverter in dual-inverter system can be often based on both under-modulation and over-modulation PWM algorithms.

In order to provide maximum power point tracking of photovoltaic panels and stabilization of the magnitude of the fundamental harmonic of the phase voltage of a dual-inverter system for photovoltaic application, the corresponding control system has been proposed, described and verified [4]. In particular, in the case of low DC-links voltages (it corresponds to low solar irradiance) modulation indices m_H and m_L of the two inverters should be high, and the phase voltage has three-level waveform.

In the case of higher DC-link voltages (this control mode corresponds to higher level of solar irradiance), modulation indices of the two modulated inverters should be decreased correspondingly, in order to provide close to constant amplitude of the phase voltage during solar irradiance fluctuations. Analysis of operation of photovoltaic system on the base of cascaded inverters with simplified algorithms of synchronized PWM has been done in [12].

In order to increase effectiveness of operation of dual three-phase systems on the base of two inverters supplied by isolated DC sources (with equal or different voltages), it is rational to adjust continuously switching frequency of each modulated inverter in function of voltage magnitude of DC sources (under condition of similar switching losses of two inverters). In particular, inverters supplied by the higher DC-voltage should be operated at lower switching frequency (at the rated switching frequency of the corresponding switches of inverters), and if inverters are supplied by the lower DC-voltage, their switching frequency can be increased correspondingly.

In the case of different voltages of two DC sources, the inverter supplied by the higher voltage V_H should be operated at lower switching frequency F_{s2} , and the inverter supplied by the lower voltage V_L should be operated at higher switching frequency F_{s1} :

$$F_{s1} V_L = F_{s2} V_H. \quad (5)$$

Properties of the Method of Synchronized PWM. In order to avoid asynchronous operation of systems with conventional space-vector modulation, novel space-vector-based method of synchronized PWM [8], can be used for control of each inverter in a dual-inverter system for photovoltaic application. Fig. 2, *a,b* presents switching state sequences and basic voltage waveforms of standard three-phase inverter inside the interval 0° – 90° . It illustrates schematically basic continuous (Fig. 2, *a*) and discontinuous (Fig. 2, *b*) versions of space-vector pulsewidth modulation.

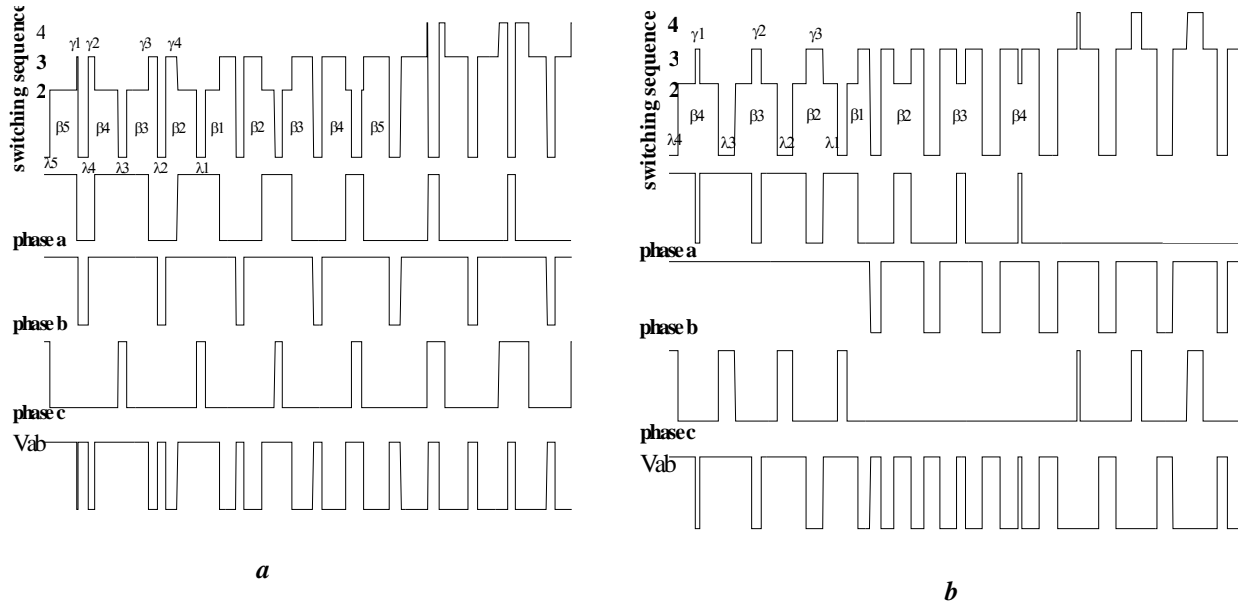


Fig. 2

Control (modulation) parameter	Conventional schemes of vector PWM	Proposed method of modulation	
Operating and max parameter	Operating & max voltage V and V_m	Operating & maximum fundamental frequency F and F_m	
Modulation index m	V/V_m	F/F_m	
Duration of sub-cycles	T	τ	
Center of the k -signal	α_k (angles/degr.)	$\tau(k-1)$ (sec)	
Switch-on durations	$T_{ak} = 1.1mT[\sin(60^{\circ} - \alpha_k) + \sin \alpha_k]$ $t_{ak} = 1.1mT \sin \alpha_k$ $t_{bk} = 1.1mT \times \sin(60^{\circ} - \alpha_k)$	Algebraic PWM	Trigonometric PWM
		$\beta_k = \beta_1[1 - A \times (k-1)\tau FK_{ov1}]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 6(i-k)\tau F]K_{ov2}$ $\beta_k - \gamma_k$	$\beta_k = \beta_1 \times \cos[(k-1)\tau K_{ov1}]$ $\gamma_k = \beta_{i-k+1}[0.5 - 0.9m(i-k)\tau]K_{ov2}$ $\beta_k - \gamma_k$
Switch-off states (zero voltage)	$t_{0k} = T - t_{ak} - t_{bk}$	$\lambda_k = \tau - \beta_k$	
Special parameters providing synchronization of the process of PWM		$\beta'' = \beta_1[1 - A \times (k-1)\tau FK_{ov1}]K_s$ $\lambda' = (\tau - \beta'') \times K_{ov1}K_s$	$\beta'' = \beta_1 \times \cos[(k-1)\tau K_{ov1}]K_s$ $\lambda' = (\tau - \beta'') \times K_{ov1}K_s$

The upper traces in Fig. 2 are switching state sequences (in accordance with conventional designation [8]), then – the corresponding phase voltages of each inverter. The lower traces in Fig. 2, *a,b* show the corresponding quarter-wave of the line-to-line output voltage of inverters. Signals β_j represent total switch-on durations during switching sub-intervals τ , signals γ_k are generated on the borders (Fig. 2, *a*) or in the centres (Fig. 2, *b*) of the corresponding β -signals. Widths of notches λ_k represent duration of zero sequences [8].

So, one of the basic ideas of the proposed PWM method is in continuous synchronisation of the positions of all central signals β_1 in the centres of the 60° -clock-intervals (to fix positions of β_1 in the centres of the cycles), and then – to generate symmetrically all other active β - and γ -signals, together with the corresponding

notches. Table presents generalized properties and basic control correlations for the proposed method of synchronized PWM [9]. It is also compared here with conventional asynchronous space-vector modulation. In particular, for dual-inverter photovoltaic system with constant switching frequency of inverters it is possible to use simplified algorithm of synchronized PWM [12], but for the systems with controlled switching frequencies of inverters it is necessary to provide full-scale dissemination (like for AC drives) of the method of synchronized PWM [8].

Synchronous Operation of the System with Controlled Switching Frequency of Dual Inverters.

Synchronous control of the output voltage of each inverter of dual-inverter-based system in accordance with algorithms of synchronized PWM provides synchronous symmetrical regulation of the phase voltages V_1 , V_2 and V_3 of the system. Rational phase shift between output voltage waveforms of the two inverters in the case of equal DC-links voltages ($V_H=V_L$) is equal to one half of the switching interval (sub-cycle) [15], and in the case of different DC-links voltages (and different switching frequencies of two inverters) this shift should be equal to average value of the halves of the corresponding switching intervals.

To illustrate processes in photovoltaic system on the base of cascaded inverters with controlled switching frequencies, supplied by two isolated DC sources with equal voltages ($V_L=V_H$), Fig. 3 – Fig. 4 present results of MATLAB-based simulation of the system with both continuous (Fig. 3) and discontinuous (Fig. 4) versions of synchronized PWM.

Fig. 3, *a* shows basic voltage waveforms of the system with continuous synchronized PWM with high DC-links voltage ($V_L=V_H=V_{dc-high}$) during period of the fundamental frequency $F=50$ Hz (switching frequency $F_s=1.2$ kHz and modulation index $m=0.45$ are relatively low here). Fig. 3, *b* presents basic voltage waveforms for the 60° -interval of the period of the fundamental frequency, and, in particular, it shows more in details the corresponding phase shift $\tau/2$ between waveforms of the two inverters, and the corresponding signals $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4$ (see Fig. 2, *a* and Table) on the boundaries of line voltage waveform. Fig. 3, *c* presents phase voltage spectrum for this control mode.

Fig. 4 presents detailed (inside the 60° -interval) voltage waveforms (Fig. 4, *a*) and spectrum of the phase voltage (Fig. 4, *b*) for the system with discontinuous synchronized PWM (Fig. 2, *b*), operating under low DC-links voltage ($V_L=V_H=V_{dc-low}$ ($V_{dc-low}=0,5V_{dc-high}$), in particular, it can corresponds to low level of solar irradiance). And this control regime is characterized by relatively high values of switching frequency $F_s=2,4$ kHz and modulation index $m=0,9$. So, phase voltage waveforms of the system are characterized in this case

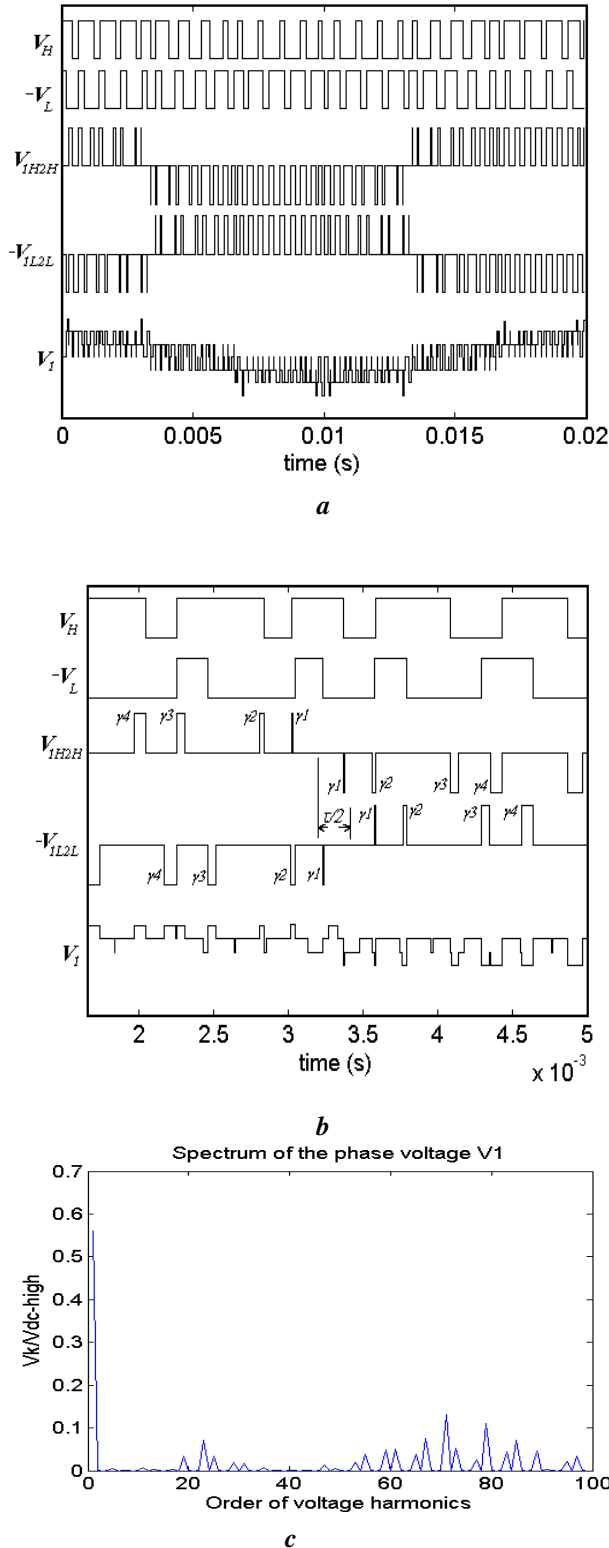


Fig. 3

much better spectral composition than for the systems with relatively high DC-voltages and lower switching frequencies of inverters (see the corresponding phase voltage spectra presented in Fig. 3, *c* (high DC-voltage and low switching frequency of the system, voltage spectrum is not very good here), and in Fig. 4, *b* (low DC-voltage and higher switching frequency of the system, and voltage spectrum almost does not contain low-order harmonics in this case).

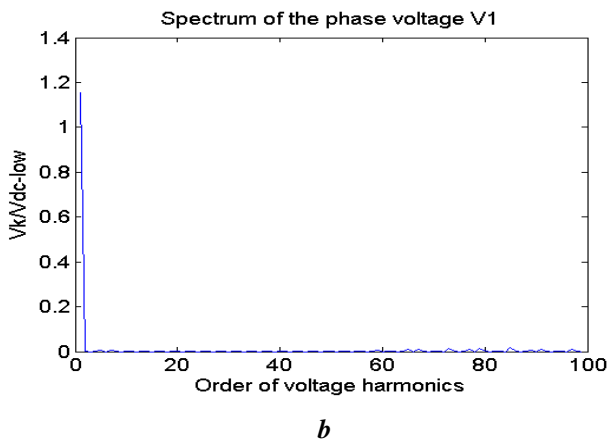
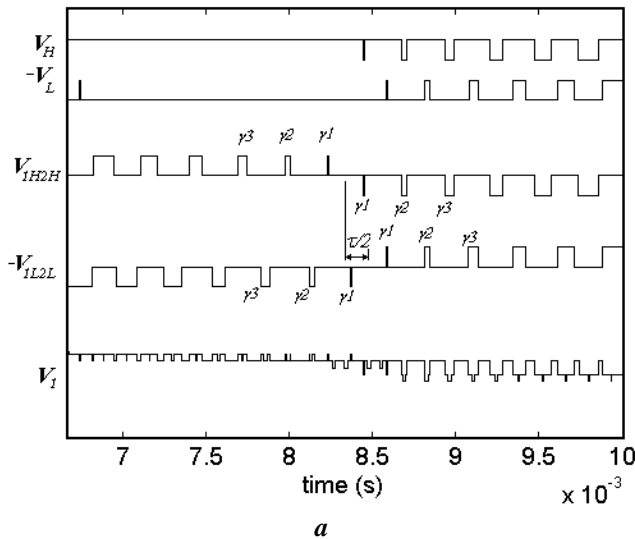


Fig. 4

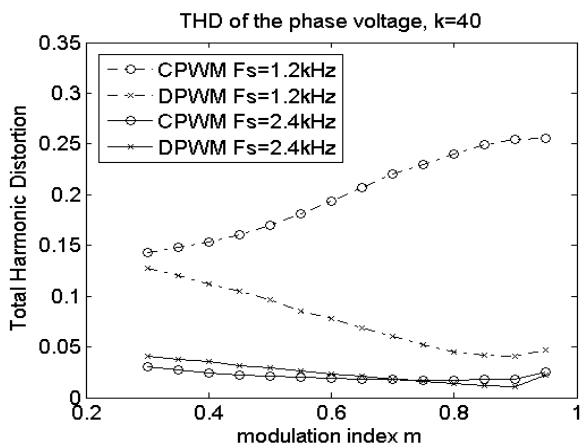


Fig. 5

photovoltaic application can provide effective variation of switching frequency of inverters under condition of equivalence of switching losses in each inverter. In particular, the proposed continuous control of

Analysis of voltage waveforms and spectral characteristics of the phase voltage of photovoltaic systems on the base of cascaded inverters with controlled switching frequency shows that for any control modes the algorithms of synchronized PWM (both of continuous and discontinuous synchronized PWM) provide symmetry of the phase voltage, and its spectra do not contain even harmonics and sub-harmonics for any operating conditions of the systems.

Spectral Assessment of Quality of the Phase Voltage of Photovoltaic System. Total Harmonic Distortion (*THD*) factor of voltage and current is one of the most suitable criteria for analysis of power quality in grid-connected photovoltaic systems. In particular, in accordance with the majority of standards for 50-Hz power systems, total voltage harmonic distortion has to be calculated up to the 40th voltage harmonic [1]. Fig. 5 presents the calculation results of Total Harmonic Distortion factor (*THD*) for the phase voltage V_1 in the function of modulation index $m=m_1=m_2$, of the dual-inverter system on the base of dual inverters with equal DC-links voltages ($V_H=V_L$), controlled by algorithms of continuous (CPWM) and discontinuous (DPWM) schemes of synchronized modulation. The *THD* factor

$$(THD = (1/V_1) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{1k}^2})$$

has been calculated until the 40-th low-order (*k*-th) voltage harmonic. The fundamental frequency of the system is $F=50$ Hz, and the *THD* factor has been calculated for two values of the average switching frequency of each modulated inverter: $F_s=1.2$ kHz and $F_s=2.4$ kHz.

The presented in Fig. 5 calculation results show big dependence of the *THD* factor on switching frequency of inverters. So, the proposed flexible control of switching frequency of dual inverters in function of DC-links voltages (voltages of two strings of photovoltaic panels) during fluctuation of solar irradiance can improve strongly effectiveness of processes of photovoltaic generation.

Conclusion. It has been shown, that a full-scale dissemination of a novel method of synchronized PWM for control of dual inverters for

switching frequency of dual inverters as function of DC-links voltages (voltages of two strings of photovoltaic panels) during fluctuation of solar irradiance can improve effectiveness of processes of photovoltaic generation. The spectra of the phase voltages of dual-inverters-based photovoltaic system with synchronized PWM do not contain in this case even harmonics and sub-harmonics for any operating conditions.

1. Aiello M., Cataliotti A., Favuzza S., Gradić G. Theoretical and experimental comparison of Total Harmonic Distortion factors for the evaluation of harmonic and interharmonic pollution of grid-connected photovoltaic systems // IEEE Trans. Power Delivery. – 2006. – 21, 3. – Pp. 1390–1397.
2. Baiju M.R., Mohapatra K.A., Kanchan R.S., Gopakumar K. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive // IEEE Trans. Power Electr. – 2004. – 19, 3. – Pp. 794–805.
3. Corzine K.A., Sudhoff S.D., Whitcomb C.A. Performance characteristics of a cascaded two-level converter // IEEE Trans. Energy Conversion. – 1999. – 14, 3. – Pp. 433–439.
4. Grandi G., Ostojic D., Rossi C., Lega A. Control strategy for a multilevel inverter in grid-connected photovoltaic applications // CD-ROM Proc. of the IEEE Aegean Conf. on Electrical Machine, Power Electronics and Electromotion. – 2007. – 6 p.
5. Grandi G., Rossi C., Lega A., Casadei A. Multilevel operation of a dual two-level inverter with power balancing capability // CD-ROM Proc. of the IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. – 2006. – 8 p.
6. Holtz J. Pulsewidth modulation – a survey // IEEE Trans. Ind. Electr. – 1992. – 39, 5. – Pp. 410–420.
7. Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P. Power Electronics, 3rd ed. – John Wiley & Sons, 2003. – 587 p.
8. Oleschuk V., Blaabjerg F. Direct synchronized PWM techniques with linear control functions for adjustable speed drives // Proc. of the IEEE Appl. Power Electron. Conf. – 2002. – Pp. 76–82.
9. Oleschuk V., Bojoi R., Griva G., Profumo F. Dual inverter-fed traction drives with DC sources power balancing based on synchronized PWM // Proc. of the IEEE Int'l Electr. Machines and Drives Conf. – 2007. – Pp. 260–265.
10. Oleschuk V., Profumo F., Griva G., Bojoi R., Stankovic A.M. Analysis and comparison of basic schemes of synchronized PWM for dual inverter-fed drives // Proc. of the IEEE Int'l Symp. on Ind. Electr. – 2006. – Pp. 2455–2461.
11. Oleschuk V., Sizov A., Profumo F., Tenconi A., Stankovic A.M. Multilevel dual inverter-fed drives with synchronized PWM // CD-ROM Proc. of the IEEE Power Electr. Spec. Conf. – 2006. – 7 p.
12. Oleschuk V., Tlustý J., Valouch V. Photovoltaic power conversion system based on cascaded inverters with synchronized space-vector modulation // CD-ROM Proc. of the Int'l Conf. on Renewable Energy and Power Quality. – 2009. – 5 p.
13. Shivakumar E.G., Gopakumar K., Sinha S.K., Pittet A., Ranganathan V.T. Space vector PWM control of dual inverter fed open-end winding induction motor drive // Proc. of the IEEE Appl. Power Electr. Conf. – 2001. – Pp. 399–405.
14. Shivakumar E.G., Somasekhar V.T., Mohapatra K.K., Gopakumar K., Umanand L., Sinha S.K. A multi level space phasor based PWM strategy for an open-end winding induction motor drive using two inverters with different dc-link voltages // Proc. of the IEEE Power Electr. and Drive Syst. Conf. – 2001. – Pp. 169–175.
15. Stemmler H., Guggenbach P. Configurations of high power voltage source inverter drives // Proc. of the European Power Electronics Conf. – 1993. – Pp. 7–12.
16. Stemmler H. High-power industrial drives // IEEE Proc. – 1994. – 82, 8. – Pp. 1266–1286.

Надійшла 09.02.10

В.С.Бойко, докт.техн.наук, **Е.А.Кудря**, канд.техн.наук, **А.А.Шуляк** (Национальный технический университет Украины «КПИ», Киев)

ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ТОКОВ КОНДЕНСАТОРОВ КАСКАДНОЙ КОМПЕНСАЦИОННОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

Представлены результаты исследования электромагнитных процессов в конденсаторах коммутующего звена двенадцатипульсного каскадного компенсационного выпрямителя. Произведена количественная оценка влияния высших гармоник тока на реактивную мощность конденсаторов, исследованы зависимости составляющих реактивной мощности от величины угла коммутации вентилей и тока нагрузки.

Представлено результати досліджень електромагнітних процесів у конденсаторах комутаційної ланки дванадцатипульсного каскадного компенсаційного випрямляча. Здійснено кількісну оцінку впливу вищих гармонічних складових гармонік струму на реактивну потужність конденсаторів, досліджено залежності складових реактивної потужності від величини кута комутації вентилів та струму навантаження.

Введение. Компенсационные преобразовательные системы относятся к классу преобразовательных устройств силовой электроники, которые наряду с функцией преобразования параметров электрической энергии в режиме выпрямления или инвертирования способны компенсировать собственную реактивную мощность, а в случае необходимости, генерировать реактивную мощность в питающую сеть. В зависимости от уровня выходного напряжения такие преобразовательные устройства могут быть реализованы на базе нулевой или каскадной схемы.

Каскадные компенсационные преобразовательные системы работают в режиме одноступенчатой емкостной коммутации. Поэтому в их состав обязательно входит коммутующее звено. В преобразовательных системах нулевого типа оно состоит из трехфазного уравнивающего реактора и трехфазной батареи коммутующих конденсаторов.

Коммутующее звено преобразовательных систем каскадного типа конструктивно значительно проще, поскольку состоит лишь из трехфазной батареи конденсаторов, которая может быть соединена либо в звезду, либо в треугольник.

Каскадные компенсационные преобразовательные системы целесообразно использовать для питания потребителей с напряжением 1000 В и выше. Они способны обеспечить высокие технико-экономические показатели при двенадцати- и двадцатичетырехпульсном преобразовании. На рис. 1 показана схема двенадцатипульсного каскадного компенсационного выпрямителя, исследованию условий работы конденсаторов коммутующего звена которого посвящена настоящая работа.

Каскадные компенсационные преобразовательные системы целесообразно использовать для питания потребителей с напряжением 1000 В и выше. Они способны обеспечить высокие технико-экономические показатели при двенадцати- и двадцатичетырехпульсном преобразовании. На рис. 1 показана схема двенадцатипульсного каскадного компенсационного выпрямителя, исследованию условий работы конденсаторов коммутующего звена которого посвящена настоящая работа.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является исследование электромагнитных процессов в конденсаторах коммутующего звена

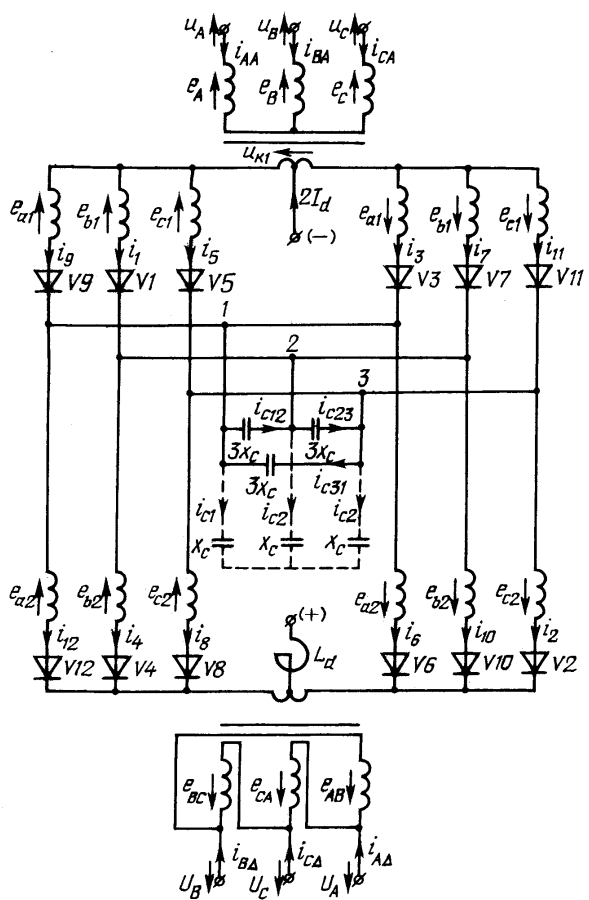


Рис. 1

© Бойко В.С., Кудря Е.А., Шуляк А.А., 2010

двенадцатипульсного каскадного компенсационного выпрямителя, что необходимо для определения мощности конденсаторной батареи и достижения требуемых показателей энергоэффективности преобразовательного устройства.

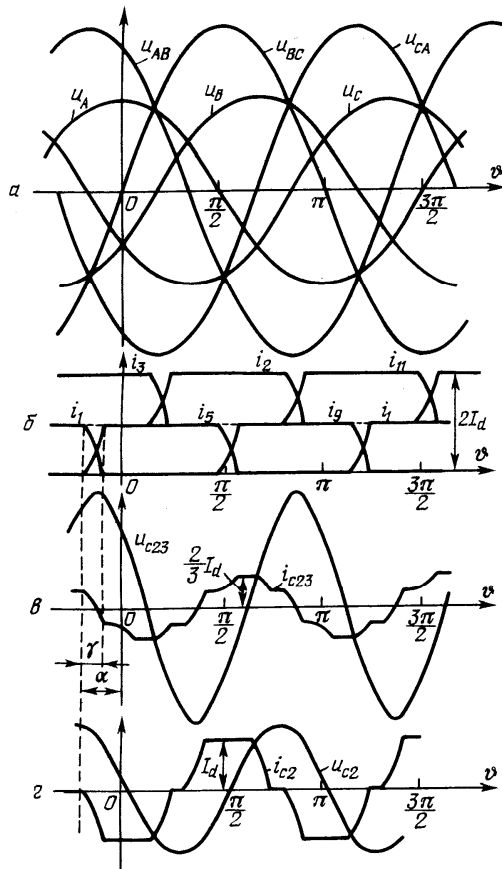


Рис. 2

В основу анализа положены следующие допущения:

- система питающих напряжений синусоидальна и симметрична; потери в вентилях не учитываются;
- ток намагничивания преобразовательного трансформатора равен нулю;
- ток в цепи нагрузки ($2I_d$) идеально сглажен.

Если за начало отсчета выбрать момент вступления в работу вентиля V_5 , то кривая тока i_{c1} конденсаторов при включении их в звезду (на рис. 1 показано пунктиром) будет занимать такое положение на временной оси, как и показано на рис. 3 ($\vartheta = \omega t$).

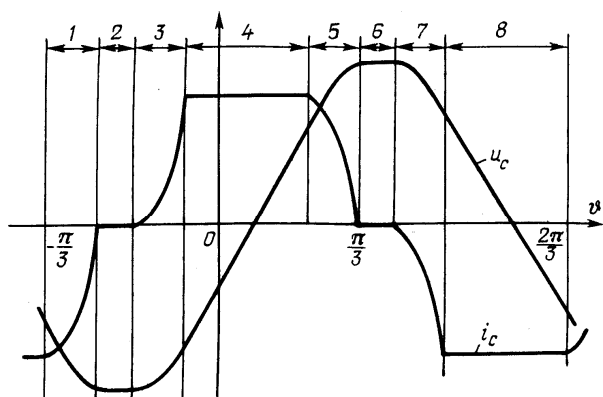


Рис. 3

При этом уравнения токов по участкам запишутся следующим образом:

$$\begin{aligned}
 1 - \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq -\frac{\pi}{3} + \gamma, & \quad i_c = -I_d + i_k; \\
 2 - \frac{\pi}{3} + \gamma \leq \vartheta \leq -\frac{\pi}{6}, & \quad i_c = 0; \\
 3 - \frac{\pi}{6} \leq \vartheta \leq -\frac{\pi}{6} + \gamma, & \quad i_c = i_k; \\
 4 - \frac{\pi}{6} + \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6}, & \quad i_c = I_d;
 \end{aligned}$$

Результаты исследований. Технологичность при практической реализации, а также энергетические и технико-экономические показатели различных режимов работы каскадного компенсационного преобразователя дают основания считать его одним из наиболее перспективных типов таких преобразователей. Кривые напряжений и токов этого преобразователя показаны на рис. 2.

Как видно из этого рисунка, форма кривой напряжения на конденсаторах отлична от синусоидальной и имеет частоту f_c , в 2 раза выше частоты f питающей сети.

Технико-экономические показатели преобразовательной системы зависят от эффективной работы всех ее звеньев, в том числе и от эффективности использования коммутирующих конденсаторов. Здесь существенное значение имеет частота, величина и форма рабочего тока и напряжения конденсаторов.

Определение допустимого рабочего напряжения на конденсаторах, через которые протекает периодический несинусоидальный ток, и согласование с паспортным напряжением осуществляется методом гармонических составляющих [3].

Мощность потерь в конденсаторах при несинусоидальном напряжении и токе вычисляется как сумма активных мощностей каждой гармонической составляющей. Этим обусловлена необходимость исследования гармонического состава токов и напряжений коммутирующих конденсаторов, используемых в компенсационном преобразователе.

$$\begin{array}{ll}
5 - \frac{\pi}{6} \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{6} + \gamma, & i_c = I_d - i_k; \\
7 - \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} + \gamma, & i_c = -i_k; \\
6 - \frac{\pi}{6} + \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}, & i_c = 0; \\
8 - \frac{\pi}{3} + \gamma \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{3}, & i_c = -I_d.
\end{array}$$

Входящий в эти уравнения ток коммутации i_k является током вступающего в работу вентиля и имеет такую закономерность изменения [2]:

$$i_k = \frac{I_d}{2} + \frac{\sqrt{3}U_m \cos(\vartheta - \alpha - \delta)}{2\omega L_\gamma (\xi^2 - 1)} + K_1 \cos \xi(\vartheta - \delta) + K_2 \sin \xi(\vartheta - \delta). \quad (1)$$

Здесь U_m – амплитуда фазного напряжения на входе питающего трансформатора, приведенная к вторичной обмотке трансформатора со схемой соединения Y/Y; ω – угловая частота напряжения сети ($\omega = 2\pi f$); L_γ – индуктивность рассеивания фазы преобразовательного трансформатора, приведенная к его вторичной обмотке; α – свободно устанавливающийся опережающий угол регулирования компенсационного преобразователя; ξ – относительное значение собственной частоты колебаний в контуре коммутации $\xi = \omega_o / \omega$, $\omega_o = (L_\gamma C)^{-0,5}$.

Величина угла δ в выражении для тока коммутации меняется по участкам и принимает значения, соответствующие началу участка.

Константы K_1 и K_2 определяются из соотношений:

$$K_1 = -\frac{\sqrt{3}U_m \cos \alpha}{2\omega L_\gamma (\xi^2 - 1)} - \frac{I_d}{2}; \quad K_2 = -\frac{\sqrt{3}U_m \sin \alpha}{2\omega L_\gamma (\xi^2 - 1)\xi}.$$

Анализ формы кривой тока вентиля i_k при вступлении его в работу в интервале коммутации по (1) показал, что при диодной реализации каскадной компенсационной преобразовательной системы в различных режимах работы она изменяется мало. Поэтому для дальнейшего анализа можно подобрать более простую аналитическую функцию, которая с достаточной точностью опишет ток коммутации вентиля i_k , существенно упростив все дальнейшие исследования, в том числе и анализ гармонического состава тока коммутирующих конденсаторов.

Проведенный авторами анализ показал, что точное решение для тока коммутации i_k можно аппроксимировать функцией $i_k = I_d(\vartheta - \delta)^2 / \gamma^2$ (так называемой “квадратичной” коммутацией). Расчет подтвердил, что основные характеристики преобразователя (свободно устанавливающийся угол регулирования α , угол коммутации вентиля γ , выпрямленное напряжение U_d , коэффициент мощности преобразователя $\cos \varphi$), рассчитанные исходя из предположения о “квадратичном” изменении тока коммутации, отличаются от характеристик, полученных на основе уточненного решения для тока коммутации (1), всего на $3 \div 4\%$. Учитывая, что расчетные выражения при “квадратичной” аппроксимации тока коммутации вентиля проще и удобнее для анализа, их можно рекомендовать для расчета параметров преобразователя и, особенно, при определении его проектных характеристик.

Анализируемая кривая тока конденсаторов i_c (рис. 3) симметрична относительно оси абсцисс и имеет частоту $\omega_c = 2\omega$. Поэтому ряд Фурье такой функции имеет вид [1]

$$i_c = \sum_{k=1}^{\infty} B_{(2k)} \sin 2k\vartheta + \sum_{k=1}^{\infty} C_{(2k)} \cos 2k\vartheta = \sum_{k=1}^{\infty} I_{Cm(2k)} \sin(2k\vartheta + \psi_{2k}). \quad (2)$$

Коэффициенты ряда Фурье $B_{(2k)}$ и $C_{(2k)}$ с учетом указанной симметрии определяются из выражений

$$B_{(2k)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/3}^{2\pi/3} i_c \sin 2k\vartheta d\vartheta, \quad C_{(2k)} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/3}^{2\pi/3} i_c \cos 2k\vartheta d\vartheta. \quad (3)$$

Приняв в выражениях для i_C “квадратичный” закон изменения тока коммутации $i_k = I_d(\vartheta - \delta)^2 / \gamma^2$ и выполнив необходимые математические операции, для коэффициентов $B_{(2k)}$ и $C_{(2k)}$ получим

$$B_{(2k)} = \frac{4I_d}{\pi k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos \frac{k\pi}{6} L_{(2k)}; \quad C_{(2k)} = \frac{4I_d}{\pi k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos \frac{k\pi}{6} F_{(2k)}, \quad k=1,2,3,\dots$$

Амплитуда тока гармонической составляющей определяется известным соотношением [1]

$$I_{Cm} = \sqrt{B_{(2k)}^2 + C_{(2k)}^2} = I_{Cm(2k)} = \frac{4I_d}{\pi k} \sin \frac{k\pi}{2} \cos \frac{k\pi}{6} \sqrt{F_{(2k)}^2 + L_{(2k)}^2}. \quad (4)$$

Как видно из (4), в токе конденсаторов компенсационного преобразователя присутствуют гармоники $n = 2, 10, 14, 22, 26, \dots$ и отсутствуют гармоники, для которых k – четное, или кратное 3. Константы $F_{(2k)}$ и $L_{(2k)}$ при “квадратичном” законе изменения тока коммутации вентилей равны

$$F_{(2k)} = \frac{4k\gamma \sin 2k\gamma + 2 \cos 2k\gamma - 2}{(2k\gamma)^2} = F_{(n)}, \quad L_{(2k)} = \frac{2 \sin 2k\gamma - 4k\gamma \cos 2k\gamma}{(2k\gamma)^2} = L_{(n)}.$$

Реактивная мощность 3-х фаз конденсаторов, обусловленная током n -й гармоники, равна $Q_{C(n)} = 3I_{Cm(n)}^2 / 2n\omega C$, где C – емкость конденсаторов на фазу. Учитывая значения гармонических составляющих тока конденсаторов (4) $I_{Cm(2k)} = I_{Cm(n)}$, для реактивной мощности 3-х фаз конденсаторов на частоте n -й гармоники получим

$$Q_{C(n)} = \frac{72I_d^2}{n^3 \pi^2 \omega C} \cdot (F_{(n)}^2 + L_{(n)}^2), \quad n = 2, 10, 14, 22, \dots$$

Если в это выражение подставить значения констант $F_{(n)}$ и $L_{(n)}$, окончательно получим

$$Q_{C(n)} = \frac{72I_d^2}{n^3 \pi^2 \omega C} \cdot \frac{4n^2\gamma^2 - 8n\gamma \sin n\gamma + 8(1 - \cos n\gamma)}{(n\gamma)^4}. \quad (5)$$

Из (5) для реактивной мощности основной гармоники ($n=2$)

$$Q_{C(\omega)} = \frac{72I_d^2}{8\pi^2 \omega C} \cdot \frac{\gamma^2 - \gamma \sin 2\gamma + \sin^2 \gamma}{\gamma^4}. \quad (6)$$

Анализ выражений (5) и (6) показывает, что высшие гармонические составляющие реактивной мощности конденсаторов ($n = 10, 14, 22, \dots$) не превышают 0,008 реактивной мощности основной гармоники ($n = 2$), причем с увеличением угла коммутации вентилей γ доля реактивной мощности высших гармоник снижается (рис. 4). Принимая во внимание, что реактивная мощность участка электрической цепи с несинусоидальным током определяется как сумма реактивных мощностей гармонических составляющих тока [1] и учитывая значения реактивных мощностей высших гармонических составляющих (рис. 4), реактивную мощность конденсаторной батареи преобразовательной системы можно считать равной $Q_C \approx (1.012 \div 1.015) Q_{C(\omega)}$. При этом, как уже упоминалось, напряжение на конденсаторах изменяется с частотой f_c , которая в 2 раза выше частоты питающей сети.

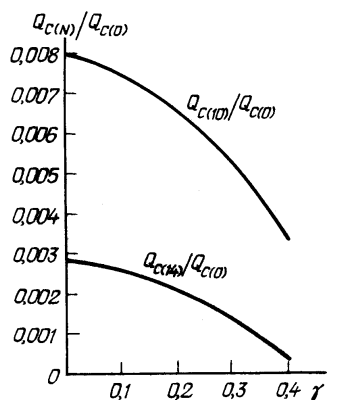


Рис. 4

Полагая, что мощность потерь в конденсаторе пропорциональна его реактивной мощности, и учитывая, что перегрев диэлектрика конденсаторов по сравнению с температурой окружающей среды пропорционален мощности потерь [3], для обеспечения эквивалентного теплового режима конденсаторов, используемых в компенсационной преобразовательной системе, необходимо, чтобы реактивная мощность конденсаторов коммутирующего звена равнялась номинальной (паспортной) мощности. Учет других факторов (изменение

частоты тока и амплитуды напряженности электрического поля в диэлектрике) на срок службы конденсаторов здесь не рассматривается.

Запишем выражение (6) для $Q_{C(\omega)}$ в относительных единицах, приняв следующую систему базисных величин: базисное напряжение $U_{\delta} = \sqrt{3}U_m$; базисный ток $I_{\delta} = \sqrt{3}U_m/2\omega L_{\gamma}$; базисная мощность $S_{\delta} = U_{\delta}I_{\delta} = 3U_m^2/2\omega L_{\gamma}$.

Тогда для относительного значения основной гармоники реактивной мощности конденсаторов получим

$$Q_{C(\omega)}^* = Q_{C(\omega)} / S_{\delta} = \frac{72I_d^2}{8\pi^2\omega C} \cdot \frac{2\omega L_{\gamma}}{3U_m^2} f(\gamma) = \frac{9I_d^2(2\omega L_{\gamma})^2}{2\pi^2\omega^2 C L_{\gamma} 3U_m^2} f(\gamma) = \frac{9(I_d^*)^2}{2\pi^2} \xi^2 f(\gamma). \quad (7)$$

Здесь принято: $I_d^* = 2I_d\omega L_{\gamma} / \sqrt{3}U_m = I_d / I_{\delta}$ – относительное значение половины выпрямленного тока; $f(\gamma) = \gamma^2 - \gamma \sin 2\gamma + \sin^2 \gamma / \gamma^4$ – коэффициент, учитывающий изменение реактивной мощности основной гармоники за счет угла коммутации γ .

Анализ выражения $f(\gamma)$ показывает, что при возрастании γ от 0 до 0,4 рад ($0 \leq \gamma \leq 23^\circ$) значение $f(\gamma)$ снижается от 1 до 0,965. Следовательно, влияние коэффициента $f(\gamma)$ на реактивную мощность конденсаторов несущественно.

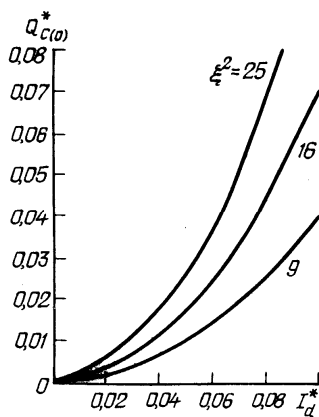


Рис. 5

Зависимости реактивной мощности конденсаторов (для основной гармоники) от выпрямленного тока (в относительных единицах) показаны на рис. 5. Из полученных решений и графиков видно, что реактивная мощность конденсаторов существенно зависит от тока нагрузки преобразователя и емкости конденсаторов.

Вывод. Выполнен гармонический анализ токов конденсаторов каскадной компенсационной преобразовательной системы, который позволил определить спектр гармоник тока и значения их амплитуд. Указанное решение использовано при получении расчетных выражений для составляющих реактивной мощности конденсаторов. Произведена количественная оценка влияния высших гармоник тока на реактивную мощность конденсаторов, исследованы зависимости составляющих реактивной мощности от величины угла коммутации вентилей и тока нагрузки.

1. Бойко В.С., Бойко В.В., Видолок Ю.Ф. та ін. Теоретичні основи електротехніки: У 3 т. – К: ІВЦ Видавн. «Політехніка». – 2004. – Т1. – 272 с.

2. Бойко В.С., Кудря Е.А., Потяженко Н.А., Шуляк А.А. Электромагнитный процесс в компенсационной преобразовательной системе с регулируемым компенсирующим устройством // Техн.електродинаміка – 2008. – №3. – С. 37–42.

3. Ренне В.Т. Электрические конденсаторы. – Л.: «Энергия», 1969.

Надійшла 02.02.2010

УДК 621.313.332

Л.І.Мазуренко, докт.техн.наук, В.І.Романенко (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА З ВЕНТИЛЬНИМ ЗБУДЖЕННЯМ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ ПРИПАСОВУВАННЯ

Описано математичну модель асинхронного генератора з вентильним збудженням, яка базується на його миттєвих схемах заміщення і не потребує інформації про стан напівпровідникових елементів на кожному кроці розв'язку системи диференціальних рівнянь.

Приведено описание математической модели асинхронного генератора с вентильным возбуждением, которая базируется на его мгновенных схемах замещения и не требует информации о состоянии полупроводниковых элементов на каждом шаге решения системы дифференциальных уравнений.

На сьогодні потребу в автономних джерелах живлення задовольняють, в основному, енергоустановки на базі синхронних генераторів. Однак в останній час поширилося використання асинхронних генераторів, основною перевагою яких є надійність і простота в експлуатації, кращі масогабаритні показники і нижча собівартість. Особливо перспективним є використання асинхронних генераторів із вентильним збудженням (АГ із ВЗ) [1].

Асинхронні генератори із ВЗ та однократним алгоритмом перемикання напівпровідникових ключів перспективні для застосування в автономних енергоустановках загальнопромислового використання для живлення споживачів без особливих вимог до форми напруги.

В математичних моделях для дослідження електромагнітних процесів таких генераторів окремими блоками моделюються асинхронна машина і вентильний перетворювач [3]. При цьому використовується модель генератора і перетворювача вентильної системи збудження в неперетворених координатах статора або електричної машини в перетворених, а перетворювача – в неперетворених координатах. Стан напівпровідникових ключів перетворювача визначається на кожному кроці інтегрування системи диференціальних рівнянь. Тому головні недоліки цих моделей - значний час, необхідний для обчислень, і складність визначення стану напівпровідникових елементів. В [6] представлено математичну модель на основі методу припасування. У цьому випадку немає необхідності визначати стан напівпровідникових елементів на кожному кроці інтегрування системи диференціальних рівнянь. Це пояснюється тим, що робота напівпровідникового перетворювача представлена послідовністю миттєвих схем заміщення, тривалість існування яких залежить від частоти керуючих імпульсів. Однак, розбіжність між розрахунковими і експериментальними даними становить близько 40 %.

Головною метою даної статті є розробка математичної моделі для розрахунку електромагнітних і електромеханічних процесів в АГ з ВЗ, що базується на методі припасування, та в якій відсутні недоліки відомих моделей, забезпечується достатня точність і зменшується тривалість моделювання.

Модель асинхронного генератора (власне електричної машини) в неперетворених координатах статора АВС. При розробці математичної моделі асинхронної машини з короткозамкненим ротором в неперетвореній системі координат статора використано наступні припущення: вектор потоку взаємодії $\vec{\Phi}_m$ і відповідний йому вектор потікозчеплення $\vec{\psi}_m$ колінеарні вектору струму намагнічування \vec{I}_m , що дозволяє не враховувати гістерезис; індуктивні опори розсіювання обмоток статора і ротора незмінні; магнітопровід насичується рівномірно, тобто ефект явнополюсності ротора, що виникає при насиченні, не враховується; всі параметри, струми і напруги обмотки ротора приводяться до обмотки статора генератора; несиметрія може мати місце тільки в колах навантаження

або збудження. При цих допущеннях система диференціальних рівнянь, що описує асинхронний генератор в неперетвореній системі координат ABC, має вигляд [3]

$$\frac{d\psi_A}{dt} = -i_A R_1 + u_A; \quad \frac{d\psi_B}{dt} = -i_B R_1 + u_B; \quad \frac{d\psi_C}{dt} = -i_C R_1 + u_C;$$

$$\frac{d\psi_a}{dt} = -i_a R_2 - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}}(\psi_b - \psi_c); \quad \frac{d\psi_b}{dt} = -i_b R_2 - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}}(\psi_c - \psi_a); \quad \frac{d\psi_c}{dt} = -i_c R_2 - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}}(\psi_a - \psi_b). \quad (1)$$

Струми статора і ротора визначають із рівнянь

$$i_{A,B,C} = c_1 \psi_{A,B,C} - c_2 \psi_{a,b,c}, \quad i_{a,b,c} = -c_2 \psi_{A,B,C} + c_3 \psi_{a,b,c}, \quad (2)$$

де $c_1 = \frac{L_1 - L_{ек}}{L_1^2}$, $c_2 = \frac{L_{ек}}{L_1 L_2}$, $c_3 = \frac{L_2 - L_{ек}}{L_2^2}$, а $L_{ек} = \frac{L_1 L_2 L_m}{L_1 L_m + L_2 L_m + L_1 L_2}$.

З урахуванням (2) система рівнянь (1) набуде вигляду

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_A}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_A + c_2 R_1 \psi_a + u_A; & \frac{d\psi_B}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_B + c_2 R_1 \psi_b + u_B; & \frac{d\psi_C}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_C + c_2 R_1 \psi_c + u_C; \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= c_2 R_2 \psi_A - c_3 R_2 \psi_a - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_b + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_c; & \frac{d\psi_b}{dt} &= c_2 R_2 \psi_B + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_a - c_3 R_2 \psi_b - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_c; \\ & & \frac{d\psi_c}{dt} &= c_2 R_2 \psi_C - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_a + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_b - c_3 R_2 \psi_c. \end{aligned} \quad (3)$$

У наведених рівняннях $\psi_k (k = A, B, C, a, b, c)$ - повні потокозчеплення для фаз статора і ротора, $u_k (k = A, B, C)$ - фазні напруги статора, $i_k (k = A, B, C, a, b, c)$ - струми фаз статора і ротора, R_1, R_2 та L_1, L_2 - активні опори та індуктивності розсіювання фаз статора і ротора, ω - механічна частота обертання ротора, p_n - число пар полюсів, L_m - змінна взаємоіндуктивність, яка визначається по характеристиці намагнічування генератора у вигляді залежності $L_m = f(Y_m)$. Алгоритм побудови цієї залежності наведено в [3]. На кожному кроці розв'язку диференціальних рівнянь визначається величина

$$Y_m = \frac{2}{3} (I_{A\Sigma}^2 + I_{B\Sigma}^2 + I_{C\Sigma}^2 - (I_{A\Sigma} \cdot I_{B\Sigma} + I_{B\Sigma} \cdot I_{C\Sigma} + I_{C\Sigma} \cdot I_{A\Sigma}))^{\frac{1}{2}}, \quad (4)$$

де $I_{A\Sigma} = \frac{\psi_A}{L_1} + \frac{\psi_a}{L_2}$, $I_{B\Sigma} = \frac{\psi_B}{L_1} + \frac{\psi_b}{L_2}$, $I_{C\Sigma} = \frac{\psi_C}{L_1} + \frac{\psi_c}{L_2}$. Це дозволяє разом із залежністю $L_m = f(Y_m)$ врахувати насичення генератора по робочому потоку взаємоіндукції.

Аналіз роботи вентиляльного перетворювача. На рис. 1 показано принципову схему АГ із ВЗ з навантаженням змінного (L_n, R_n) і постійного (L, R) струму. При алгоритмі однократного перемикання вентилів, який наведено в [2], за період вихідної напруги роботу перетворювача можна представити чергуванням дванадцяти схем заміщення, утворених напівпровідниковими елементами, обмотками генератора і навантаженням. Кожна із схем залишається незмінною протягом 30 ел.гр.

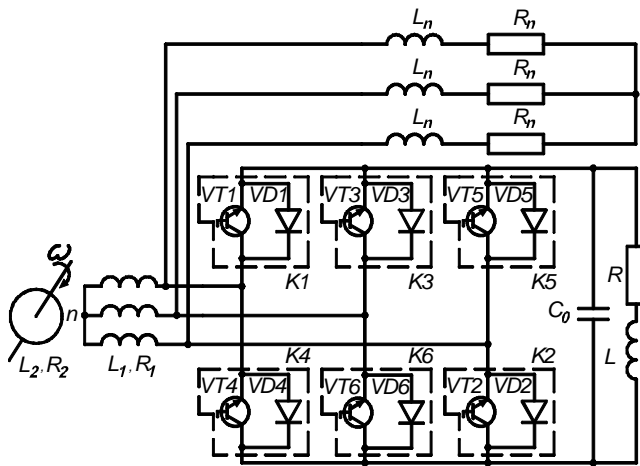


Рис. 1

Якщо не брати до уваги електричні кола, утворені навантаженням, то при навантаженні змінного струму послідовність утворення миттєвих схем заміщення залишається такою ж, як і на холостому ході (рис. 2): спостерігається чергування схеми з двома транзисторами і діодом та схеми з двома діодами і транзистором. Провідність кожного напівпровідникового елемента складає 90 ел.гр періода вихідної напруги.

При навантаженні постійного струму можливе чергування миттєвих схем з трьома діодами та схем з одним транзистором і двома діодами: $VD1 - VT6 - VD2$; $VD1 - VD3 - VD2$;

VT1–VD3–VD2; VD4–VD3–VD2; VD4–VD3–VT2; VD4–VD3–VD5; VD4–VT3–VD5;
VD4–VD6–VD5; VT4–VD6–VD5; VD1–VD6–VD5; VD1–VD6–VT5; VD1–VD6–VD2.

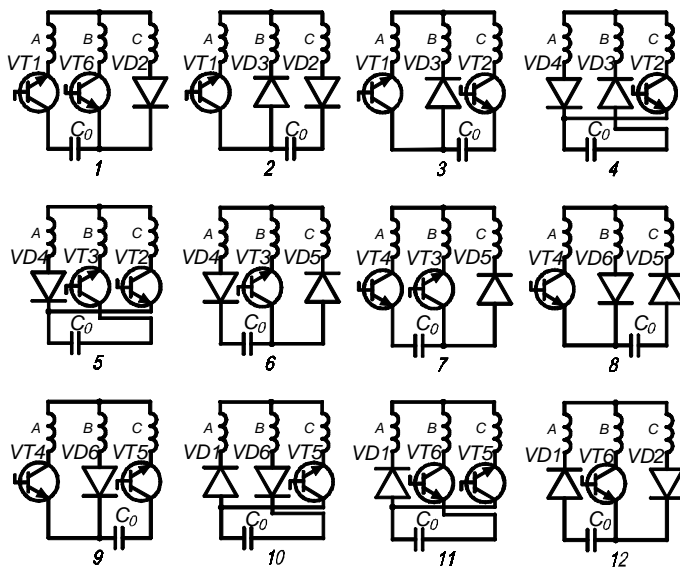


Рис. 2

пруги і моделювати паралельно ввімкнені керований напівпровідниковий ключ і діод як один елемент (ідеальний ключ). На рис. 1 єдині елементи VT–VD показано у вигляді блоків K1...K6. Тоді еквівалентні миттєві схеми АГ з ВЗ (рис. 2) для розрахунку методом припасовування можуть бути представлені у вигляді шести наступних схем: 1 – ввімкнені K1–K3–K2 (узагальнює схеми 2, 3); 2 – ввімкнені K4–K3–K2 (узагальнює схеми 4 і 5); 3 – ввімкнені K4–K3–K5 (узагальнює схеми 6 і 7); 4 – ввімкнені K4–K6–K5 (узагальнює схеми 8 і 9); 5 – ввімкнені K1–K6–K5 (узагальнює схеми 10 і 11); 6 – ввімкнені K1–K6–K2 (узагальнює схеми 12 і 1).

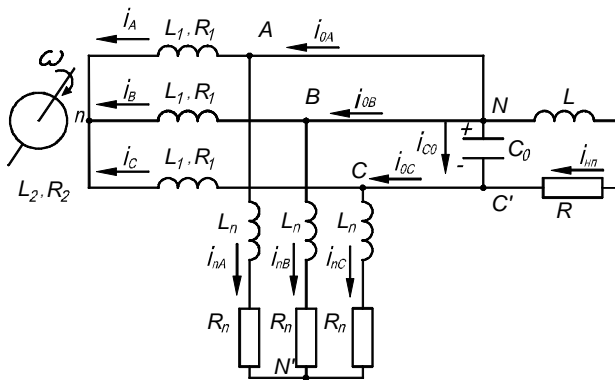


Рис. 3

Після спрощення отримаємо:

$$u_A = \frac{1}{3}(2\psi_A - \psi_B - \psi_C) = \frac{u_{C0}}{3}, \quad u_B = \frac{1}{3}(-\psi_A + 2\psi_B - \psi_C) = \frac{u_{C0}}{3}, \quad u_C = \frac{1}{3}(-\psi_A - \psi_B + 2\psi_C) = -\frac{2u_{C0}}{3}.$$

За аналогією, знаходять фазні напруги на навантаженні $u_{AN'} = u_A$, $u_{BN'} = u_B$, $u_{CN'} = u_C$.

Перехід на таке чергування схем спостерігається при навантаженні, коли коефіцієнт потужності генератора більший або дорівнює 0.55.

Порівняння миттєвих схем заміщення при навантаженнях змінного і постійного струму показує, що на одному і тому ж часовому інтервалі схеми відрізняються лише тим, що проводить струм – діод або транзистор, ввімкнені паралельно, а інші елементи однакові. Тому до обмоток статора прикладено потенціали однакової полярності і можна вважати, що в електричному відношенні ці схеми ідентичні і доцільно використовувати при їх математичному моделюванні єдині теоретичні засади. Крім того спостерігається ідентичність в електричному відношенні двох сусідніх схем (наприклад, на рис. 2 схеми 2 і 3, 4 і 5). Це дозволяє при моделюванні брати до уваги тільки шість миттєвих схем на періоді вихідної на-

Модель АГ із ВЗ для послідовності миттєвих схем. Розглянемо детально схему АГ з ВЗ із навантаженням постійного і змінного струму для випадку ввімкнених ідеальних ключів K1–K3–K2, яку показано на рис. 3. Для її моделювання необхідно одержати додаткові рівняння і доповнити ними систему рівнянь (3). Послідовність їхнього отримання наступна.

Визначається потенціал вузла C' при $\varphi_N = 0$ як $\varphi_{C'} = -u_{C0}$. Визначаються напруги обмоток генератора u_A, u_B, u_C за умови що $\varphi_A = 0$, $\varphi_B = 0$, $\varphi_C = -u_{C0}$. Потенціал нульової точки обмотки $\varphi_n = (\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C)/3$, тому $u_A = \varphi_A - \varphi_n$; аналогічно $u_B = \varphi_B - \varphi_n$, $u_C = \varphi_C - \varphi_n$.

Для контуру $N-L-R-C'-C_0-N$ визначаємо рівняння $\frac{du_{C_0}}{dt} = \frac{i_{C_0}}{C_0}$, $L \frac{di_{nn}}{dt} + i_{nn}R = u_{C_0}$, які з урахуванням того, що $i_{C_0} = i_{0C} - i_{nn}$, а $i_{0C} = i_C + i_{nC}$, набудуть вигляду

$$\frac{du_{C_0}}{dt} = \frac{1}{C_0}(i_C + i_{nC} - i_{nn}), \quad \frac{di_{nn}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{C_0} - i_{nn}R);$$

Для навантаження змінного струму правомірні наступні диференціальні рівняння у нормальній формі Коші:

$$\frac{di_{nA}}{dt} = -\frac{R_n}{L_n}i_{nA} + \frac{u_{AN'}}{L_n}, \quad \frac{di_{nB}}{dt} = -\frac{R_n}{L_n}i_{nB} + \frac{u_{BN'}}{L_n}, \quad \frac{di_{nC}}{dt} = -\frac{R_n}{L_n}i_{nC} + \frac{u_{CN'}}{L_n}.$$

Таким чином, система диференціальних рівнянь, що описують розглянуту миттєву схему з навантаженням змінного і постійного струму, має вигляд

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_A}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_A + c_2 R_1 \psi_a + \frac{u_{C_0}}{3}; & \frac{d\psi_B}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_B + c_2 R_1 \psi_b + \frac{u_{C_0}}{3}; & \frac{d\psi_C}{dt} &= -c_1 R_1 \psi_C + c_2 R_1 \psi_c - \frac{2u_{C_0}}{3}; \\ \frac{d\psi_a}{dt} &= c_2 R_2 \psi_A - c_3 R_2 \psi_a - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_b + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_c; & \frac{d\psi_b}{dt} &= c_2 R_2 \psi_B + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_a - c_3 R_2 \psi_b - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_c; \\ \frac{d\psi_c}{dt} &= c_2 R_2 \psi_C - \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_a + \frac{\omega p_n}{\sqrt{3}} \psi_b - c_3 R_2 \psi_c; \\ \frac{du_{C_0}}{dt} &= \frac{c_1}{C_0} \psi_A - \frac{c_2}{C_0} \psi_a - \frac{1}{C_0} i_{nn} + \frac{1}{C_0} i_{nC}; & \frac{di_{nn}}{dt} &= \frac{1}{L} u_{C_0} - \frac{R}{L} i_{nn}; \\ \frac{di_{nA}}{dt} &= \frac{1}{3L_n} u_{C_0} - \frac{R_n}{L_n} i_{nA}; & \frac{di_{nB}}{dt} &= \frac{1}{3L_n} u_{C_0} - \frac{R_n}{L_n} i_{nB}; & \frac{di_{nC}}{dt} &= -\frac{2}{3L_n} u_{C_0} - \frac{R_n}{L_n} i_{nC}. \end{aligned}$$

Розглянувши аналогічно кожен миттєву схему заміщення, повну систему диференціальних рівнянь, що описують АГ із ВЗ з навантаженням змінного і постійного струмів, можна представити у вигляді

$$\dot{X} = A \cdot X, \quad (5)$$

де $X = [\psi_A \ \psi_B \ \psi_C \ \psi_a \ \psi_b \ \psi_c \ u_{C_0} \ i_{nn} \ i_{nA} \ i_{nB} \ i_{nC}]^T$, $A = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{111} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{111} & \dots & a_{1111} \end{pmatrix}$ - відповідно вектор і матриця стану

системи.

Елементи матриці, які не змінюються для всіх схем заміщення:

$$\begin{aligned} a_{12} = a_{13} = a_{15} = a_{16} = a_{18} = \dots = a_{111} = a_{21} = a_{23} = a_{24} = a_{26} = a_{28} = \dots = a_{211} = a_{31} = a_{32} = a_{34} = a_{35} = \\ = a_{38} = \dots = a_{311} = a_{42} = a_{43} = a_{47} = \dots = a_{411} = a_{51} = a_{53} = a_{57} = \dots = a_{511} = a_{61} = a_{62} = a_{67} = \dots = a_{611} = \\ = a_{77} = a_{81} = \dots = a_{86} = a_{89} = a_{810} = a_{811} = a_{91} = \dots = a_{96} = a_{98} = a_{910} = a_{911} = a_{101} = \dots = a_{106} = a_{108} = \\ = a_{109} = a_{1011} = a_{111} = \dots = a_{116} = a_{118} = a_{119} = a_{1110} = 0, \quad a_{11} = a_{22} = a_{33} = -c_1 R_1, \quad a_{14} = a_{25} = a_{36} = c_2 R_1, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_{41} = a_{52} = a_{63} = c_2 R_2, & \quad a_{44} = a_{55} = a_{66} = -c_3 R_2, & \quad a_{45} = a_{56} = a_{64} = -p_n \omega / \sqrt{3}, \\ a_{46} = a_{54} = a_{65} = p_n \omega / \sqrt{3}, & \quad a_{78} = -1/C_0, & \quad a_{87} = 1/L, & \quad a_{88} = -R/L, \\ a_{99} = a_{1010} = a_{1111} = -R_n/L_n. \end{aligned}$$

Елементи матриці, які змінюють свою величину для кожної із схем заміщення, наведено у таблиці.

схема	a_{17}	a_{27}	a_{37}	a_{71}	a_{72}	a_{73}	a_{74}	a_{75}	a_{76}	a_{79}	a_{710}	a_{711}	a_{97}	a_{107}	a_{117}
1	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	0	$\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$-\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{1}{C_0}$	$\frac{1}{3L_n}$	$\frac{1}{3L_n}$	$-\frac{2}{3L_n}$
2	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	0	$-\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{-1}{C_0}$	0	$-\frac{1}{3L_n}$	$\frac{2}{3L_n}$	$-\frac{1}{3L_n}$
3	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$-\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{1}{C_0}$	0	0	$-\frac{2}{3L_n}$	$\frac{1}{3L_n}$	$\frac{1}{3L_n}$
4	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0	0	$-\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{-1}{C_0}$	$-\frac{1}{3L_n}$	$-\frac{1}{3L_n}$	$\frac{2}{3L_n}$
5	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	0	$\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$-\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{1}{C_0}$	0	$\frac{1}{3L_n}$	$-\frac{2}{3L_n}$	
6	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{c_1}{C_0}$	0	0	$\frac{c_2}{C_0}$	0	0	$\frac{-1}{C_0}$	0	0	$\frac{2}{3L_n}$	$-\frac{1}{3L_n}$	$-\frac{1}{3L_n}$

Для моделювання АГ із ВЗ за допомогою (5) необхідно мати інформацію про часові границі існування миттєвих схем заміщення. Частота зміни повного циклу миттєвих схем заміщення визначається як

$$f_{zm} = 1/6T_i \quad \text{або} \quad f_{zm} = f_e(1-\nu), \quad (6,7)$$

де T_i - тривалість існування i -тої схеми заміщення, $f_e = \omega p_n / 2\pi$ - синхронна електрична частота статора, ν - деяка додатна величина, що визначає взаємозв'язок між електричною частотою f_e і частотою f_{zm} . Прирівнявши (6) і (7), отримуємо вираз для визначення часу існування кожної схеми заміщення

$$T_i = \pi / 3\omega p_n (1-\nu). \quad (8)$$

Використовуючи викладений підхід до моделювання АГ з ВЗ із однократним алгоритмом перемикання напівпровідникових ключів, може бути розроблена модель генератора, який керується за алгоритмом багатократного перемикання вентилів [4]. Але для цього необхідно мати інформацію про стан напівпровідникових елементів перетворювача, що дозволить виявити послідовність існування миттєвих схем АГ з ВЗ.

Алгоритм розрахунку. Розроблена математична модель може бути використана для розрахунку електромагнітних процесів в АГ із ВЗ як з частотним принципом керування, так і з фазовим.

Розрахунок електромагнітних процесів з частотним керуванням проводиться в наступній послідовності: по (8) визначається час існування i -ї схеми заміщення; з використанням (4) і залежності $L_m = f(Y_m)$ визначається індуктивність взаємоіндукції L_m ; знаходять константи c_1, c_2, c_3 ; інтегрується система рівнянь (5) для i -ї схеми заміщення; перевіряється, чи не скінчився період існування миттєвої схеми заміщення. Якщо ні, – то повтор визначення L_m , якщо так, – то перехід до наступної схеми. При цьому значення змінних стану в кінці інтервалу існування схеми є початковими для наступного $X_0 = X$.

Для отримання результатів, які б максимально співпадали з експериментальними даними, та зменшення часу обчислень необхідно використовувати метод інтегрування жорстких диференціальних рівнянь з автоматичною корекцією кроку, наприклад, L -stable метод Розенброка [7,8].

При моделюванні частота зміни схем заміщення розраховується відповідно до закону: $t < 1\text{с}$, $\nu = 0.005$ (початкове збудження виконується при фіксованій частоті);

$t \geq 1\text{с}$, $\nu = k_p(U_m^* - u_m) + \frac{1}{T_i} \int (U_m^* - u_m) dt$, де u_m і U_m^* - миттєве і задане значення напруги на виході постійного струму, k_p - коефіцієнт підсилення пропорційної складової регулятора напруги, T_i - стала часу інтегральної складової регулятора напруги.

Як приклад, що ілюструє ефективність запропонованої моделі і алгоритму розрахунку, на рис. 4 показано розрахункові криві напруги (u_ϕ) і струму (i_ϕ) та їхні перші гармоніки ($u_{\phi 1}$ і $i_{\phi 1}$) АГ з ВЗ

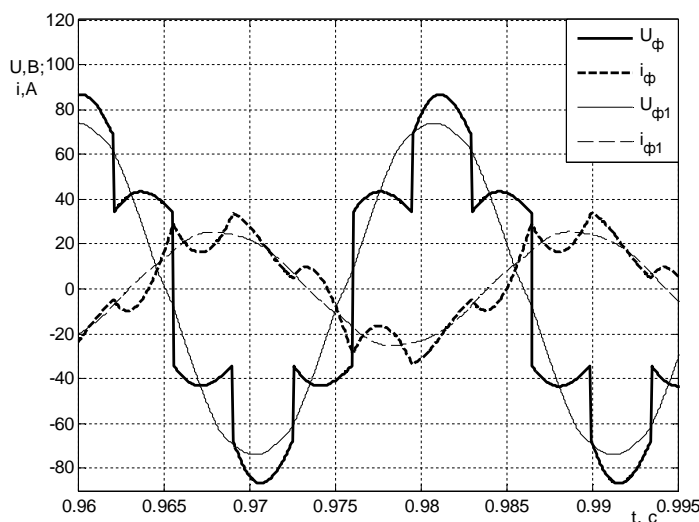


Рис. 4

математичну модель асинхронного генератора з вентильним збудженням, яка базується на його миттєвих схемах заміщення і не потребує інформації про стан напівпровідникових елементів на кожному кроці розв'язку системи диференціальних рівнянь. При використанні запропонованої моделі тривалість розрахунку в 10 -15 разів менша у порівнянні з відомими моделями без втрати точності обчислень.

1. Костырев М.Л., Скороспешкин А.И. Автономные асинхронные генераторы с вентильным возбуждением. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 160 с.
2. Лиценко А.И., Лесник В.А., Мазуренко Л.И. Математическая модель и алгоритм расчета режимов асинхронного стартер-генератора с транзисторным преобразователем // Техн. электродинамика. – 1989. – №5. – С. 55–61.
3. Лиценко А.И., Мазуренко Л.И. Математическое моделирование асинхронных генераторов с вентильным возбуждением в фазовых координатах статора // Техн. электродинамика. – 1997. – №6. – С. 31–36.
4. Мазуренко Л.И. Определение состояния полупроводниковых элементов преобразователя асинхронного генератора с вентильным возбуждением // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. Енергоефективність. – 2000. – С. 18–25.
5. Мазуренко Л.И. Электромагнитные процессы в асинхронном генераторе с вентильным возбуждением // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. – 1999. – Вип.1. – С. 88–96.
6. Панов А.Н. Методика исследования электромагнитных процессов в асинхронном генераторе при возбуждении от преобразователя частоты // Тр. Моск. ин-та инж. ж/д тран-та. – 1977. – Вып. 574. – С. 57–65.
7. Hairer E., Wanner G. Differential Equations II Stiff and Differential-Algebraic Problems. - New-York: Springer-Verlag, 1991. – 601 p.
8. Negrut D., Sandu A., Haug E.J., Porta F.A., Sandu C.A. Rosenbrok-Nystrom state space implicit approach for the dynamic analysis of mechanical systems: II-metho and numerical examples Proc.Instrn Mech Engrs. – 2003. – Vol. 217. – Pp. 273–281.

потужністю $P_n = 2.7$ кВт при активному навантаженні на клеммах постійного струму $0.9P_n$. Необхідно підкреслити, що при номінальних навантаженні а, відповідно, і ковзанні, форма кривої фазного струму АГ наближується до синусоїдальної, тобто із збільшенням ковзання форма кривої покращується. Розрахункові криві показують якісне і кількісне співпадання з результатами, що одержані за допомогою моделі, в якій стан напівпровідникових елементів визначається на кожному кроці інтегрування системи диференціальних рівнянь. Максимальне відхилення від експериментальних даних [5] становить близько 10% .

Висновки. Розроблено метод припасовування по відношенню до асинхронних машин з перетворювачем в колах статора та

Надійшла 07.12.2009

О.М.Попович, канд.техн.наук (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АСИНХРОННОЇ МАШИНИ ЕЛЕКТРОМЕХАНОТРОННОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ ІМІТАЦІЙНОГО ТА СТРУКТУРНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Розроблено математичну модель асинхронного двигуна і програму дослідження режимів його роботи в системі імітаційного та структурного моделювання MATLAB-Simulink при врахуванні довільної структури віток обмотки статора та схеми з'єднання їх між собою та з елементами зовнішньої мережі.

Разработана математическая модель асинхронного двигателя и программа исследования режимов его работы в системе имитационного и структурного моделирования MATLAB-Simulink при учете произвольной структуры ветвей обмотки статора и схемы соединения их между собой и с элементами внешней цепи.

При електромеханічному перетворенні енергії найчастіше використовують асинхронні двигуни (АД) завдяки їхній простоті, низькій вартості, надійності, можливості безпосереднього живлення від існуючої розподільчої мережі трифазного струму. Недоліками цих машин (при безпосередньому живленні від трифазної мережі) є погані регульовальні властивості та погіршення енергетичних коефіцієнтів при відхиленні режиму роботи від номінального. Для покращення енергоефективності АД та забезпечення роботи у складі регульованого електроприводу живлення двигунів здійснюється від регуляторів параметрів електроенергії, частіше напівпровідникових. При інтеграції електромеханічного перетворювача і напівпровідникового джерела живлення утворюється електромеханотронний пристрій. Перша ступінь інтеграції здійснюється при сумісному проектуванні АД і перетворювачів стандартних конструкцій, коли враховуються особливості робочих режимів, взаємний вплив складових системи. При поглибленій інтеграції мають місце конструктивні зміни, які забезпечують ефективність електромеханотронного пристрою і є зайвими при окремому функціонуванні складових системи, або, навіть, унеможливають таке функціонування.

Особливості математичних моделей АД у складі ЕМТС. Ефективне проектування електромеханотронних систем (ЕМТС) з АД та дослідження режимів їхньої роботи повинно спиратися на адекватні математичні моделі, які враховують особливості режимів та конструкцій, що суттєво впливають на характеристики машини. До них належать [3]: несинусоїдність та несиметрія живлення, несиметрія параметрів за фазами статора, несинусоїдність розподілу МРС у повітряному проміжку, складна структура обмотки статора та з'єднань із зовнішніми елементами. Взаємна індуктивність фаз за шляхами розсіювання залежить від конструкції обмотки статора і має збільшений вплив на режими при врахуванні несиметрії. Особливості експлуатаційних режимів ЕМТС з АД пов'язані з практичною відсутністю сталих режимів. В даних системах превалюють динамічні режими, або квазістали режими – перехідні процеси, які повторюються.

Комплексність і структурованість є необхідною ознакою математичних моделей ЕМТС з АД. Для отримання достовірних результатів дослідження робочих режимів моделі часто повинні складатися з моделей основних складових системи: електромеханічного перетворювача енергії, напівпровідникового джерела живлення, навантажувального механізму, елементів систем електропостачання та керування. Дослідження подібних складних систем при потрібних рівнях адекватності моделей може бути здійснено при залученні програмних продуктів, які розроблено фахівцями різних галузей науки. Дана ідеологія реалізована в існуючих програмних середовищах інженерних розрахунків, наприклад, в системі MATLAB. При користуванні подібними системами дослідник має можливість глибокої проробки фахових питань і порівняно легкої апробації своїх нових наукових результатів при дослідженні різних технічних систем. Фактично мова йде про інтегрування в глобальну систему наукового пошуку. Математичні моделі АД в складі ЕМТС, щоб задовольнити подібним вимогам, повинні мати відповідну структуру: узгоджуватися з програмним середовищем за способом формування вхідних, вихідних даних, будуватися на достатньо ефективних розрахункових алгоритмах.

Математична модель АД для ЕМТС розроблена в роботі [3] відповідно до наведених вимог, із параметрами, які визначено за параметрами заступної схеми серійних АД. Вона призначена для

дослідження динамічних та квазісталих режимів роботи АД з короткозамкненим ротором при довільній структурі віток обмотки статора і їхньої кількості. Кожна вітка утворює в просторі N косинусоїд (гармонік) МРС з нульовою координатою відповідно до осі контуру і з періодом $2\pi/v_j$, де v_j – порядок гармоніки ($1 \leq j \leq N$). При цьому вважається, що кожній гармоніці МРС статора ротор відповідає окремою системою струмів, які створюють тільки взаємну просторову гармоніку МРС. Рівняння електричної рівноваги записано відносно миттєвих значень струмів віток статора і проєкцій просторових комплексів ротора. Для i -ї вітки статора та проєкцій сумарного просторового комплексу струмів ротора за гармонікою порядку v рівняння мають вигляд

$$u_{si} = r_{si}i_{si} + \frac{d}{dt} \sum_{q=1}^V \left(m_{iq} + \sum_{v=v_1}^{v_N} M_{iqv} \cos(\delta_{iv} - \delta_{qv}) \right) i_{sq} + \frac{d}{dt} \sum_{v=v_1}^{v_N} M_{ikv} \left(i_{rv}^R \cos \delta_{iv} + i_{rv}^I \sin \delta_{iv} \right); \quad (1)$$

$$0 = r_{rv}i_{rv}^R + \frac{d}{dt} \left[L_{rv}i_{rv}^R + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \cos \delta_{iv} i_{si} \right] + v\omega_r \left[L_{rv}i_{rv}^I + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \sin \delta_{iv} i_{si} \right]; \quad (2)$$

$$0 = r_{rv}i_{rv}^I + \frac{d}{dt} \left[L_{rv}i_{rv}^I + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \sin \delta_{iv} i_{si} \right] - v\omega_r \left[L_{rv}i_{rv}^R + \frac{z_2}{2} \sum_{i=1}^V M_{kiv} \cos \delta_{iv} i_{si} \right], \quad (3)$$

де $L_{rv} = l_{rv} + z_2 M_{kkv} / 2$; $r_{rv} = 2r_{yk} + 2r_c(1 - \cos v\delta_k)$; $l_{rv} = 2m_n + 2m_n(1 - \cos v\delta_k)$; z_2 – кількість зубців ротора; $u_{si}, i_{si}(i_{sq}), r_{si}$ – миттєві значення напруги, струму та активний опір i -ї (q -ї) вітки статора ($1 \leq i \leq V; 1 \leq q \leq V$, де V – кількість віток обмотки статора); i_{rv}^R, i_{rv}^I – дійсна та уявна частини сумарного просторового комплексу струмів ротора за гармонікою v ; $M_{iqv}, M_{ikv}, M_{kiv}$ – максимальні взаємні індуктивності за основним полем гармоніки v між i -ю та q -ю вітками статора, i -ю віткою статора та контуром ротора, контуром ротора та i -ю віткою статора відповідно; m_{iq} – взаємна індуктивність між i -ю та q -ю вітками статора за шляхами потоку розсіювання; δ_{iv}, δ_{qv} – кутове положення осей i -ї та q -ї віток статора (положення максимуму МРС вітки за гармонікою v) в координатах гармоніки порядку v ; $\delta_k = 2\pi / z_2$ – кут між осями зубців ротора в координатах першої гармоніки; Θ – кут між віссю зубця ротора з номером z_2 та дійсною віссю комплексної площини в координатах першої гармоніки. Позитивний напрямок відліку кута – проти годинникової стрілки; $\omega_r = d\Theta / dt$ – частота обертання ротора; r_c, r_{yk} – активний опір стрижня ротора та ділянки короткозамикаючого кільця між сусідніми стрижнями; M_{kkv}, m_n, m_n – власна індуктивність роторного контуру: за основним полем гармоніки v , за шляхами потоку розсіювання пазу та кільця.

Параметри в рівняннях (1)–(3) для симетричного АД визначено за параметрами його Т-подібної заступної схеми, враховуючи, що параметри всіх фаз статора однакові і в статорних індуктивностях виразів (1)–(3) індекси i, q можна замінити на s [3]:

$$\begin{aligned} r_s &= r_1; & M_{ss} &= 2x_m / 3\omega_0; & l_s - m_s &= x_1 / \omega_0; & r_{rv_p} &= r_2' \frac{z_2}{3} f_{rv_p}^2 / f_{sv_p}^2; \\ l_{rv_p} &= x_2' \frac{z_2}{3} f_{rv_p}^2 / f_{sv_p}^2; & M_{sk} = M_{ks} &= \frac{2x_m f_{rv_p}}{3\omega_0 f_{sv_p}}; & M_{kk} &= \frac{2x_m}{3\omega_0} f_{rv_p}^2 / f_{sv_p}^2; \\ l_s &= x_1 k_{lm} / [\omega_0(k_{lm} + 1)]; & m_s &= -x_1 / [\omega_0(k_{lm} + 1)], \end{aligned} \quad (4)$$

де ω_0 – кутова частота електричної мережі; $r_1, x_1, x_m, r_2', x_2'$ – параметри Т-подібної заступної схеми АД; $k_{lm} = l_s / |m_s|$ – коефіцієнт співвідношення власної та взаємної індуктивностей розсіювання фаз статора (величина параметру заступної схеми АД x_1 , як показано в [3], обумовлюється власною індуктивністю фази l_s лише в припущенні відсутності взаємної індуктивності за шляхами розсіювання m_s , в іншому випадку даний параметр буде більшим); $f_{sv_p} = 2W_s K_{обv_p} / (v_p \pi)$, $f_{rv_p} = 2k_{yrv_p} k_{onrv_p} k_{skv_p} / (v_p \pi)$

– одиничні МРС за робочою гармонікою ν_p фази (вітки) статора та контуру короткозамкненого ротора; k_{yrv_p} – коефіцієнт скорочення контуру ротора; k_{onrv_p} – коефіцієнт відкриття пазу ротора за гармонікою ν_p [5], враховує при розкладі в ряд Фур'є поступову зміну МРС вздовж шліца за лінійним законом; k_{skv_p} – коефіцієнт скосу пазів ротора за гармонікою ν ; W_s – кількість витків фази статора; $K_{обv_p} = k_{onsv}k_{ysv}k_{psv}$ – обмотковий коефіцієнт за робочою гармонікою фази статора, який визначається добутком статорних коефіцієнтів відкриття пазу, скорочення і розподілення відповідно.

У сталому симетричному режимі роботи для змінних симетричного АД в рівняннях (1)–(3) справедливі співвідношення: $i_s = \sqrt{2}I_s$; $\bar{i}_{rv_p} = i_{rv_p}^R + ji_{rv_p}^I = 1.5\sqrt{2}i_r' f_{sv_p} / f_{rv_p}$, де I_s , i_r' – часові комплексні струми статора і зведеного струму ротора.

Визначення параметрів в рівняннях (1)–(3) АД ЕМТС при довільній структурі обмотки статора і врахуванні спектру гармонік МРС здійснюється за виразами [1,3,4]

$$M_{iqv} = \frac{\mu_0 l_\delta \pi R}{\delta k_\delta k_{\mu v}} f_{iv} f_{qv}; \quad M_{ikv} = M_{kiv} = \frac{\mu_0 l_\delta \pi R}{\delta k_\delta k_{\mu v}} f_{iv} f_{rv}; \quad M_{kkv} = \frac{\mu_0 l_\delta \pi R}{\delta k_\delta k_{\mu v}} f_{rv}^2 / k_{skv}^2, \quad (5)$$

де $k_\delta, k_{\mu v}$ – коефіцієнти Картера і насичення магнітного кола гармоніки ν ; R – радіус розточки статора; l_δ – довжина пакету статора; δ – величина повітряного проміжку; μ_0 – магнітна стала.

В даних виразах для визначення параметрів невідомою є величина коефіцієнту насичення магнітного кола $k_{\mu v}$. Його величину в номінальному режимі за робочою гармонікою можна визначити при співставленні виразів (6) і (4). Це дозволяє визначати параметри за основним полем при розрахунках параметрів за вітками обмотки статора при довільній структурі обмотки і при умові номінального рівня насичення магнітного кола, якщо відомі одиничні МРС віток [3]:

$$\bar{f}_{giv} = f_{iv} e^{j\delta_{iv}} = k_{onsv} \sum_{c=1}^{2K_{gi}} \frac{n_c W_c}{|n_c| v \pi} e^{j(v|n_c|\delta_s + \pi/2)}, \quad (6)$$

де f_{iv} , δ_{iv} – модуль та аргумент просторового комплексу одиничної МРС вітки (фази), які визначаються після обчислення правої частини виразу (6), кутову координату δ_{iv} використано в рівняннях електричної рівноваги (1)–(3); K_{gi} – кількість секцій, з яких складається вітка i ; n_c – номер паза статора, в якому розміщується сторона секції. Якщо номер із знаком плюс – напрямком обходу секції співпадає з обраним позитивним напрямком, якщо мінус – напрямком протилежний; W_c – кількість витків секції; $\delta_s = 2\pi / z_1$ – кут між осями зубців статора в координатах першої гармоніки.

Для врахування зміни магнітного стану треба за кожною гармонікою МРС коригувати величину $k_{\mu v}$ у функції значення параметрів робочого режиму. При цьому просторовий комплекс сумарної МРС АД за гармонікою ν визначається виразом

$$\bar{F}_v = \sum_{i=1}^V \bar{f}_{givi} i_{si} + f_{rv} (i_{rv}^R + ji_{rv}^I).$$

Параметри розсіювання ротора за гармоніками МРС визначаються наступним чином:

$$r_{rv} = 2r_{yk} [1 + k_r k_{Rv} (1 - \cos \nu \delta_k)]; \quad l_{rv} = 2m_l [1 + k_l k_{Lv} (1 - \cos \nu \delta_k)], \quad (7)$$

де $r_{yk} = r_{rv_p} / [2 + 2k_r k_{Rv_p} (1 - \cos \nu_p \delta_k)]$, $m_l = l_{rv_p} k_{lrx} / [2 + 2k_l k_{Lv_p} (1 - \cos \nu_p \delta_k)]$ – параметри контурів ротора, визначаються з (4) за відомими співвідношеннями: $k_r = r_c / r_{yk}$; $k_l = m_n / m_l$ і коефіцієнтами зміни активного опору і індуктивності стрижня ротора в функції частоти струму за даною гармонікою k_{Rv} , k_{Lv} , які можна обчислити, наприклад, за методикою [5]; k_{lrx} – коефіцієнт вилучення із величини каталогової індуктивності розсіювання ротора величин розсіювання, які обумовлені скосом і гармоніками МРС.

Визначення величини електромагнітного моменту АД ЕМТС. Рівняння електромагнітного моменту визначається як часткова похідна від запасу магнітної коенергії за переміщенням [1,6]. При сталих параметрах магнітні енергія та коенергія рівні між собою, і вираз електромагнітного моменту

суттєво спрощується: інтегральна залежність перетворюється на половину добутку підінтегральної функції на величину під знаком диференціалу. Вираз електромагнітного моменту за даних умов і врахуванні довільного числа гармонік MPC і при довільній структурі обмотки статора наступний [1]:

$$M_e = \sum_{i=1}^V i_{si} \sum_{v=v_1}^{v_N} v M_{ikv} \left(i_{rv}^R \sin \delta_{iv} - i_{rv}^I \cos \delta_{iv} \right). \quad (8)$$

Інтеграція математичної моделі до систем імітаційного та структурного моделювання.

Рівняння (1)–(7) дозволяють визначити часові залежності струмів симетричного короткозамкненого ротора і віток статора АД з довільними кількістю і параметрами віток, якщо відомі часові залежності швидкості ротора і напруг, які прикладені до даних віток. Для визначення часової залежності швидкості ротора треба використовувати рівняння механічної рівноваги при відомих величинах моментів інерції та опору і вираз електромагнітного моменту (8).

Безпосереднє використання отриманих рівнянь можливе при відомих напругах фаз статора, наприклад, при їхньому з'єднанні за схемою «трикутник» і підключенні до мережі. При невідомих на-пругах фаз треба перетворювати систему рівнянь статора за законами Кірхгофа і розв'язувати її відносно незалежних струмів фаз статора [1]. Такі самі перетворення треба здійснювати при врахуванні елементів зовнішнього кола АД, що вимагає математичного опису процесів в них. Ефективним сучасним засобом моделювання складних електромеханічних систем (ЕМС) є система імітаційного та структурного моделювання MATLAB-Simulink. Вона позбавляє дослідників від рутинної праці по складанню систем рівнянь відомих математичних моделей основних типів складових ЕМС та ув'язки їх до єдиного цілого. Для цього використовують бібліотеки блоків імітаційного моделювання SimPowerSystems, Simscape. Стандартні блоки АД даних бібліотек побудовано на математичній моделі, яка відповідає рівнянням електричної рівноваги, записаним в системі координат статора відносно проекцій просторових комплексів [7]. Стандартний блок побудовано для схеми з'єднання фаз статора – «зірка» при симетрії параметрів і врахуванні однієї просторової гармоніки MPC, що може не забезпечувати потрібної адекватності математичних моделей АД при дослідженні їх в складі ЕМТС. Якщо стандартні блоки не задовольняють поставленим вимогам, в середовищі MATLAB передбачено можливість складання потрібних моделей із використанням методів структурного моделювання підсистеми Simulink і оформлення їх у вигляді нових блоків.

Для оформлення розробленої математичної моделі у вигляді блоку в підсистемі Simulink і ув'язки його з блоками імітаційного моделювання SimPowerSystems в даній роботі виконано трансформування рівнянь (1)–(3) до форми, яка обумовлена особливостями структурного моделювання і зв'язків між блоками імітаційного та структурного моделювання Simulink і SimPowerSystems.

Особливості представлення диференціальних рівнянь при структурному моделюванні динамічних процесів в підсистемі Simulink пов'язані з потрібною їх формою. Порядок системи диференціальних рівнянь повинен дорівнювати кількості змінних. Кожне рівняння повинно бути розв'язане відносно похідної від однієї змінної. Права частина цього рівняння може включати похідні від інших змінних. Система рівнянь статора (1), які перетворено до потрібного виду і матричної форми, має наступний вигляд:

$$\frac{d}{dt} [i_s] = [M_{ss}^l]^{-1} \left[[u_s] - [r_s] [i_s] - [M_{ss}^m] \frac{d}{dt} [i_s] - \operatorname{Re} \left(\left[\bar{M}_{sr}^* \right] \frac{d}{dt} [\bar{i}_r] \right) \right], \quad (9)$$

де $[u_s]$, $[i_s]$, $[r_s]$ – матриці-стовпці напруг і струмів віток статора, діагональна матриця активних опорів віток статора розмірності V ; $[\bar{i}_r]$ – матриця-стовпець сумарних просторових комплексів контур-

них струмів ротора за гармоніками MPC: $\bar{i}_{rv} = i_{rv}^R + j i_{rv}^I$ розмірності N ; $\left[\bar{M}_{sr}^* \right]$ – прямокутна матриця,

сполучена з комплексною матрицею взаємної індуктивності віток статора та контурів ротора за гармоніками MPC $\left[\bar{M}_{sr} \right]$ (матриці мають V строк та N стовпців, елементи $\left[\bar{M}_{sr} \right]$ визначаються з ураху-

ванням (6): $\bar{M}_{ikv} = M_{ikv} e^{j\delta_{iv}} = M_{ikv} \bar{f}_{iv} / f_{iv}$; $\left[M_{ss}^l \right]$, $\left[M_{ss}^m \right]$ – квадратні матриці власної та взаємної індуктивностей віток статора розмірності V ($\left[M_{ss}^l \right] + \left[M_{ss}^m \right] = \left[M_{ss} \right]$); елемент i -ї строки і q -го стовпця

матриці $[M_{ss}]$ складається згідно з (1) $M_{ssiq} = m_{iq} + \sum_{v=v_1}^{v_N} M_{iqv} \cos(\delta_{iv} - \delta_{qv})$; до матриці власної індуктивності $[M_{ss}^l]$ входять елементи, у яких $i=q$, до взаємної $[M_{ss}^m]$ – $i \neq q$. З урахуванням (5), (6) останній вираз також можна представити так: $M_{ssiq} = m_{iq} + \sum_{v=v_1}^{v_N} \frac{M_{iqv}}{f_{iv} f_{qv}} \operatorname{Re} \left(\bar{f}_{iv} f_{qv}^* \right)$.

Матрична форма перетворених рівнянь ротора (2), (3) має вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_r^R] &= [-[l_r] - [M_{rr}]]^{-1} \times \\ &\times \left[\omega_r [v] \left(([l_r] + [M_{rr}]) [i_r^I] + \frac{z_2}{2} \operatorname{Im} \left([\bar{M}_{sr}]_t [i_s] \right) \right) + [r_r] [i_r^R] + \frac{z_2}{2} \operatorname{Re} \left([\bar{M}_{sr}]_t \frac{d}{dt} [i_s] \right) \right]; \\ \frac{d}{dt} [i_r^I] &= [[l_r] + [M_{rr}]]^{-1} \times \\ &\times \left[\omega_r [v] \left(([l_r] + [M_{rr}]) [i_r^R] + \frac{z_2}{2} \operatorname{Re} \left([\bar{M}_{sr}]_t [i_s] \right) \right) - [r_r] [i_r^I] - \frac{z_2}{2} \operatorname{Im} \left([\bar{M}_{sr}]_t \frac{d}{dt} [i_s] \right) \right], \end{aligned} \quad (10)$$

де $[i_r^R], [i_r^I]$ – матриці-стовпці дійсних та уявних частин результуючих просторових комплексів контурних струмів ротора за гармоніками МРС розмірності N ; $[l_r], [M_{rr}], [r_r], [v]$ – діагональні матриці розмірності N , елементи яких дорівнюють відповідно: $l_{rv}, z_2 M_{kkv} / 2, r_{rv}, v$; індекс t позначає транспоновану матрицю.

Врахування особливостей схеми з'єднання віток обмотки статора потрібно при відсутності інформації про величину напруги, яка безпосередньо прикладена до вітки, і при можливості визначення деяких струмів через інші струми за першим законом Кірхгофа. В простішому випадку – це схема з'єднання віток – «зірка». При подібних структурах обмоток кількість незалежних змінних $[i_{sh}]$ у системі рівнянь статора менша за кількість віток. В даному випадку система рівнянь (9) повинна бути записана відносно незалежних змінних при зменшенні їх до кількості порядку системи. Для зменшення кількості рівнянь використано матрицю визначення відомих напруг мережі через напруги віток за другим законом Кірхгофа $[k_u], [1]$:

$$[u_c] = [k_u] \cdot [u_s], \quad (11)$$

де $[u_c]$ – матриця-стовпець відомих напруг мережі.

Для отримання відповідності між кількостями рівнянь і змінних і для зв'язку між блоками імітаційного та структурного моделювання використано матрицю перетворення незалежних струмів у струми віток $[k_{inv}]$:

$$[i_s] = [k_{inv}] \cdot [i_{sh}]. \quad (12)$$

Для врахування перетворень (11) треба помножити зліва матричну форму рівнянь (1) на $[k_u]$. Після цього здійснимо заміну (12), а результат перетворимо, як при отриманні рівняння (9). Рівняння статора при врахуванні схеми з'єднання віток між собою і з мережею має вигляд:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_{sh}] &= \left(([k_u] [M_{ss}] [k_{inv}])_t \right)^{-1} \times \\ &\times \left[[u_c] - [k_u] \left[[r_s] [k_{inv}] [i_{sh}] + \operatorname{Re} \left(\left[\bar{M}_{sr} \right]^* \frac{d}{dt} [i_r] \right) \right] - ([k_u] [M_{ss}] [k_{inv}])_m \frac{d}{dt} [i_{sh}] \right], \end{aligned} \quad (13)$$

де індекси l та m , як і в рівнянні (9), позначають власну і взаємну частини повної матриці індуктивності. Тобто, до квадратної матриці власної індуктивності

$$([k_u][M_{ss}][k_{inv}]_l)$$

входять елементи матриці

$$[k_u][M_{ss}][k_{inv}],$$

у яких номери строк і стовпців співпадають ($i=q$), до взаємної – $([k_u][M_{ss}][k_{inv}]_m)$, де $i \neq q$. Тлумачення матриці $[M_{ss}]$ наведено в коментарях до (9).

Результати програмування рівнянь (13), (10), (8) у системі MATLAB-Simulink показано на рис. 1.

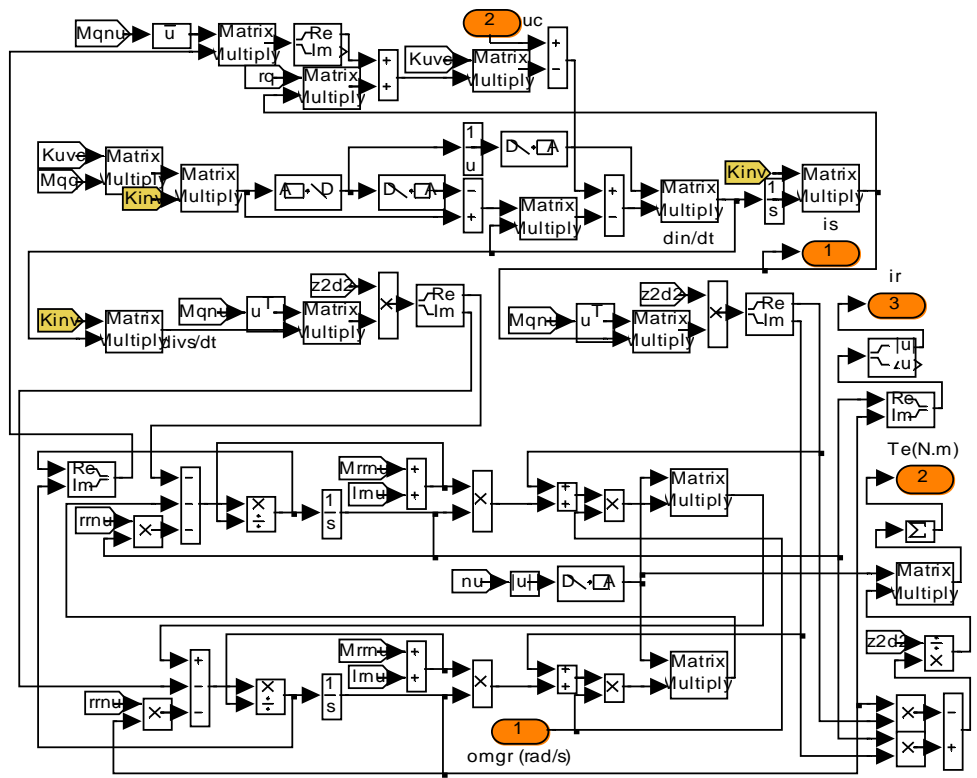


Рис. 1

За допомогою блоків «From» потрапляє інформація про значення елементів матриць перетворення: $K_{uv} - [k_u]$; $K_{inv} - [k_{inv}]$; параметрів: $M_{qnu} - [\bar{M}_{sr}]$; $r_q - [r_s]$; $M_{qq} - [M_{ss}]$; $M_{rru} - [M_{rr}]$; $L_{ru} - [L_r]$; $r_{ru} - [r_r]$, а також порядків гармонік МРС: $n_u - [v]$, що підлягають врахуванню. Блоки «In» постачають інформацією про величини напруги: $u_c - [u_c]$ та частоти обертання: $omgr - \omega_r$. Результати розрахунку струмів статора: $i_s - [i_s]$ та ротора: $i_r - [i_r]$, а також електромагнітного моменту: $T_e - M_e$ передаються до виходу блоками «Out».

Зв'язок між розробленою підпрограмою структурного моделювання процесів в АД та підпрограмами імітаційного моделювання процесів у зовнішній мережі здійснюється із використанням блоків «Controlled Current Source» бібліотеки SimPowerSystems. До входу даного блоку подається сигнал, який є результатом розрахунку струму даної вітки обмотки статора. Напруга, яка знімається з блоку, є напругою, що прикладена до вітки. Зовнішні з'єднання блоків в програмі імітаційного моделювання між собою та з елементами зовнішньої мережі забезпечують потрібний баланс напруги в електричних колах з вітками обмотки статора АД. Приклад організації такого зв'язку при моделюванні процесів в ЕМТС з АД показано на рис. 2, який ілюструє модель першої вітки обмотки статора в програмах імітаційного моделювання, які показано на рис. 3, 4. Величина опору схеми рис. 2, який шунтує блок керованого джерела струму, повинна бути такою, щоб не створювати практичного впливу на процеси.

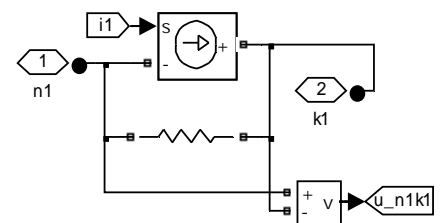


Рис. 2

Приклади програмної реалізації математичних моделей АД ЕМТС. Для ілюстрації варіантів застосування розроблених математичної моделі та програми розглянуто випадки роботи АД 4A80A2 із тиристорними регуляторами напруги у зовнішніх колах. На рис. 3 показано модель імітаційного моделювання процесів в системі, яка складається із джерела трифазної напруги, тиристорного регулятора з двома зустрічно паралельними тиристорами у кожній фазі (підпрограма Tir_reg), АД, який в системі імітаційного моделювання представлено трьома вітками (підпрограма моделювання в

даній системі першої вітки і організації обміну даними з підпрограмою структурного моделювання AD (рис. 1) наведена на рис. 2). Вітки підключено до виходу регулятора і з'єднано за схемою «зірка». У підпрограмі 4A80A2 за каталоговими даними [2], відповідно до виразів (4)–(7), розраховуються величини елементів матриць параметрів, які використовуються підпрограмою AD. Процеси досліджувалися при врахуванні чотирьох гармонік MPC із порядками: 1, 3, 5, 7. Для врахування особливостей схеми «зірка» задано матриці зв'язків: за першим законом Кірхгофа – $[k_{inv}]$ і за другим – $[k_{uvc}]$. Вхідна інформація про лінійну напругу до блоку AD подається з вимірювачів на вході АД. До входу тиристорного регулятора підведено сигнал $\alpha 1$, який вказує на значення кута відкриття тиристорів (на рис. 3 – 55° , при якому діюче значення фазної напруги складало 200 В).

Для моделювання процесів у схемі із підключенням трьох тиристорів після фазних обмоток складено програму (рис. 4). Різниця із попереднім випадком полягає у схемі тиристорного регулятора (один тиристор у кожній фазі, підпрограма Tir_reg1) і його підключенні. Вхідна інформація для блоку AD про лінійну напругу, яка прикладена до фаз статора, визначається як різниця показань вимірювачів на вході та виході фаз статора АД, як показано на рис. 4.

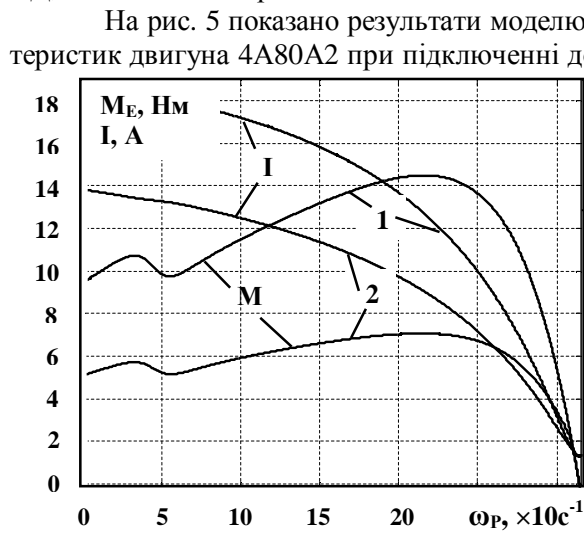


Рис. 5

На рис. 5 показано результати моделювання статичних моментних (M_E) та струмових (I) характеристик двигуна 4A80A2 при підключенні до мережі за допомогою тиристорного регулятора за схемою рис. 3. Криві 1 відповідають випадку повністю відкритих тиристорів – номінальна фазна напруга 220 В. Криві 2 розраховано при куті відкриття тиристорів 70° , діюче значення фазної напруги – 175 В. На рисунку наведено залежність моменту, який усереднено за період живлення. Розрахункові часові залежності фазних струмів, напруги та електромагнітного моменту для даної схеми при номінальному ковзанні і діючій напрузі 200 В показано на рис. 6, результати розрахунку процесів у схемі рис. 4 при таких самих напрузі і ковзанні – на рис. 7. Видно, що в останньому випадку збільшується амплітуда і зменшується частота пульсацій електромагнітного моменту, істотно змінюється форма фазного струму.

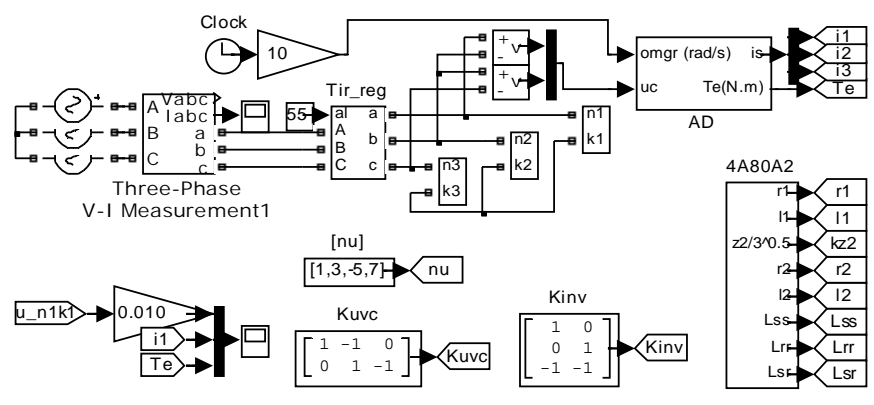


Рис. 3

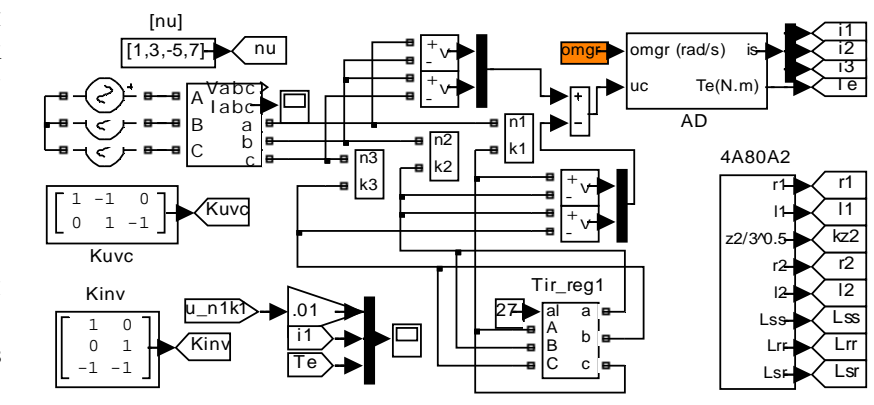


Рис. 4

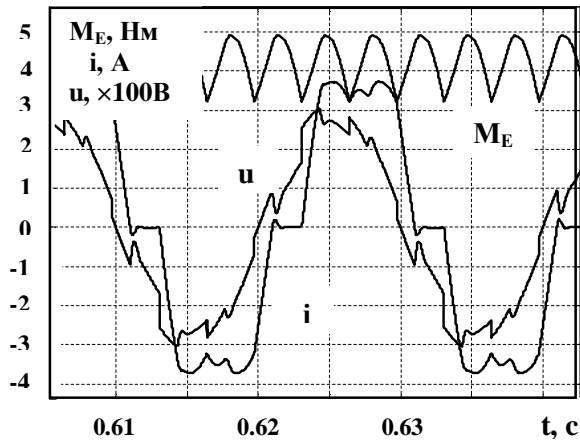


Рис. 6

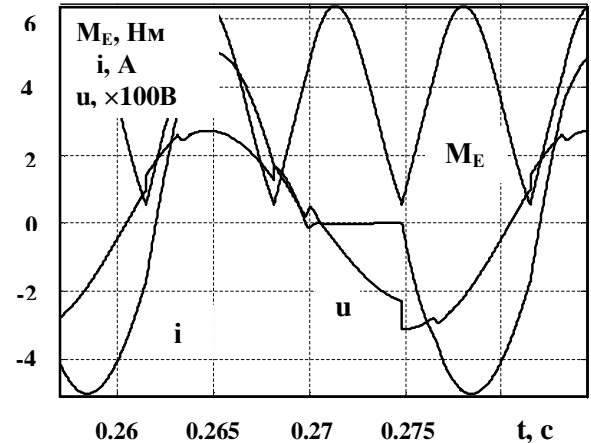


Рис. 7

Висновки. Застосування розробленої математичної моделі АД дозволяє досліджувати динамічні, квазісталі, сталі режими роботи ЕМТС з АД в системі імітаційного та структурного моделювання MATLAB-Simulink при врахуванні довільної структури віток обмотки статора та схеми з'єднання їх між собою та із елементами зовнішньої мережі. Модель АД реалізована програмою в середовищі структурного моделювання. Ефективність досліджень забезпечується врахуванням спектру гармонік MPC статорної обмотки, інтеграцією розробленої моделі у вигляді блоку в систему імітаційного моделювання, ефективними алгоритмами визначення потрібних параметрів АД за каталоговою інформацією.

1. *Войтех А.А., Попович А.Н.* Моделирование переходных процессов в полюсопереключаемых асинхронных двигателях. – Киев: Наук. думка, 1989. – 152 с.
2. *Кравчик А.Э., Шлаф М.М., Афонин В.И., Соболенская Е.А.* Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 504 с.
3. *Попович О.М.* Математична модель для дослідження режимів асинхронних машин електромеханотронних систем // Праці Інституту електродинаміки НАН України. Зб. наук. праць. – 2010. – Вип. 25. – С. 89–97.
4. *Попович А.Н.* Математическая модель для расчета рабочих характеристик асинхронного двигателя с учетом потерь в стали // Техн. електродинаміка. – 1999. – № 4. – С. 45–52.
5. *Радин В.И., Лондин Й., Розенкноп В.Д. и др.* Унифицированная серия асинхронных двигателей Интерэлектро. Под ред. В.И.Радина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 416 с.
6. *Уайт Д., Вудсон Г.* Электромеханическое преобразование энергии. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 528 с.
7. *Ong Chee-Mun.* Dynamic simulation of electric machinery, Prentice Hall RTR, Upper Saddle River, NJ, 1997, 626 p.

Надійшла 22.12.2009

Ю.М.Васьковський, докт.техн.наук (НТУУ “КПІ”, Київ), **О.І.Титко**, член-кор. НАН України (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОФІЗИЧНИХ ПРОЦЕСІВ В УШКОДЖЕНІЙ З’ЄДНУВАЛЬНІЙ ШИНІ ОБМОТКИ РОТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Представлено математичну модель та проведено дослідження електричних та теплових процесів у з’єднувальній струмопровідній шині обмотки ротора турбогенератора потужністю 1000 МВт, яка має ушкодження у вигляді поперечної тріщини. Отримані в статті результати моделювання розкривають процеси, які виникають при розвитку тріщини в струмонесучих елементах, що може призвести до аварійних ситуацій у турбогенераторах.

Представлена математическая модель и проведено исследование электрических и тепловых процессов в соединительной токоведущей шине обмотки ротора турбогенератора мощностью 1000 МВт, которая имеет повреждение в виде поперечной трещины. Полученные в статье результаты моделирования раскрывают процессы, возникающие при развитии трещины в токонесущих элементах, что может привести к аварийным ситуациям в турбогенераторах.

Більшість генеруючого обладнання електростанцій України, зокрема турбогенератори (ТГ), знаходяться в експлуатації тривалий час, який суттєво перевищує їхній розрахунковий ресурс. При тривалій експлуатації в елементах і вузлах конструкції ТГ виникають і поступово розвиваються деградаційні процеси, які зменшують надійність роботи, що спричинює виникнення непередбачених аварій з серйозними наслідками. До деградаційних процесів належать: явище втоми конструкційних матеріалів при циклічних навантаженнях з подальшим ослабленням монолітності конструкції; виникнення та розвиток тріщин в конструктивних та електропровідних елементах; руйнація шихтованих структур осердя статора; виникнення прихованих дефектів та ушкоджень в елементах конструкції ротора, які не піддаються достовірному діагностуванню; втрата конструктивними елементами первісної геометричної форми внаслідок накопичення пластичних деформацій тощо. Нагальна потреба в розробці і впровадженні технічних заходів, направлених на зменшення негативних наслідків деградаційних процесів, що відбуваються в елементах та вузлах конструкції ТГ, формує нову актуальну науково-технічну проблему по дослідженню причин і механізму цих процесів. З огляду на унікальність потужних ТГ і недостатність обсягу експериментальних та статистичних даних щодо аварійних процесів дослідження доцільно проводити також методами математичного моделювання.

У даній роботі досліджуються електромагнітні та теплові процеси у з’єднувальній струмопровідній шині обмотки ротора ТГ потужністю 1000 МВт, які виникають у зв’язку з руйнацією шини внаслідок появи у ній поперечної тріщини. Результати математичного моделювання пояснюють першопричини і елементи механізму потужної аварії ротора ТГ типу ТВВ–1000–2 енергоблоку №2 Хмельницької АЕС, яка відбулася 22.06.2008р. і на тривалий час зупинила експлуатацію зазначеного енергоблоку та призвела до необхідності повної заміни ротора [2]. Згідно з висновками Державної інспекції з експлуатації електричних станцій і мереж [2] “...ушкодження ротора відбулося через тріщину в слабкому місці механічної міцності струмопровідної шини”, що підтверджує звіт №2 ХМЕ–П05–02–05–08. Обстеження ушкодженого ротора дозволило сформулювати наступну гіпотезу щодо причини аварії та послідовності проходження відповідних аварійних електрофізичних процесів.

У з’єднувальній шині обмотки ротора ТВВ–1000–2 внаслідок недосконаlosti (або порушення) технології виготовлення вузла з’єднувальної шини виникла початкова поперечна тріщина, яка перешкождала протіканню постійного струму від збуджувача до обмотки ротора. Подальші деградаційні процеси на ушкодженій ділянці шини призвели до поступового розвитку тріщини, локального перегріву ушкодженої ділянки шини та виникнення низки взаємопов’язаних швидкоплинних процесів: динамічного руйнування металу після досягнення критичного розміру тріщини, електричного пробою тріщини, появи дуги постійного струму та утворення газоплазменної суміші. Зазначена газоплазменна суміш не лише зруйнувала бокову електричну ізоляцію шини, що призвело до короткого за-

микання шини на бочку ротора, але й по вентиляційних каналах потрапила з потоком охолоджуючого газу в зону лобових частин обмотки збудження. Лавиноподібний аварійний процес тривав біля 20 с і закінчився коротким замиканням обмотки збудження на «землю», появою потужної електричної дуги, вигоранням клинів ротора, ушкодженням внутрішньої поверхні бандажного кільця ротора та аварійною зупинкою ТГ внаслідок неприпустимої вібрації ротора.

Оцінка достовірності зазначеної гіпотези проведена за допомогою описаної нижче математичної моделі, а чисельні результати виконаного дослідження дозволили дати об'єктивну оцінку первісних причин зазначеної аварії ТГ.

Математична модель. Розрахункову область представлено на рис. 1. Вона містить відрізок з'єднувальної шини, що має ушкодження у вигляді поперечної тріщини глибиною h . У дослідженнях глибина тріщини варіюється. З обох боків шина відокремлена електричною ізоляцією від стінок пазу ротора, в якому вона укладена. Геометричні розміри відповідають даним турбогенератора ТВВ–1000–2, наприклад, ширина шини складає 100 мм. Товщина шини (у напрямку, перпендикулярному площині креслення) дорівнює 20 мм. Ширина тріщини в її вершині складає 0,05 мм, причому у перетині тріщина має форму тонкого трикутника.

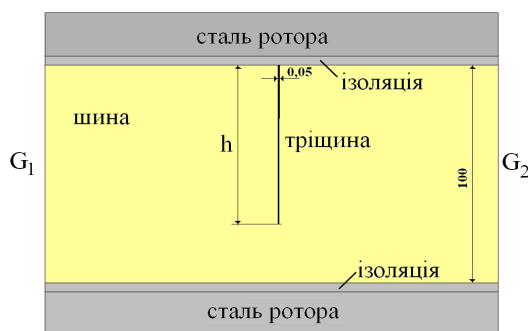


Рис. 1

Математична модель складається з наступних рівнянь. При відсутності внутрішніх джерел електричного поля (розподілених джерел струму) рівняння для електричного потенціалу φ задовольняє наступному рівнянню Лапласа [1]:

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\gamma(T)} \frac{\partial \varphi}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\gamma(T)} \frac{\partial \varphi}{\partial y} = 0, \quad (1)$$

де $\gamma(T)$ – електропровідність матеріалу шини, що залежить від температури T . Можна вважати, що така залежність є лінійною:

$$\gamma(T) = \gamma_0 / [1 + \alpha(T - T_0)], \quad (2)$$

де γ_0 – електропровідність при температурі T_0 , α – температурний коефіцієнт (для міді $\alpha = 0,0038$ 1/град). Складові густини електричного струму знаходяться за виразами:

$$j_x = -\gamma(T) \partial \varphi / \partial x, \quad j_y = -\gamma(T) \partial \varphi / \partial y. \quad (3)$$

Граничними умовами для рівняння (1) є наступні. На границях G_1 і G_2 задаються відомі значення електричних потенціалів:

$$\varphi|_{G_1} = \varphi_1, \quad \varphi|_{G_2} = \varphi_2. \quad (4)$$

Наприклад, можна задати $\varphi_1 = 0$, а значення φ_2 підбирається таким чином, щоб через зазначений відрізок шини протікав заданий струм I_N (в подальших розрахунках задавався номінальний струм збудження ТВВ–1000–2 $I_N = 6450$ А). Таку умову можна задати, наприклад, на границі G_1 :

$$I_N = \int_{G_1} j_x dx. \quad (5)$$

Виконання умови (5) забезпечується підбором величини φ_2 методом послідовних наближень. На інших границях розрахункової області задаються граничні умови електричної ізоляції: складова густини струму, що направлена уздовж вектора нормалі до границі області, дорівнює нулю

$$j_n|_{G-G_1-G_2} = 0. \quad (6)$$

Стационарне температурне поле у розрахунковій області описується наступним диференціальним рівнянням Пуассона:

$$\frac{\partial}{\partial x} \frac{1}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial y} \frac{1}{\lambda} \frac{\partial T}{\partial y} = Q, \quad (7)$$

де λ – коефіцієнт теплопровідності, Q – питомі втрати в шині, які знаходяться за виразом

$$Q = (j_x^2 + j_y^2) / \gamma(T). \quad (8)$$

На границях шини G_1 і G_2 задається гранична умова першого роду – значення температури, яке відповідає сталій температурі неушкодженої з'єднувальної шини,

$$T|_{G_1+G_2} = \theta_0. \quad (9)$$

В подальших розрахунках приймаємо, що значення $\theta_0 = 60$ °С. На інших границях розрахункової області в першому наближенні приймаємо умову, що товщина ізоляції шини достатня для відсутності теплообміну:

$$\frac{\partial T}{\partial n}|_G = 0 \quad (10)$$

Математична модель (1)–(10) реалізована чисельно методом скінченних елементів в програмно-обчислювальному комплексі COMSOL.

Результати математичного моделювання. При чисельних дослідженнях варіювалася глибина тріщини. На рис. 2, рис. 3, показано залежності густини струму $j = \sqrt{j_x^2 + j_y^2}$ (А/мм²) і питомих втрат Q (кВт/м³) під дном тріщини від відносної глибини тріщини $h^* = h/b$, де $b = 100$ мм – ширина шини. Наприклад, якщо $h^* = 0,98$, то ділянка під тріщиною, яка залишилася неушкодженою, має висоту лише 2 мм. Такі залежності зображено на відріжку $h^* = 0,7 \dots 0,98$.

При $h^* < 0,7$ функції мають повільно зростаючий характер. Густина струму в неушкодженій шині складає 4,14 А/мм². Як видно з наведених кривих, найбільш інтенсивні електричні процеси в ушкодженій шині відбуваються при висоті тріщини $h^* > 0,9$, коли спостерігається дуже інтенсивне зростання значень всіх функцій. Наприклад, при $h^* = 0,98$ напруженість електричного поля складає $E = 5$ кВ/м, густина струму перевищує значення 200 А/мм², а питомі теплові втрати – 780 кВт/м³! Саме

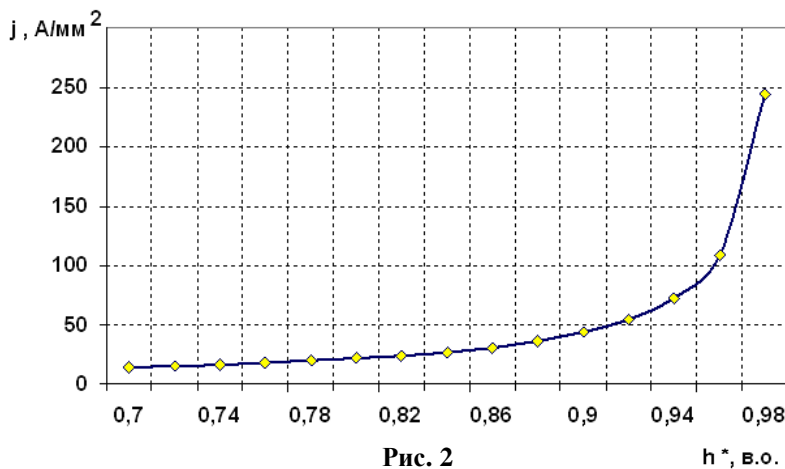


Рис. 2

h^* , в.о.

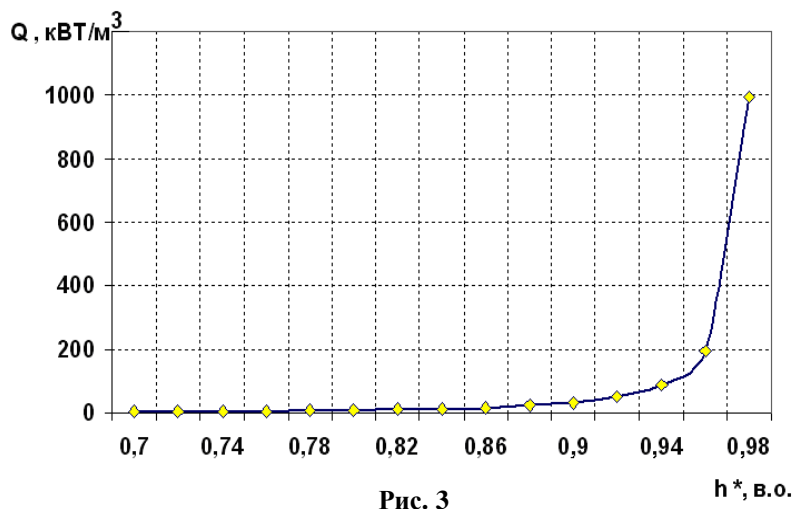


Рис. 3

h^* , в.о.

на завершальній стадії розвитку тріщини (що передуює повному розриву шини) з'являються умови для виникнення аварійних електрофізичних процесів: 1) величина напруженості електричного поля сягає величин, достатніх для електричного пробоя тріщини (при повному розриві шини різниця електричних потенціалів на краях тріщини дорівнює номінальній напрузі збуджувача і з огляду на малу ширину тріщини (0,05 мм) є достатньою для електричного пробоя тріщини); 2) теплові втрати, що виникають на неушкодженій ділянці під дном тріщини, є достатніми не тільки для термічного руйнування бокової електричної ізоляції шини, але й призводять до плавлення міді; 3) взаємодія двох вищезазначених факторів призводить до появи електричної дуги та газоплазменної суміші.

Для підтвердження таких висновків далі наведено розрахункові результати, отримані для завершального етапу розвитку тріщини – при глибині тріщини $h^* = 0,98$. На рис. 4 показано картину розподілу електричного потенціалу (фонове забарвлення) та густини струму (ізолі-

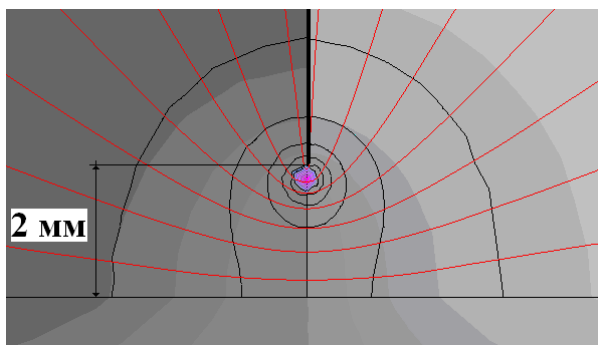


Рис. 4

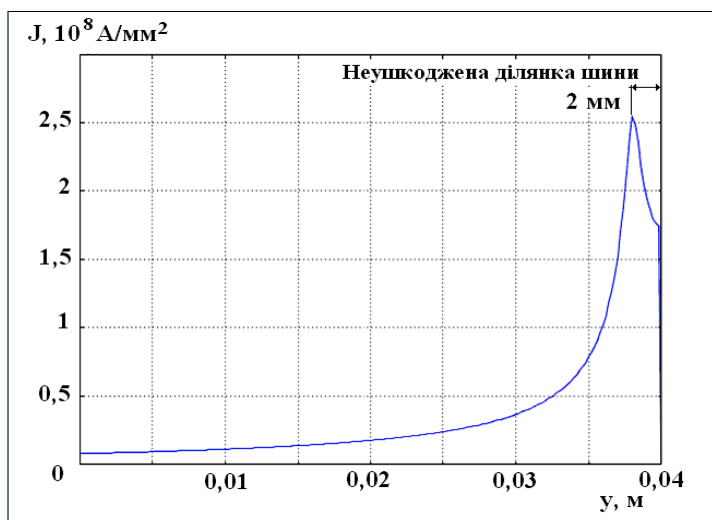


Рис. 5

міді, яка має температуру плавлення 1083°C . У цілому площа ділянки шини, де температура перевищує температуру плавлення 1083°C , може бути приблизно апроксимована полуколом з центром, розташованим під дном тріщини, і з радіусом ≈ 20 мм. При віддаленні від дна тріщини уздовж довжини шини спостерігається швидке зменшення температури: сумарна довжина ділянки шини, на якій температура шини перевищує допустиму для електричної ізоляції температуру, складає $0,2 \dots 0,25$ м. Отже, зазначене явище має суттєво локальний характер.

Зрозуміло, що зазначеного нагріву цілком достатньо для руйнації бокової електричної ізоляції шини

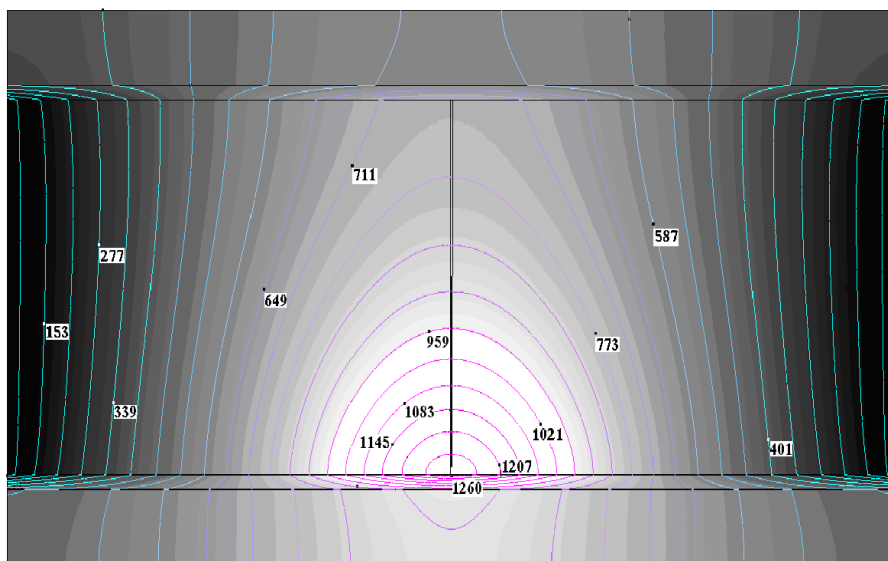


Рис. 6

ні та лінії струму) на ділянці під тріщиною, коли висота неушкодженої ділянки складає всього 2 мм.

На рис. 5 показано розподіл модуля густини струму $J = \sqrt{j_x^2 + j_y^2}$ уздовж поперечної вертикальної лінії в шині, яка співпадає з тріщиною при відносній глибині тріщини $h^* = 0,98$. З рис. 5 видно, що безпосередньо перед дном тріщини на ділянці висотою приблизно 10 мм спостерігається суттєве зростання густини струму до значення, наближеного до величини 250 A/mm^2 . Далі на неушкодженій ділянці шини спостерігається деяке зниження густини струму. Такі значення густини струму можуть існувати

дуже невеликий термін часу, після чого виникає остаточне руйнування шини.

На рис. 6 показано картину температурного поля в розрахунковій області при глибині тріщини $h^* = 0,98$, яку отримано в результаті розв'язання сформульованої задачі. Розподіл температури зображено як чорно-білим фоновим забарвленням (чим світліше забарвлення, тим вища температура), так і за допомогою ізоліній, які мають відповідні числові маркери.

З наведених результатів видно, що при $h^* = 0,98$ температура під дном тріщини сягає максимального значення 1260°C , що цілком достатньо для розплавлення

площі ділянки шини, де температура перевищує температуру плавлення 1083°C . У цілому площа ділянки шини, де температура перевищує температуру плавлення 1083°C , може бути приблизно апроксимована полуколом з центром, розташованим під дном тріщини, і з радіусом ≈ 20 мм. При віддаленні від дна тріщини уздовж довжини шини спостерігається швидке зменшення температури: сумарна довжина ділянки шини, на якій температура шини перевищує допустиму для електричної ізоляції температуру, складає $0,2 \dots 0,25$ м. Отже, зазначене явище має суттєво локальний характер.

Зрозуміло, що зазначеного нагріву цілком достатньо для руйнації бокової електричної ізоляції шини з подальшим замиканням струму збудження через сталю стінку каналу масивного ротора в обхід ушкодженої ділянки шини. Такий висновок підтверджується результатами огляду ушкодженої з'єднувальної шини турбогенератора ТВВ-1000-2 енергоблоку №2 Хмельницької АЕС.

При зменшенні глибини тріщини у відповідності до рис. 2 і рис. 3 різко зменшуються густина струму і втрати. Так, при $h^* = 0,9$ (ширина неушкодженої ділянки шини дорівнює 10 мм) максимальна темпера-

тура шини під дном тріщини зменшується до значення $202\text{ }^{\circ}\text{C}$, тобто наближується до температури, гранично допустимої для пазової ізоляції. Таким чином, при глибинах тріщини в діапазоні значень $0 < h^* < 0,9$ хоча і спостерігається підвищений локальний нагрів шини в зоні тріщини, проте температура залишається в припустимих межах.

Тривалість, динаміка та умови процесу збільшення тріщини потребує подальших досліджень та аналізу, у тому числі в рамках теорії механіки руйнування. Унікальність зазначеної аварії полягає у тому, що спочатку незначний, на перший погляд, дефект з'єднувальної шини обмотки ротора створив передумови для аварійного викиду електричної енергії збуджувача постійного струму, направленою на руйнацію основних конструктивних вузлів ротора, у тому числі обмотки збудження, клинів ротора та бандажного кільця ротора. Було зафіксовано навіть ознаки викиду газоплазменної суміші та продуктів горіння у зону лобових частин обмотки статора. Отримані результати математичного моделювання дозволили докладно описати аварійні процеси в ушкодженій з'єднувальній шині обмотки ротора турбогенератора та зробити наступні висновки.

Висновки.

1. Підтверджена гіпотеза про те, що первісною причиною аварії ротора турбогенератора ТВВ –1000–2 на Хмельницькій АЕС є поява початкової поперечної тріщини у з'єднувальній шині обмотки ротора, яка виникла внаслідок недосконалості (або порушення) технології виготовлення вузла з'єднувальної шини заводом-виготовлювачем. Зазначений дефект з'єднувальної шини обмотки ротора створив передумови для подальшого аварійного викиду електричної енергії збуджувача постійного струму, направленою на руйнацію основних конструктивних вузлів ротора, у тому числі обмотки збудження, клинів ротора та бандажного кільця ротора.

2. Розрахунки показали, що початкові стадії утворення і росту поперечної тріщини не створювали безпосередньої аварійної загрози. При відносній висоті тріщини $h^* < 0,9$ хоча і спостерігається збільшення напруги електричного поля між краями тріщини, густини струму і теплових втрат під дном тріщини, але з огляду на досить малий об'єм ушкодженої зони, аварійний процес не виникає. Це підтверджується тим фактом, що з'єднувальна шина тривалий час функціонувала без зауважень і висота початкової тріщини не була критичною. Слід зазначити, що умови і динаміка росту тріщини, а значить і прогноз щодо терміну можливого функціонування ушкодженої шини з тріщиною, потребують окремих досліджень.

3. Лавиноподібні швидкоплинні електрофізичні ефекти виникають при висоті $h^* > 0,9$ на завершальній стадії розвитку тріщини, коли спостерігається остаточний розрив шини. При малій висоті неушкодженої ділянки шини теплові втрати під дном тріщини і напруга електричного поля між краями тріщини набувають дуже великих значень: густина струму сягає величини 250 А/мм^2 , теплові втрати 780 кВт/м^3 , а напруженість електричного поля перевищує 5 кВ/м . В результаті максимальна температура ушкодженої ділянки шини швидко збільшується до $1260\text{ }^{\circ}\text{C}$, спостерігається плавлення міді, вигорання бокової електричної ізоляції шини і коротке замикання струму через стінку паза в масивному роторі на землю. Одночасно при розриві шини відбувається електричний пробій тріщини, виникає електрична дуга і утворюється газоплазменна суміш. Ця суміш по вентиляційній системі потрапляє в зону лобових частин обмотки ротора, що викликає її подальше ушкодження.

4. Отримані результати моделювання та дослідження процесів, що відбуваються при зародженні і розвитку тріщини в металі, є фундаментальними для всіх струмонесучих елементів електротехнічних пристроїв і електричних машин.

1. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. – Київ, НТУУ «КПІ», 2007. – 191 с.

2. Державна інспекція з експлуатації електричних станцій і мереж. Інформаційні та аналітичні матеріали 1991–2009 рр. / Гутаревич О.Т. – Київ, 2009. – 510 с.

Надійшла 09.02.2010

А.Е.Антонов, докт.техн.наук, **И.С.Петухов**, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

ПОТЕРИ НА ВИХРЕВЫЕ ТОКИ В ОБМОТКЕ БЕСПАЗОВОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ МАШИНЫ

Приведена методика расчета потерь на вихревые токи в проводниках круглого сечения, находящихся в магнитном потоке, изменяющемся во времени по гармоническому закону. Создана математическая модель механизма возникновения потерь, получено аналитическое выражение для их расчета.

Наведено методику розрахунку втрат на вихрові струми в провідниках круглого перерізу, які знаходяться в магнітному полі, що змінюється у часі за гармонічним законом. Створено математичну модель механізму виникнення втрат, отримано аналітичний вираз для їхнього розрахунку.

Введение. Беспазовые компоновки электромеханических преобразователей энергии магнито-электрического типа [1] отличаются отсутствием зубцово-пазовой зоны на статоре, характерной для традиционных электрических машин, и наличием возбужденного постоянными магнитами ротора. Обмотка в таком преобразователе располагается непосредственно в магнитном потоке, пронизывающем воздушный зазор. При этом магнитопровод и блок обмоток статора имеют простые формы (цилиндрические при радиальной ориентации потока или плоско-цилиндрические при аксиальной ориентации потока). Обмотка изготавливается отдельно от магнитопровода, благодаря чему достигается высокая технологичность отдельных узлов и устройства в целом. Коэффициент заполнения объема медью в беспазовых конструкциях также выше, так как отпадает необходимость в разделяющем изолирующем слое между поверхностью каждого паза и располагаемой в нем секцией обмотки. Кроме того, ввиду отсутствия зубцово-пазовой зоны в магнитопроводе расчет магнитной системы беспазовой электрической машины гораздо проще, чем в традиционном случае, когда необходимо учитывать сложный характер магнитного поля в зубцах. Применение беспазовых компонок в электромашиностроении стало целесообразным с появлением высококоэрцитивных интерметаллических композиций редкоземельных металлов на основе самария и особенно неодима (SmCo , NdFeB), которые способны обеспечить высокую плотность магнитного потока (до 1 Тл) в относительно больших воздушных зазорах. Применение таких материалов для возбуждения магнитного потока позволило создавать электрические машины, которые имеют наилучшие массогабаритные показатели на единицу полезной мощности среди прочих типов электромеханических преобразователей. Вместе с тем беспазовым компоновкам присущи некоторые особенности, которые необходимо учитывать, особенно при построении высокооборотных и относительно мощных электромеханических преобразователей энергии.

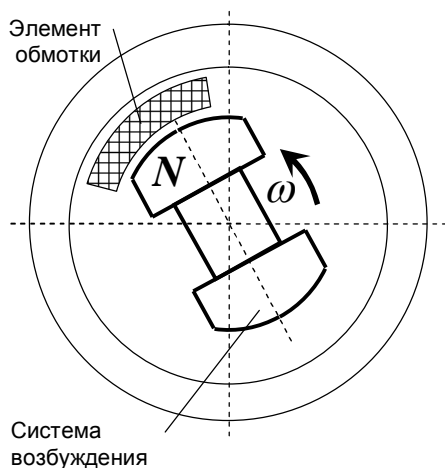


Рис. 1

Беспазовая электрическая машина с радиальной ориентацией оси потока возбуждения от постоянных магнитов, расположенных на роторе, схематически показана на рис. 1. В отличие от зубцово-пазовых структур, в которых витки обмотки пронизывает лишь незначительный поток рассеяния вращающегося ротора, в беспазовой машине магнитный поток пересекает непосредственно витки обмотки. Это означает, что потери на вихревые токи в материале обмотки беспазового статора могут быть намного выше, чем в зубцово-пазовой машине, если не будут приняты определенные меры. Известным способом снижения потерь на вихревые токи в материале провода является выполнение обмоточного провода заданного сечения несколькими параллельными одножильными проводниками, суммарное сечение которых соответствует заданному. Для вы-

бора оптимального количества параллельных проводников в таком многожильном проводе необходимо иметь достоверную методику расчета потерь на вихревые токи, учитывающую все параметры, от которых зависит величина этих потерь. К сожалению, методики расчета, приводимые различными авторами [3,4], противоречивы, а результаты расчета существенно различаются между собой, что и явилось побудительным мотивом для проведения авторами настоящего исследования.

Математическая модель. Как правило, обмотки беспазовых электрических машин выполняются медным проводом круглого сечения в эмалевой изоляции, которые формуются и компаундируются специальными электроизолирующими компаундами. Проводники в пределах объема обмотки располагаются, как правило, хаотично, за исключением особых случаев, когда намотка производится «виток к витку». Как следует из рис. 1, вращающееся магнитное поле магнита пронизывает каждый из проводников обмотки, расположенной в воздушном зазоре. Поскольку проводники внутри катушки достаточно плотно прилегают друг к другу и расположены хаотично, геометрия поперечного сечения достаточно сложна. И прежде чем решать поставленную задачу целесообразно установить степень взаимного влияния проводников и особенности электромагнитных процессов, происходящих внутри отдельно взятого проводника. Ограничимся рассмотрением электромагнитного поля в двухмерной постановке, когда определяющей поле функцией является векторный магнитный потенциал,

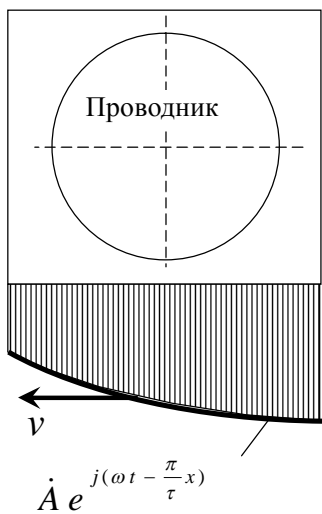


Рис. 2

имеющий одну составляющую $A=A_z$. Рассмотрим поперечное сечение уединенного разомкнутого проводника (рис. 2), расположенного в прямоугольной области, на нижней границе которой задана бегущая волна векторного магнитного потенциала, создаваемого постоянными магнитами системы возбуждения

$$\dot{A}(t, x) = \dot{A} e^{j(\omega t - \pi x/\tau)}, \quad (1)$$

где t – время, x – пространственная координата, ω – угловая частота изменения поля, τ – полюсное деление.

Ввиду хаотичного расположения остальных проводников, записать условия на других границах не представляется возможным. Поэтому необходимо либо решать задачу минимум на половине полюсного деления, если предположить, что структура проводников на каждом полюсном делении симметрична, либо далее упрощать задачу.

Предположим, что проводники расположены упорядоченно – в центрах квадратной решетки, причем сторона квадрата d больше диаметра провода на толщину изоляции, как показано на рис. 3. Вследствие симметрии такой структуры магнитный поток, направленный вдоль вертикальной оси, постоянен во всех горизонтальных сечениях рассматриваемой области. Для этой области можно сформулировать краевую задачу относительно векторного магнитного потенциала, который удовлетворяет уравнению

$$\nabla \times (\mu^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0, \quad (2)$$

где ∇ – оператор Гамильтона; μ – магнитная проницаемость среды.

Граничные условия и параметры сред указаны на рис. 3, причем разница значений векторного потенциала на правой и левой границах определяется из условия

$$\dot{B}_n = (\dot{A}_2 - \dot{A}_1)/d. \quad (3)$$

Ввиду того, что полный ток в поперечном сечении равен нулю, можно положить $\dot{A}_2 = -\dot{A}_1$. Тогда это будет означать замену бегущего магнитного поля переменным магнитным полем, пронизывающим проводник. Учитывая, что диаметр проводника гораздо меньше полюсного деления, такую замену можно считать допустимой. Решение краевой задачи для уравнения (2) в области, показанной на рис. 3 с приведен-

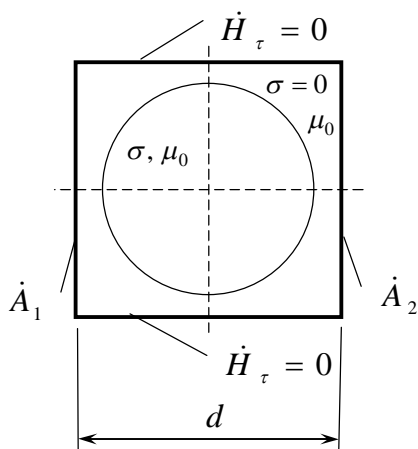


Рис. 3

ными там же краевыми условиями, проводилось с помощью пакета программ GE2D, разработанного в ИЭД НАН Украины [5].

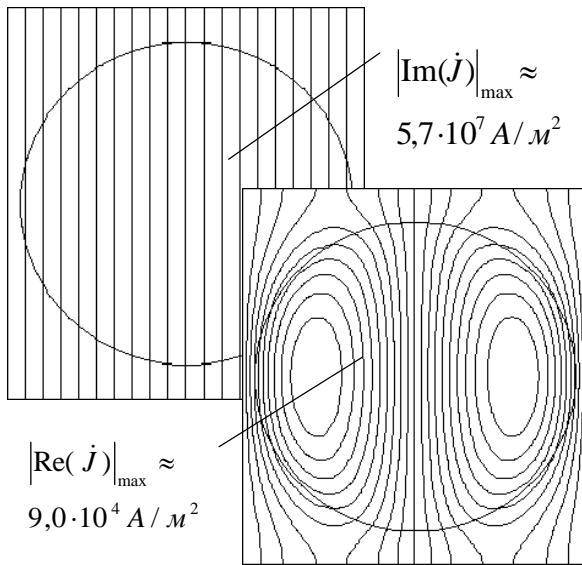


Рис. 4

На рис. 4 показаны изолинии полей действительной и мнимой составляющих векторного потенциала в расчетной области при диаметре медного проводника 0,28 мм и частоте поля 3200 Гц. Там же приведены максимальные значения соответственно мнимой и действительной частей плотности вихревого тока в проводнике. Картины полей и соответствующие им значения вихревого тока позволяют сделать вывод о слабом искажении поля возбуждения полем вихревых токов, иными словами, о слабо выраженном поверхностном эффекте и отсутствии взаимного влияния соседних проводников обмотки. Таким образом, можно считать, что векторный потенциал в горизонтальном сечении проводника изменяется линейно, о чем свидетельствует равномерность изолиний на приведенной картине электромагнитного поля на рис. 4 (слева сверху). Соответственно, плотность вихревого тока в горизонтальном сечении, перпендикулярном направлению магнитного потока, также должна изменяться линейно.

На основании изложенного примем следующие допущения:

- магнитное поле является однородным и магнитная индукция в пределах сечения проводника неизменна по величине и направлению;
- плотность вихревого тока в проводнике в сечении, перпендикулярном направлению магнитного потока, изменяется линейно;
- взаимное влияние проводников отсутствует.

Сделанные допущения позволяют рассчитать интегральное значение потерь в проводнике при синусоидальном изменении индукции во времени. Ввиду линейности задачи, несинусоидальное изменение индукции потребует суммирования результатов таких расчетов для каждой временной гармоники индукции. Рассмотрим сечение проводника и выделим в нем бесконечно тонкий слой вихревого тока dx , расположенный в плоскости направления вектора магнитной индукции B_m и отстоящий от вертикальной оси симметрии OY на расстояние x (рис. 5).

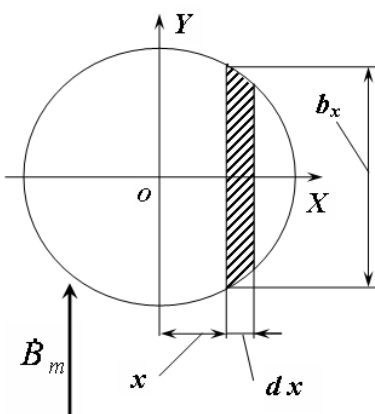


Рис. 5

этого слоя b_x (рис. 5),

Очевидно, что в левой и правой полуплоскостях существуют симметрично расположенные слои вихревого тока, в которых ток протекает в противоположных направлениях. Обозначим длину проводника l . Тогда магнитный поток Φ_m в интервале $[-x, x]$ определится из выражения

$$\Phi_m = 2 B_m x l . \quad (4)$$

Соответственно действующее значение ЭДС в слое dx будет

$$E = \sqrt{2} \omega B_m x l . \quad (5)$$

Определим активное сопротивление dr слоя проводника dx для прямого и встречного (расположенного симметрично относительно оси ординат) направлений вихревого тока, обозначив высоту

$$dr = 2 \rho l / b_x dx , \quad (6)$$

где ρ – удельное сопротивление материала проводника.

В результате величина потерь dP_a от слоя вихревого тока определится из выражения

$$dP_a = E^2 b_x dx / (2 \rho l) . \quad (7)$$

Учитывая, что высота слоя вихревого тока b_x выражается через радиус проводника R в соответствии с выражением

$$b_x = 2 \sqrt{R^2 - x^2} , \quad (8)$$

можем записать интегральное выражение для потерь в проводнике

$$P = (2 \omega^2 B_m^2 l / \rho) \int_0^R x^2 \sqrt{R^2 - x^2} dx . \quad (9)$$

Хотя решение интеграла в (9) имеет приведенный ниже сложный вид [4]

$$\int_0^R x^2 \sqrt{R^2 - x^2} dx = \left\{ -\frac{x}{4} \sqrt{R^2 - x^2} + \frac{R^2}{8} \left[x \sqrt{R^2 - x^2} + R^2 \arcsin(x/R) \right] \right\} \Big|_0^R , \quad (10)$$

но при заданных пределах интегрирования ненулевой вклад вносит только последнее слагаемое, входящее в (10). В результате получаем выражение для определения потерь от вихревых токов в круглом проводнике, находящемся в однородном переменном синусоидальном магнитном поле, которое в терминах, принятых в теории электрических машин, имеет следующий вид:

$$P = \pi^3 m w a f^2 B_m^2 d_{np}^4 l_a / 16 \rho , \quad (11)$$

где m – число фаз обмотки, w – число витков в фазе, a – число параллельных ветвей (параллельных проводников в жгуте), f – частота переменного магнитного поля, d_{np} – диаметр провода, l_a – активная длина машины.

Оценка точности результатов. Для оценки точности формулы (11) результаты, полученные с ее помощью, сравнивались с численным расчетом методом конечных элементов (МКЭ). С помощью этого метода решалась краевая задача, сформулированная выше (уравнение (2), граничные условия, приведенные на рис. 3). Как уже упоминалось, для численного моделирования применялся пакет программ GE2D. Расчеты проводились в диапазоне частот 400...3200 Гц и диапазоне диаметров провода 0,08...0,8 мм. Указанный диапазон параметров охватывает подавляющее большинство типоразмеров машин с беспазовой конструкцией. Сходимость численного решения проверялась путем решения ряда задач на сгущающейся сетке. По найденному численным методом значению потерь определялась относительная погрешность полученной формулы δ в соответствии с выражением

$$\delta = (P - P_{МКЭ}) / P_{МКЭ} \cdot 100\% , \quad (12)$$

где $P_{МКЭ}$ – значение мощности, рассчитанное с помощью численного метода.

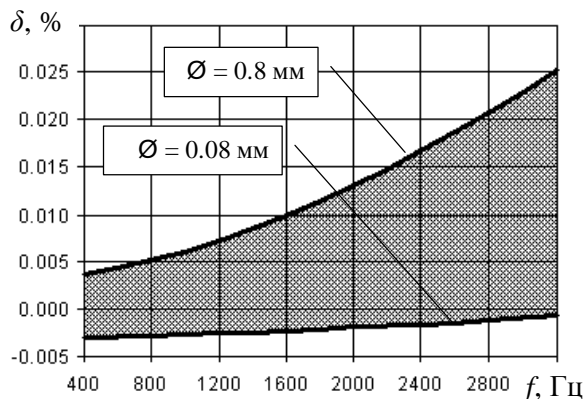


Рис. 6

Результаты расчета погрешности показаны на рис. 6. Область значений погрешности, определенной в приведенных выше диапазонах частоты и диаметра провода, обозначена на рисунке заштрихованной областью, нижней и верхней границей которой являются соответственно кривые, полученные для диаметров провода 0,08 и 0,8 мм. Для иных значений диаметров аналогичные кривые, как показывают расчеты, выглядят подобно.

Как видно, формула (11) дает при больших диаметрах завышенное значение потерь и заниженное значение – при малых диаметрах. Тем не менее, абсолютная величина погрешности свидетельству-

ет о высокой точности данной формулы в рассматриваемом диапазоне частот и диаметров проводника. Отметим, что значение погрешности не зависит от амплитуды магнитной индукции, что объясняется линейностью рассматриваемой задачи.

В случае необходимости можно оценить также погрешность, вызванную изменением удельного сопротивления проводника, используя выражения (11), (12) и график рис. 6, соответственно изменив отношение d_{np}^4 / ρ и приняв во внимание, что график на рис. 6 получен для значения $\rho = 0,2174 \cdot 10^{-7}$ Ом·м (удельное сопротивление меди при 75 °С).

Выводы. Полученная аналитическая зависимость (11) позволяет на стадии проектирования беспазовых электромеханических преобразователей энергии магнитоэлектрического типа с достаточной для практических целей точностью оценивать потери на вихревые токи в обмотках, выполненных круглым проводом. В результате становится возможным выбор оптимального числа элементарных проводников в многожильном проводе, которым выполняется намотка обмоток с целью минимизации потерь мощности с учетом конструктивных и технологических факторов.

Погрешность вычисления потерь в диапазоне диаметров провода 0,08...0,8 мм и частоте переменного магнитного поля до 3200 Гц не превышает 0,03 %.

В заключение заметим, что стремление снизить потери на вихревые токи в массиве меди за счет уменьшения сечения элементарных жил в многожильном проводе приводит к увеличению их числа, что, в свою очередь, может приводить к росту потерь на так называемые уравнивающие токи в элементарных короткозамкнутых контурах, образованных параллельными жилами. Чтобы избежать этого, многожильный провод должен быть свит для обеспечения равномерного перемешивания проводников и уменьшения площадей элементарных короткозамкнутых контуров.

1. Антонов А.Е., Киреев В.Г., Акинин К.П. Концепция построения беспазовых электрических машин магнитоэлектрического типа и электропривода на их основе // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – 2005. – №1(10). – С. 25–29.

2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся Втузов. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

3. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные поля и процессы в электрических машинах и их физическое моделирование. – М.: Машиностроение, 1968. – 251 с.

4. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат. 1985. – С. 76–77.

5. Петухов И.С. Моделирование переменного электромагнитного поля в ферромагнитной проводящей среде методом конечных элементов // Техн. електродинаміка. – 2008. – №4. – С. 18–26.

Надійшла 04.02.2010

М.В.Загирняк, докт.техн.наук (Кременчугский государственный ун-т им. Михаила Остроградского),
И.А.Шведчикова, канд.техн.наук (Восточноукраинский нац. ун-т им. Владимира Даля, Луганск)

ГЕНЕТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ СТРУКТУР МАГНИТНЫХ СЕПАРАТОРОВ

Показана возможность реализации генетического алгоритма для синтеза структурных разновидностей магнитных сепараторов на примере базового Вида цилиндрических продольно-симметричных у-ориентированных. Обоснована достоверность результатов синтеза.

Показано можливість реалізації генетичного алгоритму для синтезу структурних різновидів магнітних сепараторів на прикладі базового Вида циліндричних поздовжньо-симетричних у-орієнтованих. Обґрунтовано достовірність результатів синтезу.

Введение. Расширение в современных условиях областей применения магнитных сепараторов и связанный с этим рост разнообразия устройств для магнитной сепарации приводят к тому, что при их проектировании высоким является удельный вес поисковых проектных процедур [1]. На практике поиск и синтез новых структурных вариантов имеет преимущественно эвристический характер и основан на использовании интуиции и личного опыта проектировщика [2]. В этих условиях актуальны исследования, направленные на установление закономерностей процессов структурообразования магнитных сепараторов и разработку методологических инструментов, позволяющих реализовать направленный поиск и синтез их новых структурных разновидностей.

Обоснование методологии исследования. Определение Видового разнообразия и разработка генетической систематики [5,7] класса магнитных сепараторов с открытой рабочей зоной, рабочая область с магнитным полем которых является внешней по отношению к полюсной системе устройства, обуславливают возможности для системного изучения и упорядочения процессов структурообразования в пределах отдельно взятых базовых Видов магнитных сепараторов.

Для отображения внутренней, генетически обусловленной, структуры Вида предназначены генетические модели [4,6], отражающие процесс усложнения уровней структурной организации произвольного Вида во времени. Постановка и решение задач направленного поиска и генерации новых структур с использованием генетических моделей составляет сущность генетического внутривидового синтеза электромеханических систем. Методология решения таких задач основана на использовании генетических алгоритмов (ГА) [6]. В настоящей статье выносятся на обсуждение результаты исследований по применению ГА для синтеза новых структур магнитных сепараторов.

Постановка задачи исследования. Постановку и решение задачи внутривидового генетического синтеза будем осуществлять на примере базового Вида цилиндрических продольно-симметричных у-ориентированных структур (генетический код – ЦЛ 0.2у) семейства магнитных сепараторов с открытой рабочей зоной, генетическая модель видообразования которого показана на рис. 1 [4]. Этот Вид имеет статус реально-информационного и доминирующего [5], что даст возможность проверить достоверность результатов синтеза.

Исходя из положений генетической теории, процесс образования структур в пределах Вида осуществляется через механизмы генерации идеализированных пространственных структур (хромосомных наборов) на уровне генома Вида [6]. Согласно принципу сохранения генетической информации первичного источника поля, признаки, свойственные структурам генетического уровня, сохраняются в последующих поколениях структур с более высоким уровнем структурной сложности.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: S_0 – порождающая структура (электромагнитная хромосома) хромосомного набора первого поколения, представляющая собой результат скрещивания первичной твердотельной структуры $S_{0(1)}$ (двухполюсного индуктора магнитного поля) и дискретной вторичной структуры $S_{0(2)}$ (набора ферромагнитных тел); S_{21} , S_{22} – порождающие структуры (электромагнитные хромосомы) хромосомного набора второго поколения; S_{31} , S_{32} – порождающие структуры (электромагнитные хромосомы) хромосомного набора третьего поколения; P_{11} , P_{21} , P_{12} , P_{31} , P_{32} – структурные популяции магнитных сепараторов.

Для реализации процедуры направленного синтеза структур магнитных сепараторов с использованием ГА необходимо определить существенные признаки p_{s1} , p_{s2} синтезируемых структур, удовлетворяющие целевой функции F_S синтеза

$$F_S = (p_{s1}, p_{s2}). \quad (1)$$

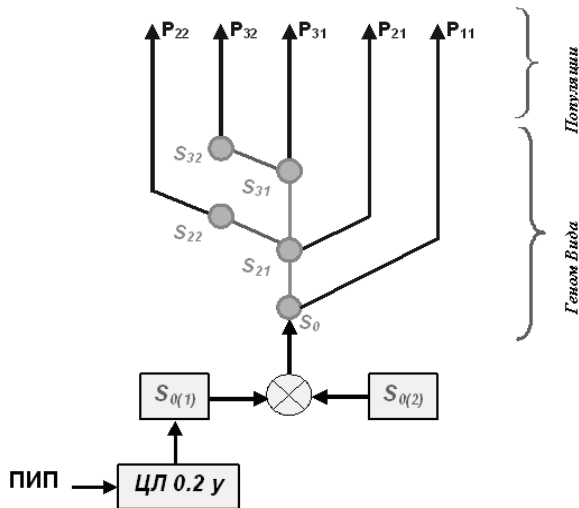


Рис. 1

К существенным признакам синтезируемых структур могут быть отнесены: p_{s1} – наличие не более двух многополюсных индукторов магнитного поля; p_{s2} – осевая последовательность пространственной компоновки индукторов.

Для корректного решения задачи синтеза на область Q_S накладываются следующие ограничения $L=f(x)$:

1. Генетический оператор f_R репликации отвечает за количественный состав пространственных композиций (структур), образованных соответственно из k_R -го количества северных и южных полюсов многополюсных индукторов сепараторов, где k_R – коэффициент репликации, удовлетворяющий условию $k_R \leq 2$.

2. Генетический оператор f_E электромагнитной инверсии моделирует процессы в двухиндукторных структурах, отличительным признаком которых является встречное направление вращения магнитного поля одного из индукторов относительно направления вращения магнитного поля другого.

3. Генетический оператор f_M мутации моделирует процессы, связанные с изменением геометрических размеров элементов структуры без изменения их формы.

С учетом этого, задача направленного поиска и синтеза структурных разновидностей магнитных сепараторов базового Вида ЦЛ 0.2у может быть сформулирована следующим образом: по известной целевой функции $F_S=(p_{s1}, p_{s2})$ синтеза и заданной совокупности $L=f(x_1, x_2, x_3)$ ограничений с использованием генетической модели видообразования синтезировать конечное множество структур, удовлетворяющих функции F_S и образующих генофонд цилиндрических магнитных систем сепараторов рассматриваемого базового Вида.

Генерация хромосомных наборов. Как уже отмечалось, процесс порождения структур в пределах произвольного Вида осуществляется через механизмы генерации идеализированных пространственных структур или хромосомных наборов. При этом структуры хромосом определяются принципом целостности электромеханической структуры и комбинаторными вариантами подачи генетической информации [6].

Порождающей структурой хромосомного набора первого поколения, определяющей генетические свойства структурной популяции P_{11} и отвечающей за наследственные признаки двухполюсных систем ($k_R=1$), является электромеханическая пара S_0 (рис. 1):

$$((S_{0(1)} \times S_{0(2)}) \rightarrow S_0 \rightarrow P_{11}) \subset S_{\text{ЦЛ}0.2\text{у}}, \quad (2)$$

где $S_{\text{ЦЛ}0.2\text{у}}$ – исследуемый базовый Вид.

Все потенциально возможные варианты структур данного хромосомного набора являются геометрическими объектами трехмерного пространства R^3 . Синтез множества возможных пространственных структур (или компоновок полюсов индуктора магнитного поля) можно осуществить, применяя аппарат геометрического моделирования [3]. Генерация пространственных композиций осуществляется путем последовательного применения геометрических преобразований по отношению к порождающей структуре S_0 (рис. 2) в виде поочередных комбинаторных перестановок магнитных полюсов соответственно вдоль оси вращения (структура S_{X11} , рис. 2, а), в поперечном сечении цилиндрического индуктора (структура S_{Y11} , рис. 2, б), а также в направлении, ортогональном оси вращения индуктора (структура S_{Z11} , рис. 2, в),

$$f(S_0) \rightarrow (S_{X11}, S_{Y11}, S_{Z11}), \quad (3)$$

где f – функция геометрического преобразования.

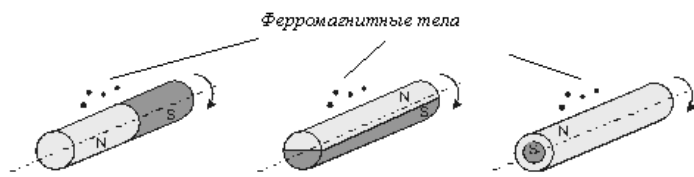


Рис. 2, а, б, в

В пространственных структурах S_{X11} (рис. 2, а) и S_{Y11} (рис. 2, б) рабочей поверхностью притяжения является боковая поверхность цилиндра, что позволяет отнести данные структуры к рассматриваемому базовому Виду ЦЛ 0.2у. Структуру S_{Z11} (рис. 2, в) с расположением рабочей поверхности притяжения в торцевой зоне, что является характерным для структурных представителей геометрического класса

«тороидальные плоские», следует исключить из дальнейшего рассмотрения.

В дальнейших рассуждениях примем, что индекс «X» в условном обозначении синтезируемой структуры указывает на то, что полярность полюсов индуктора чередуется вдоль его оси вращения. Индекс «Y» указывает на чередование полярности полюсов в поперечном сечении индуктора.

Хромосомный набор второго поколения представлен порождающими структурами S_{21} и S_{22} , определяющими структурные особенности популяций P_{21} и P_{22} , соответственно (рис. 1). Порождающая структура S_{21} представляет собой результат действия оператора f_R репликации по отношению к электромагнитной хромосоме S_0 при коэффициенте репликации $k_R = 2$ и отвечает за наследственные признаки четырехполюсных магнитных систем сепараторов

$$(f_R(S_0) \rightarrow S_{21} \rightarrow P_{21}) \subset S_{ЦЛ0.2у}. \quad (4)$$

Возможные пространственные композиции реплицированных структур с чередованием полярности полюсов вдоль оси вращения индуктора могут быть получены путем переноса полюсов структуры S_{X11} (рис. 2, а) вдоль оси симметрии (вращения). В свою очередь, пространственные структуры с чередованием полярности полюсов в поперечном сечении индуктора могут быть получены путем масштабирования полюсов структуры S_{Y11} (рис. 2, б) в двумерном плоскомеридианном пространстве R^2 и их поворота относительно оси симметрии индуктора.

Тогда конечное множество пространственных структур, синтезированных на основе электромагнитной хромосомы S_{21} , включает следующие структуры: S_{X21} , S_{Y21} – пространственные структуры с прямым чередованием полюсов (рис. 3, а, в); S_{X*21} , S_{Y*21} – пространственные структуры с инверсным чередованием полюсов индукторов (рис. 3, б, г).

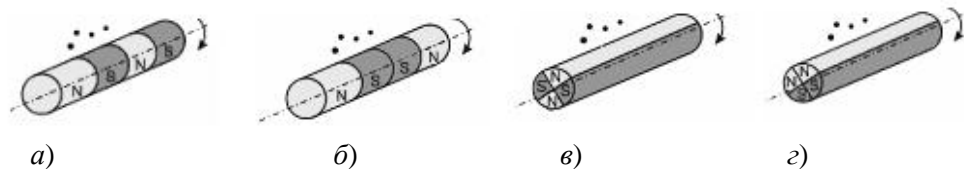


Рис. 3

Полученные структуры (рис. 3) представляют собой пространственные композиции одноиндукторных четырехполюсных ($k_R=2$) магнитных систем сепараторов. При этом четырехполюсная структура S_{Y*21} (рис. 3, г) в магнитном отношении эквивалентна двухполюсной структуре S_{Y11} (рис. 2, б). Структурные композиции S_{X21} , S_{X*21} (рис. 3, а, б) могут рассматриваться также как двухиндукторные структуры, образованные двухполюсными ($k_R=1$) индукторами.

Каждая из представленных на рис. 2 и рис. 3 структур образует непустое множество составляющих ее элементов (полюсов индукторов). Последовательное объединение указанных множеств приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} S_{X11} \cup S_{Y11} = S_{X11Y11} = S_{X21Y21}; & \quad S_{X21} \cup S_{X11} = \emptyset; & \quad S_{X*21} \cup S_{X11} = \emptyset; & \quad S_{X21} \cup S_{Y11} = S_{X21Y11}; \\ S_{X*21} \cup S_{Y11} = S_{X*21Y11}; & \quad S_{X21} \cup S_{X*21} = \emptyset; & \quad S_{Y21} \cup S_{Y*21} = \emptyset; & \quad S_{X21} \cup S_{Y21} = S_{XY21}; \\ S_{X21} \cup S_{Y*21} = S_{XY*21}; & \quad S_{X*21} \cup S_{Y21} = S_{X*Y21}; & \quad S_{X*21} \cup S_{Y*21} = S_{X*Y*21}. \end{aligned} \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что генерация новых структур возможна только при объединении исходных структур с различными направлениями чередования полюсов индукторов, т.е. с чередованием полярности полюсов соответственно вдоль оси вращения и в поперечном сечении цилиндра.

рического индуктора. Пространственные композиции реплицированных структур, полученные путем последовательного объединения, представлены на рис. 4: S_{X21Y21} (рис. 4, а); S_{X21Y11} (рис. 4, б); $S_{X*21Y11}$ (рис. 4, в); S_{XY21} (рис. 4, г); S_{XY*21} (рис. 4, д); S_{X*Y21} ; (рис. 4, е); S_{X*Y*21} (рис. 4, ж). При этом пространственные структуры S_{X21Y11} (рис. 4, б) и S_{XY*21} (рис. 4, д), а также $S_{X*21Y11}$ (рис. 4, в) и S_{X*Y*21} (рис. 4, ж) эквивалентны в магнитном отношении.

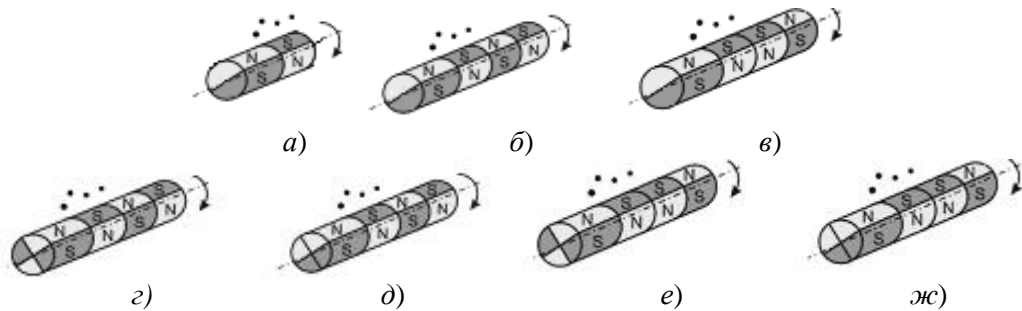


Рис. 4

Из представленных на рис. 4 структур только одна структура S_{X21Y21} (рис. 4, а) удовлетворяет заданному коэффициенту репликации $k_R = 2$. Данная структура также может рассматриваться как двухиндукторная, состоящая из двух двухполюсных ($k_R=1$) индукторов. Пространственные структуры S_{X21Y11} (рис. 4, б) и $S_{X*21Y11}$ (рис. 4, в) соответствуют коэффициенту репликации $k_R=4$, а структуры S_{XY21} (рис. 4, г), S_{XY*21} (рис. 4, д), S_{X*Y21} (рис. 4, е) и S_{X*Y*21} (рис. 4, ж) – коэффициенту репликации $k_R=8$, что превышает его заданное пороговое значение ($k_R \leq 2$). Структурные композиции S_{X21Y11} и $S_{X*21Y11}$ (рис. 4, б, в) могут рассматриваться также как двухиндукторные системы, образованные четырехполюсными индукторами с коэффициентом репликации $k_R=2$ каждый.

Таким образом, общее количество реплицированных структур, синтезированных на основе электромагнитной хромосомы S_{21} и удовлетворяющих заданной целевой функции синтеза и принятой системе ограничений, равно семи

$$f(S_{21}) \rightarrow (S_{X21}, S_{X*21}, S_{X21Y21}, S_{Y21}, S_{Y*21}, S_{X21Y11}, S_{X*21Y11}), \quad (6)$$

где $S_{X21}, S_{X*21}, S_{X21Y21}$ – четырехполюсные структуры, которые могут быть как одно-, так и двухиндукторными; S_{Y21}, S_{Y*21} – одноиндукторные четырехполюсные структуры; $S_{X21Y11}, S_{X*21Y11}$ – двухиндукторные четырехполюсные структуры.

Порождающая структура S_{22} определяет структурное наполнение популяции P_{22} реплицированных инверсных структур

$$(f_E(S_{21}) \rightarrow S_{22} \rightarrow P_{22}) \subset S_{ЦП0.2}. \quad (7)$$

Согласно принятой системе ограничений, инверсные структуры могут быть получены только для двухиндукторных структур, у которых направление вращения магнитного поля одного из индукторов является встречным направлению вращения магнитного поля другого. С учетом этого, конечное множество пространственных структур, синтезированных на основе инверсной электромагнитной хромосомы S_{22} , может быть представлено в виде

$$f(S_{22}) \rightarrow (S_{X22}, S_{X*22}, S_{X22Y22}, S_{X22Y11}, S_{X*22Y11}), \quad (8)$$

где $S_{X22}, \dots, S_{X*22Y11}$ – пространственные двухиндукторные структуры инверсного типа.

Общее количество синтезированных на основе инверсной электромагнитной хромосомы S_{22} структур, как следует из выражения (8), равно пяти.

Таким образом, хромосомный набор второго поколения, удовлетворяющий заданной целевой функции синтеза и принятым ограничениям, включает 12 (7+5) синтезированных структур.

Хромосомный набор третьего поколения представлен порождающими структурами S_{31} и S_{32} (рис. 1). Структура S_{31} представляет собой результат действия оператора f_M мутации по отношению к структуре S_{21} , заключающийся в изменении геометрических размеров полюсов индукторов,

$$(f_M(S_{21}) \rightarrow S_{31} \rightarrow P_{31}) \subset S_{ЦП0.2y}. \quad (9)$$

Возможные пространственные композиции структур в данном случае могут быть представлены вариантами структур, полюса одной или разных полярностей которых отличаются геометрическими размерами. Это значит, что из каждой структуры хромосомного набора второго поколения (5) могут быть получены две новые структуры, относящиеся к хромосомному набору третьего поколе-

ния и отличающиеся геометрическими размерами полюсов одной или разных полярностей. Тогда общее количество структур, синтезированных на основе электромагнитной хромосомы S_{31} , составит 14.

Порождающая структура S_{32} определяет структурное наполнение популяции инверсных структур

$$(f_E(S_{31}) \rightarrow S_{32} \rightarrow P_{32}) \subset S_{ЦЮ.2у}. \quad (10)$$

Общее количество структур, синтезированных на основе электромагнитной хромосомы S_{32} , равно 10. Это значит, что из каждой структуры, представленной в формуле (8), могут быть получены две новые, полюса одной или разных полярностей индукторов которых отличаются геометрическими размерами. Таким образом, хромосомный набор третьего поколения, удовлетворяющий заданной целевой функции синтеза и принятым ограничениям, включает 24 (14+10) синтезированных структур.

Проверка достоверности результатов исследований. В результате реализации генетического алгоритма получено 36 структур, образующих генофонд цилиндрических магнитных систем сепараторов базового Вида ЦЮ.2у. Достоверность результатов генетического синтеза определена путем сравнения результатов патентно-информационного поиска и результатов синтеза.

По результатам поиска выявлены структурные представители шести синтезированных структур, относящиеся к классу шкивных магнитных сепараторов [2], что подтверждает достоверность принятой методики синтеза. Структурный потенциал 30 структур, не выявленных по результатам поиска, можно рассматривать как прогностическую составляющую результатов синтеза. Указанные структуры являются потенциально работоспособными и могут служить основой для решения задач направленного синтеза оригинальных технических решений.

Заключение. С использованием генетического алгоритма синтезировано 36 структур, относящихся к одному из доминирующих базовых Видов магнитных сепараторов с открытой рабочей зоной (ЦЛ 0.2у).

Достоверность результатов генетического синтеза обоснована путем сопоставления результатов синтеза с результатами патентно-информационных исследований, в ходе которых выявлены структурные представители шести синтезированных структур. Определен прогностический потенциал результатов синтеза, включающий 30 структур с потенциальной новизной, составляющих основу для разработки оригинальных технических решений.

Результаты исследований могут быть использованы для последующего синтеза популяционной структуры других Видов неявного типа, а также для построения интеллектуальных систем поддержки принятия решений при усовершенствовании существующих и разработке новых конструкций магнитных сепараторов.

1. Загирняк М.В., Шведчикова И.А. Проблема систематизации магнитных сепараторов // Техн. електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2006. – Ч.8. – С. 91–94.
2. Загирняк М.В. Исследование, расчет и усовершенствование шкивных магнитных сепараторов. – К.: ИСМО, 1996. – 488 с.
3. Михайленко В.Е., Кислоокій В.Н., Лященко А.А. Геометрическое моделирование и машинная графика в САПР. – К.: Вища школа, 1991. – 374 с.
4. Шведчикова И.А. Определение внутривидового структурного разнообразия магнитных сепараторов // Вісник Кременчуцького держ. політехн. ун-ту ім. Михайла Остроградського. – 2009. – Ч. 1. – № 5. – С. 18–22.
5. Шведчикова И.А. Определение инновационного потенциала функционального класса магнитных сепараторов // Там же. – 2009 – Ч. 2. – № 3. – С. 86–89.
6. Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наук. думка, 2002. – 288 с.
7. Шинкаренко В.Ф., Загирняк М.В., Шведчикова И.А. Макрогенетический анализ и ранговая структура систематики магнитных сепараторов // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – № 5. – С. 33–39.

Надійшла 24.11.2009

В.В.Осадчий (Запорожский национальный технический университет)

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО ВЕСОВОГО ДОЗИРОВАНИЯ

Приводится закон управления, учитывающий динамическую погрешность сигнала обратной связи системы дискретного весового дозирования.

Наведено закон керування, що враховує динамічну похибку сигналу зворотного зв'язку системи дискретного вагового дозування.

Введение. Дозирование является одной из основных операций современных технологий металлургической, химической, пищевой и др. отраслей [7]. Среди многообразия методов дозирования дискретное весовое дозирование отличается высокой точностью и возможностью оперативного изменения заданной дозы [4]. В процессе совершенствования технологий, с целью получения новых свойств выпускаемой продукции, возникает потребность в увеличении количества исходных компонентов. Задача дозирования нескольких ингредиентов решается путем использования многокомпонентных дозаторов. При использовании отдельного весового бункера для каждого компонента говорят о параллельном многокомпонентном дискретном весовом дозировании. Последовательное дискретное дозирование предполагает поочередную подачу материалов в один весовой бункер, что имеет свои преимущества и недостатки. В частности, за существенное удешевление в результате сокращения количества дорогостоящих весоизмерительных каналов приходится платить увеличением длительности цикла дозирования.

Анализ предыдущих исследований. Структура исследуемой системы управления показана на рис. 1, где обозначено: расходный бункер – 1, вибрлоток – 2, вибропривод – 3, весовой бункер – 4, тензометрический датчик – 5, система автоматического управления – САУ и усилитель управляющего воздействия – У.

Факторами, объективно ограничивающими производительность системы дозирования, являются конечная мощность и прочность вибропитателя, а также необходимость снижения скорости набора компонента в завершающей стадии дозирования с целью получения требуемой точности.

В производстве широко распространен метод «грубого» и «точного» дозирования, при котором вначале питатель работает с максимальной производительностью, а в определенный момент переходит на производительность, близкую к минимальной. Компромисс между быстродействием и точностью находится экспериментальным путем при наладке системы дозирования. Основным недостатком этого метода является неизменная во времени производительность питателя в режиме досыпки, которая, с одной стороны, должна быть как можно меньше (для обеспечения точности) и как

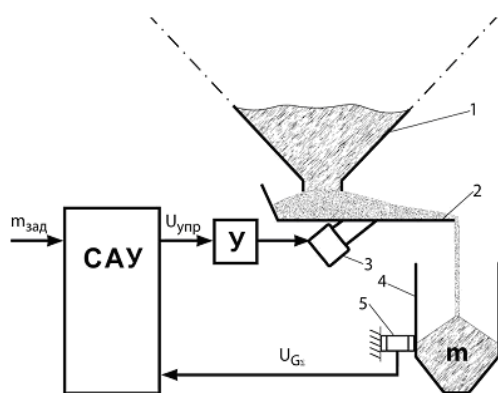


Рис. 1

можно больше (для высокого быстродействия) – с другой. Одним из путей устранения этого противоречия является плавное снижение производительности вибропитателя от максимальной до минимальной.

В результате проведенных исследований определены особенности системы дискретного весового дозирования [2]. Изучены физические процессы, имеющие место в процессе дозирования [8]. Экспериментально подтверждено влияние высоты падения материала на динамические свойства объекта управления [3]. Разработан вычислитель мгновенной производительности [9] и методика определения передаточной характеристики вибропитателя [1], позволяющая реализовать предложенную в [3] структуру системы управления.

Суть предлагаемого метода повышения быстро-

действия системы дискретного весового дозирования состоит в идентификации передаточной характеристики вибропитателя и определении высоты падения материала с целью использования полученной информации для формирования сигнала управления в процессе досыпки.

Цель работы: определить закон управления вибропитателем в завершающей стадии дозирования, обеспечивающий максимальное быстродействие без потери точности дозирования.

Материалы и результаты исследования. В первом приближении система дискретного весового дозирования может быть представлена структурой, показанной на рис. 2, где $m_{зад}$ – заданная масса материала, Δm – рассогласование, $U_{упр}$ – сигнал управления, Q – производительность вибропитателя, m – масса материала в бункере.

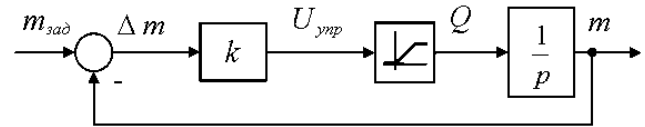


Рис. 2

Регулятор представлен усилительным звеном, бункер дозатора – интегральным. Ограничение производительности вибропитателя сверху обусловлено его конечной мощностью, снизу – невозможностью движения материала в обратном направлении (вверх).

В действительности, ввиду сложности прямого измерения массы, для определения количества материала в бункере используются тензометрические датчики, измеряющие силу тяжести бункера и находящегося в нем материала. Статическая погрешность сигнала обратной связи, обусловленная массой бункера не вызывает трудностей для компенсации. Более сложной задачей является устранение динамической погрешности, обусловленной воздействием падающего материала и зависящей от высоты падения и производительности вибропитателя. Решение данной задачи возможно при наличии достоверных данных о высоте падения материала и передаточной характеристике вибропитателя.

В последовательных многокомпонентных дозаторах питатели кроме функции дозирования выполняют функцию транспортирования материала в один весоизмерительный бункер от расположенных на значительном расстоянии расходных бункеров [6]. Поэтому, в отличие от однокомпонентных дозаторов, оптимизация питателей под задачу дозирования затруднена в подавляющем большинстве случаев уникальностью конструктивного решения весодозирующего комплекса, являющегося частью технологической линии. В общем случае каждый из питателей многокомпонентного дозатора обладает уникальной передаточной характеристикой, параметры которой могут быть получены путем идентификации.

Предлагаемый метод идентификации основан на известном факте отсутствия искажений формы синусоидального сигнала при прохождении через линейные динамические звенья и на предположении, что основные инерционные звенья системы расположены перед единственным нелинейным звеном, описывающим передаточную характеристику вибропитателя.

В качестве тестового предлагается использовать сигнал вида $X(t)=A\sin(\omega t)$. При этом выходной сигнал – $Y(t)=f(A\sin(\omega t))$, где f – передаточная характеристика объекта. Множество точек (x, y) , для которых $x=X(t)$ и $y=Y(t)$, является частью передаточной характеристики объекта $Y^*=f^*(X)$ на интервале $B - A < X < B + A$.

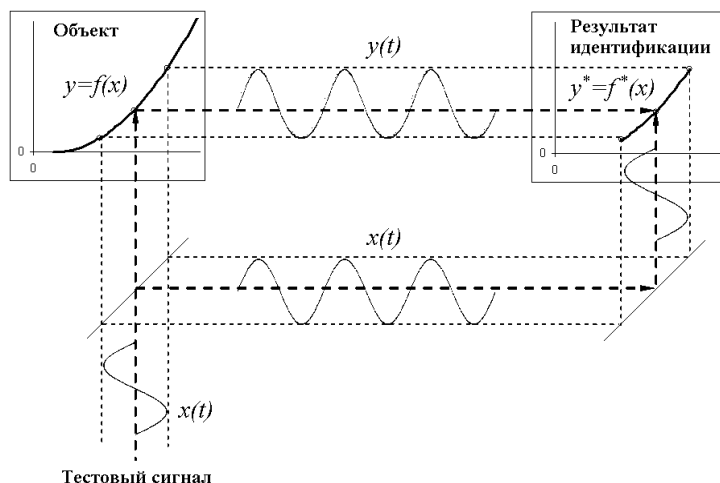


Рис. 3

Графически предлагаемый метод идентификации показан на рис. 3.

При наличии запаздывания τ выходного сигнала $Y(t)=f(A\sin(\omega(t-\tau))+B)$ указанное ранее множество, в общем случае, будет принадлежать эллипсу (правильной формы – при линейной передаточной характеристике или искаженной – при нелинейной характеристике). Добиться расположения точек на линии, являющейся частью передаточной характеристики, можно, используя сдвинутый во времени сигнал управления $X^*(t)=X(t-\tau^*)$, где τ^* – предполагае-

мое запаздывание. Определив τ^* , минимизирующее разброс точек (отклонение от линии), можно найти запаздывание выходного сигнала $\tau = \tau^* \pm T$, где $T=1/\omega$ – период тестового сигнала. Используя априорные знания об объекте $0 < \tau \leq \tau_{\max}$, где τ_{\max} – максимально возможное запаздывание в системе (в нашем случае максимальное время падения, определяемое расстоянием от выходного патрубка вибропитателя до дна весового бункера), выбираем $T > \tau_{\max}$. Определенное путем поиска минимума разброса точек на интервале $[0; T]$ значение предполагаемого запаздывания τ^* будет соответствовать реальному запаздыванию выходного сигнала, т.е. $\tau = \tau^*$.

На основании изложенного выше можно заключить, что использование синусоидального тестового сигнала позволяет идентифицировать передаточную характеристику объекта при неизвестном запаздывании, кроме того, выбор периода тестового сигнала на основании априорных знаний об объекте позволяет однозначно определить указанное запаздывание.

Учитывая, что запаздывание, обусловленное падением материала, является фазовым сдвигом выходного сигнала относительно сигнала управления, т.е. указанный сдвиг несет в себе информацию о высоте падения, предложено использовать данный сдвиг как параметр вычислителя мгновенной производительности. В результате этого образуется замкнутый контур «вычислитель мгновенной производительности – вычислитель разности фаз», устойчивым состоянием которого является фазовый сдвиг, соответствующий реальной высоте падения, и определенная с высокой точностью мгновенная производительность вибропитателя [10].

Структура предлагаемого решения применительно к системе дискретного весового дозирования показана на рис. 4.

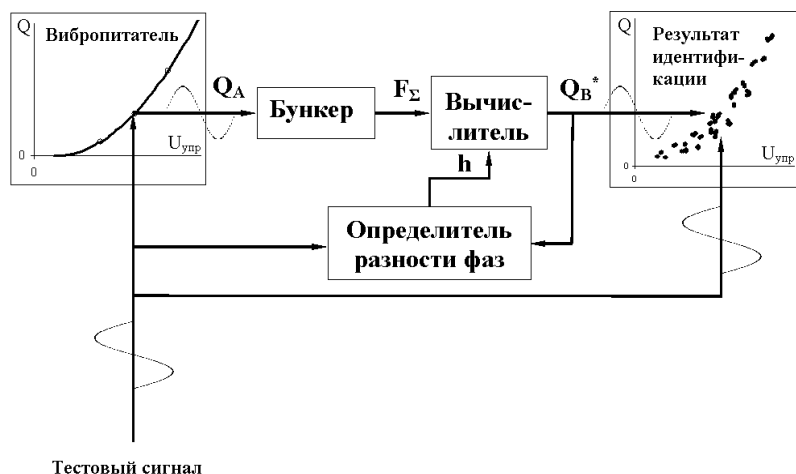


Рис. 4

Идентифицированные в соответствии с описанным выше алгоритмом участки передаточной характеристики вибропитателя отличаются наклоном от статической характеристики, снятой при фиксированных значениях управляющего сигнала. Как выяснилось, вычисленный сигнал мгновенной производительности имеет меньшую амплитуду, чем сигнал, рассчитанный на основании управляющего воздействия и статической передаточной характеристики. Этот факт можно объяснить ослаблением амплитуды сигналов, проходящих через эле-

менты системы, обладающие инерционностью, а именно, вибропитатель и фильтр весоизмерительной части системы. Компенсация указанных инерционностей в алгоритме идентификации нецелесообразна ввиду снижения помехоустойчивости. Поэтому предложено «привести» управляющий сигнал к выходу объекта управления, т.е. определить его амплитуду и фазу при прохождении через все звенья объекта кроме нелинейности и бункера дозатора [10].

Тестирование алгоритма идентификации, учитывающего инерционности вибропитателя и фильтра весоизмерительной части системы, проводилось на экспериментальной установке, описанной в [3]. Результаты эксперимента для высоты падения 0,2; 0,5 и 0,8 м показаны на рис. 5, а, б, в соответственно.

Коэффициенты полинома 2-го порядка, вычисленные путем регрессии полученных в процессе идентификации множеств, приведены в таблице. Для удобства анализа выражения передаточных характеристик вибропитателя записаны в виде $Q(U) = a(U - U_0)$ с явно выраженными смещениями по осям.

Незначительные отличия параметров a и U_0 объясняются нестабильностью передаточной характеристики, обусловленной свойствами сыпучих материалов и процессами истечения из расходного бункера. Задачей идентификации является определение параметров передаточной характеристики в текущий момент времени, поэтому совпадение или отличие указанных параметров не может служить оценкой точности метода.

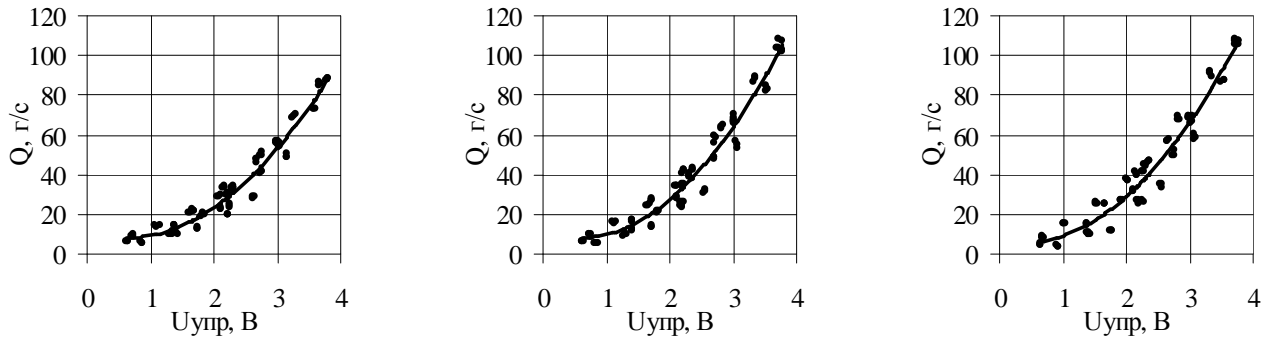


Рис. 5, а,б,в

Особого внимания заслуживает параметр Q_0 , близкий к нулю (-0,55 г/с) для статической характеристики и равный 5...8 г/с для характеристик, определенных в динамике. Графически данное различие отражено на рис. 6, а.

Как известно, вибротранспортирование не происходит при амплитуде вибрации ниже определенного порога [11], т.е. в отношении управляющего сигнала можно записать $Q(U) = 0$ при $U \leq U_0$, где U_0 – значение управляющего сигнала, соответствующее пороговой амплитуде вибрации. Следовательно, практически возможно при $U_{упр} > U_0$ определять производительность как $Q(U) = a(U - U_0)^2$.

Графики передаточных характеристик, смещенные за счет приравнивания нулю параметра Q_0 , показаны на рис. 6, б.

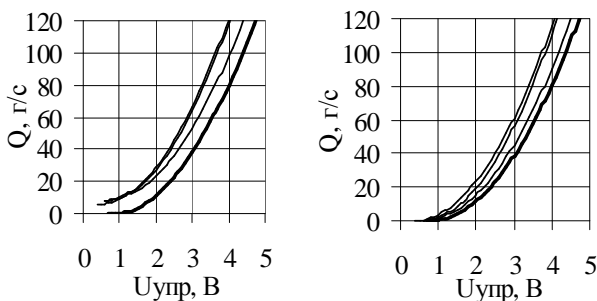


Рис. 6, а,б

Полученные результаты идентификации реального объекта дают основания заявлять о работоспособности предложенного метода идентификации и возможности использования полученных параметров объекта при формировании управляющего сигнала в процессе досыпки.

Предложенная в [3] структура системы управления в завершающей стадии дозирования может быть представлена в виде, показанном на рис. 7, а, где $G_{зад}$ – заданный вес компонента, ΔG – ошибка, K_p – коэффициент усиления регулятора веса, $Q_{зад}$ – заданная производительность вибропитателя, Л – блок линеаризации, $U_{упр}$ – управляющий сигнал, ОУ – объект управления, F_Σ – суммарная сила воздействия на весоизмерительный датчик, КДП – корректор динамической погрешности сигнала обратной связи, F_k – корректирующий сигнал, G – текущий вес компонента с учетом материала, находящегося в падающем потоке.

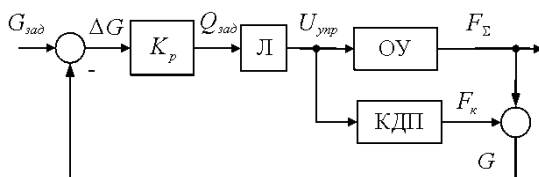


Рис. 7, а

Управляющий сигнал на выходе линеаризатора формируется в соответствии с выражением

$$U_{упр} = U_0 + \sqrt{Q_{зад}/a}, \quad (1)$$

где U_0 , a – коэффициенты передаточной характеристики, полученные в результате идентификации.

Учитывая, что объект управления имеет нелинейную характеристику, а коррекция динамической погрешности обратной связи $F_k(t)$ является функцией

производительности вибропитателя $Q(t)$, с целью снижения вычислительной нагрузки на систему управления, в качестве входного сигнала корректора динамической погрешности предлагается использовать заданное значение производительности вибропитателя $Q_{зад}(t)$ (рис. 7, б).

Переместив правый сумматор на вход усилительного звена (рис. 7, в), получим замкнутый контур, представляющий собой ни что иное как регулятор, учитывающий динамическую погрешность сигнала обратной связи.

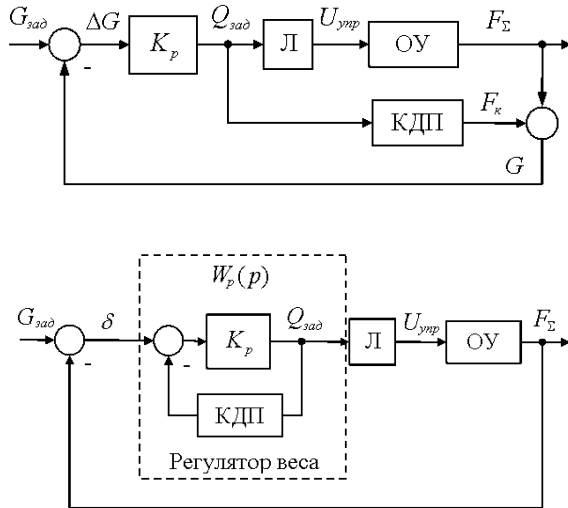


Рис. 7, б, в

поверхностью неподвижного материала, находящегося в бункере дозатора.

С учетом

$$\int_{t-\tau}^t Q(t)dt = \int_{t_0}^t Q(t)dt - \int_{t_0}^{t-\tau} Q(t)dt \quad (4)$$

при $\tau \leq t_0 \leq (t - \tau)$ передаточная функция корректора запишется как

$$W_{КДП}(p) = \frac{g}{p}(1 - e^{-\tau p}) - g\tau e^{-\tau p}. \quad (5)$$

Используя приближенное описание запаздывания [5] $e^{-\tau p} = \left(\frac{-\tau p + 2k}{\tau p + 2k}\right)^k$, где $k = (1, 2, \dots)$, для $k=1$ можем записать

$$W_{КДП}(p) = g\tau^2 p / (\tau p + 2). \quad (6)$$

Учитывая полученное выражение, передаточная функция регулятора будет иметь вид

$$W_p(p) = K_p(T_1 p + 1) / (T_2 p + 1); \quad T_1 = \tau / 2; \quad T_2 = (1 + g\tau K_p) / 2. \quad (7)$$

Закон управления вибропитателем в завершающей стадии дозирования запишется следующим образом:

$$\begin{cases} U_{упр}(t) = U_0 + \sqrt{Q_{зад}(t)/a}; \\ Q_{зад}(t) = K_p(T_1 \frac{d\delta(t)}{dt} + \delta(t)) - T_2 \frac{dQ_{зад}(t)}{dt}, \end{cases} \quad (8)$$

где $\delta(t)$ – рассогласование.

На рис. 8 показаны результаты моделирования процесса дозирования при высоте падения $h=0,8$ м для системы, работающей в режимах «грубо/точно» (кривая 1) и системы с идентификацией (кривая 2).

Передаточная функция регулятора будет иметь вид:

$$W_p(p) = \frac{K_p}{1 + K_p \cdot W_{КДП}(p)}. \quad (2)$$

Коррекция динамической погрешности обратной связи

$$F_k(t) = g \cdot \int_{t-\tau}^t Q(t)dt - g \cdot \tau \cdot Q(t-\tau) \quad (3)$$

состоит из двух слагаемых – прибавки силы тяжести

за счет материала, находящегося в полете $g \int_{t-\tau}^t Q(t)dt$,

где g – ускорение свободного падения, τ – время падения материала, $Q(t)$ – мгновенная производительность вибропитателя, и взятой с обратным знаком силы воздействия падающего материала $g\tau Q(t-\tau)$, где $Q(t-\tau)$ – мгновенная производительность вибропитателя в точке касания падающего материала с

Как видно из представленных графиков, потеря времени на идентификацию в начальной стадии набора компенсируется за счет сокращения завершающей стадии, что в конечном итоге дает выигрыш во времени около 5-ти секунд.

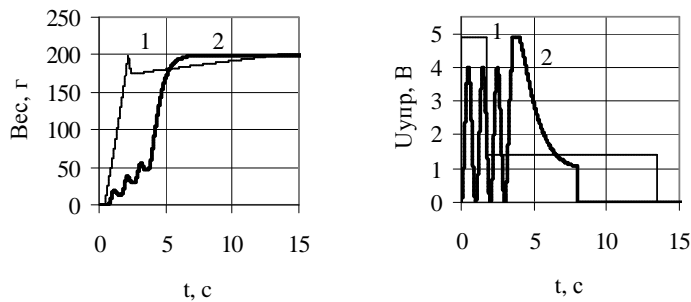


Рис. 8

характеристику вибропитателя в начальной стадии дозирования.

Экспериментальные данные, полученные в результате тестирования алгоритма идентификации, подтверждают работоспособность и достаточную точность предложенного способа определения передаточной характеристики вибропитателя.

Формирование сигнала управления в завершающей стадии дозирования на основании результатов идентификации объекта управления позволяет уменьшить время дозирования на 25–30%.

Выводы. Установленная зависимость искажения сигнала обратной связи от высоты падения и производительности позволила реализовать вычислитель мгновенной производительности вибропитателя, учитывающий влияние кинетической энергии падающего с переменной высоты материала.

Использование синусоидального управляющего сигнала дает возможность идентифицировать передаточную

1. Бондаренко В.И., Осадчий В.В., Пирожок А.В. Определение передаточной характеристики вибропитателя в системе дискретного весового дозирования // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – 2008. – Вып.30. – С. 379–380.

2. Бондаренко В.И., Осадчий В.В., Пирожок А.В. Структура электромеханической системы вибрационного типа линии массоприготовления огнеупорного производства // Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт». – 2005. – Вып.45. – С. 276–277.

3. Бондаренко В.И., Пирожок А.В., Осадчий В.В. Синтез системы управления электромеханического устройства дозирования вибрационного типа // Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета. – 2007. – С. 74–75.

4. Гроссман Н.Я., Шнырев Г.Д. Автоматизированные системы взвешивания и дозирования. – М.: Машиностроение, 1988. – 294 с.

5. Гудвин Г.К., Гребе С.Ф., Сальгадо М.Э. Проектирование систем управления. – М., 2004. – 912 с.

6. Карпин Е.Б. Средства автоматизации для измерения и дозирования массы. – М.: Машиностроение, 1971.

7. Катальмов А.В., Любартович В.А. Дозирование сыпучих и вязких материалов. – Л.: Химия, 1990. – 240 с.

8. Осадчий В.В. Уточнение взаимосвязей и параметров электромеханической системы дозирования вибрационного типа // Вісник КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2007. – Вып.4 (45). – Ч. 2. – С. 19–21.

9. Осадчий В.В. Определение мгновенной производительности вибропитателя на основании сигнала с датчика веса в системе дискретного дозирования // Вісник КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2008. – Вып.4 (51). – Ч. 2. – С. 91–93.

10. Осадчий В.В., Садовой А.В. Идентификация передаточной характеристики вибропитателя в процессе дискретного весового дозирования // Електроінформ. Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика». – 2009. – С. 329–330.

11. Потураев В.Н., Франчук В.П., Червоненко А.Г. Вибрационные транспортирующие машины. – М.: Машиностроение, 1964. – 272 с.

Надійшла 26.02.2010

УДК 621.317

И.А.Брагинец, канд.техн.наук, **Е.А.Зайцев**, **А.Г.Кононенко**, канд.техн.наук, **Ю.А.Масюренко**, канд.техн.наук, **А.Д.Ниженский**, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

ПРИМЕНЕНИЕ КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В ЧАСТОТНО-ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАЛЬНОМЕРНЫХ СИСТЕМАХ

Рассмотрен алгоритм цифровой обработки выходной величины частотно-фазовых дальномерных систем, позволяющий уменьшить случайную погрешность измерения расстояния, обусловленную действием широкополосных помех.

Розглянуто алгоритм цифрової обробки вихідної величини частотно-фазових далекомірних систем, який дозволяє зменшити випадкову похибку вимірювання відстані, обумовлену дією широкополосних завад.

Одним из основных преимуществ рассмотренных нами ранее лазерных частотно-фазовых дальномерных систем [1,4] является возможность их работы в «радарном» режиме, т.е. при наличии нескольких диффузно-отражающих объектов. Упрощенная структурная схема такой системы [4]

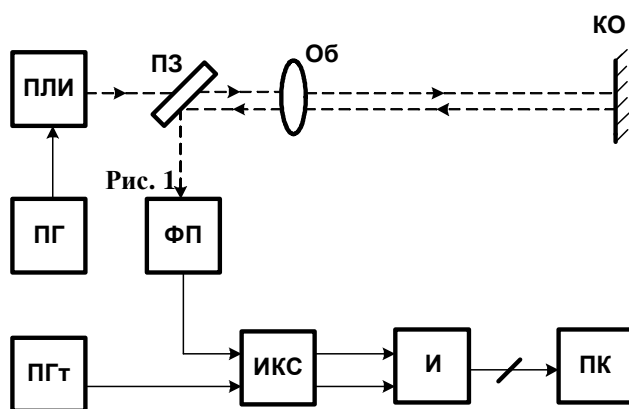


Рис. 1

показана на рис. 1, где ПЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; ПГ – перестраиваемый по частоте генератор напряжений; ПЗ – полупрозрачное зеркало; Об – объектив; КО – контролируемый объект; ФП – фотоприемник; ПГт – перестраиваемый по частоте гетеродин; ИКС – измеритель квадратурных составляющих выходного сигнала ФП; И – интерфейс; ПК – персональный компьютер.

С помощью ПГ, в качестве которого используется цифровой синтезатор частоты, частота модуляции лазерного излучателя f_m увеличивается дискретно в диапазоне 25...100 МГц в соответствии с выражением

$$f_m(i) = f_0 + \Delta f \cdot i, \quad (1)$$

где f_0 – начальное значение частоты модуляции;

Δf – приращение частоты модуляции за один шаг дискретизации; i – целое число, $i=1...200$.

На каждой частоте модуляции вычисляется фазовый сдвиг огибающей отраженного от КО и принятого ФП светового излучения

$$\varphi(i) = \arctg \frac{A1(i)}{A2(i)}, \quad (2)$$

где $A1(i)$ и $A2(i)$ – квадратурные составляющие выходного сигнала ФП. Вычисление $\varphi(i)$ осуществляется ПК по результатам измерений $A1(i)$ и $A2(i)$, полученных с помощью ИКС и переданных в ПК посредством интерфейса И. В соответствии с [4] нормированная по амплитуде выходная величина рассматриваемой системы, работающей по описанному выше закону изменения частоты модуляции, определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \sin \varphi(i). \quad (3)$$

Частота $U_{\text{вых}}$ зависит от значения измеряемого расстояния [4]. Например, при указанных в [4] численных данных параметров преобразования измеряемому расстоянию $L_x=4$ м соответствует два периода колебаний выходной величины за интервал наблюдения T_0 , причем численное значение периода T этих колебаний соответствует 100 выборкам исследуемого сигнала. Таким образом, оценив частоту $U_{\text{вых}}$, можно определить значение измеряемого расстояния.

Изменение частоты модуляции может осуществляться и по треугольному закону [2]. Преобразовательные процессы в такой системе иллюстрируются на рис. 2, а, б. Алгоритм определения выходной величины системы остается таким же, как и при линейном законе изменения частоты модуляции. Исключение состоит только в том, что при оценке фазовых сдвигов $\varphi(i)$ в течение интервала

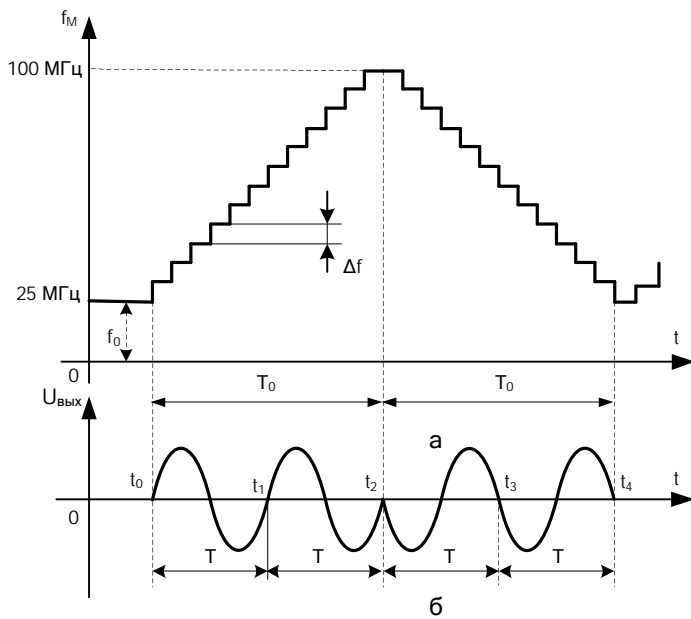


Рис. 2

времени от момента t_2 до момента t_4 фазовый сдвиг опорных квадратурных напряжений изменяется на 180° . В зависимости от области применения частотно-фазовых лазерных дальнометрических систем актуальной задачей при их разработке является повышение точности измерения за счет уменьшения случайной погрешности из-за влияния широкополосных помех при ограниченном времени измерения. Такая задача возникает, например, при использовании дальнометрических систем для контроля профиля конверторов и ковшей в металлургической промышленности или для определения расстояний до вращающихся объектов.

В данном случае уменьшение случайной погрешности за счет усреднения результатов отдельных измерений неприемлемо, поскольку это удлиняет время всего измерения. В связи с этим с целью уменьшения случайной погрешности в частотно-фазовых дальнометрических системах представляет интерес оценить возможность применения методов оптимальной фильтрации. Рассмотрим это с учетом применения треугольного закона изменения частоты модуляции, так как по сравнению с линейным законом при том же времени измерения последний обеспечивает меньшее значение случайной погрешности. Если начальная фаза исследуемых колебаний известна, то отклонение их частоты при воздействии помех на значение $\Delta\omega$ относительно частоты опорных гармонических колебаний может быть найдено в соответствии с алгоритмом обработки сигналов, который иллюстрируется блок-схемой рис. 3. Управляемым генератором УГ формируются опорные гармонические напряжения $U_{\text{оп}}$ и $U'_{\text{оп}}$. Напряжение $U_{\text{оп}}$ синфазно со входным сигналом U_x , а $U'_{\text{оп}}$ – сдвинуто на 90° . При неравенстве частот U_x и $U_{\text{оп}}$ на выходе вычитающего устройства ВУ возникает разностное напряжение ΔU_ω . Это напряжение

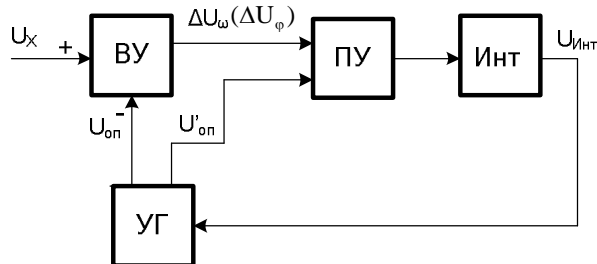


Рис. 3

перемножается с $U'_{\text{оп}}$ (ПУ – перемножающее устройство), а результат произведения интегрируется в течение заданного интервала времени интегратором Инт. Выходное напряжение $U_{\text{инт}}$ интегратора Инт, пропорциональное $\Delta\omega$, используется для перестройки частоты опорных напряжений $U_{\text{оп}}$ и $U'_{\text{оп}}$. Как показано в [7], рассмотренный алгоритм обработки сигналов позволяет произвести оптимальную оценку отклонения по частоте $\Delta\omega$ при воздействии широкополосных помех.

Отличием решаемой нами задачи от упомянутой выше является цифровой алгоритм обработки полученных данных и необходимость учета закона изменения частоты модуляции, что, как будет показано далее, приводит к нелинейному изменению выходной величины устройства (рис. 3) в зависимости от времени интегрирования. В рассматриваемом случае начальный фазовый сдвиг исследуемого сигнала φ_0 определяется в процессе измерительно-вычислительной обработки выходной величины дальномерной системы [2], а не является априорно известным. Таким образом, ставится задача разработки квазиоптимального алгоритма оценки частоты сигнала, пропорциональной измеряемому состоянию.

Сначала найдем значение выходного напряжения $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт (рис. 3), для чего представим исследуемые колебания в виде

$$U_x = U_1 \sin(\omega t + \varphi_0 + \Delta\omega t); \quad U_{\text{он}} = U_2 \sin(\omega t + \varphi_0); \quad U'_{\text{он}} = U_2 \cos(\omega t + \varphi_0), \quad (4)$$

где U_1 и U_2 – амплитудные значения колебаний (для упрощения последующего анализа примем $U_1=U_2=1$).

Тогда значение разностного сигнала

$$\Delta U_{\omega} = U_x - U_{\text{он}} = \sin(\omega t + \varphi_0) \cos \Delta\omega t - \sin(\omega t + \varphi_0) + \cos(\omega t + \varphi_0) \sin \Delta\omega t. \quad (5)$$

Поскольку $\Delta\omega/\omega = 1$, то (5) после преобразования можно представить в виде

$$\Delta U_{\omega} = \cos(\omega t + \varphi_0) \sin \Delta\omega t. \quad (6)$$

Выходное напряжение $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт

$$U_{\text{Инт}} = \int_0^{nT} \Delta U_{\omega} \cdot U'_{\text{он}} \cdot dt = \int_0^{nT} \frac{1 + \cos(2\omega t + \varphi_0)}{2} \sin \Delta\omega t \cdot dt, \quad (7)$$

где T – период выходной величины дальномерной системы, а n – целое число, $n=1 \dots n_m$. Значение n_m определяется количеством периодов выходной величины системы за весь цикл модуляции лазерного излучения.

Найдем значение $U_{\text{Инт}}$ на примере измерения расстояния, равного примерно 4 м. В этом случае, как показано в [2], при выбранных численных значениях параметров преобразовательного процесса $n_m=4$ (рис. 2, б). Тогда на основании (7) в момент времени t_1 (рис. 2, б) выходное напряжение интегратора равно

$$U_T = \int_0^T \frac{1 + \cos(2\omega t + \varphi_0)}{2} \sin \Delta\omega t \cdot dt. \quad (8)$$

При указанном выше условии ($\Delta\omega/\omega = 1$), учитывая, что в относительных единицах ($\omega = 1$) период $T = 2\pi$, из (8) с достаточной для практики точностью получим

$$U_T = (1 - \cos \Delta\omega T) / 2\Delta\omega = \pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (9)$$

Очевидно, что выходное напряжение интегратора в момент времени t_2 (рис. 2, б) равно

$$U_{2T} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (10)$$

Выходное напряжение интегратора Инт в момент времени t_3 (рис. 2, б) может быть оценено по формуле

$$U_{3T} = U_{2T} + U_{\Delta\omega} + U_{\Delta\varphi}, \quad (11)$$

где $U_{\Delta\omega}$ и $U_{\Delta\varphi}$ – приращения выходного напряжения за временной интервал от момента t_2 до момента t_3 , обусловленные соответственно отклонением частоты на значение ($-\Delta\omega$) и разностью фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ сравниваемых сигналов.

Значение $U_{\Delta\omega}$ с учетом (9) равно

$$U_{\Delta\omega} = -U_T = -\pi^2 \cdot \Delta\omega, \quad (12)$$

а $U_{\Delta\varphi}$ можно определить в результате обработки исследуемых колебаний (4) в соответствии с алгоритмом, показанным на рис. 3. В этом случае исследуемые колебания (4) запишем в виде (для простоты анализа примем $\varphi_0 = 0$):

$$U_x = \sin(\omega t + \Delta\varphi); \quad U_{\text{он}} = \sin \omega t; \quad U'_{\text{он}} = \cos \omega t. \quad (13)$$

Тогда разность $\Delta U_\varphi = U_x - U_{оп}$, учитывая, что $\Delta\varphi = 1$, может быть представлена выражением

$$\Delta U_\varphi; \cos \omega t \cdot \sin \Delta\varphi, \quad (14)$$

а приращение напряжения $U_{\Delta\varphi}$ на выходе интегратора

$$U_{\Delta\varphi} = \int_0^T U'_{оп} \cdot \Delta U_\varphi \cdot dt = \Delta\varphi \cdot \pi. \quad (15)$$

В выражении (15) $\Delta\varphi = 2T \cdot \Delta\omega = 4\pi \cdot \Delta\omega$. Тогда

$$U_{\Delta\varphi} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (16)$$

На основании найденных выше значений $U_{\Delta\omega}$ и $U_{\Delta\varphi}$, приняв во внимание (10), получим

$$U_{3T} = 7\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (17)$$

По аналогичной методике можно оценить выходное напряжение $U_{Инт}$ интегратора Инт (рис. 3) в момент времени t_4 (рис. 2, б)

$$U_{4T} = U_{3T} + U_{\Delta\omega} + U'_{\Delta\varphi}, \quad (18)$$

где $U'_{\Delta\varphi}$ – приращение выходного напряжения за временной интервал от момента t_3 до момента t_4 , обусловленное разностью фазовых сдвигов сравниваемых сигналов. Используя (12) и (17), а также с учетом того, что значение $U'_{\Delta\varphi}$ определяется выражением (15), в котором $\Delta\varphi = T \cdot \Delta\omega = 2\pi \cdot \Delta\omega$, напряжение U_{4T} равно

$$U_{4T} = 8\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (19)$$

Как указывалось, в предлагаемом варианте квазиоптимального фильтра осуществляется цифровая обработка исследуемых сигналов. В этом случае напряжения (4) могут быть представлены в виде (с учетом допущения, что $U_1 = U_2 = 1$)

$$U_x(i) = \sin(\omega i + \varphi_0 + \Delta\omega i); \quad U_{оп}(i) = \sin(\omega i + \varphi_0); \quad U'_{оп}(i) = \cos(\omega i + \varphi_0), \quad i = 1..400. \quad (20)$$

Тогда при определении выходного напряжения устройства (рис. 3), используемого для перестройки частоты опорных напряжений, операция интегрирования может быть заменена операцией суммирования отдельных выборок. Например, указанное напряжение в момент времени t_1 (рис.2, б) равно

$$U'_T = \sum_{i=1}^{100} \Delta U(i) \cdot U'_{оп}(i) \cdot f_b(i), \quad (21)$$

где $\Delta U(i) = U_x(i) - U_{оп}(i)$; $f_b(i)$ – выделяющая функция, $f_b(i) = \sin^2(\pi \cdot i / 100)$ [3].

Аналогично определяются значения выходного напряжения устройства в моменты времени t_2 , t_3 и t_4 , что соответствует общему объему выборок соответственно 200, 300 и 400. При этом с учетом треугольного закона изменения частоты модуляции для интервалов времени от t_2 до t_4 входной сигнал в (20) записывается в виде

$$U_x(i) = \sin(\omega i - \varphi_0 - \pi + \Delta\omega i). \quad (22)$$

Найденные путем численного моделирования с использованием (20)...(22) значения выходного напряжения рассмотренного устройства в моменты времени t_1 , t_2 , t_3 и t_4 с достаточной для данного случая точностью (погрешность не более 10 %) совпадают со значениями, оцененными аналитически для аналогового варианта устройства. Поэтому на основании (9), (10), (17) и (19) указанные значения выходного напряжения равны

$$U'_T = \pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{2T} = 4\pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{3T} = 7\pi^2 \cdot \Delta\omega; \quad U'_{4T} = 8\pi^2 \cdot \Delta\omega. \quad (23)$$

Полагаем, что дисперсия напряжения на выходе интегратора Инт (рис. 3) из-за влияния широкополосных помех при суммировании выборок возрастает так же, как и в результате интегрирования аналоговых сигналов [5]. Другими словами, значения последней в моменты времени t_2 , t_3 и t_4 можно представить в виде

$$D_{2T} = 2D_T; \quad D_{3T} = 3D_T; \quad D_{4T} = 4D_T, \quad (24)$$

где D_T – дисперсия выходного напряжения $U_{\text{Инт}}$ интегратора Инт, полученного при суммировании 100 выборок (20), соответствующих одному периоду T выходной величины системы.

Результирующее значение выходного напряжения устройства оценим по его значениям в моменты времени t_1, t_2, t_3 и t_4 в соответствии с методикой взвешенного среднего [6], реализующей по сути известный метод наименьших квадратов. В этом случае среднее значение выходного напряжения m_{cp} равно

$$m_{\text{cp}} = \frac{\sum_{j=1}^4 g_j \cdot U_j}{\sum_{j=1}^4 g_j}, \quad (25)$$

где j – целые числа от 1 до 4; g_j – весовые коэффициенты при объединении результатов измерения выходного напряжения в моменты времени t_1, t_2, t_3 и t_4 , а U_j – значения этого напряжения в указанные моменты времени (23).

Значения g_j могут быть определены по формуле [6]

$$g_j = (U_j)^2 / D_j, \quad (26)$$

где D_j – дисперсия U_j .

Если принять $g_1=1$, то в соответствии с (23), (24) и (26) можно найти значения остальных коэффициентов: $g_2=8$; $g_3=16,33$; $g_4=16$. В этом случае среднее значение выходного напряжения оптимального фильтра на основании (25)

$$m_{\text{cp}} = (U_T' + 8U_{2T}' + 16,33U_{3T}' + 16U_{4T}') / 41,33. \quad (27)$$

После подстановки в (27) значений U_T', U_{2T}', U_{3T}' и U_{4T}' из (23), получим

$$m_{\text{cp}} = 6,66\pi^2 \Delta\omega. \quad (28)$$

Вычисленное среднее значение используется для перестройки частоты управляемого генератора УГ (рис. 3), которая является информативной величиной в частотно-фазовых дальномерных системах.

Таким образом, выражение (27) реализует линейное оценивание среднего значения выходного напряжения оптимального фильтра по результатам его отдельных измерений методом наименьших квадратов с учетом априорных данных о законе изменения частоты модулирующего напряжения. В результате численного моделирования установлено, что применение предлагаемой методики обработки сигналов и последующих вычислений позволяет уменьшить случайную погрешность измерения частоты (а, следовательно, и расстояния) примерно в 1,6 раза по сравнению с ее оценкой, основанной на измерении разности фазовых сдвигов при различном времени осреднения ($2T$ и $4T$) [2]. В последнем случае одновременно определяется и значение начального фазового сдвига φ_0 , используемого при окончательной вычислительной обработке. Очевидно, что здесь имеет место случайная погрешность в оценке φ_0 . Подстановка точного значения φ_0 показала, что случайная погрешность измерения частоты в этом случае может быть уменьшена в 2 раза, что соответствует условиям полной априорной определенности данных.

1. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение фазово-частотного метода измерения расстояний в лазерной дальнометрии // Техн. електродинаміка. – 2004. – № 6. – С. 56–59.

2. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Фазово-частотные лазерные дальнометры с треугольным законом частотной модуляции // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 6. – С. 70–74.

3. Грибанов Ю.И., Мальков В.Л. Спектральный анализ случайных процессов. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.

4. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 65–70.

5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1974. – 552 с.

6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

7. Van Trees. Detection, Estimation and Modulation theory, part 1. – John Wiley and Inc. USA: 2001. – 690 p.

Надійшла 17.11.2009

ОБРАБОТКА ДАННЫХ 2D-МОНИТОРИНГА МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ В СИСТЕМАХ ДИАГНОСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Рассматриваются вопросы перевыборки дискретных данных двумерного (2D) мониторинга магнитных полей. Представлен метод двумерной интерполяции на регулярной сетке с применением алгоритма одномерной кубической сплайн-интерполяции. Предложен новый алгоритм квантования данных и отображения изолиний параметрических полей с помощью обратной кубической сплайн-интерполяции. Приведены примеры изображений, полученных в результате моделирования работы алгоритмов.

Розглянуто питання перевибірки дискретних даних двовимірного (2D) моніторингу магнітних полів. Представлено метод двовимірної інтерполяції на регулярній сітці із застосуванням алгоритму одновимірної кубічної сплайн-інтерполяції. Запропоновано новий алгоритм квантування даних і відображення ізоліній параметричних полів за допомогою зворотної кубічної сплайн-інтерполяції. Наведено приклади зображень, отриманих в результаті моделювання роботи алгоритмів.

Непрерывный контроль электрических машин, основанный на мониторинге магнитных полей, в настоящее время реализуют с помощью одного или нескольких измерительных преобразователей, расположенных в различных точках объекта наблюдения. Методы обработки измерительной информации, как правило, сводятся к спектральному анализу временных данных и применению алгоритмов классификации выделенных из спектров отдельных составляющих или их групп, удовлетворяющих некоторому набору априорных сведений [9, 18, 19].

В ряде случаев для ранней диагностики неисправностей электрических машин могут найти применение также и методы, использующие сведения о пространственном распределении магнитной индукции, например, в рабочем зазоре машины. Ограниченное количество первичных преобразователей, устанавливаемых в наблюдаемой области объекта, может привести к потере тонких различий в пространственном распределении измеряемой индукции. С подобными проблемами связано и отображение полей систем с постоянными магнитами или других полей, каждой точке которых можно поставить в соответствие значение некоторого параметра.

Обработка двумерных изображений распределения магнитной индукции, ее подготовка к дальнейшему анализу динамичных сцен и распознаванию образов предполагает предварительное выявление скрытой информации с одновременным снижением ее избыточности в целом.

Наряду с фильтрацией, корреляционным и спектральным анализом в обработке результатов измерений [6, 7, 8] широко применяются методы приближения функциями последовательностей данных [11, 12]. Интерполяция, являющаяся, по существу, процедурой перевыборки или ресамплинга (resampling) дискретных данных, в системах реального времени требует эффективной по быстродействию и минимизированной по затрачиваемым ресурсам организации вычислительных процедур.

Целью представленной работы является:

- разработка процедуры интерполяции двумерных данных на основе предложенного ранее алгоритма одномерной интерполяции кубическими сплайнами [5];
- прямое решение обратной задачи одномерной кубической интерполяции, разработка алгоритма использования полученного решения для ресамплинга данных, полученных в дискретные моменты времени или измерением в отдельных точках пространства, в набор данных, квантованных по уровню;
- разработка процедуры синтеза на плоскости изолиний индукции магнитного поля для дальнейшего использования в системах диагностики электрических машин;
- программная реализация и тестирование разработанных алгоритмов.

Общие принципы двумерной сплайн-интерполяции рассмотрим на примере данных, полученных при дискретном сканировании с шагом 3 мм в прямоугольной системе координат фрагмента поверхности многополюсной магнитной системы с постоянными магнитами (рис. 1, а). Эти же

результаты измерений использованы и для демонстрации программной реализации разработанных алгоритмов обратной информации.

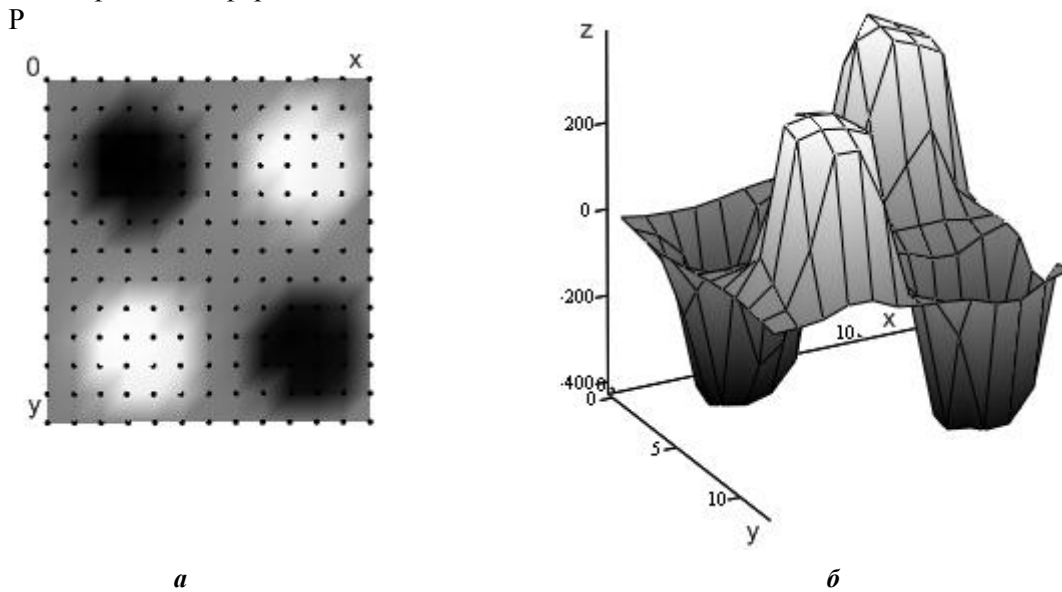


Рис. 1

Задача ресамплинга двумерных данных может быть решена с использованием линейных и нелинейных аппроксимирующих функций. Преобразованные с помощью билинейной интерполяции [19] данные показаны на рис. 1, б. Этот способ интерполяции основан на линейных функциях с двумя независимыми переменными, определенных внутри каждой ячейки сетки таким образом, что в узлах сетки они принимают значения исходных данных. Простота реализации билинейной интерполяции обеспечивает высокое быстродействие, однако, при невысокой точности и разрывности производной в узлах исходной сетки данных. Значительно более высокую точность и непрерывность первых производных и смешанных вторых обеспечивает интерполяция бикубическими сплайн-функциями [13].

Если одномерная сплайн-функция записывается в виде [2, 3]

$$S_i(x) = a_3^i x^3 + a_2^i x^2 + a_1^i x + a_0^i = \sum_{k=0}^3 a_k^i \cdot x^k, \quad (1)$$

то двумерная сплайн-функция для некоторой ячейки (i, j) исходной сетки определится выражением

$$S_{ij}(x, y) = \sum_{k=0}^3 \sum_{l=0}^3 a_{k,l}^{(ij)} \cdot x^k \cdot y^l, \quad (2)$$

где $i=0,1,\dots, M-1, j=0,1,\dots, N-1, M, N$ – число узлов по каждой из координат x, y параметрического поля, соответственно.

Двумерные сплайны можно представить в виде линейной функции конечного числа линейно независимых параметров – значений его частных производных в узлах сетки. Выбор этих параметров – «определяющих значений» – осуществляется не единственным образом. Для некоторых наборов определяющих значений единственность бикубических интерполяционных сплайнов следует из единственности в одномерном случае [1].

Как следует из (2) для определения шестнадцати неизвестных коэффициентов $a_{k,l}^{(ij)}$ необходимо иметь шестнадцать независимых уравнений, которые могут быть составлены из начальных условий. Ими могут быть, например, четыре значения функции в узлах интерполируемой ячейки и восемь значений частных производных в этих узлах, дополненные еще четырьмя значениями второй смешанной производной по каждому из направлений в тех же узлах [13, 17]. Частные и смешанные производные определяются дифференцированием выражения (2) и подстановкой координат узлов ячейки интерполяции, что приводит к системе линейных алгебраических уравнений, решениями которых являются значения коэффициентов $a_{k,l}^{ij}$. Эти коэффициенты одинаковы для всех точек интерполяции в рассматриваемой ячейке (i, j) . В ряде случаев, к которым можно отнести и большинство практических задач, связанных с мониторингом магнитных потоков электрических

машин, неизвестные коэффициенты определяются методом выделения двух областей регулярной сетки исходных данных [17]. Одна из них – область интерполяции данных, представляющая собой квадрат со сторонами, равными единице (ячейка регулярной сетки), а другая – описывающий ее квадрат со сторонами, равными четырем единицам шага исходной сетки (рис. 2). Общее число узлов, образующих обе выделенные области регулярной сетки исходных данных, равно 16. Угловые узлы внутреннего квадрата имеют следующие координаты: (0, 0); (1, 0); (0, 1); (1, 1), а внешнего – (-1, -1); (2, -1); (-1, 2); (2, 2). Такой путь определения неизвестных коэффициентов системы алгебраических уравнений свободен от необходимости вычислять значения производных в узлах ячейки.

Другой метод двумерной сплайн-интерполяции основан на применении алгоритмов и процедур одномерной интерполяции. Для выявления связи между одномерными и двумерными сплайнами уравнение (2) записывается в виде [7]

$$S_{ij}(x, y) = \sum_{l=0}^3 \left(\sum_{k=0}^3 a_{k,l}^{(ij)} \cdot x^k \right) \cdot y^l = \sum_{k=0}^3 \left(\sum_{l=0}^3 a_{k,l}^{(ij)} \cdot y^l \right) \cdot x^k . \quad (3)$$

Возможность группировки во внутренней сумме произведений коэффициентов и одной из независимых переменных показывает, что для внешней суммы внутренняя представляется таким же коэффициентом для другой независимой переменной, что свидетельствует о возможности расщепления двумерной интерполяции на две процедуры с одномерной интерполяцией по отдельным направлениям.

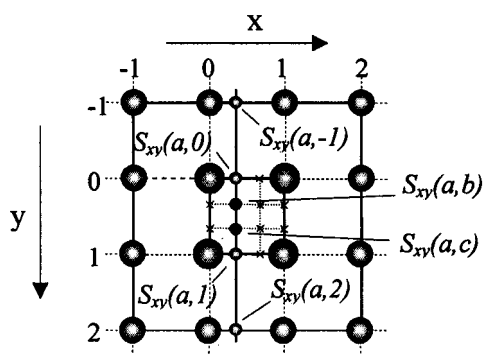


Рис. 2

Бикубическая интерполяция, использующая одномерные кубические сплайны, является основой различных алгоритмов и программных средств для обработки изображений [13]. Разумеется, что и в алгоритмах последовательной бикубической интерполяции необходимо использовать область из шестнадцати узлов. При этом сами процедуры одномерной интерполяции можно организовать так, как это показано на рис. 2.

Для определения сплайн-функции в точке, удовлетворяющей условиям $x = a$, $y = b$, $0 \leq a \leq 1$ и $0 \leq b \leq 1$, сначала вычислим значения одномерных кубических сплайн-функций $S_{xy}(a, -1)$, $S_{xy}(a, 0)$, $S_{xy}(a, 1)$, $S_{xy}(a, 2)$ с фиксированным $x = a$ и всеми значениями $y = -1 \dots 2$ рассматриваемой области.

Тогда, например, точка $S_{xy}(a, -1)$ определится значением одномерной сплайн-функции, проведенной в направлении оси x через узлы (-1,-1), (0,-1), (1,-1), (2,-1).

Далее, теперь уже в направлении оси y , проводим вторую сплайн-функцию, проходящую через точки $S_{xy}(a, -1)$, $S_{xy}(a, 0)$, $S_{xy}(a, 1)$, $S_{xy}(a, 2)$. Она определяет значения интерполирующей функции $S_{xy}(a, b)$ $S_{xy}(a, c)$ в точках, принадлежащих ячейке рассматриваемой области.

Очевидно, что исходя из единственности одномерной кубической сплайн-функции, все точки одномерной сплайн-функции, для которых $x = a$, и вне ячейки будут принадлежать интерполирующей поверхности S_{xy} . Кроме того, только область, содержащая не менее четырех узлов по каждому из направлений, обеспечивает единственное решение для интерполирующей поверхности. Учитывая эти обстоятельства, можно заключить, что в случае мониторинга магнитных и других параметрических полей, когда данные поступают от отдельных сенсоров или матрицы сенсоров, или в результате пространственного сканирования и имеют небольшие объемы, для их обработки могут быть использованы простые алгоритмы, реализующие последовательный подход к решению двумерной задачи бикубической интерполяции. Это позволит получать значения интерполирующей функции во всех точках второй, интерполирующей, сетки данных по обоим направлениям интерполяции. Именно таким образом выполнена интерполяция в равномерной сетке с шагом 0,75 мм для данных, показанных на рис. 1.

На рис. 3, а показаны результаты интерполяции данных по направлению оси x . Полная перевыборка данных в результате бикубической интерполяции сплайнами показана на рис. 3, б. Здесь программная реализация обработки двумерных данных осуществляется последовательным применением по каждому направлению сканирования алгоритма для аппроксимации и интерполяции кусочно-полиномиальной системой кубических сплайнов одномерных данных [5], в котором

системная матрица замещается вектором. Такое замещение возможно в случае выполнения условий непрерывности производных кубической сплайн-функции

$$S_i(x) = A_i x^3 + B_i x^2 + C_i x + D_i \quad (4)$$

и в равенстве его значений аппроксимируемой функции в точках задания последней x_0, \dots, x_{N-1} . Основные положения одномерной интерполяции данных кубическими сплайнами и содержание разработанного алгоритма заключаются в следующем.

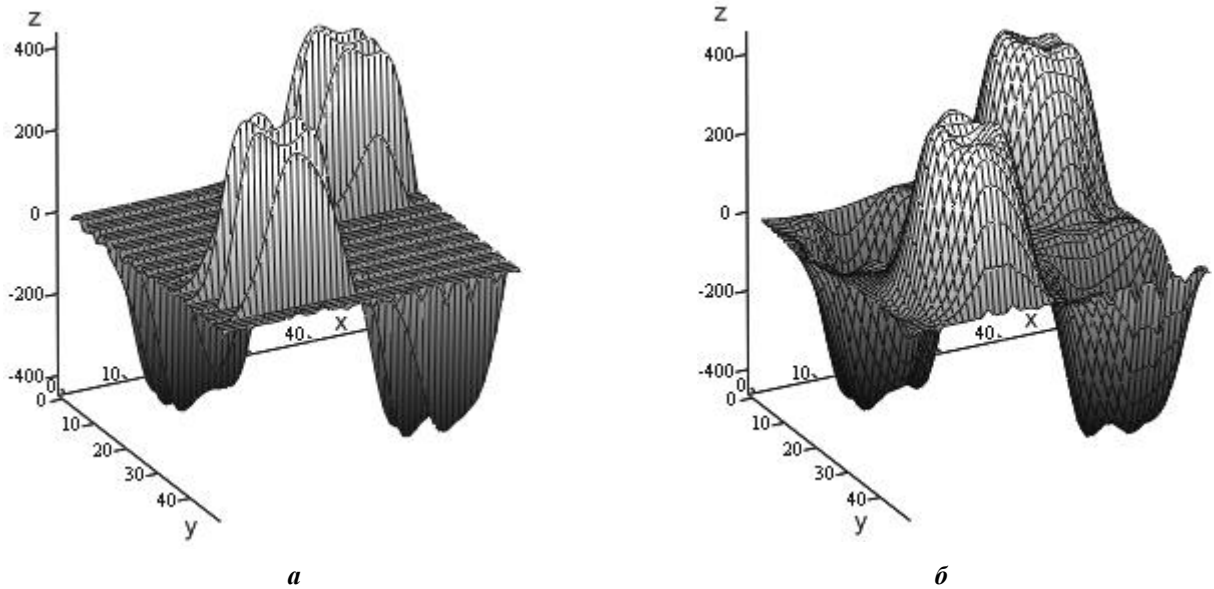


Рис. 3

Интерполяция кубическими сплайнами основана на применении интерполяционного полинома Лагранжа первого порядка ко второй – линейной относительно независимой переменной – производной кубического сплайна [1, 2, 3]. После двукратного интегрирования для каждого i -го интервала интерполирующая функция определится выражением

$$S(x) = \frac{1}{6\Delta x} \cdot \left[(x - x_i) \cdot \left[y''_{i+1} \cdot \left[(x - x_i)^2 - \Delta x^2 \right] + 6y_{i+1} \right] - (x - x_{i+1}) \cdot \left[y''_i \cdot \left[(x - x_{i+1})^2 - \Delta x^2 \right] + 6y_i \right] \right]. \quad (5)$$

В результате преобразований выражение (5) приводим к виду, в котором значения исходной функции в трех точках связаны со значениями ее второй производной в этих же точках

$$y''_{i-1} + 4y''_i + y''_{i+1} = \frac{6}{\Delta x^2} (y_{i-1} - 2y_i + y_{i+1}) \quad \text{для } i = 1 \dots N-1. \quad (6)$$

Дополним выражения (6) нулевыми условиями для вторых производных в начальной x_0 и конечной x_N точках $S''_0(x_0) = y''_0 = 0$, $S''_{N-1}(x_N) = y''_N = 0$ и образуем систему натуральных кубических сплайнов [10].

Система неоднородных линейных алгебраических уравнений (6) может быть представлена произведением несингулярной симметричной трехдиагональной матрицы системы \mathbf{A} ($N-2 \times N-2$) со строгой диагональной доминантой и вектора неизвестных z -значений второй производной y''_i . Правая часть является вектором r , элементы которого определяются из правой части (6) значениями последовательности данных. Такая система уравнений совместна и определена, т.е. имеет однозначное решение

$$\begin{pmatrix} 4 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 4 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \ddots & \ddots & \ddots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 4 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 4 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} y''_1 \\ y''_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ y''_{N-2} \\ y''_{N-1} \end{pmatrix} = \frac{6}{\Delta x^2} * \begin{pmatrix} y_0 - 2y_1 + y_2 \\ y_1 - 2y_2 + y_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ y_{N-3} - 2y_{N-2} + y_{N-1} \\ y_{N-2} - 2y_{N-1} + y_N \end{pmatrix}. \quad (7)$$

В [5] показано, что системная матрица через ее представление в виде произведения нижнетреугольной матрицы и верхнетреугольной матрицы, диагональные коэффициенты которой равны единице, преобразуется к простейшему виду и далее трансформируется в вектор-столбец (для $N = 6$)

$$\mathbf{v} = (0.2500000 \quad 0.2666667 \quad 0.2678571 \quad 0.2679426 \quad 3.7320574)^T \quad (8)$$

Такие же преобразования применяются и к правой части уравнения (7). Рекурсивный алгоритм расчета значений вектора, заменяющего системную матрицу, весьма прост. Значения элементов вектора могут определяться как на стадии создания системного программного обеспечения, так и выполнением процедуры в реальном времени. Собственно определение интерполированных значений по формуле (5) предусматривает определение номера интервала i для заданного значения независимой переменной $x \in [x_i, x_{i+1}]$, а решение системы неоднородных линейных алгебраических уравнений (7) выполняется методом исключения Гаусса по разложению Холецкого [13, 1].

Другой задачей, связанной с ресамплингом данных, является преобразование дискретизированных во времени аналоговых сигналов в квантованные по уровню. Эта задача, которую иногда называют обратной интерполяцией (inverse interpolation), имеет решения как для интерполяционных полиномов Лагранжа [16], так и для одномерных кубических сплайнов [14, 15]. В тех случаях, когда обрабатываются одномерные выборки с небольшим числом элементов, решение задачи обратной интерполяции кусочно-полиномиальной системой кубических сплайнов можно найти из кубического уравнения, обратного интерполирующей функции (5), которое записывается алгебраическим уравнением третьей степени

$$a_i x^3 + b_i x^2 + c_i x + d_i = 0, \quad (9)$$

в котором приняты следующие обозначения:

$$a_i = y_{i+1}'' - y_i''; \quad b_i = 3 \cdot (x_{i+1} \cdot y_i'' - x_i \cdot y_{i+1}''); \quad c_i = 6 \cdot (z_{i+1} - z_i) + \Delta x^2 \cdot (y_i'' - y_{i+1}'') - 3 \cdot (x_{i+1}^2 \cdot y_i'' - x_i^2 \cdot y_{i+1}''); \quad (10)$$

$$d_i = \Delta x^2 \cdot (x_i \cdot y_{i+1}'' - x_{i+1} \cdot y_i'') + x_{i+1}^3 \cdot y_i'' - x_i^3 \cdot y_{i+1}'' + 6 \cdot (z_i \cdot x_{i+1} - z_{i+1} \cdot x_i - s_k \cdot \Delta x); \quad \Delta x = x_{i+1} - x_i.$$

Нахождение корней кубического уравнения (9) возможно как с помощью итерационных алгоритмов, так и путем применения прямых методов нахождения решений. Использованию итерационных методов отдается предпочтение в тех случаях, когда корни имеют близкие значения и объемы выполняемых вычислений велики. В рассматриваемых приложениях возможно использование прямых методов, схемы поиска решений которых приводят к нахождению действительных и комплексных корней для действительных коэффициентов решаемого уравнения. Рассмотрим вкратце метод Виета-Кардано [4].

1. Уравнение (9) нормируется и записывается как

$$x^3 + b_i^N x^2 + c_i^N x + d_i^N = 0, \quad (11)$$

где $b_i^N = b_i/a_i$; $c_i^N = c_i/a_i$; $d_i^N = d_i/a_i$.

2. Для нахождения его корней вычисляются значения двух промежуточных коэффициентов

$$Q = (p_i^N)^2 - q_i^N, \quad R = (p_i^N)^3 - 0,5 p_i^N c_i^N + 0,5 d_i^N, \quad \text{где } p_i^N = b_i^N/3; \quad q_i^N = c_i^N/3. \quad (12)$$

3. Для $R^2 < Q^3$ вычисляются значения трех действительных корней по формулам Виета

$$\alpha = \arccos\left(R \cdot (Q^3)^{-1/2}\right); \quad (13)$$

$$x_{i1} = -2 \cdot \sqrt{Q} \cdot \cos \alpha - p_i^N; \quad x_{i2} = -2 \cdot \sqrt{Q} \cdot \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) - p_i^N; \quad x_{i3} = -2 \cdot \sqrt{Q} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) - p_i^N. \quad (14-16)$$

4. Для $R^2 \geq Q^3$ вычисляют значения одного действительного корня и двух комплексно-сопряженных корней по формуле Кардано [4]. Далее определяются еще два промежуточных коэффициента A и B , которые определяют условие вырождения пары комплексно-сопряженных корней в действительные

$$A = -\text{sign}(R) \cdot \sqrt[3]{|R| + \sqrt{R^2 - Q^3}}; \quad B = \begin{cases} Q/A, & A \neq 0; \\ 0, & A = 0. \end{cases} \quad (17,18)$$

а) при $A \neq B$ действительный корень равен

$$x_{i1} = A + B - p_i^N; \quad (19)$$

пара комплексно-сопряженных корней определится выражением

$$x_{i2,3} = -0,5 \left[(A + B) - i\sqrt{3}(A - B) \right] - p_i^N. \quad (20)$$

б) при $A = B$ вырожденный корень равен

$$x_{i2} = -A - p_i^N. \quad (21)$$

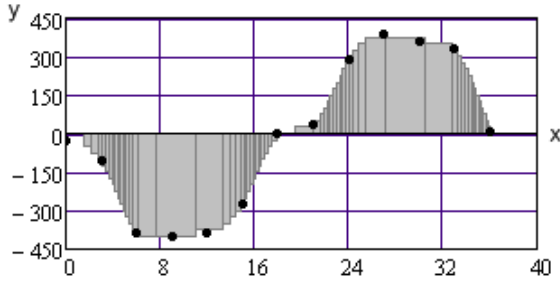


Рис. 4

На рис. 4 показаны результаты ресамплинга с квантованием по уровню одной из строк исходных данных (рис. 1). Заметим, что в этом случае равномерность шага дискретизации по независимой переменной нарушается.

Синтез на плоскости линий равных значений параметра является еще одной задачей, для решения которой может быть использована интерполяция кубическими сплайн-функциями. Ресамплинг с квантованием по уровню вместе с одномерной интерполяцией кубическими сплайнами в 2-D системах обработки данных предоставляет возможность построения изолиний параметрических полей. Подобное преобразование

данных приводит их отображение к виду, более удобному для проведения процедур анализа сцен и распознавания образов в системах мониторинга и диагностики электрических машин и других электроэнергетических объектов. Построение линий с равными значениями параметра исследуемого поля в дискретном представлении можно рассматривать как построение двумерного бинарного массива данных, значение каждого элемента которого определяет его принадлежность фону или некоторой изолинии. Очевидно, что, как и в случае с ресамплингом, связанным с интерполяцией двумерных данных, шаг исходной сетки, как правило, будет слишком большим для того, чтобы дискретные точки фиксированных уровней текущего набора можно было бы рассматривать в качестве элементов изображения отдельных изолиний.

Предварительная одномерная интерполяция данных кубическими сплайн-функциями может быть использована для ресамплинга с целью увеличения числа элементов выборки. Проводя одномерную интерполяцию, данные преобразуем к виду, показанному на рис. 3, а. Для каждой из полученных совокупностей интерполированных значений выполняем по другой оси обратную интерполяцию, определяя таким образом набор координат для точек, в которых интерполированные значения параметров принимают значения фиксированных уровней. Очевидно, что нарушение равномерности шага дискретизации по этой оси требует привязки полученных данных к новой, с меньшим шагом, регулярной сетке. По сути такой массив данных будет представлять собой бинарное изображение формата bmp (bitmap).

На рис. 5 а, б показаны изображения преобразованных таким образом исходных данных (рис. 1, а, б). Одномерная интерполяция выполнялась в направлении оси x , а обратная интерполяция проводилась по оси y через полученные и исходные точки оси x (рис. 5, а). Результат для противоположной последовательности проведения прямой и обратной интерполяций показан на рис. 5, б. Изображения фиксируют потери точек изолиний, в которых касательная к ним приближается к

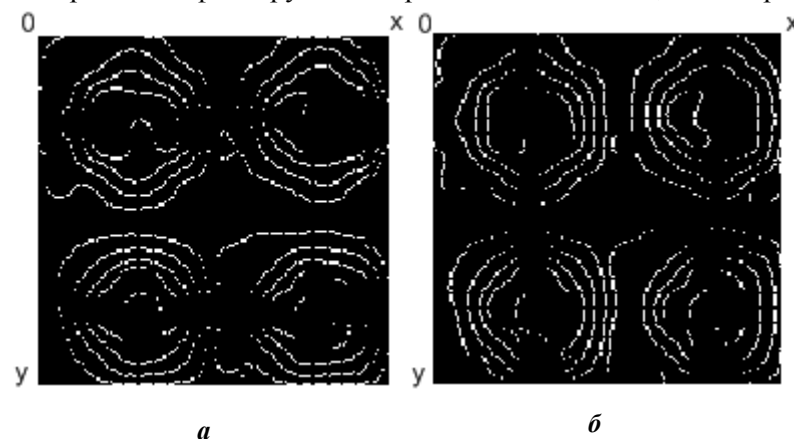


Рис. 5

направлению оси, по которой производилась обратная интерполяция. Очевидно, что наложение изображений, полученных в результате выполнения ресамплинга с инверсией направлений, позволит исключить этот недостаток предлагаемого метода определения изолиний параметрических полей (рис. 6). Предложенный алгоритм обеспечивает преобразование двумерного массива чисел, отражающего значения некоторого параметра в отдель-

ных точках поверхности, в двумерный однобитовый массив, предназначенный для анализа контуров или сплошных объектов, образующих некоторую сцену заданной области исследуемого поля.

Полученные результаты формулируются следующим образом:

- предложена процедура интерполяции двумерных данных на равномерных сетках с помощью разработанного ранее оптимизированного алгоритма одномерной интерполяции кубическими сплайнами;

- описывается решение обратной задачи одномерной интерполяции кубическими сплайнами, позволяющее преобразовать в квантованные по уровню дискретизированные по независимой переменной данные;

- разработана процедура синтеза изолиний индукции магнитного поля – объектов дальнейшей кластеризации;

- приведенные решения и алгоритмы интерполяции программно реализованы; тестирование показало возможность их эффективного применения для предварительной обработки данных в измерительных информационных системах.

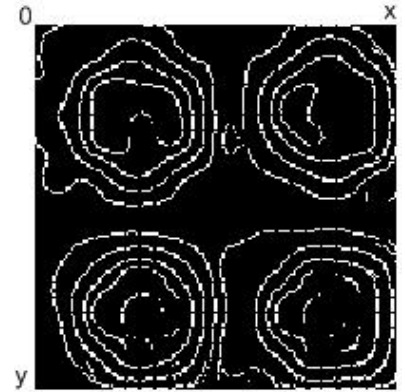


Рис. 6

1. Алберг Дж., Пильсон Э., Уолли Дж. Теория сплайнов и ее приложения. – М.: Мир, 1972. – 320 с.
2. Денисюк В.П., Марченко Б.Г. Сплайны и их приложения в задачах моделирования и обработки измерительных сигналов. – К.: 1995, – 246 с.
3. Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. – М.: Наука, 1980. – 352 с.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1984. – 831 с.
5. Мазманян Р.О. Кубические сплайны в алгоритмах цифровой обработки информации встроенных средств измерительных систем // Техн.электродинамика. – 2007. – №4. – С. 75 – 80.
6. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. – М.: Мир, 1983. – 311 с.
7. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
8. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы. – М.: Мир, 1982. – 428 с.
9. Пат. 6262550 США, МКИ6 G 05 В 23/02. Electrical motor monitoring system and method.
10. Рябенкий В. С. Введение в вычислительную математику. 2-е изд. – М.: Физматлит, 2000, – 296 с.
11. Турчак Л.И., Плотников П.В. Основы численных методов. – М.: Физматгиз, 2002. – 300 с.
12. Формалев В.Ф., Ревизников Д.Л. Численные методы. – Физматгиз, 2004. – 400 с.
13. Шикин Е.В., Плис Л.И. Кривые и поверхности на экране компьютера. Руководство по сплайнам для пользователей. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1996. – 240 с.
14. Alefeld G.E., Potra F.A. Yixsun Shi. Algorithm 748: Enclosing Zeros of Continuous Functions ACM // Transactions on Mathematical Software. – 1995. – Vol. 21 – No. 3. – Pp. 31–39.
15. Criado F., Gachechiladez T., Meladze H. Inverse spline-interpolation for numerically solving a piston problem with isothermic gas compression and constant velocity // Intern. J. of Computur Math. – 1999. – Vol. 71. – Pp. 83–95.
16. Horovitz A.L., Rubel L.A. Rocky Mountain // J. of Mathematics. – 1988. – Vol. 18. – Num. 3.
17. Keys R.G. Cubic Convolution Interpolation for Digital ImageProcessing. // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing. – 1981. – Vol. ASSP-29. – No 6. – Pp. 1153–1160.
18. Lascu C., Boldea I. & Blandjberg F. (2000) A modified direct torque control for induction motor sensorless drive // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. – No. 36(1). – Pp. 122–130.
19. Spät H. Two dimensional spline interpolation algorithms – A. K. Peters, Ltd. Natick, MA, USA, 1995. – 304 p.
20. Vas Peter. Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines. – Clarendon Press, Oxford. – 1993. – 360 p.

Надійшла 09.02.10

А.С.Левицкий, канд.техн.наук, **А.И.Новик**, докт.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТНЫМИ ДАТЧИКАМИ БИЕНИЙ ВАЛОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Проведена оценка погрешности, сопровождающей измерение биения цилиндрической поверхности валов мощных электрических машин. Получены аналитические формулы и графики для расчета погрешности при измерении биения с помощью емкостного датчика с плоским круглым электродом.

Проведено оцінку похибки, що виникає при вимірюванні биття циліндричної поверхні валів потужних електричних машин. Отримано аналітичні формули та графіки для розрахунку похибки при вимірюванні биття за допомогою ємнісного датчика із плоским круглим електродом.

Для нормальной работы мощных электрических машин, в том числе и гидрогенераторов, необходимо контролировать радиальные биения цилиндрических поверхностей вала ротора, обусловленные технологическими погрешностями, возникающими как в процессе изготовления и сборки, так и в процессе эксплуатации, например, при износе подшипников [1]. Широко используемые для измерения биений в автоматическом режиме бесконтактные вихретоковые датчики наряду с преимуществами (простотой, малой стоимостью и небольшими габаритами) имеют существенные недостатки [3, 10]. Главный недостаток заключается в том, что характеристика вихретокового датчика зависит от так называемых «металлургических» свойств материала вала, которые определяются химическим составом и характером термической обработки, особенно поверхностных слоев [10]. Поэтому датчик должен тарироваться соответственно каждому конкретному материалу вала, и в паспорте на каждый датчик должна указываться марка стали, по которой произведено тарирование. Кроме того, показания вихретокового датчика будут искажаться при появлении намагниченности вала, что характерно для электрических машин большой мощности [10].

Все это заставило искать другие методы измерений, при использовании которых отсутствуют вышеперечисленные влияния. В частности, таким является емкостный метод. Канадская фирма VibroSystM для измерений биений валов крупных электромашин разработала специальный емкостный датчик типа PCS-102 [6,8], который входит в состав системы измерения вибрации VibraWatch.

На измерительную характеристику емкостных датчиков не влияют «металлургические» свойства вала или его намагниченность. К тому же, опыты, проведенные сотрудниками фирмы VibroSystM, показали, что при определенных размерах рабочего электрода датчика PCS-102 на точность измерения мало влияют (в отличие от вихретоковых датчиков) микронеровности и царапины контролируемой поверхности. Так, при диаметре рабочего электрода 15–16 мм погрешность измерения биения (двойная амплитуда) как для полированной, так и для неполированной поверхности была примерно одинаковой и составила около 0,003 мм. Погрешность определялась как разница между показаниями образцового контактного датчика микроперемещений и бесконтактного емкостного датчика типа PCS-102. В работе [10] эта погрешность названа «электрическим биением». Для емкостного датчика с плоским круглым рабочим электродом основным фактором, определяющим погрешность, является кривизна поверхности вала, с уменьшением радиуса которой она будет увеличиваться.

Данная работа посвящена расчету составляющей погрешности емкостного датчика биений, обусловленной кривизной контролируемой поверхности.

На рис. 1 показана конструктивная схема датчика, состоящего из круглого плоского рабочего электрода 1, помещенного в изолирующий корпус 2. Вокруг рабочего электрода 1 находится охранный электрод 3, окруженный, в свою очередь, заземленным электродом 4. Торцы электродов 1, 3 и 4 расположены в одной плоскости. Охранный электрод 3, имеющий такой же потенциал, как и рабочий электрод 1, но гальванически не связанный с ним, предназначен для формирования в рабочем зазоре датчика однородного электрического поля с прямыми, параллельными между собой силовыми линиями. Кроме того, охранный электрод служит для устранения паразитной емкости между рабочим

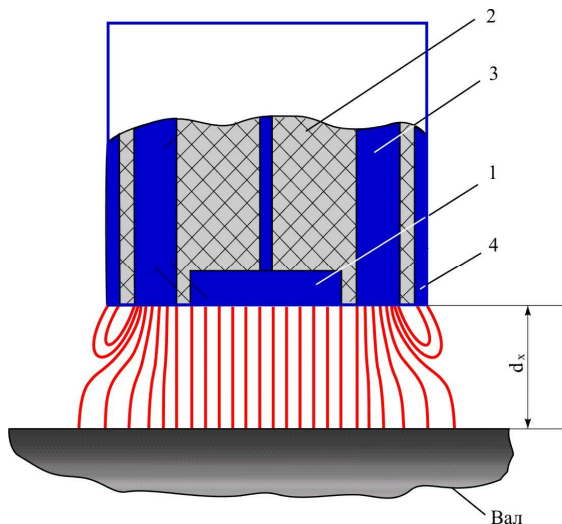


Рис. 1

ность и диапазон измерения датчика зависят от площади рабочего электрода.

Рассчитаем электрическую емкость между рабочим электродом и цилиндрической поверхностью вала. Расчетная схема представлена на рис. 2. Датчик представляет собой конденсатор, у которого одним из электродов является круглая плоская пластина 1 с радиусом r , а вторым – цилиндрическая поверхность заземленного вала 2. Изменяя расстояние d между электродом и валом и фиксируя изменения величины d за один оборот вала, определяют величину биения как разность между наибольшим и наименьшим расстояниями [3].

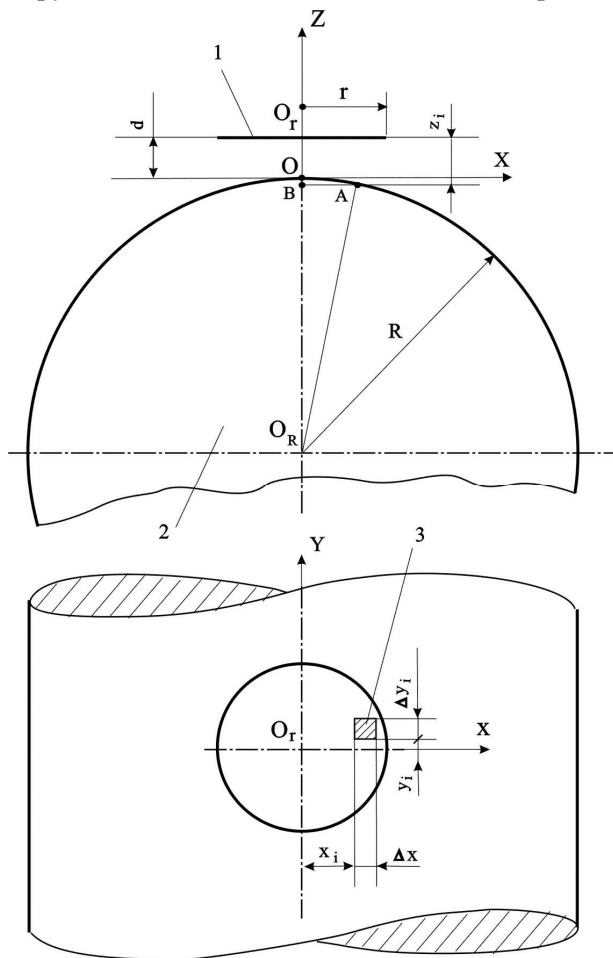


Рис. 2

электродом и землей вне зоны измерения зазора. Экранирующий электрод 4 защищает рабочий и охранной электроды от наводок. Принцип действия датчика основан на измерении электрической емкости между рабочим электродом и валом (рис. 1). Емкость C_x датчика однозначно зависит от расстояния d :

$$C_x = f(d) \quad (1)$$

и в первом приближении обратно пропорциональна этому расстоянию.

Электронный вторичный преобразователь может быть построен так, что его выходное напряжение (или ток) будет пропорционально емкостному сопротивлению датчика, т.е. не емкости C_x , а её обратной величине $1/C_x$ [2]. При этом сигнал U_x на выходе преобразователя при отсутствии кривизны вала будет прямо пропорционален величине d . Чувствительность, точность и диапазон измерения датчика зависят от площади рабочего электрода.

Введем систему координат XYZ с центром O , расположенным на поверхности вала. На пластине-электроре 1 выберем элементарную площадку 3 с бесконечно малыми размерами Δx и Δy .

Используя известную формулу для расчета электрической емкости плоского конденсатора [2], определим емкость между элементарной площадкой размером $\Delta x \times \Delta y$ и электродом 1 с учетом того, что расстояние между ними равно z_i (рис. 2)

$$\Delta C = \varepsilon_0 \varepsilon \Delta x \Delta y / z_i. \quad (2)$$

Учитывая отношения сторон в прямоугольных треугольниках OAB и BAO_R , определим, что

$$z_i = d + R - \sqrt{R^2 - x_i^2}.$$

Тогда

$$\Delta C = \varepsilon_0 \varepsilon \frac{\Delta x \cdot \Delta y}{d + R - \sqrt{R^2 - x_i^2}}. \quad (3)$$

Заменив приращения дифференциалами и учитывая симметрию, определим значение емкости

$$C_x = 4\varepsilon_0 \varepsilon \cdot \int_0^r \int_0^{\sqrt{r^2 - x^2}} \frac{dx \cdot dy}{d + R - \sqrt{R^2 - x^2}} = \\ = 4\varepsilon_0 \varepsilon \cdot \int_0^r \frac{\sqrt{r^2 - x^2}}{d + R - \sqrt{R^2 - x^2}} dx. \quad (4)$$

Для вычисления емкости по формуле (4) найдем неопределенный интеграл, используя программы MATHEMATICA 5.2 и MAPLE 9.5,

$$\int \frac{\sqrt{r^2 - x^2}}{d + R - \sqrt{R^2 - x^2}} dx = -(d + r) \operatorname{Arctg} \left(\frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2}} \right) +$$

$$+(d + R) \cdot \sqrt{\frac{d^2 + r^2 + 2dR}{d(d + 2R)}} \cdot \operatorname{Arctg} \left[x \sqrt{\frac{d^2 + r^2 + 2dR}{d(r^2 - x^2)(d + 2R)}} \right] -$$

$$-\left(-dR^2(d + 2R) \cdot \operatorname{EllipticE} \left[i \operatorname{ArcSinh} \frac{ix}{r}, \frac{r^2}{R^2} \right] \right) -$$

$$-(d^2 + r^2 + 2dR) \cdot \left(d(d + 2R) \cdot \operatorname{EllipticF} \left[i \operatorname{ArcSinh} \frac{ix}{r}, \frac{r^2}{R^2} \right] \right) -$$

$$-(d + R)^2 \operatorname{EllipticPi} \left[-\frac{r^2}{d^2 + 2dR}, i \operatorname{ArcSinh} \frac{ix}{r}, \frac{r^2}{R^2} \right] \Big) / [dR(d + 2R)]. \quad (5)$$

Далее, вычислим (4) как разницу пределов выражения (5) при $x \rightarrow (r - 0)$ и $x \rightarrow +0$. Учитывая при этом, что

$$\lim [x \rightarrow (r - 0)] \left\{ \operatorname{Arctg} \left[\frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2}} \right] \right\} = \operatorname{Arctg} [+\infty] = \frac{\pi}{2},$$

$$\lim [x \rightarrow (r - 0)] \left\{ \operatorname{Arctg} \left[\frac{x \sqrt{d^2 + r^2 + 2dR}}{\sqrt{d(r^2 - x^2)(d + 2R)}} \right] \right\} = \operatorname{Arctg} [+\infty] = \frac{\pi}{2},$$

$$\lim [x \rightarrow +0] \left\{ \operatorname{Arctg} \left[\frac{x}{\sqrt{r^2 - x^2}} \right] \right\} = \operatorname{Arctg} [0] = 0,$$

$$\lim [x \rightarrow +0] \left\{ \operatorname{Arctg} \left[\frac{x \sqrt{d^2 + r^2 + 2dR}}{\sqrt{d(r^2 - x^2)(d + 2R)}} \right] \right\} = \operatorname{Arctg} [0] = 0,$$

получим

$$C_x = 4\varepsilon_0 \varepsilon \cdot \int_0^r \frac{\sqrt{r^2 - x^2}}{d + R - \sqrt{R^2 - x^2}} dx = 4\varepsilon_0 \varepsilon \left\{ \frac{\pi}{2} (d + R) \left(\sqrt{\frac{d^2 + r^2 + 2dR}{d(d + 2R)}} - 1 \right) - \right.$$

$$-\left(-dR^2(d + 2R) \operatorname{EllipticE} \left[i \operatorname{ArcSinh} \left(i, r^2/R^2 \right) \right] - \right.$$

$$-\left(d^2 + r^2 + 2dR \right) \left(d(d + 2R) \cdot \operatorname{EllipticF} \left[i \operatorname{ArcSinh} \left(i, r^2/R^2 \right) \right] - \right.$$

$$\left. \left. - (d + R)^2 \cdot \operatorname{EllipticPi} \left[-\frac{r^2}{d^2 + 2dR}, i \operatorname{ArcSinh} \left(i, r^2/R^2 \right) \right] \right) \right\} / (dR(d + 2R)) +$$

$$+\left(-dR^2(d + 2R) \cdot \operatorname{EllipticE} \left[i \operatorname{ArcSinh} \left(0, r^2/R^2 \right) \right] - \right.$$

$$\left. - \left(d^2 + r^2 + 2dR \right) \left(d(d + 2R) \cdot \operatorname{EllipticF} \left[i \operatorname{ArcSinh} \left(0, r^2/R^2 \right) \right] - \right.$$

$$-(d+R)^2 \cdot \text{EllipticPi} \left[-\frac{r^2}{d^2+2dR}, i \text{ArcSinh}(0, r^2/R^2) \right] \Big/ (dR(d+2R)) \Big\}, \quad (6)$$

где $\varepsilon_0 = 8,8542 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – диэлектрическая проницаемость вакуума; ε – относительная диэлектрическая проницаемость; ArcSinh – аресинус (обратный гиперболический синус) соответствующего аргумента; EllipticF – эллиптический интеграл первого рода; EllipticE – эллиптический интеграл второго рода; EllipticPi – эллиптический интеграл третьего рода; r – радиус круглого активного электрода емкостного датчика; R – радиус вала.

На рис. 3 показан график зависимости электрической емкости C_x от расстояния d между плоскостью емкостного датчика радиусом $r=8$ мм и цилиндрической поверхностью вала радиусом $R=350$ мм.

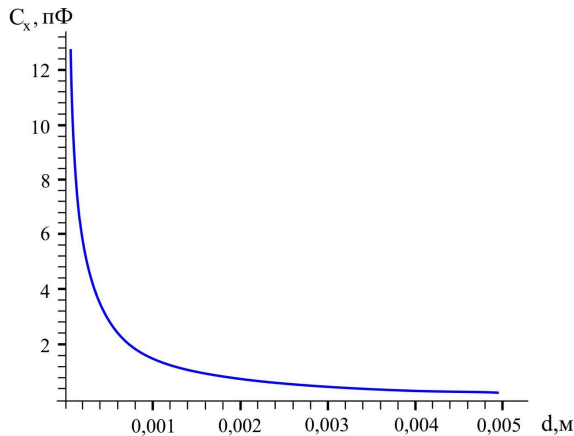


Рис. 3

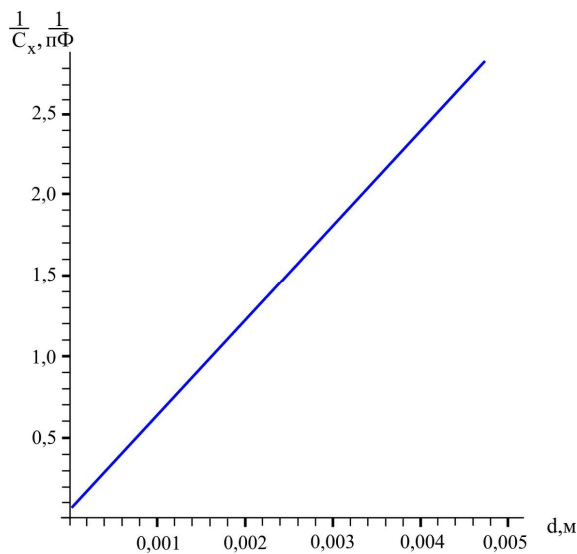


Рис. 4

Как было сказано выше, для получения прямого отсчета величины расстояния вторичный преобразователь строится так, что его выходное напряжение прямо пропорционально емкостному сопротивлению датчика, то есть обратной величине емкости $1/C_x$.

Рис. 4 отображает зависимость $1/C_x = f(d)$, полученную с использованием формулы (6). Как видно, эта зависимость достаточно близка к линейной. На практике емкостный измеритель расстояния до заземленной поверхности настраивается по идеальной плоскости, имеющей размеры больше диаметра наружного экранирующего электрода. Определим, какая погрешность будет возникать при этом. Для этого сравним результаты определения расстояния до поверхности вала по формуле (6) с результатами, полученными с использованием формулы плоскопараллельного конденсатора [2]

$$C_0 = \varepsilon_0 \varepsilon \pi r^2 / d. \quad (7)$$

Естественно, подразумевается, что измерения производятся одним и тем же датчиком с круглым рабочим электродом радиусом r .

Относительная разница δ_d в определении расстояния в процентах составит

$$\delta_d = \frac{1/C_x - 1/C_0}{1/C_0} \cdot 100\% = \left(\frac{C_0}{C_x} - 1 \right) \cdot 100\%. \quad (8)$$

График зависимости $\delta_d = f(d)$ (при $r=8$ мм, $R=350$ мм) показан на рис. 5. Видно, что при малых значениях d (меньше 1 мм) погрешность, обусловленная кривизной контролируемой цилиндрической поверхности, резко возрастает.

Полученные результаты нуждаются в некоторых комментариях.

1. Поскольку рассматриваемой задачей является измерение не собственно зазора между валом и датчиком, а биения, т.е. разности максимального и минимального расстояний от поверхности вала до плоскости датчика, конечным результатом измерения является разность двух значений зазора d . При этом в связи с тем, что рассмотренная в статье погрешность является систематической и всегда имеет один и тот же знак, при вычитании происходит некоторая компенсация, и результирующая погрешность оказывается меньше, чем погрешность одиночного измерения зазора d .

2. По той же причине, что указана в п. 1, начальное положение датчика (расстояние его от поверхности вала) может быть выбрано достаточно произвольно, лишь бы при максимально возможной амплитуде биений не произошло соприкосновение вала с датчиком. Очевидно (рис. 5), что чем больше выбрано начальное значение зазора $d_{\text{нач}}$, тем меньшей будет рассмотренная погрешность.

3. Выбирая начальное значение зазора, необходимо также иметь в виду, что с увеличением этого параметра уменьшается рабочая емкость датчика. При этом большее влияние начинает приобретать другая составляющая погрешности, вызванная действием паразитной емкости. Эта емкость, обусловленная неидеальным экранированием датчика и подводящего провода, шунтирует рабочую емкость датчика и искажает обратно пропорциональную зависимость (7). Анализ данной составляющей погрешности сделан в [4]. Кроме того, при большом удалении датчика от поверхности вала начинают сказываться краевые эффекты, что также приводит к увеличению погрешности.

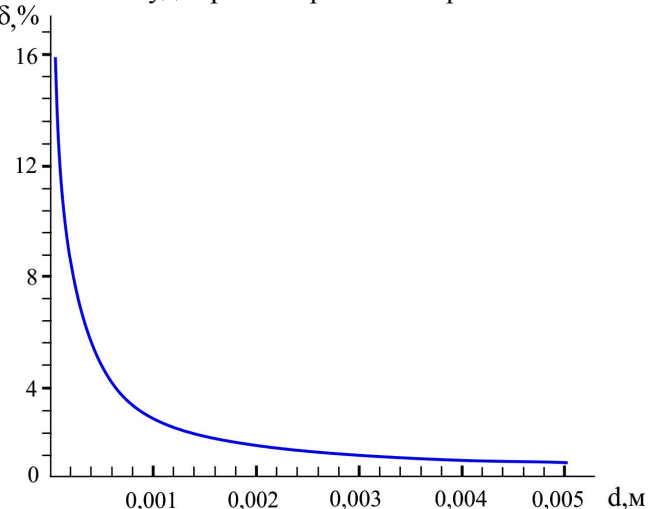


Рис. 5

Таким образом, к выбору начального зазора датчика необходимо подходить внимательно, находя в каждом конкретном случае компромисс между отмеченными противоречивыми факторами.

1. Алексеев Б.А. Определение состояния (диагностика) крупных гидрогенераторов. – М.: Научно-учебный центр ЭНАС, 1998. – 144 с.
2. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. – Киев: Наук. думка, 1987. – 112 с.
3. Левицький А.С. Прилади та методи контролю радіальних биттів циліндричних поверхонь валів потужних гідроенергетиків // Гідроенергетика України. – 2009. – №1. – С. 14–20.
4. Новік А.І., Левицький А.С., Воциньський К.В. Джерела похибок ємнісного вимірювача зазору в гідроенергетиках // Гідроенергетика України. – 2009. – № 3. – С. 58–60.
5. Capacitive Sensor Products. <http://www.lionprecision.com./capacitive-sensors/cap-products.html>.
6. Lin Jackson, Bissonnette Marc R. A New Capacitive Proximity Probe Immune To Electrical Runout // Canadian Machine Vibration Association, 1997 Annual Meeting. – Toronto, Canada. – 3–5 November 1997. – Pp. 1–5. www.vibrosystem.com/pdf/PCS_CMVA.PDF.
7. PISeca™ Single-Electrode Capacitive Sensor for Sub-Nanometer Precision Measurement. <http://www.pi.ws>.
8. PCS-102 Sonde de proximité capacitive. http://www.vibrosystem.com/pdf/VW_F.PDF.
9. Sensor for Displacement, Distance and Position. <http://www.micro-epsilon.com/products/displacement-position-sensors>.
10. Yuqing Lai. Current Displacement Sensor with LTCC Technology /Dissertation zur Erlangung des Doktorgrades der Fakultät für Angewandte Wissenschaften der Albert-Lydwigs Universität Freiburg im Breisgau. – 2005. – 110 p.

Надійшла 05.02.10

Н.С.Назарова, В.В.Діордійчук, Д.В.Вінниченко (Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України, Миколаїв)

ІНФОРМАЦІЙНИЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ РЕЖИМОМ РОЗРЯДНО-ІМПУЛЬСНОГО ОЧИЩЕННЯ ВИЛИВКІВ

Запропоновано архітектурні принципи інформаційно-керуючого комплексу для розрядно-імпульсної технології очищення виливків та розроблено апаратні і програмні засоби, які можуть бути використані як основа для побудови інформаційно-керуючих комплексів для різних розрядно-імпульсних технологій.

Предложены архитектурные принципы информационно-управляющего комплекса для разрядно-импульсной технологии очистки отливок и разработаны аппаратные и программные средства, которые могут применяться как основа для построения информационно-управляющих комплексов для различных разрядно-импульсных технологий.

Недоліком сучасних систем керування для розрядно-імпульсних технологій є відсутність автоматизованого взаємозв'язку між автоматичними системами регулювання окремими блоками операцій технологічного циклу. Для реалізації оптимальних законів керування, які формалізовано складними рівняннями або відношеннями множин, необхідно застосування мікропроцесорної обчислювальної системи з достатньою швидкодією, точністю і об'ємом оперативної та зовнішньої пам'яті. Ефективні моделі керування можуть бути реалізовані тільки на базі потужних мікропроцесорних обчислювальних систем. Тому на даний момент актуальним є створення інформаційного комплексу для виконання функцій автоматизованої системи керування розрядно-імпульсними технологіями. У роботі представлено результати розробки такого комплексу для розрядно-імпульсних технологій (РІТ) очищення виливків на базі установок з рухомим електродом.

Мета роботи: виконати синтез інформаційно-керуючого комплексу для РІТ очищення виливків і розробити апаратні засоби і комплекс програм для керування режимом розряду в умовах невизначеності, що характерні для установок з рухомим електродом.

В роботі розв'язано наступні задачі. Розроблено архітектурні принципи інформаційно-керуючого комплексу. Розроблено підсистеми вимірювання і кодування інформаційних координат процесу розрядно-імпульсного перетворення енергії у технологічному вузлі і цифрові ефективні підсистеми керування кроковими двигунами. Розроблено комплекс програмних і апаратних засобів для автоматичного керування і диспетчерського контролю змінних технологічного процесу з відповідним автоматизованим робочим місцем, призначеним для роботи під керуванням сучасних операційних систем.

У РІТ очищення виливків з рухомим електродом, який забезпечує переміщення зони розряду вздовж заданого контуру обробки поверхні деталі, значний вплив на ефективність обробки має якість керування режимом розряду з керуючим впливом за координатою $l(nT)$, що представляє собою довжину міжелектродного проміжку у момент замикання каналу розряду. Виконано ряд робіт, у яких розв'язано задачі створення оптимальних систем автоматичного керування режимом розряду [1,3]. Розроблено нечіткі моделі, які дозволяють підвищити енергоефективність установок до 30 %. Для реалізації розроблених нечітких моделей керування необхідно застосування мікропроцесорної обчислювальної системи з достатньою швидкодією, точністю і об'ємом оперативної та зовнішньої пам'яті. На сьогодні через різке зниження вартості мікропроцесорної техніки і збільшення її обчислювальних можливостей використання цифрових систем для керування технологічними процесами є більш доцільним і дозволяє значно підвищити енергоефективність РІТ.

Аналіз сучасних розрядно-імпульсних технологій, у яких використовується високовольтний електричний розряд у воді [3], і побудована на його базі узагальнена модель керування технологічним процесом [2] дозволили сформулювати основну тенденцію розробки сучасних систем керування РІТ – створення ієрархічної багаторівневої системи з уніфікованими інтерфейсами [4].

Архітектурні принципи інформаційного комплексу для автоматизованої системи керування режимом розрядно-імпульсного очищення виливків. В основу побудови інформаційно-

керуючого комплексу для РІТ очищення виливків покладено принцип модульності та уніфікації інтерфейсів. Цим вимогам відповідає багаторівнева ієрархічна структура. Мінімальна конфігурація системи – дворівнева, що включає польовий рівень і рівень диспетчерського керування. На польовому рівні розташовано системи автоматичного керування режимом перетворення енергії, виконання допоміжних операцій і т.п. Системи цього рівня включають датчики, контролери, виконавчі механізми. На рівні диспетчерського керування розташовано персональний комп'ютер з автоматизованим робочим місцем (АРМ) диспетчера. Зв'язок між рівнями здійснюється за допомогою стандартних інтерфейсів USB, RS-232, SPI.

При розробці архітектури цифрової керуючої системи проведено аналіз вимог до наступних її складових: структурна схема, засоби і способи доступу до елементів структурної схеми, організація і розрядність інтерфейсів, організація і способи адресації пам'яті, обробка переривань тощо. За результатами аналізу запропоновано структурну схему комплексу (рис. 1) з наступними відмінними рисами:

- комплекс складається з підсистем різного призначення, в тому числі він містить замкнені системи автоматичного регулювання;
- аналогові сигнали з датчиків нормуються, перетворюються у цифровий код, обробляються відповідно до розроблених авторами моделей і алгоритмів та перетворюються до виду інформаційних координат. Ці функції виконують достатньо складні мікропроцесорні системи, які розроблено у вигляді окремих модулів з уніфікованими інтерфейсами, що дозволяє використовувати шини даних (ШД/СШД) і адреси (ША/США) як загальний ресурс цифрової системи;
- початкові технологічні дані для регулятора режиму розряду задаються з комп'ютера диспетчерського рівня за допомогою інтерфейсу USB;
- всі підсистеми мають можливість використання їх для випробувань блоків цифрової системи керування і можуть працювати як окремо (в автономному режимі), так і у складі системи, що дозволяє, у разі необхідності, змінювати конфігурацію системи і забезпечує гнучкий механізм зміни структури системи при проведенні експериментальних досліджень, наприклад, для визначення параметрів технологічних режимів. Тому всі блоки мають додаткові підсистеми індикації і панелі введення інформації для роботи в автономному режимі.

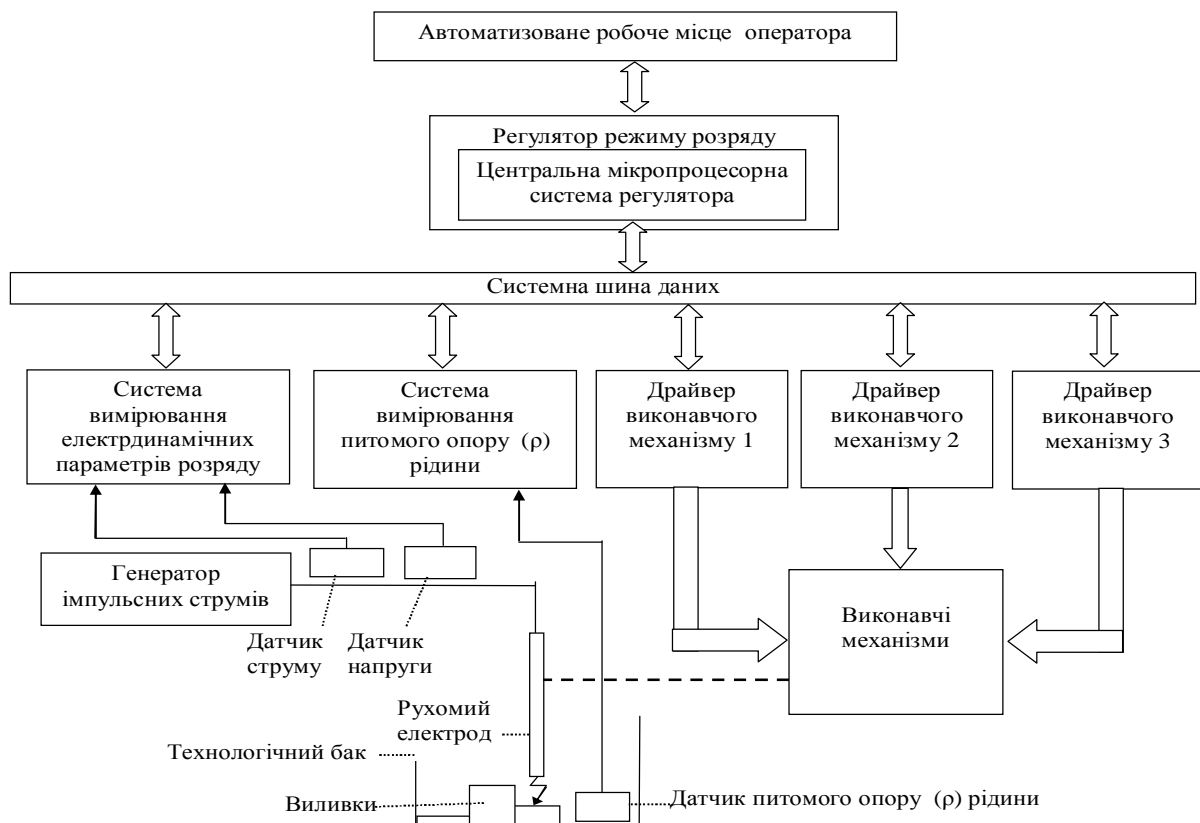


Рис. 1

Підсистеми вимірювання і кодування інформаційних координат процесу розрядно-імпульсного перетворення енергії у технологічному вузлі, цифрові ефективні підсистеми керування кроковими двигунами.

За результатами аналізу формату даних, сигналів керування, швидкості обробки і об'єму пам'яті для програмного забезпечення цифрової системи керування було розраховано кількісні характеристики складових архітектури і вибрано елементну базу для їх забезпечення. Аналіз елементної бази проведено за документацією розробників [7, 8,9]. У результаті розроблено функціональні схеми: мікропроцесорної системи вимірювання електродинамічних параметрів розряду (рис. 2, а), центральної мікропроцесорної системи (ЦМПС) регулятора режиму розряду з керуючим впливом за координатою $I(nT)$ (рис. 2, б); автоматизованої системи контролю питомої електропровідності води у технологічному баці (рис. 2, в); драйверів біполярних крокових двигунів (рис. 2, г); які відрізняються покращеними показниками якості керування, простотою використання в будь-якій цифровій мікропроцесорній системі керування кроковими двигунами і виконані на сучасних електронних компонентах.

Всі наведені підсистеми можуть працювати у сукупності завдяки уніфікованому інтерфейсу SPI, який апаратно реалізовано у багатьох мікроконтролерах, у тому числі фірми Atmel [9]. Структура шини SPI дозволяє змінювати склад системи, додаючи або виключаючи з системи деякі функціональні блоки.

Комплекс програмних і апаратних засобів для автоматичного керування і диспетчерського контролю змінних технологічного процесу з відповідним автоматизованим робочим місцем (АРМ), розробленим для роботи під керуванням сучасних операційних систем. Жодна су-

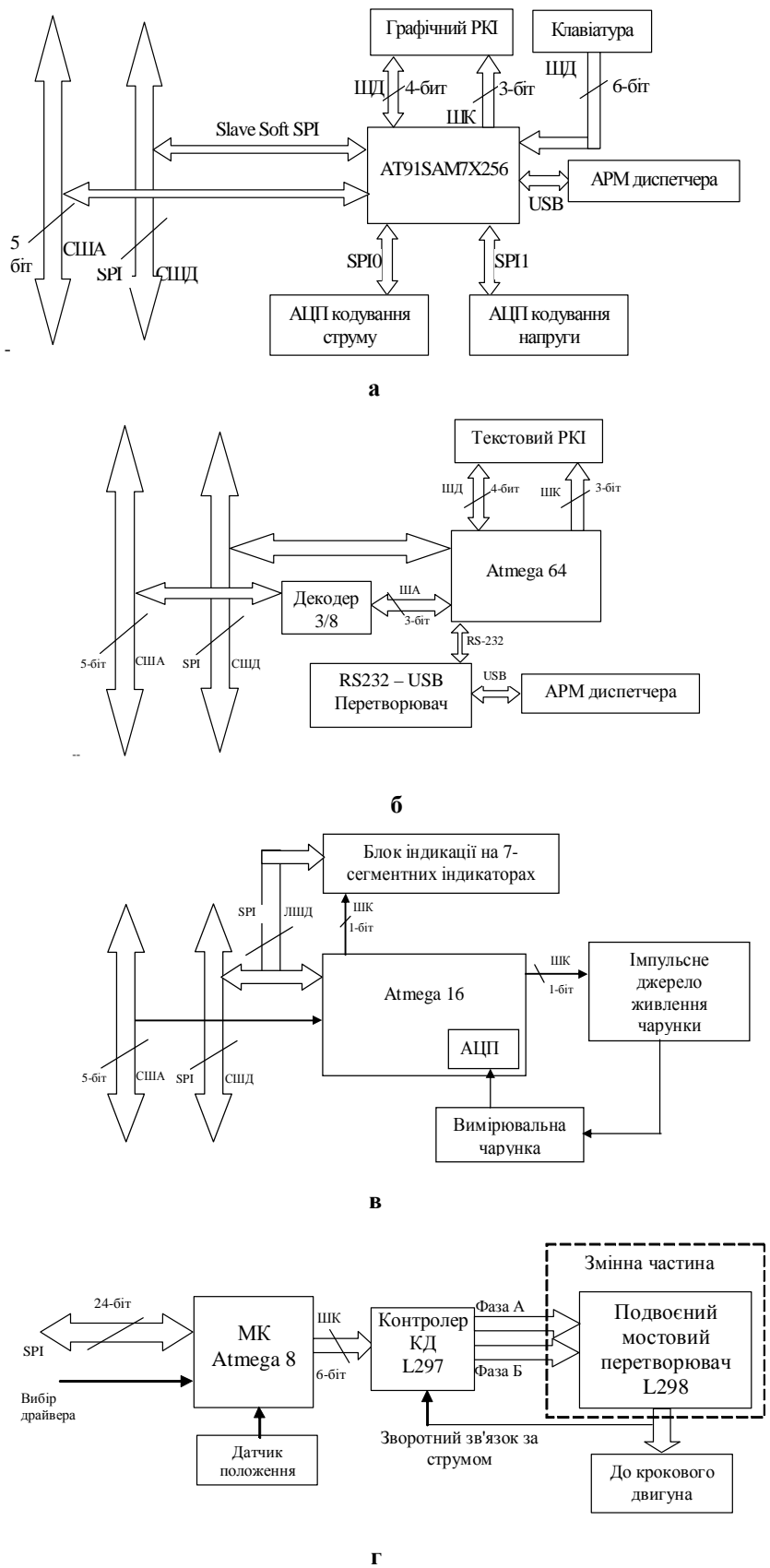


Рис. 2

часна мікропроцесорна система керування не зможе вирішувати покладених на неї задач без якісного керуючого програмного забезпечення (ПЗ). Тому одним із головних етапів побудови системи керування є створення комплексу програмних засобів, що дозволять реалізувати алгоритми обробки даних процесу керування, алгоритми керування об'єктом та забезпечать сукупність специфічних протоколів взаємодії підсистем та системи в цілому з ПК або іншими мікропроцесорними системами та комплексами.

По своїй суті структура комплексу програмного забезпечення повторює ієрархічну структуру системи керування в цілому і показана на рис. 1. Але, звертаючи увагу на специфіку функції ПЗ, що виконується на кожному рівні ієрархії, комплекс ПЗ також слід розділити за функціональними ознаками на наступні рівні: програмне забезпечення АРМ оператора; програмне забезпечення центральної мікропроцесорної системи керування режимом розряду; програмне забезпечення підсистем збору даних і керування виконавчими механізмами (рис. 3). Додатково за функціональними ознаками програмне забезпечення кожного рівня системи поділено на рівень команд, рівень транзакцій протоколу, рівень сигналів.

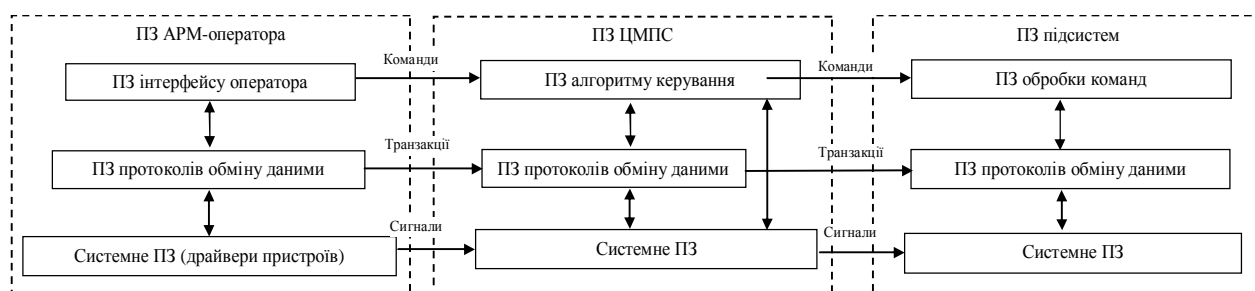


Рис. 3

Рівень програмного забезпечення команд представлено набором чітко визначених операцій, специфічних для кожного рівня ієрархії системи. Він дозволяє реалізувати функціональну наповненість підсистем та системи вищого рівня без доступу до нижніх рівнів програмних функцій, що значно спрощує алгоритми роботи як одної окремої підсистеми, так і всієї системи в сукупності. На базі рівня команд будується інтерфейс користувача і системи керування, систем вищого рівня та виконавчих підсистем. Командна взаємодія між елементами системи відбувається завдяки рівню транзакцій, через які виконується обмін командами та даними в системі.

Рівень транзакцій присутній у кожному елементі всієї ієрархії системи, оскільки завдяки йому відбувається взаємозв'язок усіх пристроїв системи. Цей рівень відокремлюється від загального комплексу ПЗ завдяки наявності в системі низки специфічних протоколів передачі команд та даних, а отже, і їхніх алгоритмів проміжної обробки та формування пакетів даних за правилами, встановленими протоколом. Потік запитів від підсистем направлено за ієрархією згори вниз, але основний потік даних про процес керування та стан системи має напрям від підлеглих до вищих. Таким чином, робота протоколів системи будується на базі запитів і команд, що надходять від верхніх рівнів, та масивів даних від нижніх рівнів, що надсилаються у відповідь на запити. Рівень транзакцій має безпосередній доступ до системного ПЗ, що керує уніфікованими програмними інтерфейсами, застосованими в системі, на базі яких відбувається обмін даними.

Системне ПЗ має доступ безпосередньо до апаратних ресурсів мікроконтролерів та мікропроцесорів підсистем і фактично є набором драйверів пристроїв підсистем усіх рівнів, тобто представляє собою комплекс програмного забезпечення низького рівня. Основним завданням, яке покладено на системне ПЗ, є формування послідовності сигналів керування згідно з командами, що надходять від ПЗ вищих рівнів та відповідно до даних, отриманих за допомогою протоколів передачі. Сигнали керування, сформовані системним ПЗ, з'являються безпосередньо на портах вводу-виводу або на сигнальних лініях інтерфейсів системи.

Окремо необхідно виділити ПЗ алгоритму керування режимом розряду, яке належить до рівня команд і виконує наступні функції: на базі даних, отриманих від підсистем виміру електродинамічних параметрів розряду, та керуючих даних, отриманих від оператора через рівень транзакцій, формується послідовність команд для автоматичного регулювання режиму розряду, що надсилається

виконавчим підсистемам. ПЗ алгоритму керування режимом розряду реалізує оптимальні закони керування відповідно до стану процесу обробки та забезпечує обрані режими роботи комплексу.

Сукупність ПЗ автоматизованого робочого місця дозволяє людині-оператору контролювати технологічний процес та керувати режимами роботи комплексу. Інформація щодо технологічного процесу безперервно надходить до АРМ від підсистем польового рівня через центральну мікропроцесорну систему керування режимом розряду. Диспетчерський рівень інформаційно-керуючого комплексу повинен забезпечувати функції диспетчерського контролю, вводу початкових даних для системи автоматичного керування, налаштування параметрів системи та можливість диспетчера безпосередньо керувати технологічним процесом.

Структурна схема диспетчерського рівня включає: елементи керування та відображення інформації, уніфіковані інтерфейси для підключення системи до ПК. ПЗ диспетчерського рівня реалізовано на апаратній платформі Intel-сумісних персональних комп'ютерів, які найбільш поширені в Україні. На даний час вибрано програмну платформу Windows-XP.

Питання створення уніфікованого програмно-апаратного інтерфейсу зв'язку систем рівня диспетчерського керування та польового рівня зводиться до аналізу найбільш поширених інтерфейсів, що застосовуються на сьогодні в ПК. Оскільки частина інтерфейсів застаріває та з'являються сучасні ПК, що не містять таких інтерфейсів, проектування направлено на використання найбільш перспективних інтерфейсів. Таким умовам зараз відповідає інтерфейс USB, що розповсюджений на всіх ПК.

Розроблено алгоритми моніторингу і диспетчерського керування режимами роботи САР. Питання створення уніфікованого людино-машинного інтерфейсу також зводиться до розгляду найбільш поширених інтерфейсів, що застосовуються тепер в ПК. Тому програмне забезпечення розроблено на мові високого рівня Delphi7 з використанням API-функцій Windows, багатопотоковості і DLL-бібліотек.

Перелік функцій підсистеми диспетчерського рівня включає: зміну/введення початкових даних, налаштування режимів роботи, завантаження даних до системи регулювання режиму розряду та старт системи в роботу, моніторинг параметрів керування.

Для задання траєкторії руху електрода над поверхнею виробу, що обробляється, розроблено програмне забезпечення диспетчерського рівня – автоматизоване робоче місце для операційної системи MS Windows XP (рис. 4). Програма дає змогу завантажити фотографію з розташуванням виливків у технологічному баці, задати траєкторію обходу виливків, точки зупинки горизонтального приводу з відповідними режимами обробки стрижнів і швидкість руху за траєкторією при обробці поверхні. Керування вертикальним приводом відбувається в автоматичному режимі за зворотнім зв'язком по вхідній інформаційній координаті Σ [6].

ПЗ центральної мікропроцесорної системи забезпечує реалізацію алгоритму керування, керування підсистемами оператором в ручному режимі та збір інформації про технологічний процес від підсистем польового рівня. Структура ПЗ ЦМПС додатково має підтримку елементів керування та виводу інформації для реалізації можливості роботи системи в автономному режимі. ПЗ ЦМПС реалізовано на базі мікроконтролера загального призначення з ядром ARM7 AT91SAM7X256 [7], що має в своєму складі уніфіковані інтерфейси, які відповідають інтерфейсам диспетчерського рівня. ПЗ ЦМПС розроблено на алгоритмічній мові C, спеціалізованій для цього типу контролерів за допомогою компілятора WinARM (вільно розповсюджуваний). Було розроблено бібліотеки низькорівневого доступу до пристроїв мікроконтролера та бібліотеки протоколів обміну інформацією.

ПЗ підсистем є суто специфічним згідно з задачами, які вирішує кожна підсистема та згідно з типами мікроконтролерів, що використані в підсистемах, тому для кожної підсистеми було розроблено власне ПЗ. Загальна особливість для всіх програм – можливість трансляції системи команд ЦМПС та підтримка протоколів обміну даними, що запроваджені в системі. Трансляція та виконання команд підсистемою є обов'язковою умовою для вирішення задачі інтеграції в систему. ПЗ для всіх підсистем розроблено за допомогою компілятора WinAVR та протестовано безпосередньо на підсистемах.

Висновок. Використання розробленого інформаційно-керуючого комплексу дозволить підвищити ефективність розрядно-імпульсної технології очищення виливків і покращити її ергономічні показники. Запропоновані авторами архітектурні принципи комплексу та розроблені апаратні і програмні засоби можуть бути використані як основа для побудови інформаційно-керуючих комплексів для різних розрядно-імпульсних технологій.

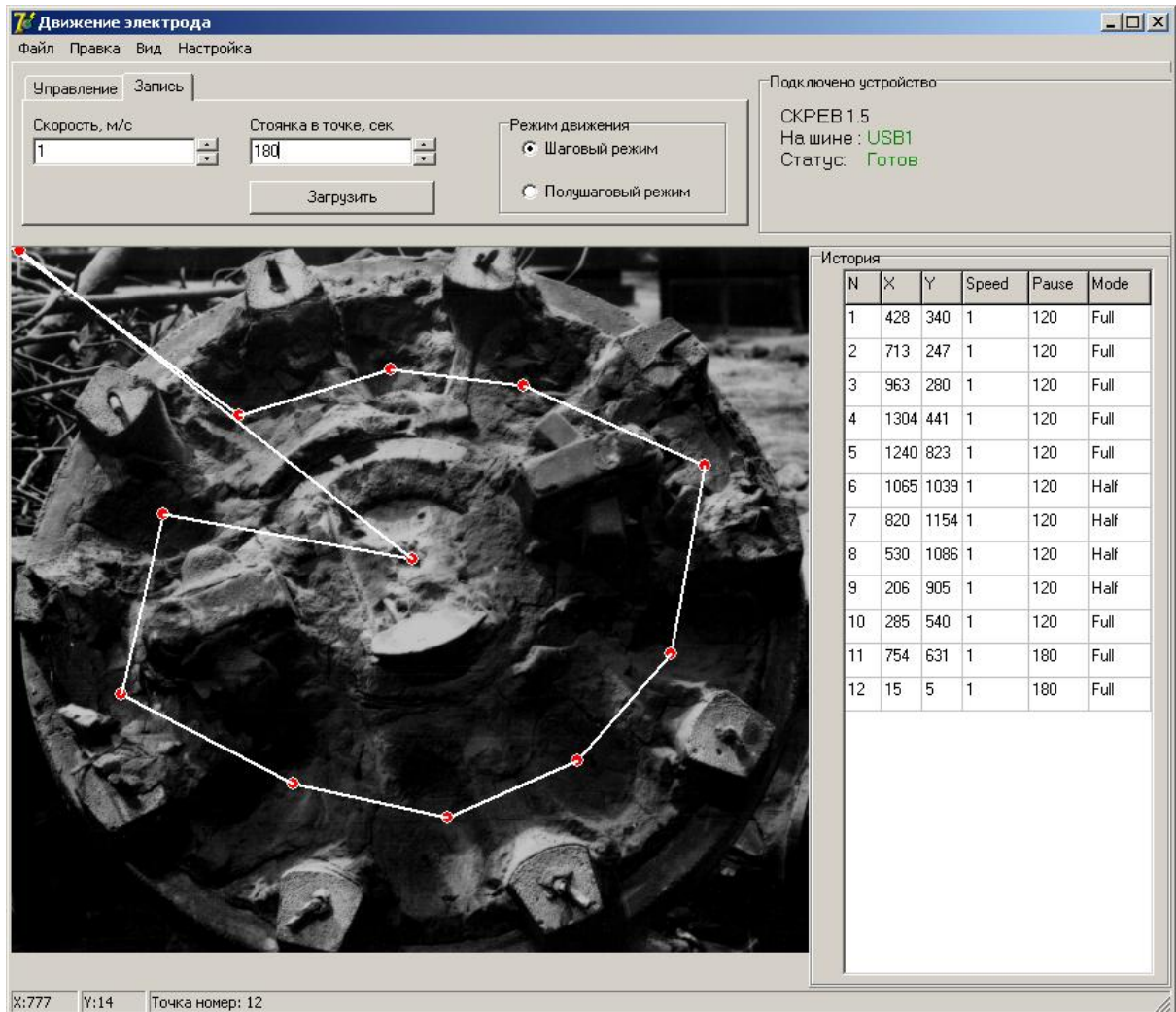


Рис. 4

1. *Вовк И.Т., Друмирецький В.Б., Кривицький Е.В., Овчинникова Л.Е.* Управление электрогидроимпульсными процессами – К.: Наук. думка, 1984. – 186 с.
2. *Вовк И.Т., Овчинникова Л.Е., Эстрин С.В.* Обобщенная модель управления электрогидроимпульсным технологическим процессом // Теория, эксперимент, практика электроразрядных технологий: Сб.науч.тр. – К.: Наук. думка, 1995. – Вып. 2.
3. *Гулый Г.А.* Основы разрядноимпульсных технологий – К.:Наук. думка, 1990. – 208 с.
4. *Назарова Н.С., Овчинникова Л.Е., Винниченко Д.В.* Разработка информационно-управляющего комплекса для разрядно-импульсных технологий // Вісник НТУ "ХП" Тем. вип. „Техніка і електрофізика високих напруг”. – 2006. – № 37. – С. 156–164.
5. *Назарова Н.С., Винниченко Д.В., Диордійчук В.В.* Подсистема управления шаговыми двигателями для технологии электрогидроимпульсной очистки литья // Тр. межд. науч. конф. „Физика импульсных разрядов в конденсированных средах”, Николаев, 17–21 августа, 2009. – Николаев: КП "Миколаївська обласна друкарня", 2009. – С. 179–181.
6. *Назарова Н.С.* Анализ статистической эффективности координат выходного вектора объекта управления // Зб. наук. праць Українського держ. морського техн. у-ту. – 2001. – №1(373). – С. 130–137.
7. *Технічна документація на мікросхеми.* – www.ad.com
8. *Технічна документація на мікросхеми.* – www.st.com
9. *Технічна документація на мікроконтролери.* – www.atmel.com

Надійшла 11.01.10

До 60-річчя члена-кореспондента НАН України

ЩЕРБИ АНАТОЛІЯ АНДРІЙОВИЧА



А.А.Щерба народився 3 липня 1950 р. у с. Данилівка Одеської області. У 1972 р. закінчив радіофізичний факультет Київського національного університету і розпочав трудову діяльність у НВО "Квант". З 1975 р. і до сьогодні працює в Інституті електродинаміки НАН України, де пройшов шлях від аспіранта до завідувача відділу електроживлення технологічних систем.

Наукові дослідження Щерби А.А. спрямовані на розвиток теорії детермінованих і стохастичних електрофізичних процесів у гетерогенних середовищах електротехнічних систем з метою розробки конкурентоспроможних технологій для енергетики та промисловості.

У 1984 р. А.А.Щерба захистив кандидатську, а в 1993 р. – докторську дисертації, в яких розробив теорію формування багатоканальних імпульсних струмів і швидкої міграції електроіскрін у гетерогенних струмопровідних середовищах. Створив наукові засади регулювання і параметричної стабілізації режи-

мів об'ємного електроіскрового диспергування шару металевих гранул у діелектричних середовищах. У творчій співпраці з колективами установ України та Росії розробив нові конкурентоспроможні технології виробництва іскроерозійних наноструктурних поверхнево-активних і дисперснозміцнених порошків з унікальними властивостями.

Наразі А.А.Щерба на основі комплексних досліджень електромагнітних, електрохімічних, іонізаційних, теплових і механічних процесів у полімерній ізоляції розвинув кінетично-активаційну теорію виникнення порогових механізмів її деградації, запропонувавши використовувати як детермінований підхід із урахуванням локальних напруженостей електричного поля, так і квантово-статистичний – із визначенням локальних напружених об'ємів ізоляції. Він виявив і обґрунтував нове електрофізичне явище – додаткове синергетичне збурення електричного поля в діелектричному середовищі сукупністю близько розташованих мікрովключень, на основі чого було розроблено нові критерії якості технологій виготовлення кабельно-провідникової продукції зі структурно-модифікованою полімерною ізоляцією.

Діяльність А.А.Щерби завжди була орієнтована на промислове впровадження отриманих наукових результатів. Разом із колективами Інституту електродинаміки НАН України та заводу "Південкабель" (м. Харків) він брав участь у створенні першого на території СНД промислового виробництва кабелів світового рівня на високі та надвисокі напруги. Це забезпечило переоснащення вітчизняних галузей електроенергетики, промислового і цивільного будівництва та підвищило енергетичну безпеку України за рахунок відмови від імпорту стратегічної електротехнічної продукції.

Результати наукової діяльності А.А.Щерби відображено у 315 публікаціях, серед яких 6 монографій, 25 навчальних посібників, 40 патентів та авторських свідоцтв. Його наукові досягнення відзначено Державною премією України в галузі науки та техніки (1998 р.), премією НАН України ім. В.М.Хрущова (2010 р.) та Почесними грамотами Верховної Ради України (2009 р.) та Міністерства освіти і науки України (2008 р.).

Значний етап трудової діяльності А.А.Щерби пов'язаний з науково-педагогічною роботою. Серед його учнів – 6 докторів і 12 кандидатів технічних наук. Багато зусиль і уваги Анатолій Андрійович приділяє роботі на кафедрі теоретичної електротехніки Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут", яку він очолює з 2003 р.

Друзі, колеги, редакція журналу "Технічна електродинаміка", численні учні щиро вітають Анатолія Андрійовича з ювілеєм, зичать доброго здоров'я, творчої наснаги, нових наукових ідей та досягнень.