

ГЕНЕТИЧНО-ПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧИСЛА ФАЗ З ВИКОРИСТАННЯМ КОРЕГУЮЧИХ RL -ЛАНОК

© Самотий В., Лопачак О., Павельчак А., 2010

Запропоновано методику параметричної оптимізації перетворювача числа фаз з використанням RL -ланок та генетичного алгоритму, що дає можливість максимально наблизити форму вихідного сигналу перетворювача до ідеальної трифазної напруги.

In this paper, authors have suggested the method of parametric optimization for the converter of number of phases, using RL -links and genetic algorithm. It enables to make output signal form of the converter similar to ideal three-phase voltage.

Вступ. Перетворювач числа фаз належить до типових пристроїв автоматики, що описуються нелінійними диференціальними рівняннями. Це обумовлено нелінійністю кривих намагнення феромагнетних осердь трифазного трансформатора. Такого типу об'єкти можна досліджувати виключно числовими методами. Задавши початкові умови змінних стану, параметри перетворювача та розв'язуючи його рівняння динаміки одним з числових методів, ми отримуємо перехідний процес на заданому часовому проміжку. Аналіз усталеного режиму виконуємо аналогічно, але попередньо обчисливши початкові умови, що задовольняють умову періодичності. Це можна зробити, зокрема, використовуючи модель чутливостей до початкових умов. Виконавши аналіз усталеного режиму, ми побачимо, що струми фаз є далекими від ідеальної трифазної залежності, тобто амплітуди струмів окремих фаз не рівні між собою, а зсув фаз між ними не дорівнює 120° . Постає питання, як досягти покращання цих характеристик. Виявляється, що це можна зробити, ввівши додатково корегуючі RL -ланки. Змінюючи параметри цих ланок, ми маємо можливість впливати на характеристики перетворювача числа фаз. Саме ця задача успішно може бути розв'язана генетичними алгоритмами, які обчислюють параметри RL -ланок з метою отримання ідеальної трифазної залежності. Паралельно можна ще змінювати ємність фазозсуваючого конденсатора. Таким чином виконується параметрична оптимізація перетворювача числа фаз, яка забезпечує рівність усіх амплітуд фазних струмів та необхідний часовий зсув між ними.

1. Аналіз публікацій. Аналіз перехідних процесів зводиться до задачі Коші розв'язування системи диференціальних рівнянь при заданих початкових умовах змінних стану. Інтегруючи ці рівняння одним з числових методів на значному інтервалі часу можна отримати вимушений періодичний режим. Проте такий підхід не виправданий з огляду на обсяг обчислень та накопичення похибок числового інтегрування. Тому активно велися роботи з розроблення методів аналізу вимушених періодичних режимів в обхід перехідних. Задача аналізу вимушених періодичних режимів нелінійних диференціальних

рівнянь знайшла відображення в багатьох наукових працях. В [6] запропоновано метод аналізу резонансу нелінійних електричних кіл, побудований на рядах Вольтера. Його недоліком є відсутність критерію вибору кількості врахованих гармонік, що для резонансних режимів є дуже важливим. Цей недолік є спільним для всіх методів, що базуються на рядах, зокрема на функціональних рядах [4] та рядах Фур'є [5]. Позбавленим цих недоліків є метод Гауса-Зейделя з вторинною корекцією [1], проте він має дуже повільну збіжність ітераційного процесу.

Цікавою є ідея застосування екстраполяційних методів [10, 16] з використанням ε -алгоритму. Вперше ε -алгоритм був застосований для аналізу вимушених періодичних режимів в роботах [12 – 15]. Основним недоліком екстраполяційних методів [10, 16] є необхідність інтегрування рівнянь динаміки на значному інтервалі часу (nT).

Застосування методу Ньютона для аналізу періодичних режимів запропоновано в [9]. Основна складність його застосування полягає в обчисленні матриці монодромії, яка є складовою матриці Якобі рівняння періодичності. Матриця монодромії в [9] визначається в результаті інтегрування варіаційних рівнянь. Значні труднощі обчислення матриці монодромії виникають при аналізі нелінійних електромагнетних кіл. Тому метод наведений в [9] був модифікований [11] і поширений на клас задач нелінійних електромагнетних пристроїв.

2. Рівняння стану перетворювача числа фаз. Рівняння перетворювача числа фаз, що працює на активне навантаження, відомі з роботи [5], але в цьому прикладі ми ввімкнули послідовно з навантаженням корегуючі RL-ланки для амплітудно-фазової корекції струму навантаження, тобто наближення його до еталону трифазної залежності,

де всі три фази повинні бути синусоїдами однакової амплітуди і зміщеними в часі на 120° . Запишемо рівняння стану перетворювача числа фаз без виведень

$$\frac{dX}{dt} = BZ(t), \quad Z(t) = \frac{dY}{dt}, \quad (1)$$

де $X = (\psi, I_2, u_C)^T$ – вектор змінних стану; $B = \text{diag}((D, A_2)^T, C^{-1})$ – матриця коефіцієнтів; $Z(t) = (U - RI, -H_C^T I_1)^T$ – вектор часових функцій; C – ємність фазозсуваючого конденсатора. Розшифруємо решту позначень: $\psi = (\psi_A, \psi_B, \psi_C)^T$ – вектор робочих потікозчеплень фаз; $I_1 = (i_{1A}, i_{1B}, i_{1C})^T$, $I_2 = (i_{2A}, i_{2B}, i_{2C})^T$ – вектори струмів обмоток фаз первинної і вторинної сторін трансформатора; $I = (I_1, I_2)^T$; $R = \text{diag}(R_1, R_2)$ – діагональна матриця опорів; $U = H_1 u_1 + H_C u_C$ – вектор напруг; u_1 – напруга живлення; u_C – напруга на фазозсуваючому конденсаторі; $H_1 = (1, 0, -1)^T$, $H_C = (0, 1, -1)^T$ – струк-

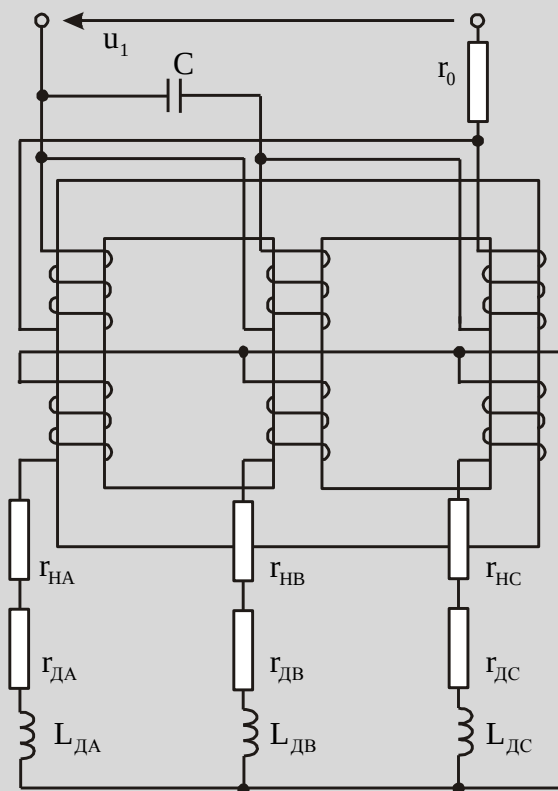


Рис. 1. Принципова схема перетворювача числа фаз

турні матриці первинної сторони; R_1 – матриця опорів первинної сторони

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_{1A} + r_0 & 0 & -r_0 \\ 0 & r_{1B} & 0 \\ -r_0 & 0 & r_{1C} + r_0 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

r_0 – внутрішній опір джерела живлення; r_{1A} , r_{1B} , r_{1C} – опори фаз первинних обмоток; $R_2 = \text{diag}(r_{2A} + r_{HA} + r_{DA}, r_{2B} + r_{HB} + r_{DB}, r_{2C} + r_{HC} + r_{DC})$ – діагональна матриця опорів фаз вторинних обмоток, навантаження та опорів дроселів; $D = (D_1, D_2)$, $A_2 = (A_{21}, A_{22})$ – матриці коефіцієнтів, причому $D_1 = G\alpha_1$, $D_2 = G\alpha_2$, $G = (\alpha'' + \alpha_0 E_0 + \alpha_1 + \alpha_2)^{-1}$, $A_{21} = -\alpha_2 D_1$, $A_{22} = \alpha_2 (E - D_2)$; E – одинична матриця; E_0 – квадратна матриця розмірністю 3×3 всі елементи якої дорівнюють одиниці; $\alpha_1 = \text{diag}(\alpha_{1A}, \alpha_{1B}, \alpha_{1C})$ – діагональна матриця обернених індуктивностей розсіювання первинних обмоток; $\alpha_2 = \text{diag}(\alpha'_{2A}, \alpha'_{2B}, \alpha'_{2C})$, $\alpha'_{2k} = \alpha_{2k} / (1 + \alpha_{2k} L_{dk})$, $k = A, B, C$; тут α_{2k} , L_{dk} – обернені індуктивності розсіювання вторинних обмоток та індуктивності дроселів; $\alpha'' = \text{diag}(\alpha''_A, \alpha''_B, \alpha''_C)$ – діагональна матриця обернених диференціальних індуктивностей фаз, які визначаємо за основними кривими намагнення

$$\alpha''_k = \frac{\partial \varphi_k(\psi_k)}{\partial \psi_k} = \alpha''_k(\psi_k), \quad k = A, B, C. \quad (3)$$

Струми первинної обмотки можна визначити аналітично [2]

$$I_1 = \alpha' \psi + \alpha_0 E_0 \psi - I_2. \quad (4)$$

Аналіз перехідних процесів зводиться до числового інтегрування рівнянь стану (1) при заданих початкових умовах $X(0)$. Усталений режим отримуємо при певним чином обчислених початкових умовах, що виключають перехідну реакцію кола. Обчислення цих умов в даній задачі можна виконати з допомогою моделі чутливостей до початкових умов.

3. Модель чутливостей до початкових умов. Один з методів, що дає можливість проводити аналіз вимушених періодичних режимів, базується на ітераційних циклах Ньютона, або як його ще називають – модель чутливостей до початкових умов. Він дає можливість знаходити такі початкові умови, які при інтегруванні рівнянь динаміки (1) відразу дають періодичний режим в обхід перехідного процесу. Головна проблема в її застосуванні є обчислення матриці монодромії.

Вимушений періодичний режим характеризується умовою періодичності, яку для початкового моменту часу $t=0$ запишемо у вигляді певної системи нелінійних алгебричних рівнянь

$$F(X(0)) = X(0) - X(X(0), T) = 0, \quad (5)$$

де T – період вимушуючої дії.

Нелінійне рівняння (5) розв'язуємо ітераційним методом Ньютона

$$X(0)^{(K+1)} = X(0)^{(K)} - (F'(X(0)^{(K)}))^{-1} F(X(0)^{(K)}), \quad (6)$$

де $F'(X(0))$ – матриця Якобі рівнянь періодичності (5). Отже, диференціюючи (5) за $X(0)$ отримаємо

$$F'(X(0)) = E - \Sigma(T), \quad \Sigma(T) = B(T)S(T), \quad (7)$$

де E – одинична матриця; $\Sigma(T)$ – матриця монодромії; $B(T)$ – матриця коефіцієнтів рівнянь стану (1); $S(T) = \partial Y / \partial X(0)$ – матриця варіаційних змінних, яку шукаємо в результаті числового інтегрування додаткової системи диференціальних рівнянь першої варіації

$$\frac{dS}{dt} = QS. \quad (8)$$

Тут матриця Q визначається шляхом множення відомих матриць. Покажемо це на нашому прикладі. За означенням $Q = \partial Z / \partial Y$. Враховуючи, що

$$Z(t) = (H_1 u_1 + H_C u_C - RI, -H_C^T I_1)^T \quad (9)$$

можна визначити вищезгадану часткову похідну, тобто матрицю коефіцієнтів Q

$$Q = \begin{bmatrix} -RA & H_C C^{-1} \\ -H_C^T A_1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (10)$$

де $A = (A_1, A_2)^T$ – матриця коефіцієнтів струмів; $A_1 = (A_{11}, A_{12})$, $A_{11} = \alpha_1(E - D_1)$, $A_{12} = -\alpha_1 D_2$.

Рівняння (8) завжди лінійне, тому що його права частина лінійно залежить від варіаційних змінних S . Його інтегруємо сумісно з нелінійним рівнянням (1).

Початкове наближення змінних стану $X(0)^{(0)}$ задаємо довільним. Початкові умови варіаційних змінних $S(0)^{(K)}$ повинні строго задовольняти умову

$$S(0)^{(K)} = (B(0)^{(K)})^{-1}. \quad (11)$$

Ітераційний процес зупиняємо при виконанні умови його збіжності

$$\text{mod}(1 - X(0)^{(K)} / X(0)^{(K+1)}) < \varepsilon, \quad (12)$$

де ε – помилка збіжності ітераційного процесу.

4. Параметрична оптимізація. Досліджувана схема перетворювача числа фаз є нелінійною, тому скористатися аналітичними методами параметричної оптимізації немає можливості. Ми запропонували застосувати для цієї цілі генетичні алгоритми. Змінюючи параметри корегуючих RL-ланок та ємності фазозсуваючого конденсатора, можна впливати на амплітуди і фази напруг навантаження. Була виконана відповідна модифікація генетичного алгоритму для врахування всіх особливостей моделі. З метою оцінки отриманих результатів оптимізації моделі використовувалась цільова функція

$$f = |\varphi_A| + |\varphi_B - 2\pi/3| + |\varphi_C + 2\pi/3| + |U_{MA} / U_{MB} - 1| + |U_{MA} / U_{MC} - 1| + |U_{MB} / U_{MC} - 1| + |U_{MB} / U_{MA} - 1| + |U_{MC} / U_{MA} - 1| + |U_{MC} / U_{MB} - 1|, \quad (13)$$

де $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ – початкові фази напруг навантаження; U_{MA}, U_{MB}, U_{MC} – амплітуди напруг навантаження. Для ідеальної вихідної трифазної напруги значення цільової функції $f=0$. Таку цільову функцію можна отримати лише при умові, що

$$\varphi_A = 0, \varphi_B = 2\pi/3, \varphi_C = -2\pi/3, U_{MA} = U_{MB} = U_{MC}.$$

На жаль дана цільова функція не відслідковує форми кривих напруг навантаження, а тому отриманий результат може бути несинусоїдальним.

Генетичні методи, які за своєю природою є стохастичними методами, побудовані за аналогією з природними еволюційними процесами, не висувають додаткових вимог до виразу цільової функції, на кожній ітерації працюють з множиною розв'язків, що дає можливість в більшості випадків більш детально, в порівнянні з градієнтними методами

багатовимірної нелінійної безумовної оптимізації аналізувати весь простір пошуку, передбачають способи виходу з локальних екстремумів.

У класичному генетичному алгоритмі [2, 3, 13] початкова популяція створюється випадковим чином. Розмір популяції (всю кількість хромосом позначимо як N), який не змінюється протягом всього алгоритму, є фіксований. Кожна особина генерується як L -бітний рядок, де L – довжина коду особи. Кожна особина – це розв’язування поточної задачі. Більш придатна особина – це придатніший розв’язок. Ці особливості роблять генетичний алгоритм порівняно з іншими оптимізаційними алгоритмами таким, що дає кращий результат [7, 17, 18].

Алгоритм складається з трьох стадій: створення проміжної популяції вибором від поточного покоління, повторне створення проміжного покоління шляхом кросинговеру, який призводить до формування нової генерації, і мутація (рис. 2).

Ефективність генетичного алгоритму при розв’язанні конкретної задачі залежить від

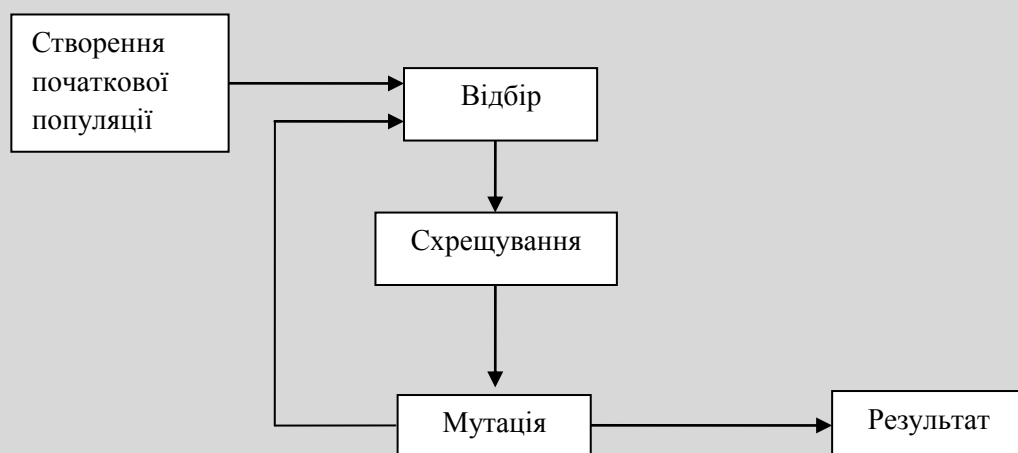


Рис.2. Схема роботи генетичного алгоритму

багатьох чинників, зокрема, від таких, як генетичні оператори і вибір відповідних значень параметрів, а також способу подання завдання на хромосомі. Оптимізація цих чинників приводить до підвищення швидкості і стійкості пошуку, що істотно впливає на застосування генетичних алгоритмів.

На рис. 3 – 4 наведено розрахункові криві аналізу стаціонарного процесу перетворювача числа фаз в режимі активного навантаження з корегуючими RL-ланками. Розрахунки виконані з використанням моделі чутливостей до початкових умов, підбір оптимальних параметрів корегуючих ланок виконувався з допомогою генетичного алгоритму. Напруга живлення задана виразом $u_1 = 311\sin(314.1593t)$.

Розрахунки були виконані при таких параметрах: $r_{1A} = r_{1B} = r_{1C} = 1.3 \text{ Ом}$; $r_0 = 0.5 \text{ Ом}$; $r_{2A} = r_{2B} = r_{2C} = 2.2 \text{ Ом}$; $r_{HA} = r_{HB} = r_{HC} = 15 \text{ Ом}$; $\alpha_0 = 120 \text{ Гн}^{-1}$; $\alpha_1 = \alpha_{1B} = \alpha_1 = 172 \text{ Гн}^{-1}$; $\alpha_{2A} = \alpha_{2B} = \alpha_{2C} = 203 \text{ Гн}^{-1}$.

Крива намагнення апроксимована виразом з вибором розрахункової формули

$$\varphi(\psi) = \begin{cases} a_1\psi, & |\psi| > \psi_1, \\ S_3(\psi), & \psi_1 \leq |\psi| \leq \psi_2, \\ a_2\psi - a_0, & |\psi| > \psi_2 \end{cases}$$

де $a_1 = 1.0 \text{ Гн}^{-1}$; $a_2 = 55 \text{ Гн}^{-1}$; $a_0 = 30 \text{ А}$; $\psi_1 = 0.1 \text{ Вб}$; $\psi_2 = 1.0 \text{ Вб}$; $\varphi(\psi_1) = 0.1 \text{ А}$; $\varphi(\psi_2) = 25 \text{ А}$; $S_3(\psi)$ – кубічний сплайн.

Були вибрані такі параметри генетичного алгоритму: популяцій 90, поколінь 40, параметр ранжування 0.05, ймовірність кросинговеру 0.3, ймовірність мутації 0.2, ймовірність інверсії 0.1. Межі зміни параметрів корегуючих RL-ланок та фазозсуваючого конденсатора були прийняті: $r_{\text{Дjmin}} = 0 \text{ Ом}$, $r_{\text{Дjmax}} = 2 \text{ Ом}$, $L_{\text{Дjmin}} = 0.02 \text{ Гн}$, $L_{\text{Дjmax}} = 0.04 \text{ Гн}$, $C_{\text{min}} = 200 \text{ мкФ}$, $C_{\text{max}} = 400 \text{ мкФ}$. Виконавши оптимізацію, ми отримали параметри при яких функція цілі прийняла мінімальне значення $f = 0.017075$

$$r_{\text{ДА}} = 0.93351 \text{ Ом}, r_{\text{ДВ}} = 1.196692 \text{ Ом}, r_{\text{ДС}} = 1.153686 \text{ Ом},$$

$$L_{\text{ДА}} = 0.030501 \text{ Гн}, L_{\text{ДВ}} = 0.029208 \text{ Гн}, L_{\text{ДС}} = 0.029897 \text{ Гн}, C = 384 \text{ мкФ}.$$

На рис. 3 наведено розрахункові криві усталених значень струмів навантаження на інтервалі одного періоду $T = 0.02 \text{ с}$. Як бачимо, характер кривих ідеально відповідає трифазній залежності. Амплітуди струмів відрізняються менше ніж на 0.1%, а саме $i_{2\text{Am}} = 11.826 \text{ А}$, $i_{2\text{Bm}} = 11.826 \text{ А}$, $i_{2\text{Cm}} = 11.823 \text{ А}$. Зсув фаз повинен складати приблизно 2.0944 рад. Приймавши фазу А за відлік ($\varphi_A = 0$), ми отримали такий результат $\varphi_B = -2.1048 \text{ рад}$, $\varphi_C = 2.0892 \text{ рад}$. Тут різниця між отриманим результатом і зразковим є меншою 0.6 %. Отже параметрична оптимізація корегуючих ланок дозволила отримати практично ідеальну трифазну залежність, що неможливо досягти без використання генетичних алгоритмів.

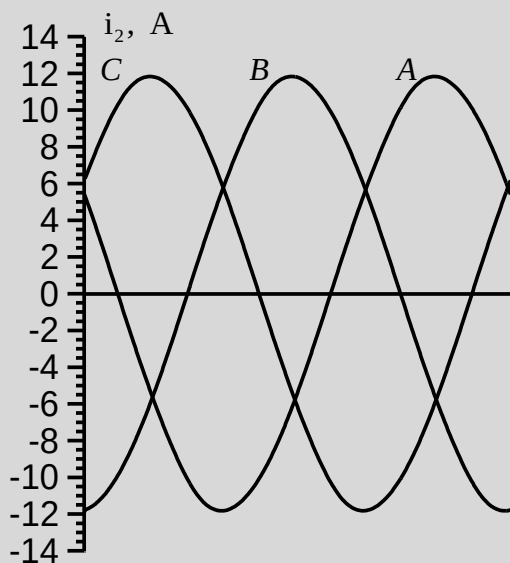


Рис. 3. Розрахункові криві усталених значень струмів вторинної обмотки

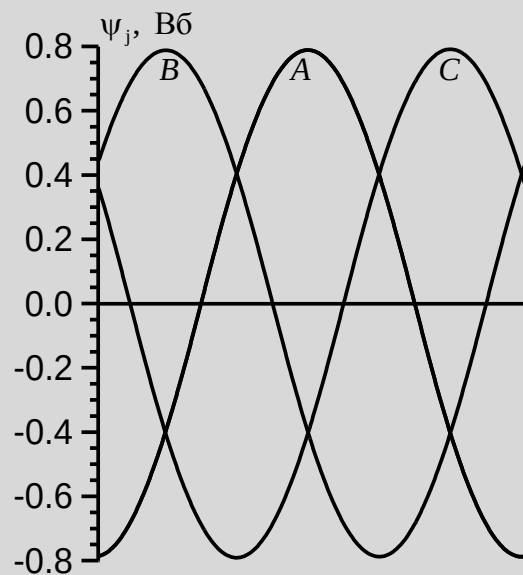


Рис. 4. Розрахункові криві усталених значень робочих потокозчеплень фаз

На рис. 4 наведено розрахункові криві усталених значень робочих потокозчеплень фаз трансформатора. Ці криві, як і струми фаз вторинної обмотки, повністю відповідають умовам трифазної залежності, а їх амплітуди свідчать про те, що трансформатор працює в нелінійному режимі близькому до насичення.

5. Висновок. Застосування корегуючих RL-ланок для покращання форми вихідного сигналу перетворювача числа фаз повністю себе виправдало. Використовуючи генетичний

алгоритм ми показали, що можна визначити оптимальні параметри корегуючих RL-ланок, при яких струми навантаження близькі до зразкової трифазної залежності. Це дає можливість перетворити однофазну напругу в ідеальну трифазну.

1. Баламетов А.Б., Мамедяров О.С. Расчет установившегося режима сложных электрических сетей методом Гаусса-Зейделя с вторичной коррекцией // *Электричество*. – 1985. – N 10. – С. 7 – 11. 2. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г.К. Вороновский, К.В. Махотило, С.Н. Петрашев, С.А. Сергеев. – Х.: ОСНОВА, 1997. – 112 с. 3. Емельянов В. В., Курейчик В. В., Курейчик В. М. Теория и практика эволюционного моделирования. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 432 с. 4. Калугин Е.И. Определение установившегося режима в нелинейной электрической цепи с помощью функциональных рядов // *Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт*. – 1990. – N 1. – С. 105 – 112. 5. Ланцов В.Н., Меркулов А.С. Алгоритм расчета квазипериодических процессов в нелинейных радиотехнических устройствах // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. – 1990. – N 6. – С. 12 – 16. 6. Осетров А.В. Нелинейные искажения в резонансных цепях при сложном входном воздействии // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. 1989. – N 9. – С. 18 – 23. 7. Рутковская Д., Пилиньский М., Рутковский Л., Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 452 с. 8. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних перетворювачів систем керування. – Львів: Фенікс, 1997. – 170 с. 9. Aprille T., Trick T. A computer algorithm to determine the steady-state response of non-linear oscillator. *IEEE Trans. Circuit Theory*, 1972, vol. CT-19, pp. 354 – 360. 10. McLeod. A note on the ε -algorithm // *Computing (Arch. Elektron. Rechnen)*. – 1971. – V. 7. – P. 17 – 24. 11. Minkina W., Samotyj W. Metoda analizy zjawiska ferorezonansu we wzmacniaczu magnetycznym // *Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej*. – 2002. – Tom VIII. – Zeszyt 1/2. – S. 33 – 38. 12. Minkina W., Samotyj W. Modelowanie matematyczne zjawiska ferorezonansu w trójfazowym przemienniku częstotliwości // *I Krajowa konferencja "Modelowanie i Symulacja '2000 (MiS-1), Zakopane-Kościelisko, czerwiec 2000, s. 51 – 54*. 13. Prugel-Bennett A., Shapiro J. L. 1994. An analysis of genetic algorithms using statistical mechanics // *Physical Review Letters*, vol. 72, no. 9, pp.1305–1309. 14. Samotyj W., Dzelendziak U., Chomulak M. Optymalizacja kształtu sygnału wyjściowego falownika tyrystorowego // *V Ogólnopolska konferencja naukowo-techniczna Postępy w Elektrotechnice Stosowanej (PES-5)*. – T. II. – Kościelisko (Polska). – 2005. – S. 69 – 76. 15. Samoty V., Kobylansky A. Transient Analysis of Cycloconverter Operating under Static Load // *Engineering Simulation*, 1997. Vol. 14, pp. 159 – 162. 16. Skelboe S. Computing of the periodic steady-state response of non-linear networks by extrapolation methods // *IEEE Trans. Circuits Syst.* – V. CAS-27. – 1980. – P. 161 – 175. 17. Vose M. D., Liepins G. E. Punctuated equilibria in genetic search // *Complex Systems*, 1991, no. 5, pp. 31–44. 18. Whitley L. D. An executable model of a simple genetic algorithm // In Whitley L.D. (ed): *Foundations of Genetic Algorithms 2*. Morgan Kaufman=