

Розв'язок системи (6), (10) здійснюємо диференціальним методом з подальшим ітераційним уточненням методом Ньютона. Результати математичного моделювання перехідного та періодичного процесів АД з короткозамкненим ротором зображені на рис.1, 2.

1. Маляр В.С. Основные положения сплайн-метода расчета периодических режимов работы электрических цепей // *Электроника и связь*. – 1998. – Вып. 5. – С. 11–14. 2. Маляр В., Совин Р. Метод математичного моделювання перехідних процесів в електромеханічних перетворювачах // *Вісн. ДУ “Львівська політехніка”*. – 2000. – Вып. 403. – С. 93–96. 3. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. – К., 1979. – 208 с. 4. Фильц Р.В., Онышко Е.А., Плахтына Е.Г. Алгоритм расчета переходных процессов в асинхронной машине с учетом насыщения и вытеснения тока // *Преобразователи частоты для электропривода*. – Кишинев, 1979. – С. 11–22.

УДК 621.314.58

М.П. Макаренко, М.М. Юрченко, В.І. Сенько, О.М. Юрченко

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут”

Інститут електродинаміки НАН України

МАТЕМАТИЧНЕ І КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЧАСТОТИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

© Макаренко М.П., Юрченко М.М., Сенько В.І., Юрченко О.М., 2001

Розроблена математична модель перетворювача частоти з комп'ютерною орієнтацією її використання. Моделювання проведено з поданням математичного опису процесів узагальненими багатопараметричними функціями.

The mathematical model of the converter of frequency with computer by orientation of its use is developed. The modelling is carried out with representation of the mathematical description of processes by generalising multiparametrical functions.

Проектування джерел вторинного електроживлення на основі перетворювачів частоти (ПЧ) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) вихідної напруги пов'язано з моделюванням і аналізом електромагнітних процесів у них з урахуванням особливостей алгоритму керування їхніми силовими ключами і характеру навантаження.

У ПЧ з ШІМ вихідної напруги (рис. 1) реалізується багатоканальний спосіб перетворення параметрів електромагнітної енергії мережі, при якому в блоці силових модуляторів (БСМ) здійснюється розгалужена модуляція фазних напруг трифазної мережі частоти ω_1 відповідними їм еквівалентними впливами трифазної системи частоти ω_2 . Вихідні напруги модуляторів підсумовуються в загальному контурі навантаження і складають таким чином вихідну напругу ПЧ, якісні характеристики якої, за необхідності, можуть поліпшуватись за допомогою вихідного Г-подібного резонансного фільтру.

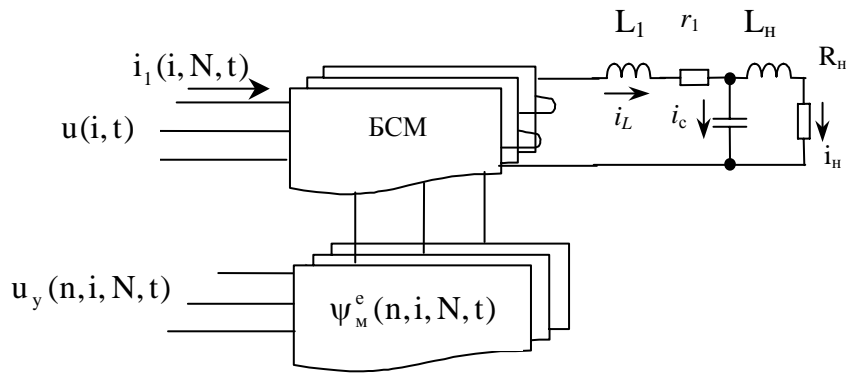


Рис. 1. ПЧ з ШІМ вихідної напруги

Конфігурація мостових інверторів [1], що входять до складу БСМ, забезпечує енергообмін між навантаженням і вхідною мережею по ланцюгах допоміжних транзисторів, що дозволяє здійснювати управління основними транзисторами з мінімальними динамічними втратами потужності на комутаційних інтервалах. Форма вихідної напруги ПЧ забезпечується алгоритмом роботи силових транзисторів мостових інверторів, при якому транзистори однієї стійки мосту управляються імпульсами напруги, частота слідування яких ω_2 дозволяє отримати потрібну частоту вихідної напруги, а транзистори другої стійки мосту – високочастотними імпульсами, тривалість яких на половині періоду повторення змінюється за синусоїдальним законом [2].

При живленні від фазних напруг БСМ має три модулятори, кожний з яких включає в себе N інверторів змінної напруги з трансформаторним виходом. Отже, враховуючи кількість фаз вхідної енергетичної мережі (i), кількість інверторів, що входять до складу ПЧ, сягає $N \times i$. У роботі наведені результати досліджень, що показують ефективність подання математичного опису стану всієї множини інверторів, і кожного з них окремо взятого, щодо вихідної напруги ПЧ, струму навантаження і струмів, що споживаються з вхідної мережі узагальнюючими функціями багатопараметричного вигляду. При складанні математичної моделі ПЧ з комп'ютерною орієнтацією її використання застосовано метод багатопараметричних модулюючих функцій, деякі тези відносно якого викладені в [3]. При цьому прийняті такі допущення: вхідна енергетична мережа симетрична і її внутрішній опір дорівнює нулю, транзистори і діоди інверторів подаються ідеальними ключами, індуктивність фільтра – лінійна, має опір міді (r_1), опір втрат конденсатора фільтра дорівнює нулю, навантаження ПЧ має еквівалентний активно-індуктивний характер.

Кожний з інверторів формує на виході напругу, закон зміни якої відповідає вибраному варіанту ШІМ. Формування вихідних напруг інверторів можна відобразити як результат множення миттєвих значень відповідних фазних напруг на відповідні їм еквівалентні впливи. Якщо прийняти коефіцієнт трансформації трансформаторів таким, що дорівнює одиниці, то всю множину вихідних напруг інверторів ПЧ можна відобразити багатопараметричною функцією вигляду

$$u_2(n, i, N, t) = u(i, t) \psi_m^e(n, i, N, t), \quad (1)$$

де $u(i, t) = E_m \sin\left(\omega_1 t - \frac{2(i-1)\pi}{3}\right)$ – миттєві значення фазних напруг мережі; E_m – амплітудне значення фазної напруги мережі; $i = 1, 2, 3$ – номер фази мережі; $\psi_m^e(n, i, N, t)$ – множина

еквівалентних впливів n -х інверторів, подана багатопараметричною модулюючою функцією, що водночас враховує координати низькочастотної і високочастотної комутації силових транзисторів; $n = 1, 2, \dots, N$ – номер інвертора відповідного модулятора.

Для визначення багатопараметричної модулюючої функції введемо допоміжну функцію прямокутного синуса, що збігається по частоті з частотою слідування імпульсів управління силовими транзисторами ω_2 і відображає часове положення однієї половини з усієї множини цих імпульсів

$$\psi(n, i, N, t) = \text{sign} \left(\sin \left(\omega_2 t - 2(n-1) \frac{\pi}{3N} - \alpha(t) - \frac{2\pi(i-1)}{3} \right) \right), \quad (2)$$

де $\alpha(t)$ – початкова фаза імпульсів управління силовими транзисторами.

Багатопараметричну модулюючу функцію $\psi_m^e(n, i, N, t)$ отримаємо внаслідок логічного порівняння множин напруг управляючої, синусоїдальної форми і розгортаючої, та перемноження результату порівняння на (2)

$$\psi_m^e(n, i, N, t) = \left[\text{if} \left(\frac{|u_y(n, i, N, t)|}{k(t)} > |u_p(n, i, N, t)|, 1, 0 \right) \right] \psi(n, i, N, t), \quad (3)$$

де $k(t)$ – коефіцієнт глибини модуляції, значення якого за необхідності може бути змінним. За рахунок зміни величини $k(t)$ регулюється діюче значення напруги на навантаженні ПЧ.

Множину напруг управління подамо, подібно (2), багатопараметричною функцією

$$u_y(n, i, N, t) = U_{ym} \sin \left[\omega_2 t - 2(n-1) \frac{\pi}{3N} - \alpha(t) - \frac{2\pi(i-1)}{3} \right], \quad (4)$$

де U_{ym} – амплітудне значення напруги управління.

Множину розгортаючих напруг промодельємо в часовій області функцією, синхронною з координатами періодів високочастотної і низькочастотної комутації силових транзисторів. У такий спосіб, враховуючи (2)

$$u_p(n, i, N, t) = U_{pm} \frac{t - \left(\text{floor} \left(\frac{t}{T_3} \right) \right) T_3}{T_3} \psi(n, i, N, t), \quad (5)$$

де U_{pm} і $T_3 = 2\pi/\omega_3$ – амплітудне значення і період високочастотної складової розгортаючої напруги відповідно.

Діаграми напруги управління при різних дискретних значеннях коефіцієнта глибини модуляції і розгортаючої напруги, необхідні для моделювання еквівалентного впливу одного з інверторів показані на рис. 2.

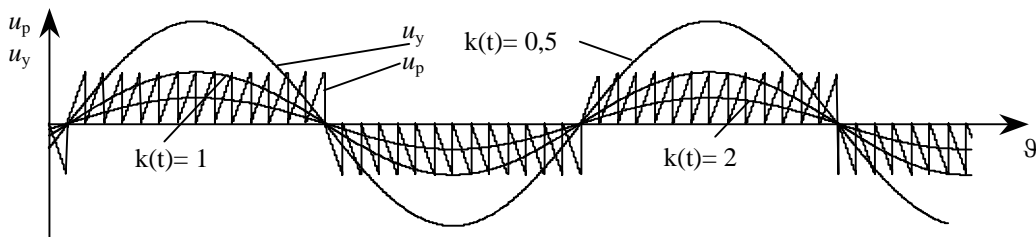


Рис.2. Діаграми напруги управління

Якщо модулятор фазної напруги ПЧ має N інверторів, то доцільно розглянути еквівалентний вплив i -го модулятора, який, з урахуванням (3), подамо виразом вигляду

$$\psi_M^e(i, N, t) = \sum_{n=1}^N \psi_M^e(n, i, N, t) \quad (6)$$

Миттєві значення еквівалентних впливів модуляторів першої фазної напруги при різних кількостях інверторів в одному модуляторі, побудовані згідно з (6) і (3), показані на рис. 3. З діаграм видно, що при $N = 1$ еквівалентні впливи інвертора і модулятора, що належать до однойменної вхідної фазної напруги, збігаються між собою і з вигляду, і в часі.

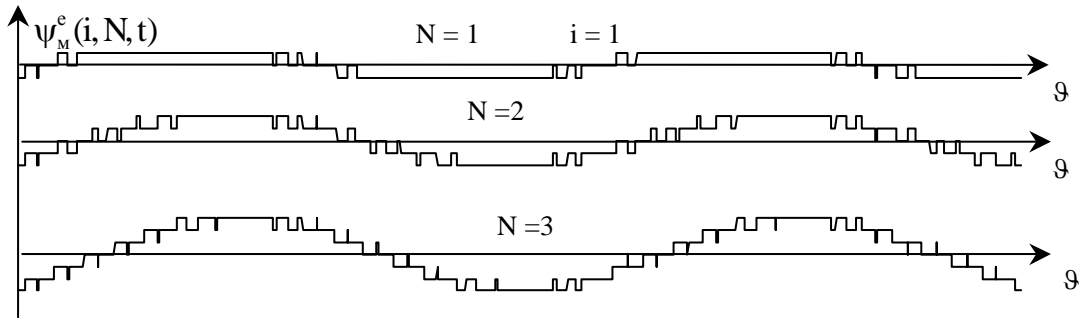


Рис. 3. Миттєві значення еквівалентних впливів модуляторів першої фазної напруги

Враховуючи алгоритм формування вихідної напруги ПЧ і (6), множину вихідних напруг модуляторів подамо як

$$u_2(i, N, t) = u(i, t) \psi_M^e(i, N, t) \quad (7)$$

а миттєві значення вихідної напруги ПЧ виразом

$$u_2(N, t) = \sum_{i=1}^3 u_2(i, N, t) \quad (8)$$

Діаграми миттєвих значень вихідних напруг ПЧ з різною кількістю інверторів в складі модуляторів, побудовані згідно (8), а також вихідної напруги модулятора третьої фази при $N = 3$, і вихідної напруги третього інвертора зі складу модулятора другої фази, побудовані по (7) і (1) відповідно з урахуванням (3), показані на рис. 4.

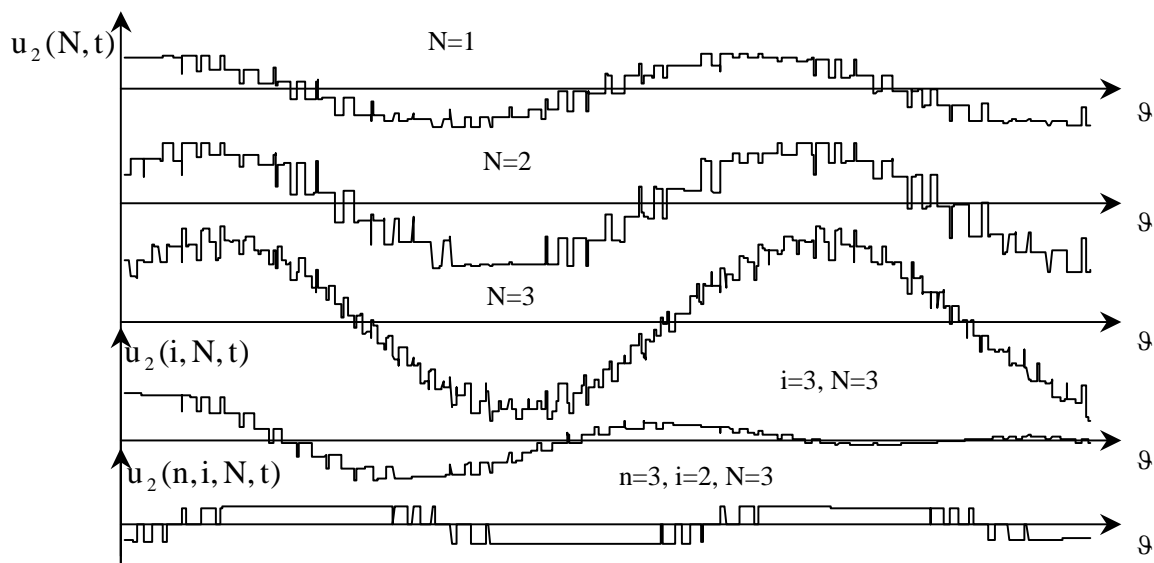


Рис. 4. Діаграми миттєвих значень вихідних напруг

Аналогічно подаються і інші діаграми вихідних напруг інверторів і модуляторів ПЧ.

Враховуючи вищезгадані припущення щодо елементів вихідного фільтра і характеру навантаження, розглянемо диференціальне рівняння третього порядку, складене для вихідного кола ПЧ відносно струму навантаження.

$$\frac{d^3 i_H}{dt^3} = -\frac{1}{A} \left[B \frac{d^2 i_H}{dt^2} + F \frac{di_H}{dt} G i_H - u_2(n, t) \right], \quad (9)$$

де $A = L_\phi L_H C$; $B = L_\phi CR_H + L_H Cr1$; $F = L_\phi + L_H + CR_H r1$; $G = R_H + r1$, L , $r1$ – індуктивність і активний опір дроселя фільтра; C – ємність конденсатора фільтра.

При цьому нескладно з'ясувати, що

$$u_2(n, t) = i_L r1 + L_\phi \frac{di_L}{dt} + i_H R_H + L_H \frac{di_H}{dt}; \quad i_L = CL_H \frac{d^2 i_H}{dt^2} + CR_H \frac{di_H}{dt} + i_H;$$

$$u_c = L_H \frac{di_H}{dt} + i_H R_H; \quad i_c = C \frac{du_c}{dt}, \quad (10)$$

де i_L , i_c , i_H – миттєві значення струму дроселя, конденсатора і навантаження відповідно; $u_H = u_c$ – напруга на навантаженні.

Рівняння (9) щодо струму навантаження знайдемо числовим методом (метод Рунге–Кутта на фіксованих інтервалах) у вигляді матриці i_H , що містить 4 стовпці, які відображають час, миттєві значення струму навантаження і його похідні, і j рядків, що подають задану кількість точок на фіксованому інтервалі

$$i_H = \text{rkfixed}(i_H, 0, t, j, D). \quad (11)$$

Графічне відображення системи рівнянь (10) відносно напруги на навантаженні, його струму, а також струму дроселя вихідного фільтра в координатах вихідної напруги ПЧ при різних значеннях коефіцієнта глибини модуляції, показано на рис. 5.

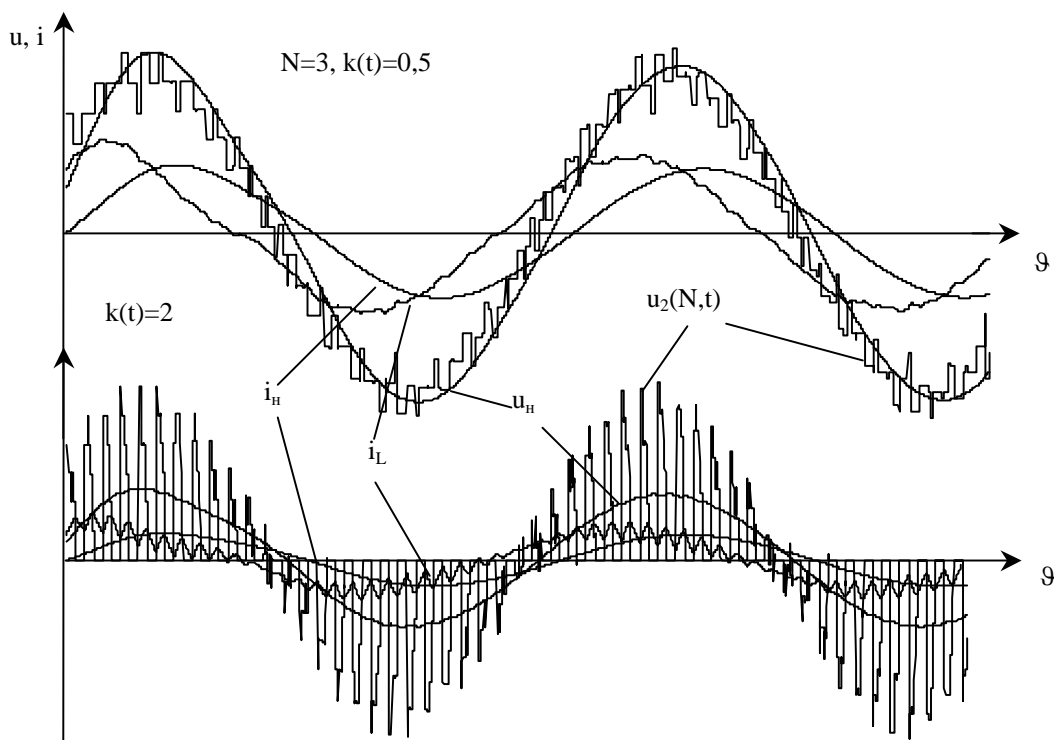


Рис. 5. Графічне відображення системи рівнянь (10) відносно напруги на навантаженні

Модулюючи функцію (3), що є безрозмірною і має одиничну амплітуду, використаємо як функцію перетворення вхідних струмів ПЧ у вхідний струм вихідного фільтра, поданий відповідною залежністю в (10) [4]. Враховуючи це, а також ту обставину, що струм дроселя вихідного фільтра є водночас вихідним струмом кожного інвертора і модулятора фазних напруг, що з'єднані між собою в послідовному колі з навантаженням, вхідні струми кожного з інверторів відносно фаз вхідної мережі подамо співвідношенням вигляду

$$i_1(n, i, N, t) = i_L \psi_M^e(n, i, N, t), \quad (12)$$

а вхідні струми кожного з модуляторів – відповідно

$$i_1(i, N, t) = \sum_{n=1}^N i_L \psi_M^e(n, i, N, t). \quad (13)$$

Діаграми вхідних струмів перших інверторів модуляторів фазних напруг при $N=3$, побудовані по (12), показані на рис. 6.

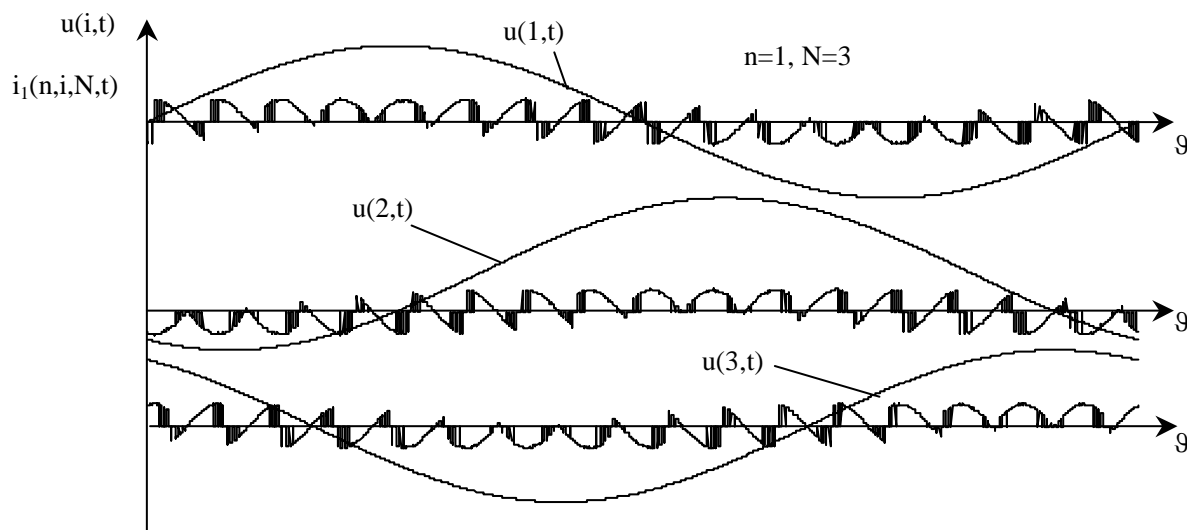


Рис. 6. Діаграми вхідних струмів перших інверторів модуляторів фазних напруг

Першу гармоніку струму, що споживається від кожної фази мережі, доцільно виділяти за допомогою вхідного фільтра ПЧ.

Отже, наведені результати досліджень показують ефективність подання математичного опису стану всієї множини інверторів, і кожного з них окремо взятого, відносно вихідної напруги ПЧ, струму навантаження і струмів, що споживаються з вхідної мережі узагальнюючими функціями багатопараметричного вигляду. Отримані результати дозволяють, крім того, проводити дослідження навантажень струмом кожного ключового елемента окремого інвертора, що входить до складу ПЧ. Узагальнюючі функції багатопараметричного вигляду ефективні, як показано вище, і для подання математичного опису процесів у багатоканальних і одноканальних системах керування ПЧ, і інших перетворювачів модуляційного типу.

1. Макаренко Н.П. Анализ электромагнитных процессов в инверторах переменного и выпрямленного напряжения // *Электроника и связь*. – 2000. – № 8. – Т. 1. – С. 164–167.
2. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. – К., 1993. – 270 с.
3. Макаренко Н.П.

Анализ и моделирование электромагнитных процессов в силовых преобразовательных устройствах методом модулирующих функций // Технічна електродинаміка. – 1999. – С. 44–47. 4. Макаренко Н. П. Анализ процессов преобразования энергии в силовом тракте инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией выходного напряжения. // Технічна електродинаміка. – 2000. – Ч. 2. – С. 109–112.

УДК 621.3

Я.М. Матвійчук*, О.В. Олива**

*Національний університет “Львівська політехніка”

**Львівський національний університет ім. Івана Франка

ЧИСЛОВА МОДЕЛЬ ПЕРЕРВНОГО ГЕНЕРАТОРА

© Матвійчук Я.М., Олива О.В., 2001

У статті описаний регуляризований числовий метод синтезу стійких моделей перервного генератора. Збудовано модель перервного генератора із використанням описаного методу. Запропонований метод синтезу стійких макромоделей перервного генератора дозволяє застосовувати його до реальних об'єктів довільної природи, описаних лише вихідним сигналом.

In this article numerical regularized method of synthesis interrupted generator model is described. A model of interrupted generator was constructed using the described method. Proposed method of synthesis interrupted generator models can be used for real objects of different nature, described only by output signal.

У статті розглядається метод числового синтезу моделі перервного генератора по заданому вихідному сигналу та наводиться приклад побудови моделі такого генератора.

Задача числового синтезу генератора перервного сигналу є суттєво некоректною [6].

За структуру моделі перервного генератора обрано (1), яка обґрунтована в [3]

$$\begin{aligned} \dot{y} &= y_1; \\ \dot{y}_1 &= y_2; \\ \dot{y}_2 &= \sum_{i,j,k=0}^r c_{ijk} y^i y_1^j y_2^k. \end{aligned} \quad (1)$$

Ідентифікація математичної моделі (1) в просторі змінних стану y , $y_1 = \frac{dy}{dt}$, $y_2 = \frac{dy_1}{dt}$,

де $y = x$, полягає у визначенні вектора коефіцієнтів \bar{c} за заданими множинами значень $\{y(t_n)\}$, $\{y_1(t_n)\}$, $\{y_2(t_n)\}$, $n=1, \dots, N$ згідно із задачею оптимізації в квадратичній метриці

$$\min_{\bar{c}} \sum_{n=1}^N (\dot{y}_2(t_n) - \sum_{i,j,k=0}^r c_{ijk} y^i(t_n) y_1^j(t_n) y_2^k(t_n))^2, \quad i+j+k \leq s. \quad (2)$$