УДК 621.314 **DOI:** 10.31673/2412-9070.2019.061923

М. П. ТРЕМБОВЕЦЬКИЙ, доктор техн. наук, ст. наук. співробітник;
П. В. АФАНАСЬЄВ, канд. техн. наук, доцент;
Н. А. ТРІНТІНА, канд. техн. наук, доцент;
Е. В. ІВАНІЧЕНКО, канд. техн. наук;
І. М. НЕФЕДОВА,
Державний університет телекомунікацій, Київ

ТЕОРЕТИЧНО-МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ГІПЕРКОМПЛЕКСНОГО АНАЛІЗУ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ ІЗ ПОДВІЙНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Роботу присвячено розвитку теорії побудови перетворювачів із багаторазовою модуляцією. На основі теоретичних досліджень сформульовано положення про структурну інваріантність перетворювачів. Запропоновано положення гіперкомплексного аналізу перетворювачів із багаторазовою модуляцією, розроблено положення квадриплексного перетворення. Обґрунтовано принципи організації і алгоритмів керування багатофункціональних перетворювачів із багаторазовою модуляцією.

Ключові слова: багаторазова модуляція; автономний об'єкт; гіперкомплексні числові системи; квадриплексне перетворення.

Вступ

Удосконалення автономних систем електропостачання (СЕП) нині має особливе значення для розвитку багатьох галузей народного господарства. При цьому чималий діапазон функціонального використання та різноманітність завдань, що вирішуються сучасними автономними об'єктами (АО), зумовили використання як первинні СЕП різних джерел енергії, що різняться видом вироблюваної електроенергії. Сучасні АО характеризуються великою кількістю споживачів, які для забезпечення нормального функціонування вимагають постачання електроенергії певного виду і якості. Тому системи вторинного електроживлення мають забезпечувати перетворення електроенергії, що надходить від первинних джерел енергії, в електроенергію необхідного для споживачів виду і якості із заданими параметрами енергетичних координат.

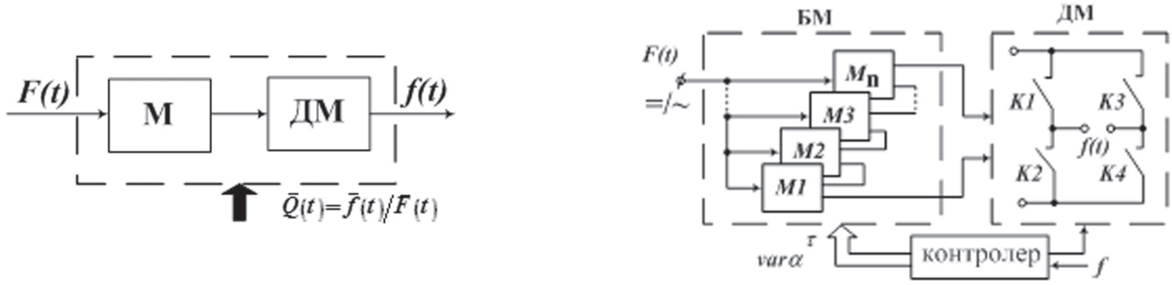
Основна частина

До систем вторинного електроживлення висувається вимога реалізації заданих параметрів функціонування за умови якнайповнішого забезпечення інваріантності вихідних енергетичних координат системи до процесів у первинних джерелах енергії і споживачів. Реалізація заданих параметрів функціонування передбачає інваріантність СЕП не тільки до збурювального впливу, а й до виду перетворюваної електроенергії, що зумовлює потребу в розширенні функціональних і динамічних можливостей систем. Відсутність єдиного методологічного підходу до побудови та аналізу інваріантних СЕП із заданими характеристиками функціонування значно ускладнює завдання їх створення й унеможливлює забезпечення реалізації вимог, що висуваються до таких систем. У зв'язку з цим особливого значення набуває розробка методів побудови та дослідження ефективних інваріантних систем електроживлення із заданими характеристиками функціонування, які забезпечують високі техніко-економічні показники АО. До складу СЕП АО, як правило, входить низка напівпровідникових перетворювачів (НП) параметрів електроенергії, які використовуються для узгодження джерел електроенергії і споживачів за видом електроенергії, її якості і номінальним значенням енергетичних координат. При цьому особливе значення має не тільки поліпшення масогабаритних показників НП, а й забезпечення заданих характеристик їх функціонування. Окрім того, привертає увагу тенденція щодо розширення функцій, покладених на засоби керування, які все частіше залучаються до розв'язання завдань енергетичного характеру.

Ефективним засобом забезпечення заданих характеристик НП є використання положень теорії інваріантності [1; 2]. Однак використання теорії інваріантності у процесі побудови НП модуляційного типу ускладнюється нелінійністю дискретних систем автоматичного керування, якими є сучасні НП.

Розгляд варіантів структурної організації НП дає можливість сформулювати достатні умови структурної інваріантності — наявність принаймні двох модулюючих функцій у рівнянні для узагальненої комутативної функції зумовлює необхідність багаторазової модуляції вхідного впливу в силовому тракті НП відповідно до алгоритму перетворення: $\overline{Q}(t)\,\overline{f}(t)/\overline{F}(t)$.

Звідси доходимо висновку щодо оптимальної структурної організації СТ НП згідно з алгоритмом «модуляція-демодуляція» (рис. 1). Отже, умовою фізичної можливості бути реалізованим структурно-інваріантним НП є сепаратна організація СТ НП відповідно до принципу «модулятор-демодулятор» [3; 4].



а *б*

Рис. 1. Організація інваріантного НП:
***а* — узагальнена структурна організація; *б* — функціональна організація силового тракту**

Як математичний апарат для дослідження таких систем може бути використано апарат гіперкомплексного обчислення, що дозволяє з єдиних методологічних позицій розглядати технічні системи з багаторазовою модуляцією. Гіперкомплексні числові системи (ГЧС) є узагальненням поняття числової системи [5].

Розглянемо більш детально вираз для комутаційної функції:

$$Ce^{i\alpha}e^{j\beta} = C(\cos\alpha + i\sin\alpha)(\cos\beta + j\sin\beta) = C\cos\alpha\,\cos\beta + iC\sin\alpha\,\cos\beta + jiC\sin\alpha\,\sin\beta = a + i_1 b + i_2 c + i_3 d.$$

У результаті перетворення здобуто гіперкомплексні числа четвертого порядку. Оскільки кількість класів ізоморфізмів ГЧС четвертого порядку досить велика (бікомплексні числа, комплекс Клейна, кватерніони), то для вибору ГЧС необхідно поставити додаткові умови. Такими умовами, вочевидь, можуть бути комутативність і асоціативність ГЧС.

У цьому разі ГЧС зводиться до системи бікомплексних чисел — комутативність системи з поодиноким базисним елементом і трьома уявними одиницями. Зазначимо, що i_1, i_2 — уявні одиниці, для яких $i_1^2 = i_2^2 = -1$, однак $i_1 \neq \pm i_2$, а $i_3 = i_1 \cdot i_2$, причому $i_3^2 = 1$, $i_3 \neq \pm 1$. Бікомплексні числа можна дістати комутативним подвоєнням поля комплексних чисел комплексними числами: $i_1, i_2 i_1^2 = i_2^2 = -1 i_1 \neq \pm i_2 i_3 = = i_1 \cdot i_2 i_3^2 = 1 i_3 \neq \pm 1$.

Розглянемо додаток ГЧС до дослідження перетворювальних систем із багаторазовою модуляцією.

Здійснивши комплексне перетворення для складових комутаційної функції, дістанемо

$$\left.\begin{aligned} a(t) &= \dot{A}_m = a_m \cos\alpha_m + i a_m \sin\alpha_m \\ b(t) &= \dot{B}_k = b_k \cos\beta_k + j b_k \sin\beta_k, \end{aligned}\right\}$$

де m, k — номери гармонік; i, j — різні уявні одиниці, що відповідають різним частотам. Після перемноження $\dot{A}_m$ і $\dot{B}_k$ з урахуванням формули Ейлера маємо інтегральне перетворення — квадриплексне перетворення:

$$\mathring{Q}_{mk} = \dot{A}_m \dot{B}_k = ij\frac{1}{\pi^2}\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi} \alpha(\varphi/\Omega)\cdot b(\lambda/\omega) e^{-im\varphi} e^{-jk\lambda} d\varphi d\lambda.$$

Здобуте перетворення є прямим квадриплексним перетворенням. Позначимо його оператором $\Gamma_{m,k}[Q(t)] = \mathring{Q}_{m,k}$, або $\mathring{Q}_{m,k} = Q(t)$. Тобто вводиться поняття оригіналу і зображення квадриплексної функції. Зазначимо, що відоме комплексне перетворення є окремим випадком квадриплексного, оскільки при постійних $a(t)$ або $b(t)$, коли $m = 0$ або $k = 0$, введені інтегральні перетворення стають рівними відомим виразом комплексного перетворення періодичних функцій. Квадриплексне зображення $Ce^{i\alpha}e^{j\beta}$ назвемо квадриплексною амплітудою гіпергармонічної функції $C\sin(\Omega t + \alpha)\sin(\omega t + \beta)$, а величину $i\Omega t + j\omega = \varphi_0$ — квадриплексною узагальненою частотою.

Роль цих величин у процесі дослідження систем із багаторазовою модуляцією аналогічна ролі комплексної амплітуди і частоти під час розрахунку електричного кола з гармонічними напругою і струмамом однієї частоти. Тоді для квадриплексного імпедансу ділянки кола можна записати:

$$z = r + \varphi_0 L + 1/\varphi_0 C.$$

Проілюструємо застосування викладених основ квадриплексного обчислення на прикладі аналізу коливального режиму лінійного асинхронного двигуна, використовуваного в системах точного позиціонування і збуджуваного за допомогою лінійної фазової модуляції, при якій напруга живлення визначається за формулами

$$u_{\alpha s} = U_\alpha \sin\omega t;\quad u_{\beta s} = U_\beta \sin(\omega t + \Omega t).$$

Систему рівнянь, що описує лінійний асинхронний двигун із симетричним індуктором, подамо у вигляді

$$\left.\begin{aligned}
&u_{\alpha s}=i_{\alpha s}r_s+L_s i_{\alpha s}+Mi_{\alpha r};\\
&u_{\beta s}=i_{\beta s}r_s+L_s i_{\beta s}+Mi_{\beta r};\\
&O=i_{\alpha r}r_r+L_r i_{\alpha r}+Mi_{\alpha r}-\frac{\pi}{\tau}V\left(Mi_{\beta s}+L_r i_{\beta r}\right);\\
&O=i_{\beta r}r_r+L_r i_{\beta r}+Mi_{\beta r}-\frac{\pi}{\tau}V\left(Mi_{\alpha s}+L_r i_{\alpha r}\right);\\
&\frac{\pi}{\tau}M\left(i_{\beta s}i_{\alpha r}-i_{\alpha s}i_{\beta r}\right)=L_{\text{mex}}V+R_{\text{mex}}V+C_{\text{mex}}^{-1}\int V dt,
\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

де $u_{\alpha s},u_{\beta s}$; $i_{\alpha s},i_{\beta s}$; $i_{\alpha r},i_{\beta r}$; r_s,r_r; L_s,L_r — відповідно напруга живлення, струм, активний опір і повна індуктивність фазних обмоток індуктора (статора) S і бігуна (ротора) r; M — максимальна взаємна індуктивність між обмотками індуктора і бігуна; V — швидкість зміни положення бігуна; τ — полюсний розподіл; L_{mex}, R_{mex}, C_{mex} — відповідно коефіцієнти інерційного, демпфуючого і позиційного навантаження.

Після квадриплексного перетворення вихідної системи дістанемо

$$\left.\begin{aligned}
&\mathring{U}_{\alpha s_{m,k}}=r_s\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}}+L_s\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}}+M\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}};\\
&\mathring{U}_{\beta s_{m,k}}=r_s\mathring{I}_{\beta s_{m,k}}+L_s\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\beta s_{m,k}}+M\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}};\\
&O=r_r\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}}+L_r\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}}+M\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}}-\\
&-\frac{\pi}{\tau}MV_{\beta s}(m,k)\mathring{I}_{\beta s_{m,k}}-\frac{\pi}{\tau}L_rV_{\beta r}(m,k)\mathring{I}_{\beta r_{m,k}};\\
&O=r_r\mathring{I}_{\beta r_{m,k}}+L_r\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\beta r_{m,k}}+M\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{I}_{\beta s_{m,k}}+\\
&+\frac{\pi}{\tau}MV_{\alpha s}(m,k)\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}}+\frac{\pi}{\tau}L_rV_{\alpha r}(m,k)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}};\\
&\frac{\pi}{\tau}M\left(I_{\alpha r}(m,k)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}}-i_{\beta r}(m,k)\mathring{I}_{\beta r_{m,k}}\right)=L_{\text{mex}}\left(im\Omega+jk\omega\right)\mathring{V}_{m,k}+\\
&+C_{\text{mex}}^{-1}\left(im\Omega+jk\omega\right)^{-1}\mathring{V}_{m,k}.
\end{aligned}\right\}$$

Введемо позначення:

$$Z_{s_{m,k}}=L_s(im\Omega+jk\omega);\quad Z_{r_{m,k}}=r_r+L_r(im\Omega+jk\omega);\quad Z_{M_{m,k}}=M(im\Omega+jk\omega);$$

$$Z_{\text{mex}_{m,k}}=L_{\text{mex}}(im\Omega+jk\omega)+R_{\text{mex}}+C^{-1}_{\text{mex}}(im\Omega+jk\omega)^{-1};$$

$$R_{\alpha s}(m,k)=\frac{\pi}{t}MV_{\alpha s}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}M\mathring{I}^{-1}_{\alpha s_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{V}_{n,l}\mathring{I}_{\alpha s_{m-n,k-1}};$$

$$R_{\beta s}(m,k)=\frac{\pi}{t}MV_{\beta s}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}M\mathring{I}^{-1}_{\beta s_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{V}_{n,l}\mathring{I}_{\beta s_{m-n,k-1}};$$

$$R_{\alpha r}(m,k)=\frac{\pi}{t}L_rV_{\alpha r}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}L_r\mathring{I}^{-1}_{\alpha r_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{V}_{n,l}\mathring{I}_{\alpha r_{m-n,k-1}};$$

$$R_{\beta r}(m,k)=\frac{\pi}{t}L_rV_{\beta r}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}L_r\mathring{I}^{-1}_{\beta r_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{V}_{n,l}\mathring{I}_{\beta r_{m-n,k-1}};$$

$$A_{\beta r}(m,k)=\frac{\pi}{t}MI_{\beta r}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}M\mathring{I}^{-1}_{\beta r_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{I}_{\beta r_{n,l}}\mathring{I}_{\alpha s_{m-n,k-1}};$$

$$A_{\alpha r}(m,k)=\frac{\pi}{t}MI_{\alpha r}(m,k)=\frac{\pi}{\tau}M\mathring{I}^{-1}_{\alpha r_{m,k}}\frac{1}{4ij}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{l=-1}^{\infty}\mathring{I}_{\alpha r_{n,l}}\mathring{I}_{\beta s_{m-n,k-1}}.$$

Тоді система (1) набере вигляду

$$\left.\begin{aligned}
&\mathring{U}_{\alpha s_{m,k}} = Z_{s_{m,k}}\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}} + Z_{M_{m,k}}\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}};\\
&\mathring{U}_{\beta s_{m,k}} = Z_{s_{m,k}}\mathring{I}_{\beta s_{m,k}} + Z_{M_{m,k}}\mathring{I}_{\beta r_{m,k}};\\
&O = Z_{r_{m,k}}\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}} + Z_{M_{m,k}}\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}} - R_{\beta s}(m,k)\mathring{I}_{\beta s_{m,k}} - R_{\beta r}(m,k)\mathring{I}_{\beta r_{m,k}};\\
&O = Z_{r_{m,k}}\mathring{I}_{\beta r_{m,k}} + Z_{M_{m,k}}\mathring{I}_{\beta s_{m,k}} - R_{\alpha s}(m,k)\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}} - R_{\alpha r}(m,k)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}};\\
&A_{\alpha r}(m,k)\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}} - A_{\beta r}(m,k)\mathring{I}_{\beta r_{m,k}} = Z_{\text{mex}_{m,k}}\mathring{V}_{m,k}.
\end{aligned}\right\}$$

Згідно з правилом Крамера з перших чотирьох рівнянь дістанемо

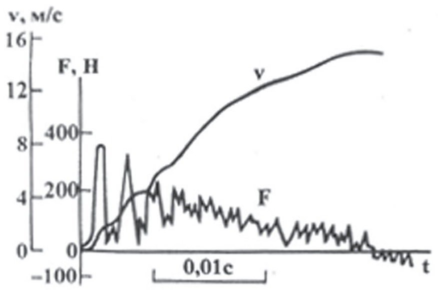
$$\left.\begin{aligned}
&\mathring{I}_{\alpha s_{m,k}} = \frac{D_{\alpha s_{m,k}}}{D_{m,k}};\quad \mathring{I}_{\beta s_{m,k}} = \frac{D_{\beta s_{m,k}}}{D_{m,k}};\\
&\mathring{I}_{\alpha r_{m,k}} = \frac{D_{\alpha r_{m,k}}}{D_{m,k}};\quad \mathring{I}_{\beta r_{m,k}} = \frac{D_{\beta r_{m,k}}}{D_{m,k}}.
\end{aligned}\right\}$$

де

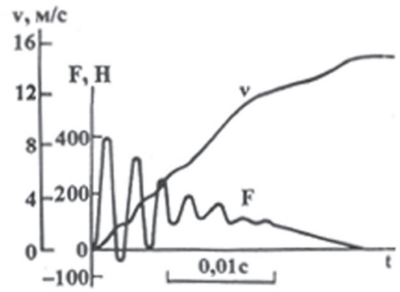
$$D_{m,k} = \begin{vmatrix} Z_{s_{m,k}} & 0 & Z_{M_{m,k}} & 0\\ 0 & Z_{s_{m,k}} & 0 & Z_{M_{m,k}}\\ Z_{M_{m,k}} & -R_{\beta s}(m,k) & Z_{s_{m,k}} & -R_{\beta r}(m,k)\\ R_{\alpha s}(m,k) & Z_{M_{m,k}} & R_{\alpha r}(m,k) & Z_{s_{m,k}} \end{vmatrix}$$

$$d_{m,k} = \begin{vmatrix} \mathring{U}_{\alpha s_{m,k}}\\ \mathring{U}_{\beta s_{m,k}}\\ 0\\ 0 \end{vmatrix},$$

а визначники $D_{\alpha s_{m,k}}$, $D_{\beta s_{m,k}}$, $D_{\alpha r_{m,k}}$, $D_{\beta r_{m,k}}$ формуються з $D_{m,k}$ послідовною заміною його стовпців на стовпець $d_{m,k}$. Здобуті вирази є спільним розв'язком системи інтегро-диференційних рівнянь (1) у неявному рекурентному гіперкомплексному вигляді. Вони дають можливість побудувати аналітичні залежності для F, u, $i_{\alpha s}(t)$, $i_{\beta s}(t)$, $i_{\alpha r}(t)$, $i_{\beta r}(t)$ із заданою точністю (рис. 2).



а



б

Рис. 2. Діаграми пуску лінійного асинхронного двигуна: *а* — експериментальні; *б* — розрахункові

Висновок

Розглянуті варіанти організації багатоопераційних НП мають властивість структурної двоеразової інваріантності, дають змогу отримати високу якість вихідної напруги заданої форми за довільної форми напруги живлення і відсутності вихідних енергетичних фільтрів, забезпечуючи при цьому великий частотний діапазон (зокрема низькі та інфранизькі частоти).

Список використаної літератури

1. ***Алієв Р. А.*** *Принцип інваріантності і його застосування для проектування промислових систем управління. Москва: Вища школа, 1985. 128 с.*

2. ***Менський Б. М.*** *Принцип інваріантності в автоматичному регулюванні і управлінні. Москва: Машинобудування, 1972. 248 с.*

*3. **Павлов В. В.** Інваріантність і автономність нелінійних систем управління. Київ: Наук. думка, 1971. 271 с.*
*4. **Кантор І. Л., Солодовников А. С.** Гіперкомплексні числа. Москва: Наука, 1973. 144 с.*
*5. **Онищенко С. М.** Застосування гіперкомплексних чисел в теорії інерціальної навігації. Київ: Наук. думка, 1983. -208 с.*

М. П. Трембовецкий, П. В. Афанасьев, Н. А. Тринтина, Е. В. Иваниченко, И. Н. Нефёдова

ТЕОРЕТИЧЕСКИ-МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ГИПЕРКОМПЛЕКСНОГО АНАЛИЗА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С ДВОЙНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Работа посвящена развитию теории построения преобразователей с многоразовой модуляцией. На основании теоретических иследований сформулировано положение о структурной инвариантности преобразователей. Предложено положение гиперкомплексного анализа преобразвателей с многоразовой модуляцией, разработано положение квадриплексного преобразования. Обоснованы принципы организации и алгоритмов управления многофункциональных преобразователей с многократной модуляцией.

Ключевые слова: многократная модуляция; автономный объект; гиперкомлпексные числовые системы; квадриплексное преобразование.

M. P. Tembovetsky, P. V. Afanasyev, N. A. Tintina, E. V. Ivanichenko, I. N. Nefyodova

THEORETICAL AND METHODOLOGICAL BASES OF THE HYPERCOMPLEX ANALASE OF CONVERTER SYSTEMS WITH DOUBLE MODULATION

The work is devoted to the development of the theory of constructing converters with reusable modulation. Based on theoretical studies, a statement has been formulated on the structural invariance of converters. The position of the hypercomplex analysis of converters with reusable modulation is proposed, the position of the quadriplex conversion is developed. The principles of organization and control algorithms of multifunction converters with multiple modulation are substantiated.

Improvement of autonomous electricity supply (SES) systems is now of great importance for the development of many industries. In this way, the large range of functional utilization and the variety of tasks advanced by modern autonomous objects (AOs) have led to the use of peculiar, peculiar, egy- gial energy peculiarities of peculiar SES. Modern AOs are characterized by a large number of consumers, which are required to ensure the proper functioning of the electrogeneration of a certain type and quality. Therefore, the secondary power supply systems must ensure that the electrogeneration coming from the cogenerated energy jellies into the electrogeneration of the kind and quality required for the consumers of the energy genetics. The considerations considered for the organization of multi-operative semiconductor amplifiers have the property of structural twofold invariance, they allow to obtain high quality of the output voltage of the given form at a long foggy flexure of the nutrition and the absence of this.

As a mathematical apparatus for the study of such systems, an apparatus of hypercomplex calculation can be used, which allows one to look at technical systems with multiple gas modulation from a single methodological position. Hype complex systems (NMS) are a generalization of the concept of a numerical system.

Keywords: multiple modulation; autonomous object; hypercomplex numerical systems; quadriplex conversion.