

УДК 621.314.2:621.382.2

С.Г. Михальченко

Функционирование импульсно-модуляционных преобразователей в зонах мультистабильности

Предложены способы управления функционированием импульсно-модуляционных преобразователей электрической энергии переменного тока в тех областях пространства параметров модели, где имеет место множественность устойчивых режимов работы, в том числе квазипериодических и хаотических движений.

Ключевые слова: преобразователь электрической энергии, широтно-импульсная модуляция.

Задача функционирования преобразователя в зонах мультистабильности

Современные требования промышленности к устройствам преобразования энергии состоят в увеличении мощности *систем электропитания* (СЭП), повышении быстродействия и точности формирования выходного сигнала. Повышение мощности отдельных блоков, составляющих системы энергопитания технологических процессов, ограничивается динамическими свойствами силовых коммутационных элементов – транзисторов и диодов. Так, на настоящее время, достигнутые мощности силовых источников тока и напряжения составляют порядка 10–20 кВА, функционирующих в частотном диапазоне коммутации IGBT и MOSFET-транзисторов 50–150 кГц.

Сложность ситуации заключается еще и в том, что импульсно-модуляционные СЭП характеризуются непредсказуемым, на настоящий момент, переходом в квазипериодические и стохастические режимы функционирования вектора переменных состояний. Картина усугубляется множественностью устойчивых и неустойчивых движений в одной и той же окрестности пространства параметров и фазового пространства, так называемой *мультистабильностью* [1, 2]. Такие свойства силовых преобразовательных модулей относятся к глубинным сущностям самой структуры устройств, так как наблюдаются в математических моделях и выражаются в жесткости дифференциальных уравнений, наличии разрывных функций в правой части уравнений, нелинейности систем и т.п.

В применении к системам автоматического управления параметрами электрической энергии квазипериодические и стохастические режимы функционирования практически всегда гарантируют перенапряжение на полупроводниковых и реактивных элементах устройства, описываемое упругостью оболочки областей пространства параметров. Границы перенапряженных режимов определяются *глобальными нелинейностями типа «насыщение»* [2–4].

В приложении к этой теории рост стохастичности динамики вектора переменных состояния до величины предела упругости границ в областях фазового пространства влечет многократные перенапряжения на элементах устройства, по сравнению с установившимися режимами, и, как следствие, выход его из строя. Это, в свою очередь, требует перераспределения нагрузки между оставшимися блоками модульной СЭП [5], что приводит к лавинообразным отказам и авариям всех преобразовательных модулей и в случае энергоемких технологических процессов – к техногенным последствиям.

Возможностям управления преобразователем электрической энергии переменного тока с *широтной-импульсной модуляцией* (ШИМ) в областях мультистабильности и посвящена данная работа. Исследуется *двухполярный реверсивный вид модуляции* (ДРМ) [2].

Математическое моделирование преобразователя на базе ДРМ

В данном разделе рассматривается базовая математическая модель замкнутой системы автоматического управления однофазного понижающего преобразователя напряжения с ДРМ с пропорциональным регулятором (рис. 1, а).

Несмотря на то, что данный способ формирования переменного выходного сигнала преобразователя обладает несколько менее привлекательными динамическими характеристиками, чем однополярная реверсивная модуляция [1, 2], он используется в значительной части устройств преобразовательной техники ввиду того, что требует для своей схемной реализации как минимум вдвое меньшего количества коммутационных элементов.

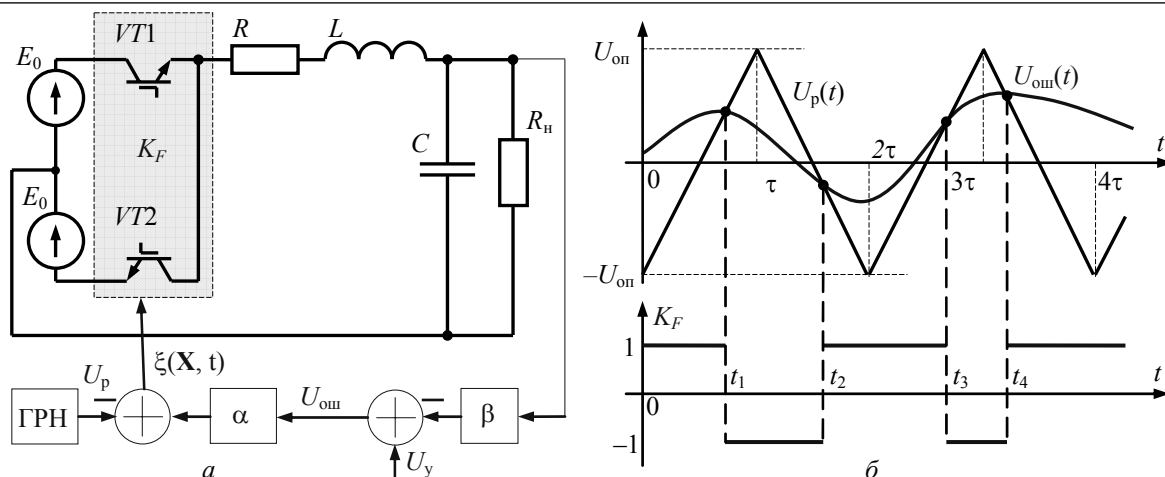


Рис. 1. Схема замещения преобразователя напряжения с ДРМ – а; способ формирования коммутационной функции \$K_F\$ двухполярного реверсивного сигнала ШИМ – б

Реверсивность токов в силовой цепи преобразователя обеспечивается противофазностью управления коммутационными элементами \$VT1\$ и \$VT2\$, при помощи которых подключаются соответственно прямой или обратный источник напряжения. Силовая цепь преобразователя описывается системой дифференциальных уравнений (1):

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot K_F, \text{ где } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_H} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{E_0}{L} \\ \frac{E_0}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} i_L \\ U_C \end{bmatrix}, \quad K_F(\xi) = \text{Sign}(\xi). \quad (1)$$

Здесь \$K_F\$ – коммутационная функция широтно-импульсного модулятора; \$i_L\$ и \$U_C\$ – ток в индуктивности \$L\$ фильтра и напряжение на конденсаторе \$C\$; \$R\$ – сопротивление, характеризующее потери в индуктивности и преобразователе; \$R_H\$ – сопротивление нагрузки; \$E_0\$ – напряжение источников питания. Функция обратной связи \$\xi(\mathbf{X}, t)\$, зависящая от вектора неизвестных \$\mathbf{X}\$, определяется через разностное уравнение

$$\xi(\mathbf{X}, t) = U_{ош}(\mathbf{X}, t) - U_p(t) = 0, \quad (2)$$

где

$$U_{ош}(\mathbf{X}, t) = \alpha(U_Y - \beta \cdot U_C(t)), \quad U_p(t) = (-1)^k U_{оп} \cdot \left(1 - 2 \left(\frac{t}{\tau} - E_1 \left(\frac{t}{\tau} \right) \right) \right). \quad (3)$$

Здесь \$\alpha\$ – коэффициент усиления; \$\beta\$ – коэффициент передачи датчика обратной связи, \$U_{оп}\$ – опорное напряжение; \$\tau\$ – период квантования; \$E_1\$ – целая функция, \$k\$ – номер тактового интервала ШИМ.

Сигнал ошибки \$U_{ош}(\mathbf{X}, t)\$, полученный по цепи обратной связи, сравнивается с формируемым генератором развертывающего напряжения (ГРН) треугольным развертывающим напряжением \$U_p(t)\$ (рис. 1, б). Поиск решения задачи (1)–(3) сводится к аналитическому интегрированию на участках непрерывности правой части системы (1) и нахождению моментов пересечения гиперповерхности (2) с интегральными кривыми исследуемой системы – поиску моментов коммутации \$t_k\$ [2, 6, 7]. Алгоритм формирования импульсной последовательности (рис. 1, б) системы управления модели (1)–(3) можно сформулировать следующим образом:

- 1) если \$\xi|_{t=(k-1)\cdot\tau+0} \le 0\$, то момент коммутации или время смены полярности импульса в пределах интервала \$t_k = (k-1) \cdot \tau\$, а относительная длительность импульса \$z_k = 0\$;
- 2) если \$\xi|_{t=(k-1)\cdot\tau+0} > 0\$, а \$\xi|_{t=k\cdot\tau-0} < 0\$, то \$t_k\$ – наименьший корень уравнения (2), а \$z_k = (t_k - (k-1) \cdot \tau) / \tau\$;
- 3) если \$\xi(t) > 0\$ в пределах всего тактового интервала, то \$t_k = k \cdot \tau\$, а \$z_k = 1\$.

Решение системы (1)–(3) относительно неизвестных \mathbf{X} ищется при следующем наборе фиксированных параметров: $\mathbf{P} = \{E_0 = 1040 \text{ В}; R_n = 100 \text{ Ом}; R = 10,6 \text{ Ом}; L = 0,1 \text{ Гн}; C = 10^{-6} \text{ Ф}; a = 10^{-4} \text{ с}; U_y = 5 \text{ В}; U_{\text{оп}} = 10 \text{ В}; \beta = 0,01\}$. Анализ полученных решений проводится в плоскости варьируемых параметров U_y и α .

В соответствии с приведенным алгоритмом формирования импульсной последовательности (4), k -й тактовый интервал распадается на два участка непрерывности исходной системы: $(k-1) \cdot \tau \leq t \leq t_k$ и $t_k < t \leq k \cdot \tau$. Решение системы (1)–(3) на каждом участке постоянства коммутационной функции K_F имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}(t-t_0)} \cdot (\mathbf{X}_0 + \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}(K_F)) - \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}(K_F). \quad (5)$$

На участке слева от момента коммутации: $(k-1) \cdot \tau \leq t \leq t_k$ коммутационная функция принимает значение $K_F = (-1)^{k-1}$, а вектор свободных частей системы дифференциальных уравнений (1) записывается так: $\mathbf{B}(K_F) = (-1)^{k-1} \cdot \mathbf{B}$. Значение (5) вектора решений \mathbf{X} в момент коммутации t_k имеет вид:

$$\mathbf{X}_{t_k}(z_k) = \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} - (-1)^k \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}) + (-1)^k \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}. \quad (6)$$

На участке справа от момента коммутации: $t_k < t \leq k \cdot \tau$ – коммутационная функция принимает значение $K_F = (-1)^k$, а вектор $\mathbf{B} = 0$ на данном участке постоянства K_F , тогда решение \mathbf{X} в узловых точках $k \cdot \tau$ тактовой сетки имеет вид

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot \tau} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} - (-1)^k \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}) + (-1)^k \cdot (2\mathbf{e}^{\mathbf{A}(1-z_k)\tau} - \mathbf{E}) \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}. \quad (7)$$

Выражение (7) представляют собой итерационный закон вычисления вектора переменных \mathbf{X}_k , вычисляемый в момент времени $k \cdot \tau$ в зависимости от значений вектора \mathbf{X}_{k-1} на предыдущем тактовом узле. Такое отображение называется в литературе [2, 6, 8] *отображением Пуанкаре*. Этот рекуррентный закон хорош тем, что, отыскав коэффициенты заполнения $\mathbf{Z} = \{z_k\}$, $k \in \mathbb{Z}$, мы сможем точно (а не численно) рассчитывать значения вектора \mathbf{X} в любой момент времени по формулам (5)–(7). Коэффициенты заполнения \mathbf{Z} будем искать исходя из описанных выше принципов формирования импульса (4) как корни трансцендентного уравнения

$$\xi(\mathbf{X}_{t_k}(z_k), z_k) = \alpha \cdot \left(U_y - \beta \cdot \left[\mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot (\mathbf{X}_{k-1} + (-1)^{k-1} \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}) + \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \right]_2 \right) - (-1)^k \cdot U_{\text{оп}} \cdot (1 - 2z_k) = 0. \quad (8)$$

Периодическое решение $\mathbf{X}(t) = \mathbf{X}(t+T)$ системы (1)–(3) имеет период $T = m \cdot \tau$ кратный периоду квантования ШИМ, и такое решение в [6] названо *m-циклом*. Анализируя формулу (7), легко заметить, что, совершая обратные подстановки, можно от этого выражения перейти к соотношению для вычисления вектора \mathbf{X}_k в момент времени $k \cdot \tau$, зависящий не от \mathbf{X}_{k-1} , а от вектора переменных \mathbf{X}_0 в начальный момент времени $t = 0$, и с учетом условия периодичности $\mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{k+m}$ получить формулу поиска *m*-цикла:

$$\mathbf{X}_k = \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot k \cdot \tau} \cdot (\mathbf{E} - \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot m \cdot \tau})^{-1} \times \sum_{i=1}^m \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot (m-i) \cdot \tau} \cdot (-1)^i \cdot (2 \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot (1-z_i) \cdot \tau} - \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot \tau} - \mathbf{E}) \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} + \sum_{i=1}^k \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot (k-i) \cdot \tau} \cdot (-1)^i \cdot (2 \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot (1-z_i) \cdot \tau} - \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot \tau} - \mathbf{E}) \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}. \quad (9)$$

Полученная формула (9) для вычисления вектора \mathbf{X}_k включает в себя условие периодичности и не зависит от вектора начальных условий, а зависит только от коэффициентов заполнения \mathbf{Z} и однозначно определяется набором $\mathbf{Z} = \{z_k\}$, $k = 1 \dots m$.

Методика определения локальной устойчивости режимов ИМС переменного тока

Устойчивость в целом СЭП переменного тока в режимах мультистабильности рассматривается как системный взгляд на агрегированные исследования локальной устойчивости всех найденных режимов (как детерминированных, так и недетерминированных) исследуемой задачи. Определение локальной устойчивости отдельных периодических режимов СЭП переменного тока, найденных по (8)–(9), базируется на методах А.М. Ляпунова построения мультипликаторов основной матрицы

линеаризованной системы в отклонениях и исследования их (мультипликаторов) эволюции. Этот метод был применен для систем с разрывными функциями в правой части (1) в работах М.А. Айзермана и Ф.Р. Гантмахера и адаптирован В.С. Баушевым в [6] к практическим задачам импульсно-модуляционного типа.

Основная матрица $\mathbf{F}(T)$ стационарного режима $\mathbf{Z} = \{z_k\}$, $k=1\dots m$ преобразователя напряжения с ДРМ находится из рекуррентного соотношения для расчета основной матрицы $\mathbf{F}(T) = \mathbf{F}_m$ в виде

$$\mathbf{F}_k = \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot (1-z_k) \cdot \tau} \cdot \mathbf{M}_k \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot \mathbf{F}_{k-1}, \quad \mathbf{F}_0 = \mathbf{E}, \quad k = 1 \dots m, \quad (10)$$

Матрица пересчета на разрывах \mathbf{M}_k рассчитывается так:

$$\mathbf{M}_k = [\mathbf{E} - \mathbf{A}_k^+]^{-1} = \mathbf{E} + \mathbf{A}_k^-, \quad \text{где } \mathbf{A}_k^\pm = \left(\frac{d\xi(\mathbf{X}, t)}{dt} \right)^\pm \Big|_{\mathbf{X}=\mathbf{Z}_k}^{-1} \cdot \Delta \mathbf{G}_k(\mathbf{X}, t) \cdot \left(\frac{\partial \xi(\mathbf{X}, t)}{\partial \mathbf{X}} \right)^T, \quad k = 1 \dots m, \quad (11)$$

где необходимые в (11) производные могут быть получены из выражения

$$\left(\frac{d\xi(\mathbf{X}, t)}{dt} \right)^\pm = \frac{\partial \xi(\mathbf{X}, t)}{\partial t} + \left(\frac{\partial \xi(\mathbf{X}, t)}{\partial \mathbf{X}} \right)^T \cdot \mathbf{G}_k^\pm(\mathbf{X}, t), \quad k = 1 \dots m. \quad (12)$$

Здесь функция $\mathbf{G}_k(\mathbf{X}, t_k)$ – правая часть системы уравнений (1), и предельные (справа и слева) значения этой функции рассчитываются по (7) следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_k^+(\mathbf{X}, t_k) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot \mathbf{X}_{k-1}(\mathbf{Z}, k) + (-1)^k \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} + 2 \cdot \mathbf{B} \cdot (-1)^k, \\ \mathbf{G}_k^-(\mathbf{X}, t_k) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot \mathbf{X}_{k-1}(\mathbf{Z}, k) + (-1)^k \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{e}^{\mathbf{A} \cdot z_k \cdot \tau} \cdot \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}, \\ \Delta \mathbf{G}_k(t) &= \mathbf{G}_k^+(\mathbf{X}, t) - \mathbf{G}_k^-(\mathbf{X}, t) = 2 \cdot \mathbf{B} \cdot (-1)^k, \quad k = 1 \dots m. \end{aligned} \quad (13)$$

А частные производные, входящие в формулы (13), определяются по (14):

$$\left(\frac{\partial \xi(\mathbf{X}, t)}{\partial \mathbf{X}} \right) = \begin{pmatrix} 0 \\ -\alpha \cdot \beta \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad \frac{\partial \xi(\mathbf{X}, t)}{\partial t} = \frac{2 \cdot U_{\text{оп}} \cdot (-1)^k}{\tau}. \quad (14)$$

Для каждого вектора коэффициентов заполнения \mathbf{Z} , найденных по (7)–(9), строятся корни характеристического уравнения $\det(\mathbf{F}(T) - \rho \cdot \mathbf{E}) = 0$ основной матрицы линейного приближения (10) и определяется устойчивость решения \mathbf{X}_k , $k = 1 \dots m$ согласно теории А.М. Ляпунова.

Особенности динамических режимов СЭП переменного напряжения с ДРМ

Как известно [2, 3, 5–8], импульсная система обладает *аномальными* качествами, т.е. при одних и тех же параметрах может существовать одновременно несколько различных режимов ее функционирования. Причем при изменении параметров модели, а в реальных приборах такие изменения происходят постоянно, динамика объекта изменяется, переводя систему из одних состояний к другим. Для успешного предсказания поведения системы и отработки рекомендаций по корректированию режимов работы устройства необходимо построить полную картину бифуркаций, называемую далее *картиной в целом* (рис. 2).

Различным цветом на рис. 2 показаны основные (но не все) области на плоскости параметров (U_y, α) , в которых имеют место динамические режимы, соответствующие различным локально устойчивым периодическим движениям $\mathbf{X}_m(t)$ различной топологии – *множества конвергентности* [2]. Белым цветом показана область недетерминированной динамики. При помощи современных классических систем автоматизированного проектирования электронных схем, базирующихся на численных методах моделирования, не всегда удается идентифицировать области узкомасштабного и широкомасштабного хаоса (несмотря на то, что последний влечет за собой катастрофические отказы моделируемого устройства).

На данной диаграмме присутствует несколько сценариев перехода от одной области конвергентности к другой при изменении параметров, среди них наиболее часто встречающиеся:

- мягкое (бифуркационное) удвоение существующего режима (m -цикл перестает быть устойчивым и устанавливается $2m$ -цикл);
- жесткое (внезапное) возбуждение некоего устойчивого m -цикла при другом существующем и устойчивом режиме;

• переход от стохастического (хаотического либо квазипериодического режима) к устойчивому периодическому движению и обратно.

Исследования инженерных характеристик найденных динамических режимов функционирования преобразователя с ДРМ показывают, что непроектные динамические режимы СЭП, возникающие в результате жесткой бифуркации, имеют характеристики пульсации, значительно (в десятки раз) превосходящие пульсации номинального режима работы, в то время как при мягких бифуркационных процессах пульсации увеличиваются плавно.

При проведении вычислительных экспериментов по параметрическому синтезу СЭП получены данные, доказывающие, что увеличение частоты квантования при фиксированной собственной частоте фильтра сопровождается расширением рабочей области основного режима работы ($m = 2$) путем смещения аномальных областей за ее пределы. При увеличении частоты коммутации с 10 до 100 кГц удастся добиться *нормализации* структуры СЭП (исключения аномальных режимов) во всей рассматриваемой области пространства параметров. Также показано, что увеличение частоты квантования приводит к снижению относительных пульсаций преобразователя даже в субгармонических и хаотических режимах динамики СЭП.

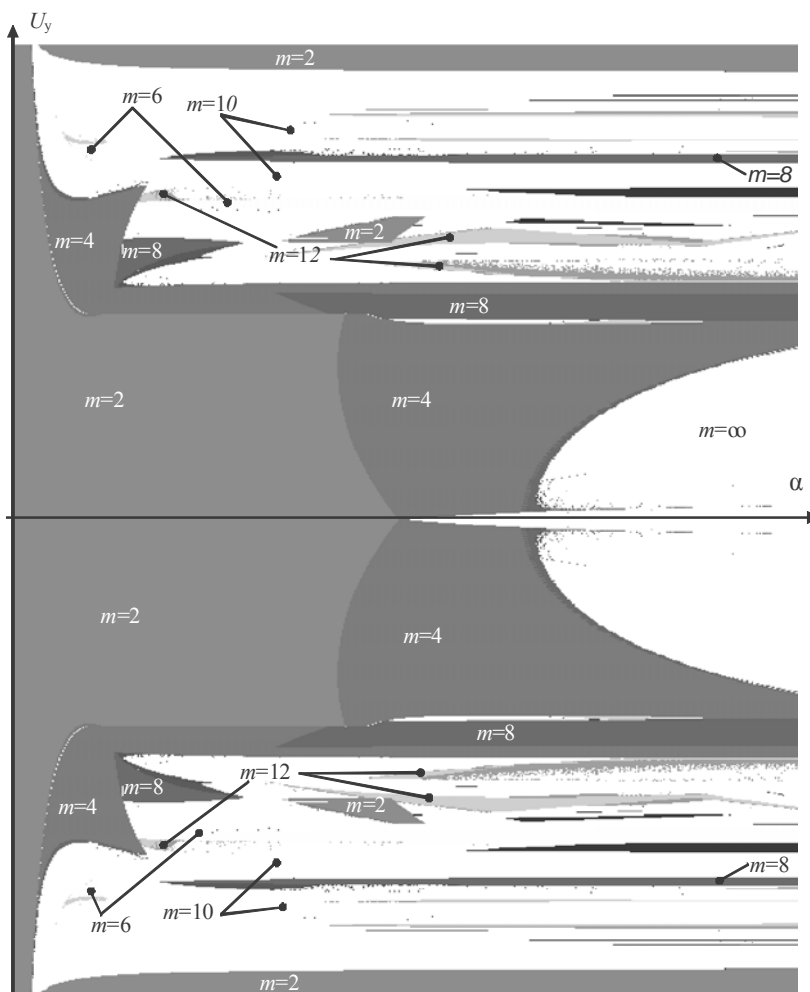


Рис. 2. Двухпараметрическая карта динамических режимов

При проведении вычислительных экспериментов по параметрическому синтезу СЭП получены данные, доказывающие, что увеличение частоты квантования при фиксированной собственной частоте фильтра сопровождается расширением рабочей области основного режима работы ($m = 2$) путем смещения аномальных областей за ее пределы. При увеличении частоты коммутации с 10 до 100 кГц удастся добиться *нормализации* структуры СЭП (исключения аномальных режимов) во всей рассматриваемой области пространства параметров. Также показано, что увеличение частоты квантования приводит к снижению относительных пульсаций преобразователя даже в субгармонических и хаотических режимах динамики СЭП.

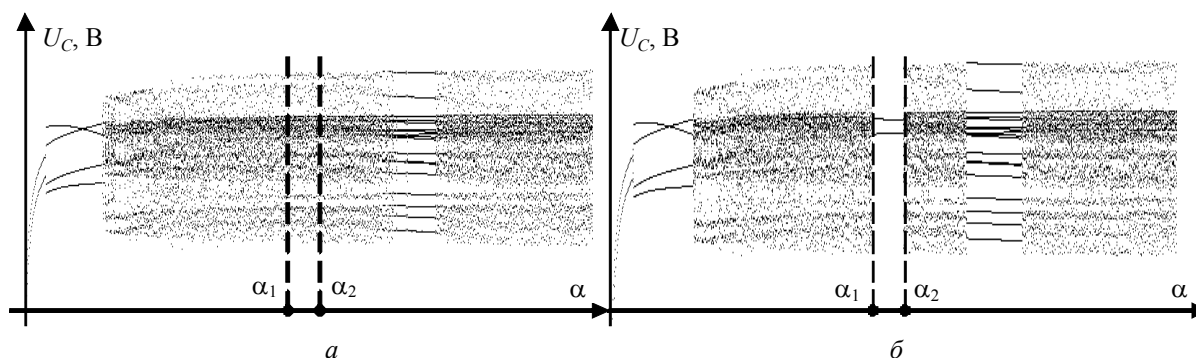


Рис. 3. Бифуркационные диаграммы. $U_y=6,3$ В: а – фиксированные начальные условия $X_0 = (0,0)$; б – локально изменяемые начальные условия $X_0(\alpha + \Delta\alpha) = X_k(\alpha)$

Однако на практике зачастую случаются ситуации, при которых установка вынуждена функционировать в режиме мультистабильности, например, на рис. 3 представлены однопараметрические бифуркационные диаграммы – сечения при $U_y = 6,3$ В карты динамических режимов, имеющие в выделенной зоне $[\alpha_1 - \alpha_2]$ различное поведение выходного сигнала.

Области притяжения режимов преобразователя напряжения с ДРМ

Рассмотрим более подробно зависимость устойчивости того или иного режима $X_m(t)$ в случае, когда данная точка пространства параметров входит в пересечение областей конвергентности.

Областью притяжения режима назовем множество (не обязательно односвязное) фазового пространства начальных условий, для каждой точки которого, взятой в качестве начальных условий $X_0(t)$, устанавливается выбранный режим $X_m(t)$.

На рис. 4 различным цветом обозначены области притяжения детерминированных движений с различными периодами ($T = m\tau$) и множества недетерминированной динамики ($m = \infty$). Эксперимент, отраженный на рис. 4, проводился для $U_y = 2,4$ В, он иллюстрирует, как при увеличении параметра α изменяются области притяжения различных периодических режимов. Интересным можно считать факт однообразия структур разбиения исследуемого поля начальных условий: несмотря на то, что для различных α изменяются преобладающие движения, характер общей динамики остается одним и тем же. Шестью черными линиями на рис. 4, $\epsilon-\delta$ обозначены зоны различных топологий начальных условий, они соответствуют, как видно, фокусам с различными фокальными радиусами. Данное разбиение, как можно видеть, одинаково для различных значений α при управляющем напряжении, принятом 2,41 В.

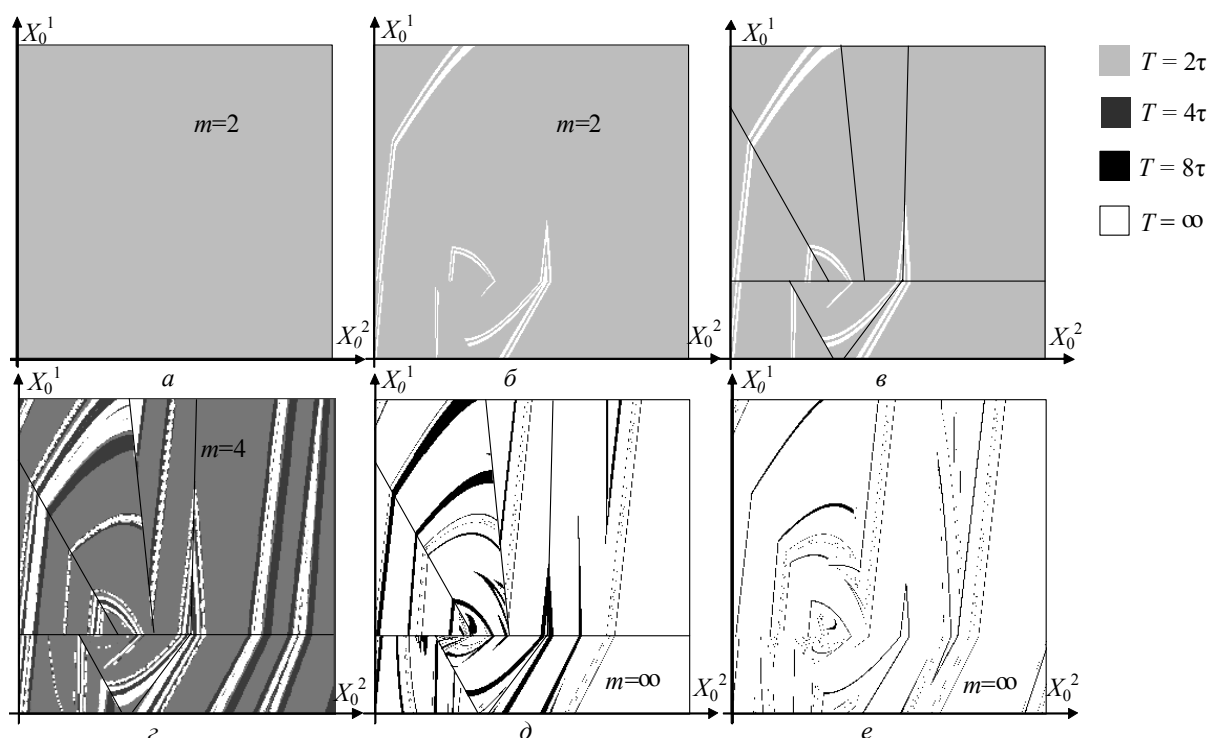


Рис. 4. Области притяжения при различных α , $U_y = 2,4$ В:
 $a - \alpha = 100$; $б - \alpha = 150$; $в - \alpha = 200$; $г - \alpha = 250$; $д - \alpha = 300$; $е - \alpha = 350$

При выбранных значениях параметров U_y и α от того, в какую из областей притяжения попадут начальные условия, зависит, к какому типу движений сойдется процесс установления. Других движений, не встречающихся в фазовом пространстве начальных условий, при данных параметрах быть не может.

Управление переходным процессом при изменении параметров задатчика интенсивности

В тех областях пространства параметров, где одновременно имеют место несколько устойчивых периодических (и не только) движений, функционирование системы может переходить от одних режимов к другим. Эти переходы могут вызываться изменением среды функционирования системы, включающей в себя как пространство параметров, так и те свойства и условия окружающего мира, которые не учтены в математических моделях, а отброшены на этапе идеализации объекта.

Грамотный выбор параметров задатчика интенсивности преобразователя напряжения (плавного пуска – в электромеханических системах) позволяет придерживаться номинальных режимов функционирования СЭП, что является аналогом интегрирования исходной задачи с локально выбираемых начальных условий $X_0(\alpha + \Delta\alpha) = X_k(\alpha)$, это позволяет улучшить качество динамики системы.

$$U_y = \begin{cases} \frac{U_y^{\text{НОМ}}}{\tilde{t}} \cdot t, & t < \tilde{t}; \\ U_y^{\text{НОМ}}, & t \geq \tilde{t}. \end{cases} \quad (15)$$

Кроме того, оговоренная выше (см. рис. 4) зависимость фрактальной формы границ областей устойчивости от X_0 указывает на одно из направлений улучшения качества функционирования системы – введение в структуру задатчика интенсивности, который позволяет «выходить» на те начальные условия, которые необходимы для установления проектного режима функционирования. На рис. 5 показан график управляющего напряжения в режиме плавного пуска, от величины переменной \tilde{t} , характеризующей наклон возрастающей части графика, зависит, насколько быстро управляющее напряжение достигнет своей рабочей величины $U_y^{\text{НОМ}}$. Для эксперимента были выбраны параметры $U_y = 2,4 \text{ В}$, $\alpha = 180$, входящие в пересечение областей устойчивости двух различных режимов.

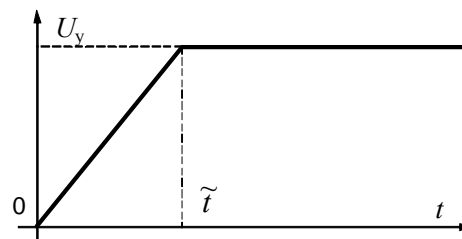


Рис. 5. График управляющего напряжения U_y в режиме плавного пуска

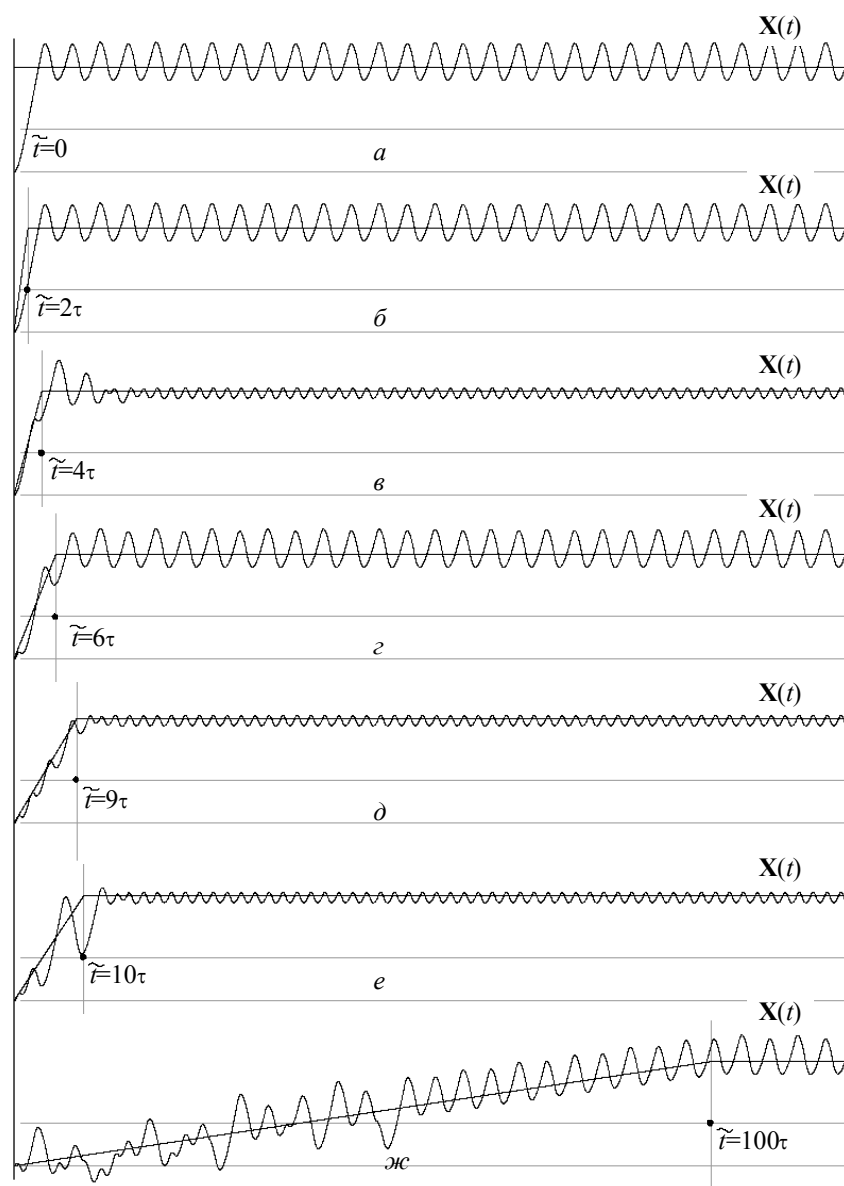


Рис. 6. Преобразователь напряжения с ДРМ. Процесс установления при плавном пуске; $U_y = 2,4 \text{ В}$, $\alpha = 180$

Как видно из графиков выходных значений вектора $X(t)$ (рис. 6), нет линейной зависимости между величиной \tilde{t} и характером процесса установления. Можно наблюдать следующие особенности процесса установления. Если собственная частота фильтра, определяющая скорость нарастания выходного напряжения, соизмерима с постоянной времени задатчика интенсивности \tilde{t} и напряжение $U_C(t)$ не успевает пересечься с линейно возрастающей U_y (рис. 6, б), то установление проходит адекватно процессу при $U_y(t) = U_y^{\text{НОМ}} \cdot 1(t)$. Если пересечение происходит, то переменная состояния не успевает быстро вырасти, и установление происходит более «качественно» (рис. 6, в–д). При выборе параметров задатчика интенсивности необходимо осторожно подбирать величину \tilde{t} , так как при некоторых величинах наклона (рис. 6, в, е) имеют место значительные перерегулирования, вызванные несколькими (а не однократным) срабатываниями

ключевых элементов на временном промежутке $[0, \tilde{t}]$. Чрезмерное увеличение задатчика интенсивности также не избавляет от некачественного процесса установления, скорее наоборот – постоянно (пусть незначительно) изменяющаяся величина U_y не дает установиться $\mathbf{X}(t)$ и постоянно требует корректировки текущего значения переменной состояний коммутациями. Поскольку ДРМ является очень чувствительным и быстро реагирующим видом модуляции, эта реакция постоянно выбрасывает сигнал $\mathbf{X}(t)$ из установившегося режима

Таким образом, при подборе времени плавного пуска необходимо рассчитать величину \tilde{t} таким образом, чтобы система управления успела сделать лишь одну коммутацию, что приведет к качественному пуску (рис. 6, д). Лучшими качественными характеристиками, как видно, обладает задатчик интенсивности с $\tilde{t} = 9\tau$, т.е. для достаточного качества воспроизведения сигнала время плавного пуска должно равняться половине периода собственной резонансной частоты фильтра.

Построенные при различных значениях \tilde{t} двухпараметрические бифуркационные диаграммы показывают, что применение метода плавного пуска существенно выравнивает границы областей конвергентности и позволяет добиться функционирования устройства в любом режиме, устойчивом при данных параметрах.

Моделирование внешнего воздействия в импульсно-модуляционной СЭП с ДРМ

Импульсно-модуляционная система состоит как минимум из двух функционально различных контуров – силового (энергетического) и информационного, у которых качественные и количественные характеристики сигнала существенно различаются. И влияние помех на систему в этих двух цепях принципиально различается. Как изменяется функционирование модели при введении помехи в силовой части схемы, подробно рассмотрено в [6] на примере стабилизатора напряжения с однополярной неререверсивной модуляцией. В данной работе рассмотрены помехи в цепи обратной связи преобразователя (см. рис. 1).

Исследуемая модель в описанных ранее областях (см. рис. 3) характеризуется неединственностью устойчивых режимов. Внешние воздействия, в условиях которых функционирует любое устройство, оказывают влияние на эти режимы и на их смену одних движений другими. Процессы возникновения помехи исследуются на примере множества пространства параметров, в котором пересекаются области детерминированного (двухциклового) и хаотического режимов (см. рис. 3).

Импульсная помеха в электрической цепи, как известно, характеризуется тремя основными параметрами: *величиной (амплитудой) X_n , временем возникновения (фазой) и длительностью Δ_n* .

Поскольку на каждом тактовом интервале $[(k-1)\tau, k\tau]$ происходит однократное срабатывание коммутационной функции в момент времени (см. рис. 1, б), то помеха оказывает влияние только в том случае, когда $\varphi_n < t_k$, так как при $\varphi_n > t_k$ коммутационная функция $K_F(\xi)$ уже переменяла свое значение и дальнейшие изменения функции $\xi(\mathbf{X} + \mathbf{X}_n, t)$ на этом тактовом интервале не будут замечены системой управления СЭП.

Длительность помехи на определенном тактовом интервале также должна рассматриваться дискретно: помехи, длительность которых варьируется в диапазоне $0 < \Delta_n < k\tau - t_k$, оказывают одинаковое воздействие на устройство, так как $K_F(\xi)$ уже сработала и закончилось воздействие помехи на данном интервале или уже не имеет значения. Далее, если $\Delta_n > k\tau - t_k$, то воздействие помехи на устройство переходит в следующий тактовый интервал и ее длительность из диапазона $[k\tau - t_k, (k+1)\tau - t_k]$ теперь оказывает одинаковое влияние на сигнал. И так далее, значение, в смысле длительности, имеет лишь то, сколько тактовых интервалов пересекает помеха.

На рис. 7, а представлены (наложением одного на другой) графики сигналов с различными фазами помехи: $\mathbf{X}(t)$, при котором $\varphi_n > t_k$ (или, что то же самое, помеха отсутствует), и $\mathbf{X}(t)$, при котором помеха оказывает свое влияние, т.к. $\varphi_n < t_k$, – она составляет 10% от коэффициента заполнения z_k .

Различная фаза помехи при $\varphi_n < t_k$ вызывает различную реакцию системы, так, например, получены результаты, демонстрирующие влияние помехи настолько незначительное, что выведенная из равновесия система достаточно быстро возвращается к детерминированному режиму. С этой точки зрения любопытно установить критическую фазу помехи, т.е. такую $\varphi_{n_кр}$, превышение которой уже не оказывает влияния на состояние системы.

Как показали исследования, помехи, моделируемые на различных коммутационных интервалах имеют различные критические фазы. Получены зависимости между номером тактового интервала, на котором произошла помеха, и величиной ее критической фазы. Установлено, что чем дальше

протекает процесс установления и стабильной работы, тем ближе $\varphi_{п_кр}$ к установившемуся значению: $\varphi_{п_кр} = 98,9\%$ для нечетных интервалов и $\varphi_{п_кр} = 71,3\%$ – для четных.

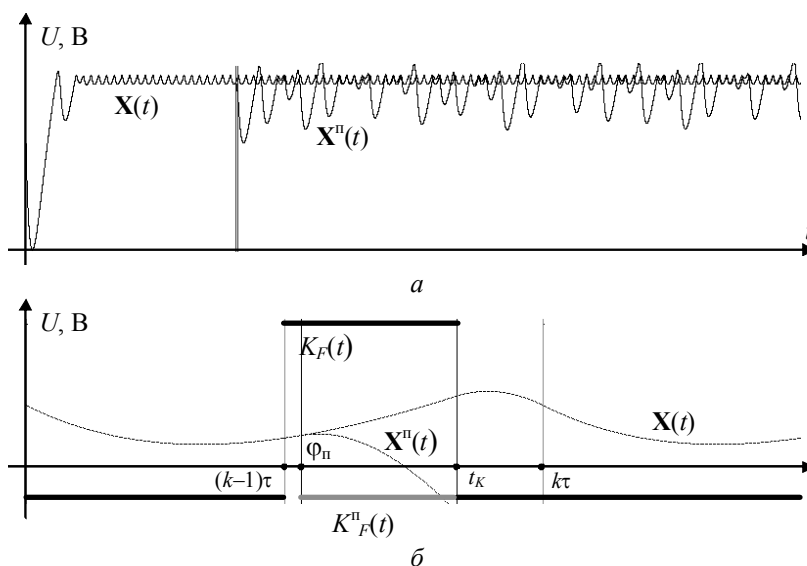


Рис. 7. Мгновенные значения в условиях помех: *a* – на всем диапазоне интегрирования; *b* – тактовый интервал помехи

Наличие двух устойчивых режимов функционирования устройства в указанном диапазоне параметров и характер влияния помехи в цепи управления приводят к мысли о том, что в случае установившегося хаотического режима можно так подобрать помеху, что поведение системы будет стабилизировано. Такие факты выявлены: на рис. 8 приведены результаты численного эксперимента по расчету фазы и длительности искусственно вводимой помехи, которая переводит хаотическую динамику преобразователя в детерминированный режим работы. Очевидно, что эти факты носят больше исследовательский, чем конструктивный характер, т.к. устройство, вводящее помеху с подобной точностью, будет экономически необоснованно, и целесообразно улучшить качество преобразователя иными способами.

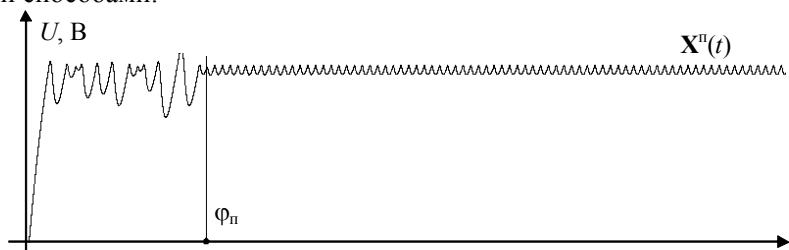


Рис. 8. Нормализующая фаза помехи

Заключение

В работе предложены способы управления функционированием импульсно-модуляционных преобразователей электрической энергии переменного тока в тех областях пространства параметров модели, где имеет место множественность устойчивых режимов работы, в том числе – квазипериодических и хаотических движений.

Доказано, что вне зависимости от точки пространства параметров, в которой исследуется динамика преобразователя, и вне зависимости от динамических режимов и сценариев перехода между ними разбиение фазового пространства на области притяжения имеет единую структуру. Это подтверждает гипотезу о том, что бифуркационные свойства преобразовательного модуля суть структурные свойства математической модели.

Предложенная методика параметрического синтеза расширяет рабочие границы устойчивости одноциклового режима путем смещения областей мультистабильности, зон квазипериодических и стохастических режимов функционирования за границы рабочей зоны уже на этапе проектирования замкнутых систем управления импульсных СЭП.

Установлены закономерности управления качеством переходных процессов с использованием задатчика интенсивности и доказано, что лучшими качественными характеристиками обладает система управления, задатчик интенсивности которой имеет постоянную времени, равную половине периода собственной резонансной частоты фильтра.

Описан сценарий перехода от одного динамического режима функционирования импульсной СЭП к другому под влиянием внешнего воздействия. Показано, что переход между режимами в областях мультистабильности определяется: a – соотношением величины помехи в силовой цепи с радиусом внутренней области притяжения режима и b – соотношением длительности и критической фазы помехи в информационном канале.

Литература

1. Андриянов А.И. Модель корректора коэффициента мощности с управлением внутри одного тактового цикла / А.И. Андриянов, А.А. Малаханов // Системы управления и информационные технологии. – 2007. – № 1.1 (27). – С. 108–113.
2. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2007. – 224 с.
3. Оценка нелинейных динамических свойств полупроводниковых преобразователей с дозированием энергии по коэффициентам пульсаций тока и напряжения / К.В. Бородин, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.П. Обрусник // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 2(47). – С. 79–90.
4. Энергосберегающие технологии компенсации реактивной мощности и мощности искажений / А.Ю. Иванов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко и др. // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 314, № 4. – С. 104–110.
5. Гаврилов А.А. Нелинейная динамика преобразователей с многофазной импульсной модуляцией / А.А. Гаврилов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – № 3(20). – С. 171–178.
6. Баушев В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // Электричество. – 1996. – № 3. – С. 69–75.
7. Бородин К.В. Математическое моделирование динамики инвертирующего DC/DC преобразователя напряжения / К.В. Бородин, С.Г. Михальченко // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – 2 (18), ч. 2. – С. 150–156.
8. Бородин К.В. Бифуркации в динамике инвертирующего преобразователя напряжения / К.В. Бородин, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1(21). – С. 86–92.

Михальченко Сергей Геннадьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-32-32
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Mikhailchenko S.G.

Functioning of converters with pulse-width modulation in multistability zones

Ways of management by functioning converters with pulse-width modulation of electric energy of an alternating current are offered. Those areas of space of parameters of model where there is a plurality of steady operating modes, including – quasiperiodic and chaotic movements are investigated.

Keywords: converter of electric energy, pulse-width modulation.