

УДК 621.314.2:621.382.2

С.Г. Михальченко

Анализ динамических режимов функционирования модульных устройств силовой электроники

Приведена методика анализа динамики импульсно-модуляционных систем энергообеспечения, описываемых нелинейными дифференциальными уравнениями с разрывами в правой части. Рассматриваются математические модели замкнутых систем регулирования напряжения, выполненные из параллельно включенных ключевых преобразователей, с различными типами модуляции.

Ключевые слова: модульный принцип построения силовых преобразователей, многофазная импульсная модуляция, решение кусочно-непрерывных дифференциальных уравнений динамики, бифуркационный анализ установившихся режимов функционирования системы.

Задача анализа динамических режимов импульсно-модуляционных преобразователей

Линейные системы автоматического регулирования (САР), с точки зрения устойчивости динамических процессов, характеризуются:

- понятием системы устойчивой или неустойчивой;
- переходными процессами и их качественными (периодический или колебательный процесс) и количественными характеристиками (быстродействие, перерегулирование, затухание и др.).

Отметим, что в основу анализа устойчивости по Ляпунову и его первого метода в частности, положен расчет корней характеристических уравнений возмущенного движения и установлено, что если корни основной матрицы системы находятся внутри единичного круга, то последняя устойчива, и наоборот.

С целью снижения трудоемкости проектирования замкнутых САР на основе методов А.М. Ляпунова [1] разработаны и успешно используются косвенные оценки динамики систем, в том числе по определению устойчивости – алгебраические и частотные критерии, которые позволяют ускоренно оценивать корни характеристических уравнений, строить амплитудно- и фазочастотные характеристики (АФЧХ) и по этим косвенным критериям рассчитывать границы областей устойчивости системы в рассматриваемой области параметров.

Применительно к этим критериям эмпирическим путем установлены необходимые запасы устойчивости по амплитуде и фазе частотных характеристик, определены типы желаемых АФЧХ, при которых достигается тот или другой вид оптимизации переходных характеристик (технический, симметричный оптимум и др.). Примечательно, что эта информация о динамике линейных систем является необходимой и достаточной, т.е. полной.

Совершенно иная эволюция развития динамики характерна для импульсных САР, особенно быстродействующих источников питания, которые описываются нелинейными системами дифференциальных уравнений с разрывными компонентами. Наблюдаемые при этом динамические режимы в корне отличаются от процессов описываемых теорией линейных систем. В практической деятельности специалистам, как правило, приходится работать с нелинейными импульсными системами электропитания, и здесь они неизбежно сталкиваются с динамическими процессами, которые невозможно адекватно трактовать в рамках «линейного мышления». Более того, известные пакеты автоматизированного проектирования (OrCAD, LTspice, DesignLab, PSpice и др.) так же используют частотные критерии определения устойчивости, которые могут давать правильную оценку динамическим свойствам только робастных систем в «малом».

Изложенные соображения давно привлекают исследователей в области физики нелинейных колебаний. Математический аппарат, применительно к импульсным системам электропитания, разрабатывается на кафедре промышленной электроники ТУСУРа (с 1986 г.) [2, 3] и другими отечественными и зарубежными ведущими школами. Среди зарубежных исследователей ближе всех к пониманию нелинейной динамики подошли такие исследователи Power Electronics Society (PELS) общества IEEE, как Chi K. Tse и Siu-Chung Wong (Гонконг), Yang-Shung Lee и Shian-Shing Shyu

(Тайвань), Milan M. Jovanović (Сербия), Hosein Farzanehfard (Иран), Frede Blaabjerg (Дания), основывающие свои исследования на теории профессора K. Mazumder (США) [4–8].

Создание модульных источников энергоснабжения технологических процессов

Имеющаяся в распоряжении разработчиков элементная база позволяет создавать преобразователи с промежуточным звеном высокой частоты весьма ограниченной мощности – не более одного-двух десятков киловатт, в то время как многие технологические процессы должны обеспечиваться мощностями, в десятки и сотни раз большими.

Сложившуюся ситуацию удастся разрешить модульным принципом построения преобразователей оговоренного диапазона мощностей, в основу которых положен принцип *многозонной многофазной модуляции энергетического потока* [2, 9]. На рис. 1, а приведен один из примеров реализации преобразователя с многофазной модуляцией мощностью 200 кВА, выполненного на основе 22 параллельно включенных модулей.

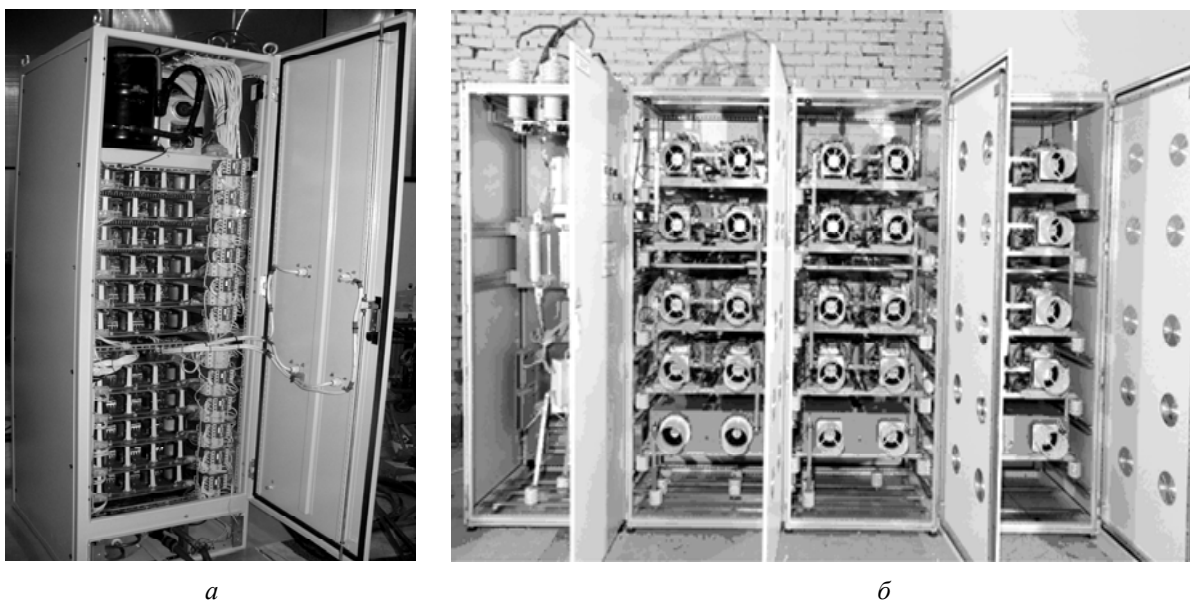


Рис. 1. Внешний вид многоячейкового источника асимметричного тока установки микродугового оксидирования мощностью 200 кВА и (а) – компенсатора реактивной мощности и мощности искажений мощностью 250 кВА для распределительной сети 3,6/6 кВ (б)

Упомянутый вид модуляции позволяет обеспечить в одном устройстве перечисленные ниже показатели:

- Высокое качество преобразования энергии. Поскольку фазы каждой из 22 ячеек одной стойки смещены относительно друг друга на фиксированный угол ($180^\circ/22$), частота пульсаций выходного тока на сборных шинах определяется произведением числа работающих ячеек на частоту преобразования. Высокая частота коммутации транзисторов (66 кГц) определяет и высокую частоту пульсаций суммарного тока стойки (0,726 МГц), что гарантирует высокое качество преобразования энергии стойкой при минимальной энергоёмкости входных и выходных фильтров каждой преобразовательной ячейки.

- Высокое быстродействие (диапазон регулирования переменного тока по частоте от 0 до 1000 Гц). Многофазная импульсная модуляция обеспечивает потенциально высокое быстродействие регулирования за счет того, что одна коммутация осуществляется в какой-либо ячейке стойки в интервале времени менее полутора микросекунд.

- Высокая точность регулирования. Точность регулирования определяется прецизионными свойствами используемых датчиков тока и напряжения, разрядностью контроллера *микропроцессорной системы управления* (МПСУ) и реализованным быстродействием системы регулирования.

- Высокая надежность системы энергообеспечения. Для получения высокой степени надежности изделия используется метод глубокого резервирования в два эшелона. Во-первых, каждый из ключей транзисторного инвертора представляет собой три параллельно включенных MOSFET-транзистора с положительным температурным коэффициентом, каждый из которых недогружен по

коммутируемой мощности. Во-вторых, требуемое число силовых ячеек увеличено, по сравнению с расчетной величиной, на две единицы. Все это в совокупности позволяет системе энергообеспечения нормально функционировать без разгрузки всей системы по мощности при отказе до шести ячеек из двадцати двух, поскольку контроллер стойки перераспределяет мощность нагрузки между оставшимися в работе ячейками.

- Высокий коэффициент полезного действия (не менее 0,96). Параллельная работа транзисторов и силовых ячеек с последовательной разгрузкой их по мощности влечет за собой не только рост надежности, но и снижение статических потерь. Основной вклад в снижение общих потерь связан с режимом мягкой коммутации – исключением динамической мощности переключения транзисторов, так как упомянутые выше режимы переключения при нулевых токах и нулевых напряжениях гарантируют сведение величины этих потерь если не к нулю, то к минимально возможному значению.

- Способность работать во всем диапазоне изменения нагрузки – от холостого хода до короткого замыкания цепи нагрузки. Защита от короткого замыкания нагрузки организована следующим образом. Микропроцессор силовой ячейки непрерывно обрабатывает информацию о текущих параметрах, и если величина тока достигает заданной величины – ячейка переходит в режим стабилизации тока, поскольку самым быстродействующим контуром стабилизации является внутренний контур тока. Запасы энергии в реактивных элементах входного и выходного фильтров столь незначительны, что не приводят, в режиме внезапного короткого замыкания, к мгновенному росту тока до какой-нибудь заметной величины. Параметры этих фильтров рассчитываются таким образом, чтобы обеспечить функционирование преобразователя в расчетном (одноцикловом) режиме, предотвращая тем самым возникновение хаотической динамики с неконтролируемым накоплением энергии в конденсаторах фильтров.

Каждая силовая ячейка включает два параллельно работающих модуля, каждый из которых выполнен по магистрально-модульной архитектуре [9–11], т.е. содержит входной выпрямитель с фильтром, инвертор на MOSFET-транзисторах, силовой высокочастотный трансформатор, выходной фазочувствительный выпрямитель с фильтром.

На рис. 1, б представлен модульного типа трехфазный источник регулируемого по величине, по фазе и по форме тока, выполняющий функции компенсации реактивной мощности и мощности искажений (КРМиМИ) [10, 12]. По своим возможностям этот источник тока может, помимо основной задачи, выполнять функции трехфазного инвертора напряжения солнечных батарей и передавать эту энергию в питающие сети напряжением 3,6/6 кВ.

Один из возможных вариантов реализации многофазного понижающего преобразователя с промежуточным звеном высокой частоты представлен на рис. 2.

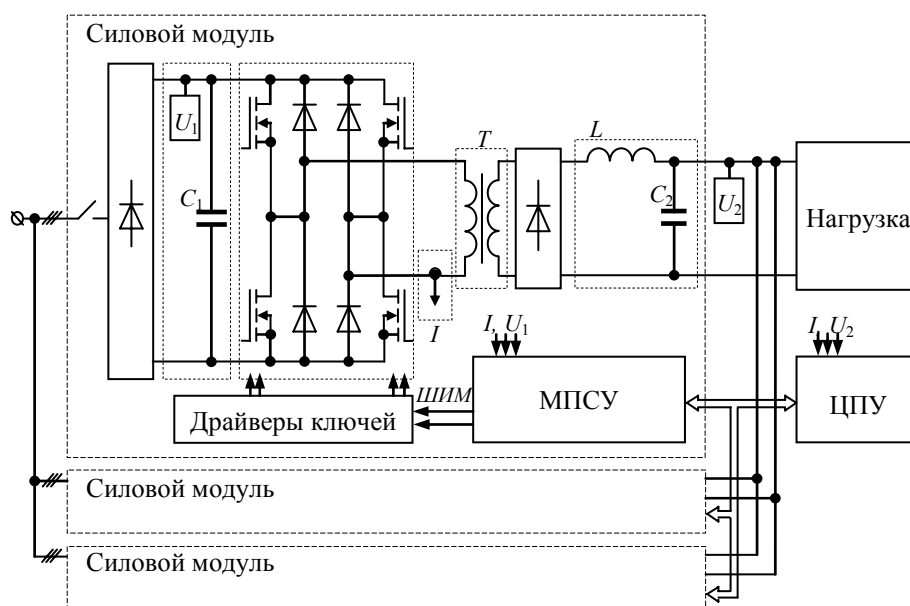


Рис. 2. Магистрально-модульная архитектура построения СЭП

Силовые модули представляют собой выпрямитель с входным фильтром C_1 , транзисторный инвертор, трансформатор T , выходной выпрямитель с выходным фильтром $L-C_2$. Фазовые сдвиги каждого модуля обеспечиваются синхронизацией микропроцессорных систем управления модулем и *центральной процессорной системой* (ЦПУ). Датчики тока и напряжения обеспечивают информацией соответствующие контуры регулирования и защиты.

Трехфазное напряжение сети 220/380 В, 50 Гц подается на входной выпрямитель каждой преобразовательной ячейки. Выпрямленное напряжение фильтруется входным фильтром и поступает на силовой вход автономного транзисторного инвертора, микропроцессорная система управления которого считывает текущую информацию с датчиков напряжения, тока и по задающим сигналам управляющего контроллера формирует модулированные по длительности сигналы управления силовыми транзисторами.

Перечисленные потенциально высокие показатели источников питания модульного типа не могут быть реализованы без исследования динамических процессов функционирования замкнутых систем автоматического управления и синтеза на этой основе микропроцессорных средств управления.

Математическая модель преобразовательной ячейки

Базовым элементом таких структур является силовой преобразовательный модуль с *широтно-импульсной модуляцией* (ШИМ), анализу динамики которого посвящены публикации [13–15].

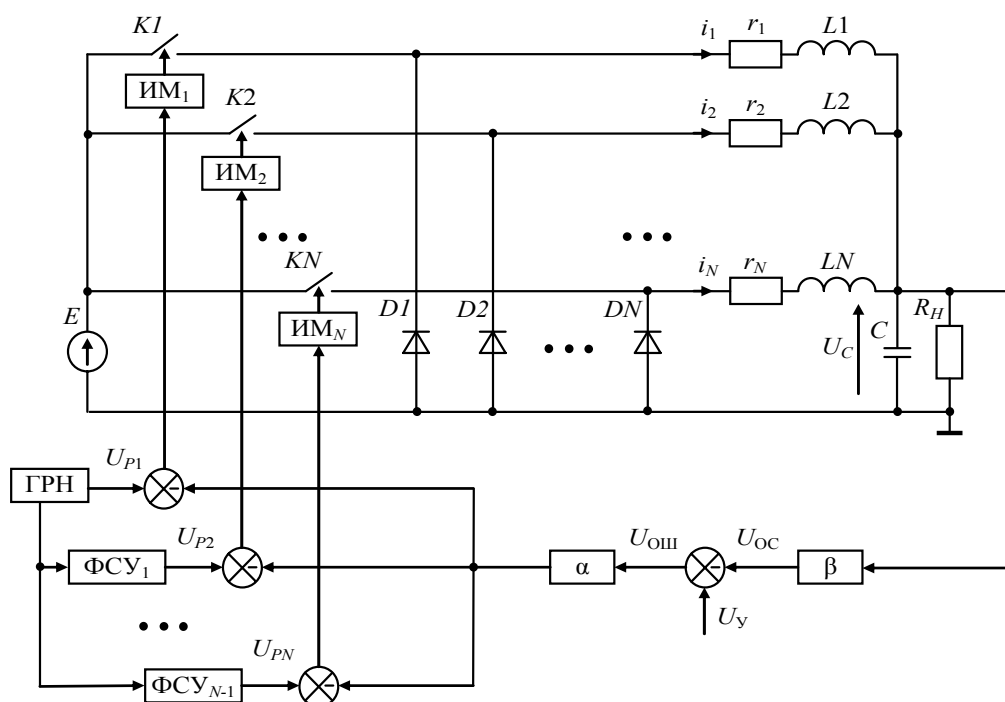


Рис. 3. Схема замещения многофазного понижающего преобразователя напряжения и его системы управления

Схема замещения многофазного [6] преобразователя (см. рис. 1), построена с учетом оговоренного уровня абстракций. Здесь приняты следующие обозначения: E – источник входного напряжения; C – емкость конденсатора выходного фильтра; R_H – сопротивление нагрузки; β – масштабный коэффициент цепи обратной связи; α – коэффициент усиления корректирующего устройства; U_{oc} – сигнал обратной связи; U_y – напряжение управления; U_C – напряжение на конденсаторе, оно же и выходное напряжение преобразователей; $ИМ_1...ИМ_N$ – широтно-импульсные модуляторы соответствующих фаз многофазного преобразователя; $ФСУ_1...ФСУ_{N-1}$ – фазосдвигающие устройства для получения в совокупности с генератором развертывающего напряжения (ГРН) сдвинутых по фазе относительно друг друга на равную величину развертывающих напряжений $U_{p2}...U_{pN}$; $r_1...r_N$ – сопротивления индуктивностей $L_1...L_N$ соответственно; $i_1...i_N$ – протекающий в них ток.

При построении схем замещения приняты следующие допущения:

- входной источник питания E является идеальным источником напряжения;
- ШИМ выполнен на идеальных ключах без потерь с нулевым временем переключения;

- пассивные элементы преобразователя линейны;
- корректирующее устройство представлено пропорциональным регулятором;
- математическая модель многофазного преобразователя рассматривается на примере двух фаз.

Показанная на рис. 3 схема замещения двухфазного понижающего преобразователя описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений вида

$$d\mathbf{X}/dt = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B}(K_{F1}(t), K_{F2}(t)), \quad (1)$$

где вектор неизвестных и матрица системы записываются следующим образом:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_C \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} -r_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -r_2/L_2 & -1/L_2 \\ 1/C & 1/C & -1/(C \cdot R_H) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Нелинейность системы (1) имеет вид разрыва первого рода и описывается разрывными функциями коммутации ключей $K1$ и $K2$. Коммутационные функции K_{F1} и K_{F2} этих ключей определяют следующие возможные значения вектора вынуждающих воздействий \mathbf{B} :

$$\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}_{\left. \begin{matrix} K_{F1}=0 \\ K_{F2}=0 \end{matrix} \right\}} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_{\left. \begin{matrix} K_{F1}=1 \\ K_{F2}=0 \end{matrix} \right\}} = \begin{pmatrix} E/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_{\left. \begin{matrix} K_{F1}=0 \\ K_{F2}=1 \end{matrix} \right\}} = \begin{pmatrix} 0 \\ E/L_2 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_{\left. \begin{matrix} K_{F1}=1 \\ K_{F2}=1 \end{matrix} \right\}} = \begin{pmatrix} E/L_1 \\ E/L_2 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Коммутационные функции, формируемые широтно-импульсными модуляторами ИМ₁ и ИМ₂, выражаются следующим образом:

$$K_{F1}(\xi_1) = 0,5 \cdot (1 + \text{sign}(\xi_1)); \quad K_{F2}(\xi_2) = 0,5 \cdot (1 + \text{sign}(\xi_2)) \quad (4)$$

через разностные функции обратной связи

$$\xi_1(t, \mathbf{X}) = \alpha \cdot (U_y - \beta \cdot U_C) - U_{p2}, \quad \xi_2(t, \mathbf{X}) = \alpha \cdot (U_y - \beta \cdot U_C) - U_{p2}. \quad (5)$$

В литературе уже приводилось описание способа поиска мгновенных значений вектора неизвестных \mathbf{X} , то есть построения временных диаграмм протекания токов и напряжений, на основе которых затем ведется построение одно- и двухпараметрических бифуркационных диаграмм [13, 14]. В данной работе поиск периодических режимов ведется другим способом, а именно через систему уравнений обратной связи [14].

Проводится поиск периодических решений, т.е. таких режимов, что $\mathbf{X}(t) = \mathbf{X}(t + ma)$, где a – тактовый интервал ШИМ, $m \in \mathbb{Z}$ – кратность периода искомого режима. На каждом из участков постоянства структуры преобразователя, т.е. между моментами коммутации ключей, а с математической точки зрения – между разрывами в правой части уравнения (1), решение этого уравнения ищется в виде

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-t_0)} \cdot (\mathbf{X}_0 + \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}(K_{F1}, K_{F2})) - \mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B}(K_{F1}, K_{F2}), \quad (6)$$

где \mathbf{X}_0 – вектор переменных состояния в начале рассматриваемого участка.

Каждый тактовый интервал a можно разбить в общем случае на шесть потенциально возможных участков непрерывности системы, где она линейна. Для вычисления коэффициентов заполнения z_k^n , где k – номер тактового интервала, n – номер участка непрерывности построена таблица. Понятно, что все участки непрерывности на одном и том же тактовом интервале не встречаются никогда, а некоторые взаимно исключают друг друга, как например, пары 2а–2б, 5а–5б. Длительность и факт существования участков непрерывности целиком определяется коэффициентами заполнения на соответствующем и соседних справа и слева тактовых интервалах.

Возможные состояния преобразователя за один тактовый интервал

№	\mathbf{B}	τ – относительная длительность
1	$\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_3$	$\tau_{k,1} = (z_{k-1}^2 - 0,5) \cdot \eta(z_{k-1}^2 - 0,5)$
2а	$\mathbf{B}_{2a} = \mathbf{B}_1$	$\tau_{k,2a} = z_k^1 - (z_k^1 - 0,5) \cdot \eta(z_k^1 - 0,5) - \tau_{k,1}$
2б	$\mathbf{B}_{2b} = \mathbf{B}_2$	$\tau_{k,2b} = (z_{k-1}^2 - (0,5 + z_k^1)) \cdot \eta(z_{k-1}^2 - (0,5 + z_k^1))$
3	$\mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_0$	$\tau_{k,3} = (0,5 - z_k^1) \cdot \eta(0,5 - z_k^1)$
4	$\mathbf{B}_4 = \mathbf{B}_3$	$\tau_{k,4} = (z_k^1 - 0,5) \cdot \eta(z_k^1 - 0,5)$
5а	$\mathbf{B}_{5a} = \mathbf{B}_2$	$\tau_{k,5a} = z_k^2 - (0,5 - z_k^2) \cdot \eta(z_k^2 - 0,5) - \tau_{k,4}$
5б	$\mathbf{B}_{5b} = \mathbf{B}_1$	$\tau_{k,5b} = (z_k^1 - (0,5 + z_k^2)) \cdot \eta(z_k^1 - (0,5 + z_k^2))$
6	$\mathbf{B}_6 = \mathbf{B}_0$	$\tau_{k,6} = (0,5 - z_k^2) \cdot \eta(0,5 - z_k^2)$

Таким образом, зная коэффициенты заполнения коммутирующих функций на всем периоде, а также начальный вектор переменных состояния системы, можно найти вектор неизвестных в узловых точках p любого тактового интервала k по формуле

$$\mathbf{X}_{k,p}(\mathbf{Z}^1, \mathbf{Z}^2) = \mathbf{e}^{Aa \sum_{i=1}^p \Delta t_{k,i}} \left\{ \mathbf{e}^{Aa(k-1)} (\mathbf{X}_0 + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_1) - \sum_{r=0}^{k-2} \left[\mathbf{e}^{Aar} \left(\mathbf{A}^{-1} \left(\sum_{v=1}^6 \left[\mathbf{e}^{Aa \sum_{i=v}^6 \Delta t_{k-r-1,i}} (\mathbf{B}_{v-1} - \mathbf{B}_v) \right] + \mathbf{B}_6 \right) + \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_1 \right) \right] \right\} - \mathbf{A}^{-1} \left(\sum_{v=2}^p \left[\mathbf{e}^{Aa \sum_{i=v}^p \Delta t_{k,i}} (\mathbf{B}_{v-1} - \mathbf{B}_v) \right] + \mathbf{B}_p \right). \quad (7)$$

Функции обратной связи ξ_k^1 и ξ_k^2 пересекают ось абсцисс в моменты времени $t_{k,2}$ и $t_{k,5}$ соответственно:

$$\begin{aligned} \xi_{k,2}^1(\mathbf{Z}^1, \mathbf{Z}^2) &= \alpha(U_y - \beta \cdot [\mathbf{X}_{k,2}]_3) - U_{\text{оп}} z_k^1 = 0 \\ \xi_{k,5}^2(\mathbf{Z}^1, \mathbf{Z}^2) &= \alpha(U_y - \beta \cdot [\mathbf{X}_{k,5}]_3) - U_{\text{оп}} z_k^2 = 0, \quad k = 1 \dots m. \end{aligned} \quad (8)$$

Исходя из этого обстоятельства, а также из того, что $\mathbf{X}_0 = \mathbf{X}_{m,6}$, получим систему уравнений (9) для нахождения векторов коэффициентов заполнения \mathbf{Z}^1 и \mathbf{Z}^2 :

$$\Phi(\mathbf{Z}) = \begin{bmatrix} \Phi_1(\mathbf{Z}) \\ \Phi_2(\mathbf{Z}) \end{bmatrix} = \mathbf{0}; \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}^1 \\ \mathbf{Z}^2 \end{bmatrix}; \quad \Phi_1 = \begin{bmatrix} \xi_{1,2}^1 \\ \vdots \\ \xi_{m,2}^1 \end{bmatrix}; \quad \Phi_2 = \begin{bmatrix} \xi_{1,5}^2 \\ \vdots \\ \xi_{m,5}^2 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Построенный таким образом численно-аналитический метод поиска m -циклов (m -периодических решений) системы (1)–(5) позволяет с достаточной точностью находить области периодических решений в пространстве параметров и строить их границы. Решив уравнения (7)–(9) для различных значений m , мы можем найти все различные (как устойчивые, так и неустойчивые) m -циклы, каждый из которых идентифицируется набором коэффициентов заполнения \mathbf{Z} .

Моделирование динамики системы (1)–(5) проводилось по рассмотренной методике при следующих исходных параметрах [11]: входное напряжение преобразователя $E = 1000$ В; сопротивление нагрузки $R_n = 100$ Ом; индуктивность дросселей $L = 0,2$ Гн, паразитное активное сопротивление дросселей $r = 10$ Ом; емкость выходного фильтра $C = 1$ мкФ; частота коммутации силовых ключей (частота квантования) $f = 10$ кГц. Параметры системы управления были выбраны следующими: масштабный коэффициент цепи обратной связи $\beta = 0,01$; амплитуда развертывающего напряжения $U_p = 10$ В; коэффициент усиления корректирующего устройства α изменяется при расчетах от 1 до 350, а управляющее напряжение U_y – от 0,01 до 10 В.

Анализ динамических режимов двухфазного преобразовательного модуля

Положив в системе уравнений (1)–(5) число фаз $n = 2$, построим двухпараметрическую бифуркационную диаграмму – обобщенную карту областей существования детерминированных и стохастических режимов одноячейкового преобразователя (рис. 4). Эта диаграмма в пространстве параметров α , изменяющегося от 1 до 350, и U_y , изменяющегося от 0,01 до 10 В, позволяет оценить топологию различных областей m -циклов, определить критическое значение коэффициента усиления пропорционального регулятора.

Здесь цветом и символами V_m отмечены области существования различных m -циклов, характерных для данной области. Под m -циклом будем понимать, как в [13–14], отношение частоты квантования f к частоте субгармонического режима. В частности, область V_1 представляет собой область существования основного ($m = 1$) проектного режима. Области белого цвета V_∞ соответствуют недетерминированным режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$).

Область существования основного проектного одноциклового режима изменяет также свою форму – характерная для $n = 1$ параболическая граница области V_1 приобретает циклический вид в форме двух парабол и смещается вправо. Область V_1 существования основного одноциклового режима V_1 изменяется в диапазоне $0 < \alpha < 140$, то есть расширяется, по сравнению с аналогичной диаграммой для однофазного преобразователя, рассматриваемого в [13], более чем в два раза. Проект-

ный одноцикловый режим ($m = 1$) по мере увеличения α сменяется неодносвязанными областями жестковозбуждаемых режимов V_3 (при $\alpha = 170$), V_5 (при $\alpha = 240$) и V_∞ .

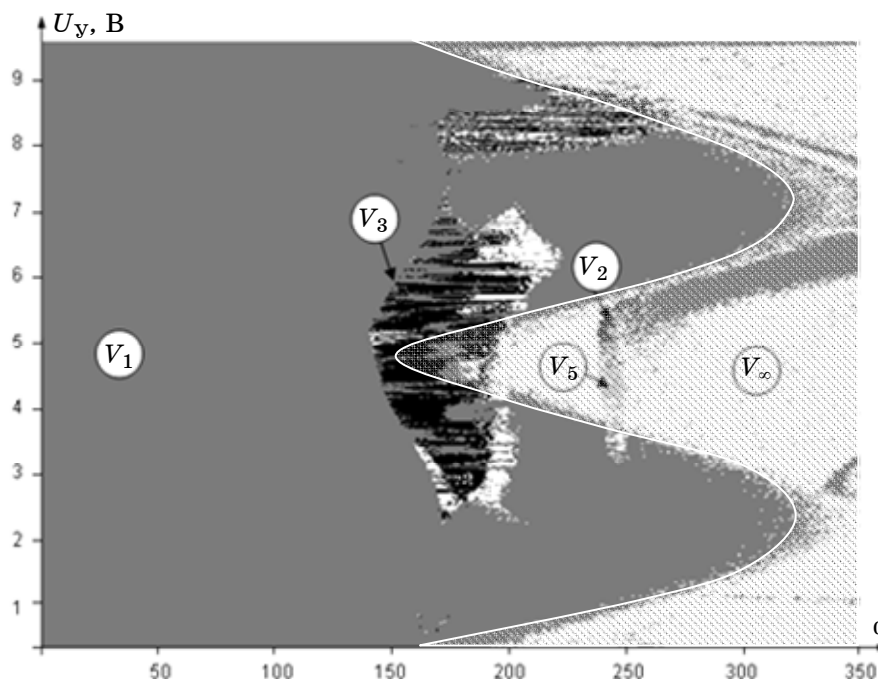


Рис. 4. Двухпараметрическая бифуркационная диаграмма двухфазного понижающего преобразователя, штриховкой помечена область расхождения фаз

Одной из основных задач анализа многофазных структур является исследование возможности равномерного распределения мощности между ячейками, поскольку обеспечение требуемого уровня надежности предполагает непрерывный мониторинг загруженности всех ячеек и перераспределение мощности в случае отключения какой-либо из них. На рис. 5 приведен пример самопроизвольного перераспределения токов между ячейками.

Можно видеть, что суммарный ток i_S нагрузки величиной 50 А в интервале времени $0 < t < 0,018$ с равномерно распределен между двумя ячейками по 25 А, а затем одна ячейка полностью разгружается $i_2 = 0$ при $t = 0,032$ с, а вторая $i_2 = i_S$ перехватывает на себя весь ток нагрузки. Это явление неизбежно сопровождается лавинообразным развитием катастрофического отказа всей многофазной структуры преобразователя.

На рис. 4 штриховкой помечена область карты динамических режимов, для параметров которой обнаружено данное явление разбегания фаз.

Рассмотрим приведенные на рис. 6 фрагменты бифуркационных диаграмм коэффициентов заполнения $z_k = f(\alpha)$, диаграммы коэффициента пульсаций тока $K_n = f(\alpha)$ и поведение соответствующих мультипликаторов Ляпунова $\rho = f(\alpha)$, для однофазного (рис. 6, а–в) и многофазного (рис. 6, г–е) преобразователя. Поведение мультипликаторов матрицы монодромии (А.М. Ляпунова) для построенных решений, подтверждает, что это новый вид мягкой бифуркации – бифуркация расхождения. Признаком этого может служить факт изменения действительной части мультипликаторов ρ от +1 до -1.

Для эквивалентного сравнения динамики однофазного и двухфазного преобразователей значение коэффициента пульсаций выходного напряжения достигается снижением при расчетах частоты квантования каждой фазы преобразователя вдвое ($f = 5$ кГц).

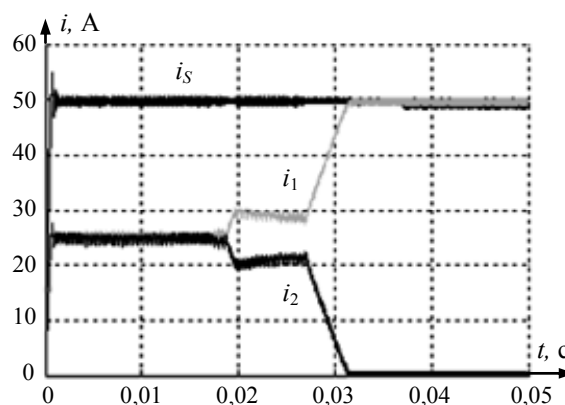


Рис. 5. Мгновенные значения токов фаз: i_1, i_2 – токи фаз; i_S – ток нагрузки

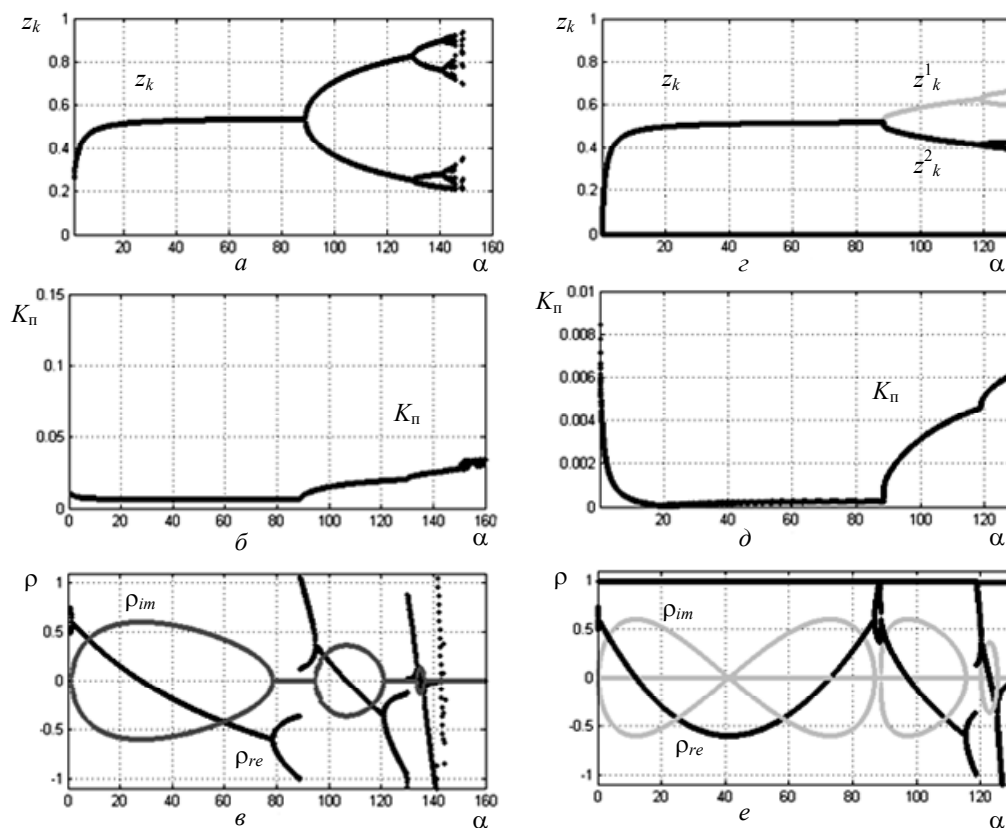


Рис. 6. Бифуркационные диаграммы, коэффициенты пульсаций и мультипликаторы основной матрицы для однофазного (а–в) и многофазного (z–e) преобразователя

Несмотря на внешнюю схожесть бифуркационной диаграммы коэффициентов заполнения, двухцикловому режиму соответствуют фазовое расхождение этих коэффициентов, поскольку $z_k^1 = z_{k+1}^1 = z_{k+2}^1 \dots \neq z_k^2 = z_{k+1}^2 = z_{k+2}^2$, а на одном тактовом интервале $z_k^1 + z_k^2 = z_k = \text{const}$. Характер изменения мультипликаторов в области устойчивого существования жестко возбужденного трехциклового режима V_3 для многофазной системы соответствует бифуркации расхождения (рис. 6, e) – вещественная часть мультипликаторов поднялась выше +1. Для поведения выходного сигнала однофазного преобразователя (рис. 6, в) можно видеть каскад мягких бифуркаций (удвоения периода) $V_1 - V_2 - V_4 \dots$ с последовательной потерей устойчивости – выходом вещественной части мультипликаторов ниже –1.

Заключение

Рассмотренный пример демонстрирует путь уверенного проектирования источников питания модульного типа *нормальной структуры* [14], не склонных к аномальным режимам функционирования. Бифуркационный анализ позволяет получить общую картину развития квазиустановившихся режимов функционирования *многофазных* нелинейных импульсных систем и определить области устойчивости и одновременного существования проектного и аномальных режимов.

В многофазных структурах источников питания модульного типа потеря устойчивости проектным режимом обусловлена новым видом бифуркации – бифуркацией расхождения, характерной чертой которой является достижение действительной частью комплексно-сопряженных корней значения +1.

Появление дополнительной степени свободы в математических моделях преобразователей модульного типа ставит на реальную основу достижение максимально возможных запасов устойчивости, при которых мнимые части мультипликаторов будут удерживаться около нулевого значения.

Увеличение числа фаз при одних и тех же параметрах выходного фильтра, сопровождается расширением областей устойчивости проектного режима, а границы приобретают циклический характер. Увеличение числа фаз позволяет не только расширить области существования проектного режима, но и уменьшить внутренние запасы энергии преобразователя за счет роста частоты выходного сигнала.

Литература

1. Ляпунов А.М. Общая задача об устойчивости движения. – М.; Л.: Гостехиздат, 1950. – 472 с. – Сер. Классики естествознания. Математика, механика, физика, астрономия.
2. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.
3. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
4. Tse C.K. Flip Bifurcation and Chaos in Three-State Boost Switching Regulators // IEEE Trans.on Circuits and Systems I: Theory and Applications. – Jan. 1994. – Vol. CAS-41, № 1. – P. 16–23.
5. Thottuvelil V.J. Analysis and control of paralleled DC/DC converters with current sharing / V.J. Thottuvelil, G.C. Verghese // IEEE Trans.on Power Electronics. – July 1998. – Vol. 13. – P. 635–644.
6. Jovanovic M.M. A novel, low-cost implementation of democratic load-current sharing of paralleled converter modules / M.M. Jovanovic, D.E. Crow, F.Y. Lieu // IEEE Trans.on power electronics. – July 1996. – Vol. 1. – P. 604–611.
7. Panov Y. Analysis and design of N paralleled converters with master-slave current-sharing control / Y. Panov, J. Rajagopalan, F.C. Lee // Proc. IEEE APEC'97. – 1997. – P. 436–442.
8. Iu H.H.C. Bifurcation Behavior in Parallel-Connected Buck Converters / H.H.C. Iu, C.K. Tse // IEEE Trans.on circuits syst. i. – Feb. 2001. – Vol. 48. – P. 233–240.
9. Либенко Ю.Н. Специфические возможности систем вторичного электропитания с магистрально-модульной архитектурой / Ю.Н. Либенко, Г.Я. Михальченко, А.Н. Четин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – С. 264–268.
10. 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.
11. 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.
12. Энергосберегающие технологии компенсации реактивной мощности и мощности искажений / А.Ю. Иванов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко и т.д. // Известия Том. политехн. ун-та. – 2010. – Т. 314, № 4. – С. 104–110.
13. Кобзев А.В. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Андриянов, С.Г. Михальченко. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2007. – 224 с.
14. 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.
15. Исследование локальной устойчивости периодических режимов в нелинейных импульсных системах / О.А. Алейников, В.С. Баушев, А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко // Электричество. – 1991. – № 4. – С. 16–21.

Михальченко Сергей Геннадьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-32-32

Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Mikhalchenko S.G.

Analysis of dynamic modes of functioning of modular devices of power electronics

Technique of the analysis of dynamics of systems of power supply with the pulse-width modulation, described by the nonlinear differential equations with discontinuous in the right part. Mathematical models of the closed systems of regulation of voltage executed from in parallel switched-on converters, with various types of modulation are considered.

Keywords: power equipment, multiphase pulse-width modulation, piecewise continuous differential equations, bifurcation analysis, stability of dynamic.