УДК 621.3.01

Ю. А. Бычков, Е. Б. Соловьева, С. В. Щербаков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Функциональное моделирование и расчет динамики непрерывных и дискретных нелинейных систем

Рассмотрено построение математических моделей нелинейных динамических систем в рамках принципа «черного ящика», когда описывается соответствие вход-выход объекта с применением многомерных полиномов и нейронных сетей. Построены функциональные модели нелинейных компенсаторов для усилителей мощности и представлены результаты их сравнительного анализа. Предложен алгоритм аналитического расчета динамики нелинейных неавтономных электрических цепей с сосредоточенными параметрами. Определены условия получения описаний существующих решений уравнений динамики нелинейных неавтономных цепей в замкнутой аналитической форме. Специфику реализации и требуемую результативность алгоритма определяет применение аппарата обобщенных функций, обобщенного преобразования Лапласа, рядов Лорана и Тейлора. Алгоритм иллюстрирован примером аналитического расчета динамики нелинейной электрической цепи.

Нелинейная модель, динамическая система, аналитически-численный метод, нейронная сеть, нелинейный компенсатор

Задача построения конструктивной модели исследуемого объекта или явления чрезвычайно сложна и многогранна. Существует множество подходов к ее решению. Один из них – функциональное моделирование устройств на основе установления соответствия между множествами входных и выходных сигналов. Этот подход перспективен при сложной компонентной структуре объекта, когда математическая модель становится громоздкой и представляет собой систему уравнений высокого порядка с проблемой плохой обусловленности ее решении, а также при отсутствии достаточной информации о структуре объекта, когда невозможно создать модель на компонентном уровне [1]–[5].

Другой подход к построению моделей – аналитически-численный метод совместного математического моделирования и расчета динамических систем [1]. Аналитически-численный метод предназначен для анализа и параметрического синтеза детерминированных, нелинейных, неавтономных, с сосредоточенными параметрами моделей динамических систем. В данном методе выполняются: варьирование степени полинома Тейлора и адаптация шага расчета при анализе модели, контроль пределов локальной и полной абсолютных погрешностей расчета. Предложенный метод дает ответы на следующие основные вопросы [1]:

– какую необходимую и достаточную сложность математического описания модели динамической системы требует специфика выполняемых исследований и допускает выбранный для этих исследований математический аппарат;

– какая форма математического описания искомых решений целесообразна и предпочтительна;

– каким образом в заданном временном интервале исследовать существование и единственность искомого решения уравнения динамики модели, а также выяснить возможность его получения с помощью выбранного математического аппарата.

Моделирование устройств по соотношению вход-выход. Сложное нелинейное устройство можно представить как динамическую систему, ввод-вывод которой описывается нелинейным оператором F_S. При математическом моделировании требуется аппроксимировать оператор F_S

оператором F_ε, который отображает входное множество X в выходное множество Y^o с погрешностью ε, ε > 0, так что

$$y(n) = F_\varepsilon\left[x(n)\right],$$

при условии $\left\| y^o(n) - y(n) \right\| \le \varepsilon$ для всех $x(n) \in X$, $y^o(n) \in Y^o$, где n – нормированное дискретное время. Параметры нелинейного оператора F_ε (математической модели) находятся в результате решения задачи аппроксимации, как правило, в среднеквадратичной или равномерной метрике [1], [4], [5].

Решение задачи аппроксимации зависит от формы математической модели. Универсальные формы нелинейных моделей можно разделить на два класса. Первый класс включает полиномиальные модели: функциональный ряд и полином Вольтерры, многомерные полиномы расщепленных сигналов, регрессионные модели [1], [4]–[6]. Второй класс нелинейных моделей включает различные типы нейронных сетей [1]–[3]. Нейронные сети полезны, когда при увеличении степени полинома погрешность аппроксимации нелинейного оператора убывает медленно.

На основе операторного подхода могут быть построены нелинейные модели разных устройств (фильтров, компенсаторов, детекторов, эквалайзеров и т. д. [1]–[6]), в том числе и компенсаторов нелинейных искажений сигналов для усилителей мощности (УМ), включенных в каналы связи (КС) [1], [7].

Усилитель мощности – линейное устройство лишь в узкополосном частотном диапазоне и в маломощном рабочем режиме. На практике усилитель работает с широкополосными сигналами, и его характеристики близки к насыщению для достижения максимальной выходной мощности. Нелинейность УМ приводит к появлению интермодуляционных компонент, которые проникают в соседние каналы связи. Такое проникновение возможно из-за расширения спектра входного сигнала в результате его нелинейного преобразования [1], [7].

Полосовой фильтр и УМ образуют структуру Винера (каскадное соединение линейной динамической цепи и безынерционной нелинейности), описывающую канал связи. Методы помехозащищенного кодирования, применяемые в каналах связи, не обеспечивают требуемый уровень надежности передачи информации. Для борьбы с нелинейными искажениями целесообразно применять компенсаторы, синтезированные в соответствии с операторным подходом на наборах входных и выходных сигналов [7].

Рассмотрим синтез компенсаторов для борьбы с нелинейными искажениями на примере канала связи, описанного низкочастотной моделью Винера с представленными ниже уравнениями [1]:

$$\dot{x}(n) = d_1\dot{\xi}_1(n) + d_2\dot{\xi}_1^2(n) + d_3\dot{\xi}_1^3(n),$$

где $d_1 = 1$, $d_2 = 0.2$, $d_3 = 0.1$; «·» – знак комплексности переменной; $\dot{x}(n)$ – выходной сигнал нелинейного канала связи при входном сигнале $\dot{\xi}(n)$, являющемся комплексной огибающей модулированного сигнала; $\dot{\xi}_1(n)$ – выходной сигнал линейной динамической цепи со следующей передаточной функцией:

$$H(z) = (1.0119 - 0.7589j) + \\ + (-0.3796 + 0.5059j)z^{-1};$$

8PSK- и 4QAM-сигналы – входные сигналы $\dot{\xi}(n)$ КС.

Для подавления нелинейных искажений сигналов в модели КС построены следующие модели нелинейных компенсаторов:

– полином Вольтерры (ПВ) [1], [4], [5]

$$\dot{y}(n) = \sum_{i_1=0}^{I_1} \sum_{i_2=0}^{I_2} \dots \sum_{i_{m/2}=0}^{I_{m/2}} \sum_{i_{m/2+1}=0}^{I_{m/2+1}} \dots$$

$$\dots \sum_{i_m=0}^{I_m} \dot{C}_{i_1 i_2 \dots i_{m/2} i_{(m/2+1)} \dots i_m} \dot{x}^{i_1}(n) \dot{x}^{i_2}(n-1) \dots$$

$$\dots \dot{x}^{i_{m/2}}(n - m/2)\left[\dot{x}^*(n)\right]^{i_{m/2+1}} \dots \left[\dot{x}_m^*(n - m/2)\right]^{i_m},$$

где $\dot{y}(n)$ – выходной сигнал модели компенсатора; $I = I_1 + I_2 + \dots + I_{m/2} + I_{(m/2+1)} + \dots + I_m$ – степень полинома ($I = 3$); * – знак комплексного сопряжения; $m/2$ – длина памяти ($m = 10$);

– двухслойный персептрон (ДП) [1]–[3]

$$\dot{y}(n) = G\left[c_0 + \sum_{i=1}^{I} c_i G\left(\sum_{j=0}^{m} w_{ij}\dot{x}_j(n)\right)\right],$$

где входной сигнал модели – вектор

$$\left[\dot{x}_0(n), \dot{x}_1(n), \dots, \dot{x}_m(n)\right] = \\ = \left[1, \dot{x}(n), \dots, \dot{x}\left(n - (m-1)\right)\right], \quad (1)$$

G – функция активации (гиперболический тангенс); I – число нейронов ($I = 5$), $(m - 1)$ – длина памяти ($m = 5$);

– рекуррентная нейронная сеть Гаммерштейна (РНСГ) [1]

$$\dot{y}(n)=\sum_{r_b=0}^{R_b} b_{r_b}\, n\dot{e}t^{(2)}(n-r_b)-\sum_{r_a=1}^{R_a} a_{r_a}\,\dot{y}(n-r_a)\,,$$

где

$$n\dot{e}t^{(2)}(n)=\sum_{k=0}^{I} c_k\, n\dot{e}t_k^{(1)}(n)\,,$$

$$n\dot{e}t_0^{(1)}(n)=1\,,\ n\dot{e}t_k^{(1)}(n)=G\left(\dot{u}_k^{(1)}(n)\right),$$

$$\dot{u}_k^{(1)}(n)=\sum_{l=0}^{m} w_{kl}\dot{x}_l(n)\,,\ k=1,\ 2,\ ...,\ I\,,$$

$$\dot{x}_0(n)=1\,,$$

входной сигнал модели компенсатора – вектор, описанный выражением (1); G – сигмоидальная функция активации (гиперболический тангенс), I – число нейронов ($I = 3$); (m – 1) – длина памяти (m = 2), $R_b=1$, $R_a=1$.

Среднеквадратичная погрешность нелинейной компенсации вычисляется на основе следующего выражения:

$$\varepsilon=\frac{1}{998}\sqrt{\sum_{n=3}^{1000}\left|\dot{y}(n)-\dot{\xi}(n)\right|^2}\,.$$

Значения ε погрешности моделирования и число Q параметров в моделях нелинейных компенсаторов представлены в таблице.

Модель	Погрешность моделирования	Число параметров модели
ПВ	$0.2\cdot10^{-3}$	286
ДП	$0.6\cdot10^{-3}$	36
РНСГ	$0.2\cdot10^{-3}$	16

Из анализа результатов подавления нелинейных искажений сигналов в канале связи со структурой Винера видно, что рекуррентная нейронная сеть Гаммерштейна как модель нелинейного компенсатора превосходит двухслойный персептрон по точности обработки сигналов и полином Вольтерры по простоте реализации.

Аналитический расчет динамики нелинейных неавтономных электрических цепей с сосредоточенными параметрами. Модели нелинейных электрических цепей с сосредоточенными нестационарными параметрами, относительно независимой переменной t – время в ограниченном интервале расчета $[t_0;\ T]$ их динамики при заданных предначальных условиях $D^n x_r^+\left(0^-\right)=D^n x_r^+\left(t_0^-\right)$, r = 1, 2, ..., L_x, $0^-=t_0^-$, $n\in\left[0;M-1\right]$, описывают обыкновенные нелинейные интегрально-дифференциальные уравнения с нестационарными коэффициентами и детерминированными правыми частями. Форму записи таких уравнений можно обобщить, приведя их к следующему виду:

$$A\left(D,D^{-1}\right)x(t)=G\left(D,D^{-1}\right)f(t)+H(x,f,t),\ (2)$$

где D – оператор обобщенного дифференцирования по независимой переменной моделирования t; $A\left(D,D^{-1}\right)$ – квадратная порядка L_x матрица с полиномиальными от D и D^{-1} элементами $a_{l,k}\left(D,D^{-1}\right)$, при этом символ D^{-1} есть оператор интегрирования с переменным верхним пределом t и нижним пределом, охватывающим левую полуокрестность текущего момента времени в рассматриваемом интервале интегрирования; $G\left(D,D^{-1}\right)$ – прямоугольная матрица размером $L_x\times L_f$ с полиномиальными от D и D^{-1} элементами $g_{l,k}\left(D,D^{-1}\right)$; $x(t)$ и $f(t)$ – матрицы-столбцы координат (искомых решений) и внешних воздействий модели соответственно; $H(x,f,t)$ – матрица-столбец со строками $h(t)$ в виде сумм произведений следующих сомножителей: нестационарных коэффициентов, классических производных любого порядка и интегралов любой кратности начиная с нулевых от искомых решений и внешних воздействий, в произвольных дробно-рациональных степенях.

Для поиска в заданном по t ограниченном интервале $[t_0;\ T]$ решений $x_r(t), r=1,2,...,L_x$ уравнения (2) в классе обобщенных функций с регулярными составляющими $x_r^+(t)$, описываемыми соответствующими степенными рядами, разработан аналитически-численный метод [1]. Расчетная схема метода состоит из двух алгоритмически взаимосвязанных частей: аналитической и численной. Аналитическая часть метода при условии описания существующей регулярной составляющей $x_l^+(t)$ искомого решения $x_l(t)$, $l\in[1;L_x]$ уравнения (2) полиномом Тейлора обладает вычислительной автономностью, обусловливая возможность самостоятельного применения. Алгоритм такого уникального аналитического расчета динамики моделей нелинейных нестационарных электрических цепей рассматривается в данной статье.

Существо предлагаемого алгоритма сводится к следующему. Регулярные составляющие $x_r^+(t)$, $r = 1, 2, ..., L_x$ искомых решений уравнения (2) и их производных, входящих в описание элементов строк матрицы $H(x, f, t)$, при заданных предначальных условиях формально описывают степенными рядами, коэффициенты которых пока неизвестны. Функции, описывающие нестационарные параметры $h_{u,v}(t)$ элементов и внешних воздействий цепи, в окрестности точек с абсциссой начала текущего интервала расчета раскладывают в ряды Тейлора. Полученные степенные ряды и ряды Тейлора подставляют в матрицу нелинейной части $H(x, f, t)$ уравнения (2) взамен соответственно искомых решений, их производных, а также нестационарных параметров элементов и внешних воздействий цепи.

В результате такой подстановки описания всех строк матрицы $H(x, f, t)$ нелинейной части уравнения (2) будет тождественно преобразовано к виду $H(t^i)$, $i \in |\mathbf{Z}|$, когда все нелинейные и нестационарные зависимости в своих описаниях унифицированы и эквивалентным образом заменены на описания соответствующих обобщенных степенных рядов. Вследствие этого уравнение (2) будет переформировано к виду, пригодному для последующего применения обобщенного преобразования Лапласа.

Переформированное интегрально-дифференциальное уравнение (2) с унифицированным описанием нелинейных и нестационарных свойств модели преобразуют по Лапласу, используя L-преобразование. В итоге относительно изображений искомых решений будет получена система линейных алгебраических уравнений. Решив ее, получают изображения искомых решений, которые затем раскладывают в окрестности бесконечно удаленной точки в ряды Лорана [1]. Коэффициенты главных и правильных частей этих рядов Лорана вычисляют с помощью формул, предложенных в [1]. Переведя ряды Лорана в область независимой переменной t, получают описания искомых решений $x_r(t), r = 1, 2, ..., L_x$ уравнения (2) в виде соответствующих обобщенных функций. В полученных описаниях коэффициенты сингулярных и регулярных составляющих искомых решений теперь известны.

Итак, искомое решение $x_l(t)$, $l \in [1; L_x]$ уравнения (2) в классе обобщенных функций имеет следующее удовлетворяющее приведенным требованиям описание:

$$x_l(t) = x_l^-(t) + x_l^+(t) = \\ = \sum_{j=0}^{-J_l} S_{l,j}\, \delta_j(t) + \sum_{i=0}^{\infty} R_{l,i}\, t^i / i!, \qquad (3)$$

где $x_l^-(t)$ и $x_l^+(t)$ – сингулярная и регулярная составляющие искомого решения соответственно; $S_{l,j}$ – весовые коэффициенты этих импульсных функциях; $\delta_j(t)$ – определенные в начальной для рассматриваемого интервала расчета точке импульсные функции от нулевого до $-J_l$ -го порядка включительно; $R_{l,i}$ – коэффициенты разложения регулярной составляющей искомого решения в степенной ряд в правой полуокрестности начальной для текущего интервала расчета точки [1].

Как следует из равенства (3), после выполнения описанных операций сингулярная составляющая $x_l^-(t)$ искомого решения $x_l(t)$, $l \in [1; L_x]$ уравнения (2), если она существуют, оказывается полностью определенной. Для описания регулярной составляющей решения $x_l^+(t)$ в правой полуокрестности точки с абсциссой начала текущего интервала расчета сформирован следующий степенной ряд:

$$x_l^+(t) = \sum_{i=0}^{\infty} R_{l,i}\, t^i \big/ i!,\ l \in [1; L_x]. \qquad (4)$$

Специфика такого описания регулярной составляющей искомого решения предопределяет наличие численной части аналитически-численного метода, в которой, ограничивая этот ряд его частичной суммой на дискретной сетке по времени t, вычисляют приближенные численные значения регулярной составляющей решения. Условия и особенности координатно-параметрических взаимосвязей нелинейной неавтономной электрической цепи могут быть таковы, что регулярная составляющая $x_l^+(t)$ искомого решения $x_l(t)$, $l \in [1; L_x]$ объективно описывается не степенным рядом (4), а степенным полиномом фиксированного порядка I_l. Этот степенной полином имеет следующее описание:

$$x_l^+(t; I_l) = \sum_{i=0}^{I_l} R_{l,i}\, t^i \big/ i!. \qquad (5)$$

Если регулярная составляющая $x_l^+(t)$, $l \in [1; L_x]$ искомого решения $x_l(t)$ изначально описывается степенным полиномом (5), то расчет динамики цепи возможен в результате только аналитического расчета.

Аналитическое описание (5), имея замкнутую форму, определяет возможность получения регулярной составляющей решения в рамках только аналитического расчета, и, как следствие, без какой-либо вычислительной погрешности, т. е. точно.

Рассмотрим пример аналитического расчета динамики модели нелинейной электрической цепи с сосредоточенными стационарными параметрами. В форме (2) нелинейную с сосредоточенными стационарными параметрами модель описывает следующее уравнение:

$$\begin{bmatrix} a_{1,1}^{[1]}D & a_{1,2}^{[0]} \\ a_{2,1}^{[0]} & a_{2,2}^{[1]}D \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = 0 \cdot f(t) + \begin{bmatrix} h_{1,1}\, x_1^2(t) \\ 0 \end{bmatrix}, \qquad (6)$$

где $a_{1,1}^{[1]} = 1 \cdot 10^{-3}$; $a_{1,2}^{[0]} = -1$; $a_{2,1}^{[0]} = 1$; $a_{2,2}^{[1]} = 1$; $h_{1,1} = -1$.

Предначальные условия заданы: $x_1(0^-) = 0.25$; $x_2(0^-) = 0.0575$.

Выполним для уравнения (6) описанную процедуру аналитической части аналитически-численного метода. Для этого искомое решение $x_1(t)$ формально опишем степенным рядом (4). Уравнение (6) преобразуем по Лапласу. Решив сформированное относительно изображений искомых решений алгебраическое уравнение, получим следующие описания изображений искомых решений:

$$X_r(p) = \frac{\sum\limits_{i=0}^{\infty} B_{r,1-i}\, p^{1-i}}{\sum\limits_{i=0}^{2} A_i p^i}, \qquad (7)$$

где $r = 1, 2$; $B_{1,1} = a_{1,1}^{[1]} x_1(0^-)$; $B_{1,0} = h_{1,1}R_{1,0}^2 + x_2(0^-)$; $B_{1,-1} = 2h_{1,1}R_{1,0}R_{1,1}$; ...; $B_{2,1} = a_{1,1}^{[1]} x_2(0^-)$; $B_{2,0} = -a_{1.1}^{[1]} x_1(0^-)$; $B_{2,-1} = -h_{1,1}R_{1,0}^2$; ...; $A_2 = a_{1,1}^{[1]}$; $A_1 = 0$; $A_0 = 1$.

Из полученных описаний (7) изображений искомых решений уравнения (6) видно, что $J_r = -1$, следовательно, отсутствуют сингулярные составляющие в искомых решениях.

Раскрыв описания (7) и переведя результат во временную область, в форме (3) получим следующие описания искомых решений:

$$x_r(t) = x_r^+(t) = \sum_{i=0}^{\infty} R_{r,i}\, t^i / i!, \qquad (8)$$

где

$$r = 1, 2;\ R_{1,0} = x_1(0^-);$$

$$R_{1,1} = \left(x_2(0^-) + h_{1,1}R_{1,0}^2\right) / a_{1,1}^{[1]};$$

$$R_{1,2} = -(-2h_{1,1}R_{1,0}R_{1,1} + R_{1,0}) / a_{1,1}^{[1]};\ ...;\ R_{2,0} = x_2(0^-);\ R_{2,1} = -x_1(0^-);$$

$$R_{2,2} = (-h_{1,1}R_{1,0}^2 - R_{2,0}) / a_{1,1}^{[1]};\ ...,$$ [13], [14].

Численные значения коэффициентов $R_{r,i}$ степенных рядов (8) для регулярных составляющих искомых решений таковы:

$$R_{1,0} = 0.25;\ R_{1,1} = -0.5;\ R_{1,i} = 0,\ i = 2, 3, \ldots;$$
$$R_{2,0} = 0.0575;\ R_{2,1} = -0.25;\ R_{2,2} = 0.5;\ R_{2,i} = 0,\ i = 3, 4, \ldots \qquad (9)$$

Из результатов (8), (9) следует, что при заданных предначальных условиях искомые решения $x_1(t)$ и $x_2(t)$ уравнения (6) содержат только регулярные составляющие и описываются полиномами Тейлора (5) при $l = r$, $r = 1, 2$ и $I_1 = 1$, $I_2 = 2$.

Итак, в области независимой переменной t полученные решения уравнения (6) таковы:

$$x_1(t) = x_1(0^-) - 0.5t;$$

$$x_2(t) = x_1^2(0^-) - x_1(0^-)t + 0.25t^2 - 0.5a_{1,1}^{[1]}.$$

Разнообразные модели в виде нейронных сетей, которые описывают однозначное соответствие между множествами входных и выходных сигналов динамических систем, применяются в различных областях техники. На примере синтеза нелинейного компенсатора искажений сигналов для усилителя мощности показано, что среди разных типов нейронных сетей удается найти такую, которая обеспечивает высокую точность обработки сигналов и более проста по сравнению с полиномиальными моделями.

Предложенный аналитически-численный метод анализа детерминированных, нелинейных, неавтономных, с сосредоточенными параметрами моделей динамических систем обладает следующими достоинствами.

1. Решения уравнений динамики сформированной модели описываются обобщенными функциями с регулярными составляющими в виде рядов (полиномов) Тейлора.

2. Существование и единственность решения уравнения динамики модели (2) и возможность его получения с помощью выбранного математического аппарата доказаны в рамках рядов Тейлора.

3. Разработаны процедуры нахождения параметров колебательных режимов в динамических моделях, а также исследованы регулярности и устойчивости таких режимов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Analysis of mathematical models of continuous and discrete non-linear systems / U. A. Bichkov, U. M. Inshakov, E. B. Solovyeva, S. A. Scherbakov. SPb.: Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI», 2017. 174 p.

2. Haykin S. Neural networks and learning machines. New York: Pearson Education Inc., 2009. 906 p.

3. Bianchini M., Maggini M., Jain L. C. Handbook on neural information processing. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013. 538 p.

4. Mathews V. J., Sicuranza G. L. Polynomial signal processing. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2000. 452 p.

5. Ogunfunmi T. Adaptive nonlinear system identification. The Volterra and Wiener model approaches. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. 229 p.

6. Billings S. A. Nonlinear system identification: NARMAX methods in the time, frequency, and spatio-temporal domains. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd, 2013. 555 p.

7. RF power amplifier behavioral modelling / D. Schreurs, M. O'Droma, A. A. Goacher, M. Gadringer // New York: Cambridge university press, 2009. 269 p.

Yu. A. Bychkov, E. B. Solovyeva, S. V. Scherbakov
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI

FUNCTIONAL MODELING AND CALCULATION OF THE DYNAMICS OF CONTINUOUS AND DISCRETE NONLINEAR SYSTEMS

The construction of the mathematical models of nonlinear dynamical systems within the framework of the «black box» principle is considered, when the input-output mapping of an object with the application of multidimensional polynomials and neural networks is described. The functional models of nonlinear compensators for power amplifiers and the results of their comparative analysis are presented. An algorithm for the analytical calculation of the dynamics of nonlinear non-autonomous electrical circuits with lumped parameters is proposed. The conditions for obtaining the descriptions of the existing equations solutions for nonlinear non-autonomous dynamic circuits in a closed analytical form are determined. The specifics of the implementation and the required efficiency of the algorithm are determined by the application of generalized functions, the generalized Laplace transform, the Laurent series and the Taylor series. The algorithm is illustrated with an example of the analytical calculation of the nonlinear electrical circuit dynamics.

Nonlinear model, dynamic system, analytical-numerical method, neural network, nonlinear compensator

УДК 621.314

А. Г. Лавров, Е. Н. Попов, А. С. Шляпников
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Анализ способов регулирования напряжения автотрансформаторов

Проводится анализ способов регулирования напряжения трехобмоточного понижающего автотрансформатора с устройством регулирования под нагрузкой, размещенным на стороне обмотки высшего напряжения, в нейтрали, в линии и в рассечке обмотки среднего напряжения автотрансформатора. Подробно рассмотрены способы регулирования в линии и в рассечке обмотки среднего напряжения как наиболее широко применяемые. Проведен анализ режимов регулирования напряжения автотрансформатора при постоянном и переменном магнитном потоке. Для указанных способов регулирования напряжения автотрансформатора предложена методика выбора необходимого регулировочного ответвления автотрансформатора, учитывающая влияние изменения величины магнитного потока на процесс регулирования с помощью коэффициента магнитного потока. Показана необходимость учета изменения величины магнитного потока в методиках выбора регулировочного ответвления при режиме регулирования с переменным магнитным потоком.

Трехобмоточный автотрансформатор, регулирование под нагрузкой, регулирование в рассечке, регулирование в линии, режимы регулирования, методика расчета, магнитный поток

Для наиболее экономичной и безаварийной работы потребителя необходимо, чтобы отклонение фактической величины напряжения, при котором он получает электроэнергию, от номинального значения не превышало установленной ГОСТ Р 32144–2013 допустимой величины.