

СПОСОБ УСРЕДНЕНИЯ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Руденко Ю.В., канд.техн.наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: rudenko@ied.org.ua

Предложен способ усреднения модели, позволяющий с общих позиций анализировать процессы в импульсных преобразователях постоянного напряжения. Полученная модель содержит параметры как средних значений переменных состояния на периоде в установившемся режиме и их пульсаций на протяжении периода, так и параметры временных интервалов состояния преобразователя. Обоснован диапазон соотношения параметров постоянных времени схемы преобразователя и периода его работы, в котором погрешность расчета модели не превышает 3%. Проведены расчеты на примере простейшего преобразователя понижающего типа с помощью предложенного способа и метода схемотехнического моделирования, которые подтвердили высокую точность совпадения результатов в указанном диапазоне параметров. Библ. 9, табл. 1, рис. 2.

Ключевые слова: метод усреднения в пространстве состояний, импульсный преобразователь постоянного напряжения.

Введение. Существующие методы расчета электромагнитных процессов в силовых цепях с переключающими элементами являются основой схемотехнического проектирования силовых полупроводниковых преобразователей. Эффективность расчетов определяется тем, насколько используемый метод соответствует условиям задач исследования и учитывает особенности проектируемого устройства. Известные методы расчета позволяют получить выражения для искомых функций переменных состояния схемы преобразователя в переходных и установившихся режимах либо в точном аналитическом выражении (кусочно-припасовочный метод, метод отдельных составляющих, разностных уравнений), либо в виде рядов Фурье (метод гармонического анализа, переключающих функций) [1, 4-6]. Это дает возможность в дальнейшем, используя полученные выражения, производить расчет основных интегральных характеристик преобразователя: средних, действующих значений, пульсаций токов и напряжений в элементах схемы, нагрузочных и регулировочных характеристик. Однако при их определении необходимым этапом является решение исходной системы дифференциальных уравнений, которые описывают электромагнитные процессы в преобразователе. Этот процесс сопряжен с трудоемкими процедурами промежуточных математических преобразований.

Избежать необходимости решения исходной системы дифференциальных уравнений как математической модели преобразователя для оценки его интегральных характеристик позволяют методы, основанные на усреднении моделей преобразователей. Для широтно-импульсных преобразователей постоянного напряжения в настоящее время достаточно хорошо разработаны подходы, известные как метод прямого усреднения и метод усреднения в пространстве состояний [3, 8, 9].

Метод прямого усреднения заключается в замене каждого элемента схемы моделью для средних значений, включая усреднение и замену переключающих элементов преобразователя на нелинейные зависимые источники постоянного тока и напряжения с последующей их линеаризацией на периоде. Это позволяет анализировать усредненную модель с помощью программ схемотехнического моделирования (Pspice, Multisim и др.), однако такая модель ограничена получением искомых параметров (токов и напряжений на элементах схемы) лишь в области средних значений.

Метод усреднения в пространстве состояний базируется на аналитическом усреднении уравнений пространства состояний, описывающих линейные схемы замещения преобразователя системами дифференциальных уравнений в форме Коши на различных интервалах работы. Усредненная система дифференциальных уравнений получается введением так называемых весовых коэффициентов, равных отношению длительности замкнутого и разомкнутого состояний переключающих элементов к периоду коммутации. В дальнейшем переменные состояния уравнений и их производные заменяются средними значениями на интервалах работы с последующим умножением их на соответствующие весовые коэффициенты и суммированием результатов на периоде. Это позволяет записать усредненную на периоде систему дифференциальных уравнений в целом для периода рабочей час-

тоты. В установившемся режиме производные средних значений переменных состояния на периоде равны нулю, и усредненная система уравнений превращается в систему алгебраических нелинейных уравнений с периодическими коэффициентами, что определяет нелинейность полученной усредненной модели. Однако использование такой усредненной модели для анализа процессов затруднительно в силу указанной ее нелинейности и требует последующей ее линеаризации. Кроме того, основным недостатком данного метода, так же как и описанного выше метода прямого усреднения, является потеря информации о поведении переменных состояния внутри каждого периода коммутации, т.е. о величине пульсаций.

Цель данной работы – разработка способа усреднения модели преобразователей постоянно-го напряжения в пространстве состояний, который позволяет упростить их анализ, а также определить параметры в установившемся режиме, которые недоступны при исследовании существующими методами усреднения.

Рассмотрим систему дифференциальных уравнений, составленную в соответствии с законами Кирхгофа и описывающую процессы в эквивалентных схемах замещения преобразователя на всех интервалах постоянства структуры за период рабочей частоты.

Определяя структуру схем замещения силовой части преобразователя и переменные состояния, примем следующие допущения. Полупроводниковые элементы преобразователя представим в виде кусочно-линейных моделей. Будем считать пульсации напряжения на конденсаторах пренебрежимо малыми по сравнению со средним значением, что дает возможность заменить конденсаторы в силовой части преобразователя источником постоянной ЭДС и рассматривать эквивалентные схемы замещения описываемыми дифференциальными уравнениями первого порядка на интервалах постоянства структуры. Допустим также, что постоянные времена цепей силовой части на этих интервалах намного больше величины самого интервала. Это дает возможность рассматривать изменение токов в индуктивных элементах по закону, близкому к линейному на указанных интервалах. Считаем, что установившийся процесс работы преобразователя является периодическим с частотой T .

Запишем дифференциальные уравнения в общем виде для каждого контура m схемы замещения преобразователя на любом интервале v постоянства структуры, беря за основу форму соотношения [5]

$$\sum_{n=1}^s a_{nmv} \frac{d}{dt} f_n(t) + \sum_{n=1}^s g_{nmv} f_n(t) = h_{mv}, \quad (1)$$

где $f_n(t)$ – функция переменной состояния; s – количество функций переменных состояния; h_{mv} – воздействующая постоянная функция, определенная для m -го контура на v -ом интервале; a_{nmv} , g_{nmv} – постоянные коэффициенты, определенные для m -го контура на v -ом интервале; $v=1 \dots \alpha$; $mv=1 \dots pv$; α – количество интервалов постоянства структуры; pv – количество контуров на v -ом интервале.

Далее перейдем от системы дифференциальных уравнений в виде (1) к уравнениям со средними значениями. В методе усреднения в пространстве состояний [3] осуществляется замена всех функций и их производных в уравнениях (1) средними значениями на интервалах и последующее их суммирование с учетом весовых функций на всем периоде рабочей частоты. Если в указанном методе формируется усредненная за весь период система уравнений с периодическими коэффициентами, в которой суммарные средние значения производных функций за период равны нулю, то в данной работе произведем усреднение уравнений только на каждом интервале постоянства структуры. Тогда объединенная система усредненных уравнений на всех интервалах периода будет содержать не только постоянные коэффициенты, но и информацию о приращениях функций внутри периода.

Рассмотрим более подробно усреднение системы уравнений (1). Для этого к производным функций $f'_n(t) = \frac{d}{dt} f_n(t)$ применим теорему о средних значениях (теорему Лагранжа) [2], согласно которой среднее значение производной функции f'_{ncp} равно мгновенному значению производной этой функции $f'_n(t_{px})$ в определенный момент времени t_{px}

$$f'_{ncp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} f'_n(t) dt = \frac{f_n(t_b) - f_n(t_a)}{(t_b - t_a)} = f'_n(t_{px}). \quad (2)$$

Из теорем о средних значениях [2] следует, что среднее значение функции f_{ncp} также равно мгновенному значению этой функции $f_n(t_x)$ в некоторый момент времени t_x

$$f_{ncp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} f_n(t) dt = f_n(t_x). \quad (3)$$

Если указанные моменты времени равны между собой с определенной степенью точности $t_x \sim t_{px}$, что следует из допущения о практически линейном изменении функций, то законы, записанные в виде исходных дифференциальных уравнений (1), будут выполняться и для средних значений функций, равных мгновенным значениям в указанные моменты времени: $f_{ncp} = f_n(t_x)$, $f'_{ncp} = f'_n(t_{px})$. С учетом этого систему уравнений (1) перепишем в следующем виде:

$$\sum_{n=1}^s a_{nmv} f'_{ncp} + \sum_{n=1}^s g_{nmv} f_{ncp} = h_{mv}. \quad (4)$$

Используя соотношение (2), введем следующие обозначения:

$$f_n(t_b) - f_n(t_a) = \Delta f_n, \quad (t_b - t_a) = \Delta t_v, \quad (5)$$

где Δf_n – изменение (приращение) функции на интервале постоянства структуры продолжительностью Δt_v .

Подставляя обозначения (5), систему уравнений (4) можем переписать

$$\sum_{n=1}^s A_{nmv} \frac{\Delta f_{nv}}{\Delta t_v} + \sum_{n=1}^s g_{nmv} f_{ncpv} = h_{mv}, \quad (6)$$

где $A_{nmv} = (\pm) a_{nmv}$ – коэффициенты, учитывающие соответствующие параметры a_{nmv} и знак (+/-) производной функций на различных интервалах.

Учитывая указанное ранее допущение о практически линейном характере изменения функций $f_n(t)$ на интервалах постоянства структуры преобразователя, заметим, что производные таких функций представляют собой медленно меняющиеся также практически линейные функции. Приращения функций на интервалах постоянства структуры равны между собой в установившемся режиме в силу периодического характера изменения функций. Это значит, что при периодическом изменении функций $f_n(t)$ на интервалах работы можем заменить обозначения средних значений функций $f_n(t)$ и их приращений единичными символами $f_{ncp1} = f_{ncp2} = \dots = f_{ncpv} = f_{ncp}$, $\Delta f_{n1} = \Delta f_{n2} = \dots = \Delta f_{nv} = \Delta f_n$.

Поэтому систему с уравнениями (6) перепишем в таком виде:

$$\sum_{n=1}^s A_{nmv} \frac{\Delta f_n}{\Delta t_v} + \sum_{n=1}^s g_{nmv} f_{ncp} = h_{mv}. \quad (7)$$

Таким образом, после проведенных преобразований получена система алгебраических уравнений (7) как усредненная модель преобразователя с неизвестными параметрами $\Delta f_n, f_{ncp}, \Delta t_v$. В такой системе число неизвестных параметров должно соответствовать количеству уравнений и она может быть решена либо аналитическими методами, либо с помощью хорошо разработанных в настоящее время численных методов, например, компьютерных пакетов MathCad. Решение полученной системы уравнений позволяет определить в установившемся режиме величину пульсаций переменных состояний Δf_n , величину их средних значений f_{ncp} , временные интервалы периодического процесса Δt_v , нагрузочные и регулировочные характеристики преобразователя в результате анализа всей системы.

Однако точность выполняемого расчета зависит от степени приближения формы функций переменных состояния к линейному характеру. Только при форме функций, близкой к линейной, их средние значения на интервалах работы будут равны между собой, что позволяет заменить эти функции общей переменной на всех интервалах постоянства структуры.

Определим, каково влияние допущения о линейном характере функций переменных состояния на точность расчета процессов по усредненной модели. Зададим величину δ , равную относительной разнице средних значений функции переменной состояния f_{cp} и линейной функции f_{cpl} , которая определена на том же интервале постоянства структуры и совпадает с функцией переменной состояния в начальной и конечной точках интервала

$$\delta = (f_{cp} - f_{cpl}) / f_{cpl}. \quad (8)$$

Рассмотрим для примера процессы в простейшем преобразователе с цепью первого порядка – регулятор понижающего типа (рис. 1), работающий при заданной величине коэффициента заполнения $\gamma = T_n / T$, где T_n – величина интервала накопления энергии дросселем L , U_{ex} – величина входного

постоянного напряжения, R_n – величина сопротивления нагрузки, T – период рабочей частоты. В качестве диода VD используем его кусочно-линейную S-модель.

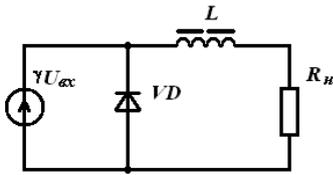


Рис. 1

Основываясь на предложенном способе усреднения, запишем дифференциальные уравнения, описывающие эквивалентные схемы преобразователя на двух рабочих интервалах работы (рассматриваем непрерывный режим работы без нулевых токов дросселя). На каждом интервале имеем по одному рабочему контуру эквивалентной схемы, поэтому запишем два уравнения, определенных на этих интервалах.

На интервале накопления длительностью T_n

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_n i(t) = U_{ex}. \quad (9)$$

На интервале отдачи длительностью $T_o = T - T_n$

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_n i(t) = 0. \quad (10)$$

Усредняя данные уравнения, запишем итоговую систему уравнений с учетом противоположных знаков производной $di(t)/dt$ на разных интервалах

$$L \frac{\Delta I}{T_n} = U_{ex} - R_n I_{cp}, \quad L \frac{\Delta I}{T_o} = R_n I_{cp}. \quad (11)$$

Решая эту систему с двумя неизвестными – величиной пульсации тока дросселя ΔI и величиной среднего значения тока дросселя I_{cp} , получим известные выражения:

$$I_{cp} = \frac{T_n U_{ex}}{T R_n}, \quad \Delta I = \frac{(T - T_n) T_n U_{ex}}{LT}. \quad (12)$$

Определим относительную разницу средних значений на интервале накопления δ_n и на интервале отдачи энергии δ_o согласно выражению (8).

Решением уравнения (9) с учетом ненулевого начального условия $i(0) = I_{0n}$ является выражение для функции тока на интервале накопления

$$i_n(t) = \frac{U_{ex}}{R_n} + A e^{-t/\tau}, \quad (13)$$

где $A = I_{0n} - U_{ex}/R_n$, $\tau = L/R_n$ – постоянная времени цепи.

Среднее значение данной функции на интервале T_n

$$I_{cpn} = \frac{U_{ex}}{R_n} - \frac{A}{\lambda_n} (e^{-\lambda_n} - 1), \quad (14)$$

где $\lambda_n = T_n/\tau$.

Среднее значение линейной функции, определенной между точками $i(0)$ и $i(T_n)$, запишем в виде

$$I_{cpлн} = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{ex}}{R_n} + A e^{-\lambda_n} \right) + \frac{I_{0n}}{2}. \quad (15)$$

Используя (14), (15), запишем выражение для относительной разницы средних значений на интервале накопления

$$\delta_n = \frac{1 + e^{-\lambda_n} - \frac{2}{\lambda_n} (1 - e^{-\lambda_n})}{1 - e^{-\lambda_n} + \mu}, \quad (16)$$

где $\mu = 2I_{0n}/(U_{ex}/R_n - I_{0n})$ – коэффициент, зависящий от начальных условий.

Необходимо заметить, что при нулевых начальных условиях выражение для относительной разницы принимает упрощенный вид

$$\delta_{ns} = \frac{1 + e^{-\lambda_n}}{1 - e^{-\lambda_n}} - \frac{2}{\lambda_n}. \quad (17)$$

Исходя из анализа влияния коэффициента μ на величину относительной разницы средних значений в выражении (16), следует, что увеличение μ с ростом I_0 в имеющей физический смысл

области значений $0 \leq I_0 < U_{ax}/R_n$ приводит к уменьшению величины δ_n . Граничным случаем является $\mu=0$, когда величина $I_0 = 0$, тогда значение δ_n максимально. Поэтому самым показательным для оценок δ_n является режим с нулевыми начальными условиями, когда относительная разница максимальна, а ее аналитическое выражение упрощается до вида (17).

Оценим относительную разницу средних значений функции тока и линейной функции на интервале отдачи энергии. Выражение для функции тока на этом интервале имеет вид

$$i(t) = I_{0o} e^{-t/\tau}, \quad (18)$$

где I_{0o} – начальное значение тока на интервале отдачи энергии.

Среднее значение функции (18) на интервале T_o

$$I_{cpo} = \frac{I_{0o}}{\lambda_o} (1 - e^{-\lambda_o}), \quad (19)$$

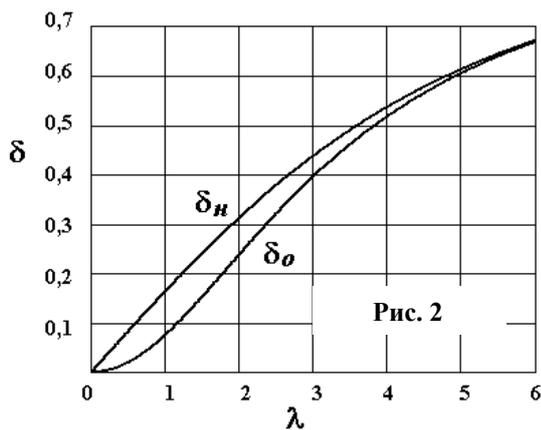
где $\lambda_o = T_o/\tau$.

Запишем среднее значение линейной функции, совпадающей с функцией тока в точках границы интервала отдачи

$$I_{cрло} = \frac{I_{0o}}{2} (1 + e^{-\lambda_o}). \quad (20)$$

Используя полученные выражения (19), (20), определим относительную разницу средних значений δ_o на интервале отдачи

$$\delta_o = 1 - \frac{2}{\lambda_o} \frac{1 - e^{-\lambda_o}}{1 + e^{-\lambda_o}}. \quad (21)$$



Таким образом, имеем два выражения для величины относительной разницы средних значений функций тока и линейной функции на интервалах работы преобразователя. Для их анализа рассмотрим графические изображения этих функций на рис. 2, которые иллюстрируют тот факт, что величины относительной разности средних значений линейной функции и нарастающей либо спадающей экспоненциальной функций, которыми описываются токи в цепях первого порядка преобразователя на интервалах работы, значительно отличаются в пределах до определенного уровня $\lambda \sim 6$ (соотношения между постоянной времени и длительностью интервала работы преобразователя). При $\lambda > 6$ величины относительной разности совпадают.

Однако практический интерес представляют значения λ , при которых относительная разность средних значений δ находится в пределах 10–15% в процентном выражении. В таком случае необходимо, чтобы соотношение постоянной времени RL цепи и длительности интервала (периода) не превышало величины $\lambda = 0,6-0,9$. Как показывают сравнительные расчеты, проведенные методами схемотехнического моделирования (Orcad), влияние нелинейности функций переменных состояния на погрешность расчетов параметров рассмотренного преобразователя по полученным выражениям (12) вызывают погрешность не более 3%, что является вполне допустимым. Результаты расчетов по формулам (12) и при моделировании с параметрами $U_{ax}=100$ В, $T=40$ мкс, $L=10$ мГн, $\gamma=0,8$ приведены в таблице для величины I_{cp} . При этом пульсации ΔI остаются неизменными и в указанном диапазоне составляют: расчетное значение $\Delta I_{расч}=0,064$ А, результат моделирования $\Delta I_{мод}=0,0624$ А, погрешность расчета составляет 2,5%.

| R_n , Ом | λ | δ , % | I_{cp} , А | | Погрешность расчета, % |
|------------|-----------|--------------|--------------|----------|------------------------|
| | | | расчет | моделир. | |
| 50 | 0,2 | 3,3 | 1,6 | 1,605 | 0,3 |
| 75 | 0,3 | 5 | 1,0667 | 1,0698 | 0,29 |
| 100 | 0,4 | 6,6 | 0,8 | 0,802 | 0,25 |
| 150 | 0,6 | 9,9 | 0,533 | 0,535 | 0,37 |
| 300 | 1,2 | 19,8 | 0,266 | 0,263 | 1,13 |

Таким образом, используя полученные аналитические выражения (17), (21), можно определить максимальную степень нелинейности при допустимых параметрах λ как относительную разность средних значений экспоненциальной функции переменной состояния и прямолинейной функции, которая вносит по-

грешность расчета по предложенной модели не более заданной величины.

В заключение отметим следующее. Анализ выражений функций переменных состояния и их производных на интервалах постоянства структуры для рассматриваемого преобразователя позволил определить, что момент совпадения их средних значений с мгновенными значениями описывается одним и тем же выражением $t_{px} = t_x = \tau \ln(\lambda / (1 - e^{-\lambda}))$. Из этого следует, что в цепях первого порядка эквивалентных схем преобразователя переменные состояния и их производные имеют одинаковые моменты совпадения средних и мгновенных значений даже при их некоторой нелинейности, ограниченной заданной величиной $\delta(\lambda)$. Этот факт подтверждает корректность замены переменных состояний и их производных на интервалах периода средними значениями на данных интервалах при указанном соотношении λ .

В процессе работы преобразователь за один период повторения претерпевает несколько состояний (импульс, пауза, отсечка при запертых всех ключах). Из-за влияния индуктивностей рассеяния обмоток силового трансформатора возможно появление дополнительных интервалов. Максимальное число контуров эквивалентных схем на интервалах состояний при этом обычно не превышает двух. Как показывает анализ, обычно общее число уравнений в усредненной системе не превышает 5–6 (например, для схемы обратногоходового преобразователя [7]), однако ее решение, несмотря на значительное число уравнений, не представляет больших трудозатрат при имеющихся средствах численных расчетов (Mathcad и др.).

Выводы.

Усредненная предложенным способом математическая модель позволяет анализировать преобразователи постоянного напряжения с единых позиций и значительно упростить расчет характеристик установившегося процесса, включая средние значения переменных состояния, их пульсации в течение периода, временные интервалы постоянства структуры.

В результате анализа определены границы влияния нелинейности переменных состояния на погрешность расчета. Показано, что для обеспечения приемлемой точности расчетов (до 3% погрешности) достаточно, чтобы постоянная времени RL эквивалентных цепей и период T работы преобразователя удовлетворяли неравенству $T < (0,6 \div 0,9)L/R$.

Проведенные расчеты на примере простейшего преобразователя понижающего типа и моделирование процессов в нем с помощью пакета Orcad подтвердили высокую точность совпадения результатов при соблюдении указанного диапазона параметров.

Преимуществом предложенного способа усреднения является то, что получаемая в результате его применения усредненная система алгебраических уравнений (математическая модель) учитывает пульсации переменных состояний внутри периода, является системой с постоянными коэффициентами и решение такой усредненной системы уравнений не требует последующей линеаризации. Имея информацию об искомым параметрах, можно рассчитывать нагрузочные и регулировочные характеристики преобразователя.

1. Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Формування системи рівнянь змінних стану для розрахунку процесів у електричних колах з циклічно змінними режимами // Праці інституту електродинаміки НАН України. – 2005. – Вип. 3(12). – С. 132–137.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1984. – 832 с.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
4. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 632 с.
5. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – К.: Техніка, 1980. – 135 с.
6. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. – К.: Вища школа, 1983. – 431 с.
7. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратногоходовом преобразователе с учетом неидеальности трансформатора // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2011. – Вип. 30. – С. 108–116.
8. Marian K. Kazimierczuk. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. – John Wiley&Sons, Ltd, UK, 2016. – 960 p.
9. Sanders S., Noworolski J., Lui X., Verghese G. Generalized averaging method for power conversion circuits // IEEE Trans. Power Electronics. – 1991. – Vol. 2. – Issue 2. – Pp. 251–259.

СПОСІБ УСЕРЕДНЕННЯ МОДЕЛІ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ

Руденко Ю.В., канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: rudenko@ied.org.ua

Запропоновано спосіб усереднення моделі, що дозволяє із загальних позицій аналізувати процеси в імпульсних перетворювачах постійної напруги. Отримана модель містить параметри як середніх значень змінних стану на періоді в сталому режимі та їхніх пульсацій протягом періоду, так і параметри часових інтервалів стану перетворювача. Обґрунтовано діапазон співвідношення параметрів постійних часу схеми перетворювача та періоду його роботи, в якому похибка розрахунку моделі не перевищує 3%. Проведено розрахунки на прикладі найпростішого перетворювача понижуючого типу за допомогою запропонованого способу та методу схематичного моделювання, які підтвердили високу точність співпадіння результатів у наведеному діапазоні параметрів. Бібл. 9, табл. 1, рис. 2.

Ключові слова: метод усереднення простору станів, імпульсний перетворювач постійної напруги.

MODE OF AVERAGING OF PULSE DC CONVERTER MODEL

Yu.V. Rudenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: rudenko@ied.org.ua

The mode of model averaging is proposed which allows to analyze the processes at pulse dc converters from general positions. Obtained model contains both parameters of average variable states, their ripples during period of steady-state regime and parameters of time intervals of converter state. The range of ratio between time constant of converter circuit and its operation period is grounded in which the error of model calculations is not more than 3%. The calculations using proposed mode and method of schematic simulation are fulfilled by the example of simplest step-down converter that confirms the high precision of results coincidence at mentioned range of parameters.

References 9, table 1, figures 2.

Key words: state-space averaging method, pulse dc converter.

1. *Denysiuk S.P., Melnychuk G.V.* Forming of equation system of variable states for processes calculation at the electric circuits with cyclic variable modes // Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2005. – No 3(12). – Pp.132–137 (Ukr)
2. *Korn G., Korn T.* Mathematical Handbook for Scientists and Engineers. – Moskva: Nauka, 1984. – 832 p. (Rus)
3. *Meleshin V.I.* Transistor conversion technique. – Moskva: Tekhnosfera, 2006. – 632 p. (Rus)
4. *Rozanov Yu.K., Riabchytsky M.V., Kvasnuk A.A.* Power electronics. – Moskva: Izdatelskii dom MEI, 2009. – 632 p. (Rus)
5. *Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya., Korotyeyev I.Ye.* Calculation of conversion technique systems. – Kyiv:Tekhnika, 1980. – 135 p. (Rus)
6. *Rudenko V.S., Senko V.I., Chizhenko I.M.* Conversion technique. – Kyiv:Vyshcha shkola, 1983. – 431 p. (Rus)
7. *Rudenko Yu.V.* Analysis of processes at flyback converter taking into account the transformer faultiness // Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. – 2011. – No 30. – Pp. 108–116. (Rus)
8. *Marian K. Kazimierzczuk.* Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. – John Wiley&Sons, Ltd, UK, 2016. – 960 p.
9. *Sanders S., Noworolski J., Lui X., Verghese G.* Generalized averaging method for power conversion circuits // IEEE Trans. Power Electronics. – 1991. – Vol. 2. – Issue 2. – Pp. 251–259.

Надійшла 07.02.2017
Остаточний варіант 13.03.2017