

УДК 621.314

Усовершенствование непрерывной модели импульсного регулятора напряжения

М. А. Амелина*, С. А. Амелин, О. А. Фролков

Рассмотрены особенности непрерывных моделей импульсных преобразователей напряжения, отмечены их преимущества и недостатки. Показано, что существующие непрерывные модели (Бен-Якова, Ворпериана, Эриксона–Максимовича) могут приводить к существенным ошибкам моделирования в некоторых режимах работы преобразователя напряжения. Предложена модель, свободная от указанных недостатков. В частности, данная модель для преобразователя напряжения первого типа корректно работает даже в случае, когда выходное напряжение оказывается больше входного, а также при коэффициенте заполнения управляющих импульсов существенно больше 0,5. Проведен сравнительный анализ моделей и показаны преимущества предложенного варианта.

Ключевые слова: импульсные источники электропитания, понижающий регулятор, метод усреднения в пространстве состояний, непрерывная модель, режимы непрерывных (PNT) и прерывистых (PPT) токов, Micro Cap.

Импульсные источники электропитания являются широко используемыми устройствами промышленной электроники. Они строятся на основе импульсных преобразователей напряжения. Математическое моделирование импульсных преобразователей напряжения и устройств на их основе может осуществляться с использованием ключевой (имитационной), либо непрерывной моделей.

Первый способ позволяет получить исчерпывающую информацию о поведении преобразователя на основе анализа во временной области с учетом пульсаций тока дросселя и напряжений на конденсаторах. Однако такой анализ выполняется с большими затратами машинного времени вследствие необходимости расчета периодических коммутационных процессов. Кроме того, он не позволяет непосредственно анализировать частотные характеристики преобразователя и делать

выводы о качестве регулирования замкнутой системы стабилизации на его основе.

Второй способ обеспечивает упрощенный анализ преобразователя с потерей информации о пульсациях. Подобная модель позволяет легко получать частотные характеристики преобразователя. При анализе во временной области результаты получаются с точностью до постоянной составляющей переменных состояния (тока дросселя и напряжений на конденсаторах). Однако информации о поведении огибающей переменной состояния вполне достаточно для анализа данного класса устройств, т.к. по принципу действия пульсации в них много меньше средних значений. Еще одно неоспоримое преимущество модели — сокращение времени моделирования, т.к. из анализа исключаются периодические процессы переключения ключевых элементов.

Модель второго типа чаще всего строят на основе метода усреднения в пространстве состояний [1]. Существует несколько вариантов моделей второго типа:

* amelina.marina@gmail.com

Бен-Якова, Ворпериана, Эриксона–Максимовича [2]. Каждая из них имеет свои достоинства и недостатки. Главный недостаток всех перечисленных моделей — проблемы сходимости при моделировании больших возмущений и существенное снижение точности при переходе преобразователя из режима непрерывных токов дросселя в разрывный и наоборот. Поэтому актуальной задачей является создание модели, обеспечивающей адекватное отражение процессов в динамических режимах без нарушения сходимости расчета.

При моделировании импульсных источников питания с использованием непрерывной модели силовой части фактически происходит замена схемы с ключевыми элементами схемой, содержащей линейные пассивные компоненты (R, L, C) и нелинейные зависимые источники напряжения и тока. Тем самым исключаются периодические этапы расчета переключения ключевых элементов, на которые тратится большая часть машинного времени. Непрерывная модель может быть использована для анализа стационарного режима импульсных регуляторов (построения регулировочных и внешних характеристик), а также для исследования их поведения в частотной области и синтеза корректирующих цепей замкнутой системы стабилизации.

Процесс построения нелинейной непрерывной модели состоит из нескольких этапов. Рассмотрим их на примере регулятора 1-го типа (или понижающего, BUCK(англ)), изображенного на рис. 1.

При работе такого преобразователя напряжения возможны три конфигурации:

I — ключ S замкнут, диод $VD1$ закрыт, идет накопление энергии в дросселе L ;

II — ключ S разомкнут, диод $VD1$ открыт, в нагрузку отдается энергия, накопленная в дросселе L и конденсаторе C ;

III — ключ S разомкнут, диод $VD1$ закрыт, ток дросселя не протекает, в нагрузку отдается только энергия, накопленная в конденсаторе C .

Примем следующие обозначения:

$T, f_s = 1/T$ — период и частота коммутации силового ключа S ;

d_1 — относительное время существования конфигурации I (величина, обозначаемая в отечественной литературе как $\gamma = d_1 = \frac{t_{II}}{T}$);

d_2 — относительная длительность существования конфигурации II. В режиме непрерывных токов дросселя (CCM) $d_2 = 1 - d_1$;

i_L — среднее значение тока дросселя L (постоянная составляющая);

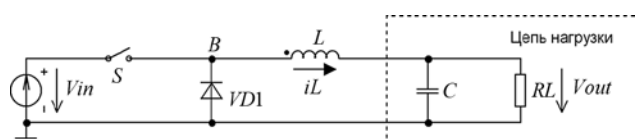


Рис. 1. Схема понижающего регулятора (BUCK)

v_{out} — среднее значение напряжения на нагрузке $R_L(C)$ или его постоянная составляющая.

На первом этапе построения модели сопротивления управляемого S и неуправляемого $VD1$ ключей в открытом состоянии считаются бесконечно малыми.

Опишем каждую конфигурацию системой дифференциальных уравнений.

Для конфигурации I, система дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_{out}; \\ C \frac{dv_{out}}{dt} = i_L - \frac{v_{out}}{R_L}. \end{cases} \quad (1)$$

Конфигурация I существует время $d_1 T$ вне зависимости от режима (непрерывного или прерывистого токов) в течение периода коммутации силового ключа S . В течение этого времени ток, поступающий в выходную цепь (R_L, C), равен току дросселя i_L .

Для конфигурации II, система дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -v_{out} - v_{VD1}; \\ C \frac{dv_{out}}{dt} = i_L - \frac{v_{out}}{R_L}. \end{cases} \quad (2)$$

Конфигурация II существует время $d_2 T$, причем в режиме непрерывных токов дросселя (CCM) $d_2 = 1 - d_1$, а в режиме прерывистых токов (DCM) d_2 зависит от параметров схемы и текущих значений переменных состояния (i_L, v_{out}). Ток, протекающий в выходной цепи, равен току дросселя i_L .

Форма тока в дросселе $i_L(t)$ в режиме прерывистых токов имеет вид, изображенный на рис. 2. Среднее за период значение тока дросселя i_L :

$$i_L = \frac{S_{\Delta ABC}}{T} = \frac{0,5(d_1 + d_2)Ti_{Lmax}}{T} = 0,5 \cdot i_{Lmax} (d_1 + d_2). \quad (3)$$

В течение интервала $d_1 T$ существует конфигурация I и ток в дросселе нарастает от нуля до i_{Lmax} по линейному закону:

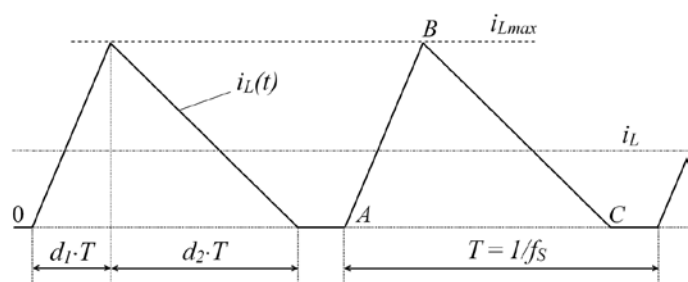


Рис. 2. Форма тока дросселя $i_L(t)$ в прерывистом режиме

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{in} - v_{out} \Rightarrow i_{L,max} = \frac{v_{in} - v_{out}}{L} d_1 T. \quad (4)$$

Подставив (4) в (3) и выразив из результирующего соотношения d_2 , после преобразований получаем:

$$d_2 = \frac{2i_L L f_S}{d_1 (v_{in} - v_{out})} - d_1. \quad (5)$$

Для конфигурации III, система дифференциальных уравнений в форме Коши:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = 0; \\ i_L = 0; \\ C \frac{dv_{out}}{dt} = -\frac{v_{out}}{R_L}. \end{cases} \quad (6)$$

Дифференциальные уравнения систем (1), (2), (6) можно усреднить, используя в качестве весовых коэффициентов относительные длительности существования каждой конфигурации $d_1, d_2, (1 - d_1 - d_2)$:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} &= (v_{in} - v_{out})d_1 - v_{out}d_2 - v_{VD1}d_2 + 0(1 - d_1 - d_2); \\ L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} &= (v_{in} - v_{out})d_1 + v_{out} + (v_B - v_{out})d_2 - v_{out}, \end{aligned} \quad (7)$$

где v_B — потенциал катода диода VD1 (см. рис. 1).

Без учета односторонней проводимости диода VD1 усредненное за период коммутации падение напряжения на дросселе будет:

$$L \frac{di_L}{dt} \Big|_{cp} = v_{in}d_1 + (1 - d_1 - d_2)v_{out} - v_{out}. \quad (8)$$

Однако вариант непрерывной модели, использующий соотношение (8), при определенном сочетании параметров приводит к ошибочным результатам, поскольку выражение не учитывает одностороннюю проводимость диода VD1, что важно при больших возмущениях (старте преобразователя) и высокой добротности индуктивно-емкостного контура. По этой причине модели Ворпериана и Эриксона–Максимовича могут давать значительные расхождения с экспериментальными данными.

Для повышения адекватности модель следует дополнить цепью первичного источника, через которую будет протекать ток дросселя в течение времени $d_1 T$. Среднее значение тока через этот источник (а также через ключ S):

$$i_S = i_{in} = \frac{d_1}{d_1 + d_2} i_L.$$

Для повышения точности моделирования динамических режимов модель следует дополнить цепью обратного диода и зависимым источником ЭДС цепи дросселя, зависящим от потенциала его катода v_B (см. уравнение (7)). Среднее значение тока через обратный диод:

$$i_{VD} = \frac{d_2}{d_1 + d_2} i_L.$$

Еще одна проблема усредненных моделей рассматриваемого типа преобразователей проявляется в динамических режимах, когда выходное напряжение

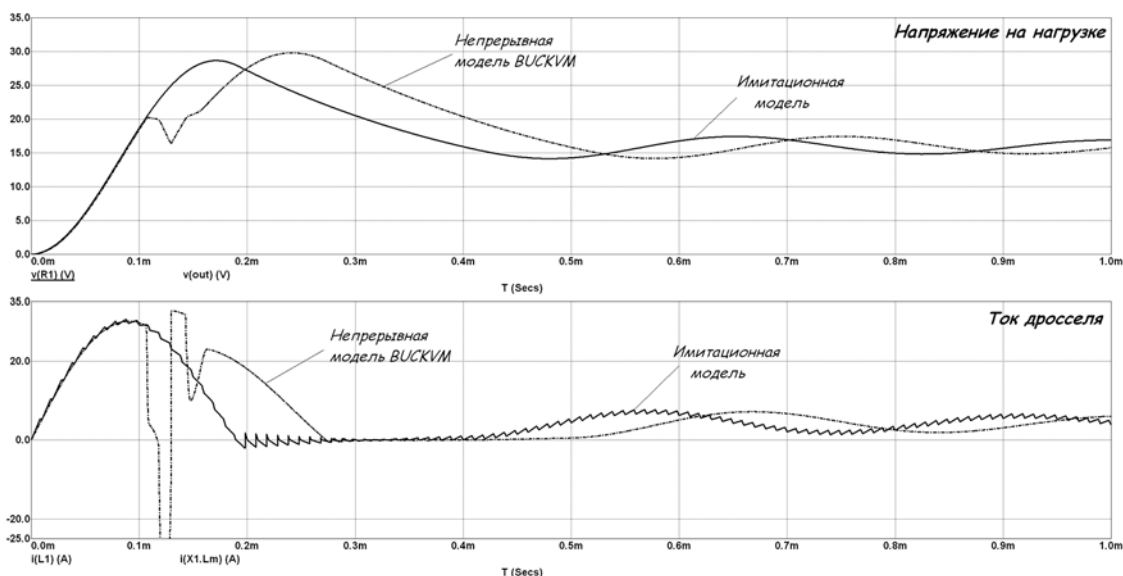


Рис. 3. Результаты проверки поведения модели Бен-Якова BUCKVM в режиме непрерывных токов дросселя

превосходит входное ($v_{out} > v_{in}$). При этом расчетное значение относительной длительности существования конфигурации II d_2 окажется отрицательным (см. соотношение (5)). Это приводит к погрешности моделирования для всех трех упоминавшихся ранее моделей.

На рис. 3 представлены совмещенные временные диаграммы при включении преобразователя для имитационной (ключевой) модели и непрерывной модели Бен-Якова (BUCKVM) [3]. Как видно из графиков рис. 3, поведение модели BUCKVM отличается от ключевой в промежуток времени, когда напряжение на выходе больше входного ($V_{IN} = 20$ В). Аналогичная ситуация наблюдается в режиме непрерывных токов дросселя и при других значениях d_1 (больших 0,5).

В этом случае для получения точных результатов относительная длительность существования конфигурации II должна быть равна $1 - d_1$, т.е. модель нужно

дополнить соответствующим логическим выражением. Все указанные выше проблемы устранены в предлагаемой усовершенствованной модели (рис. 4). Она предназначена для использования в программе схемотехнического моделирования Micro Cap.

Следует отметить, что емкостной фильтр не входит в конфигурацию непрерывной модели, он подключается как внешний элемент к узлу «out».

Адекватность построенной модели удобно проверить в режиме возмущения на большом сигнале, каковым является выход схемы регулятора на установившийся режим при постоянном значении коэффициента заполнения управляющих импульсов d_1 . Результаты моделирования (рис. 5) показывают очень хорошее совпадение поведения моделей в динамическом режиме.

Пунктиром на рис. 5 показано поведение нелинейной непрерывной модели, не учитывающей односто-

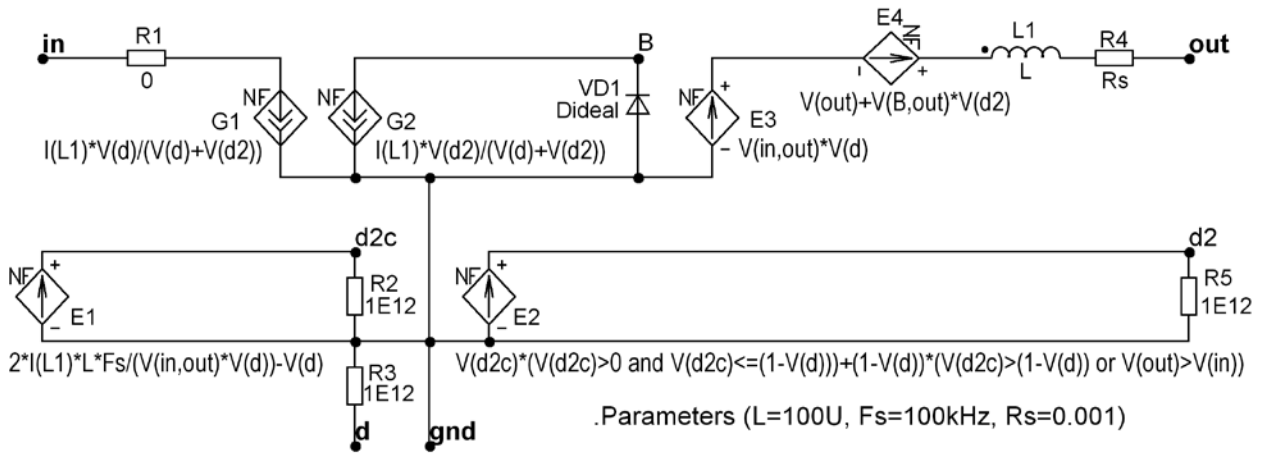


Рис. 4. Внутренняя структура непрерывной модели регулятора первого типа для программы Micro-Cap

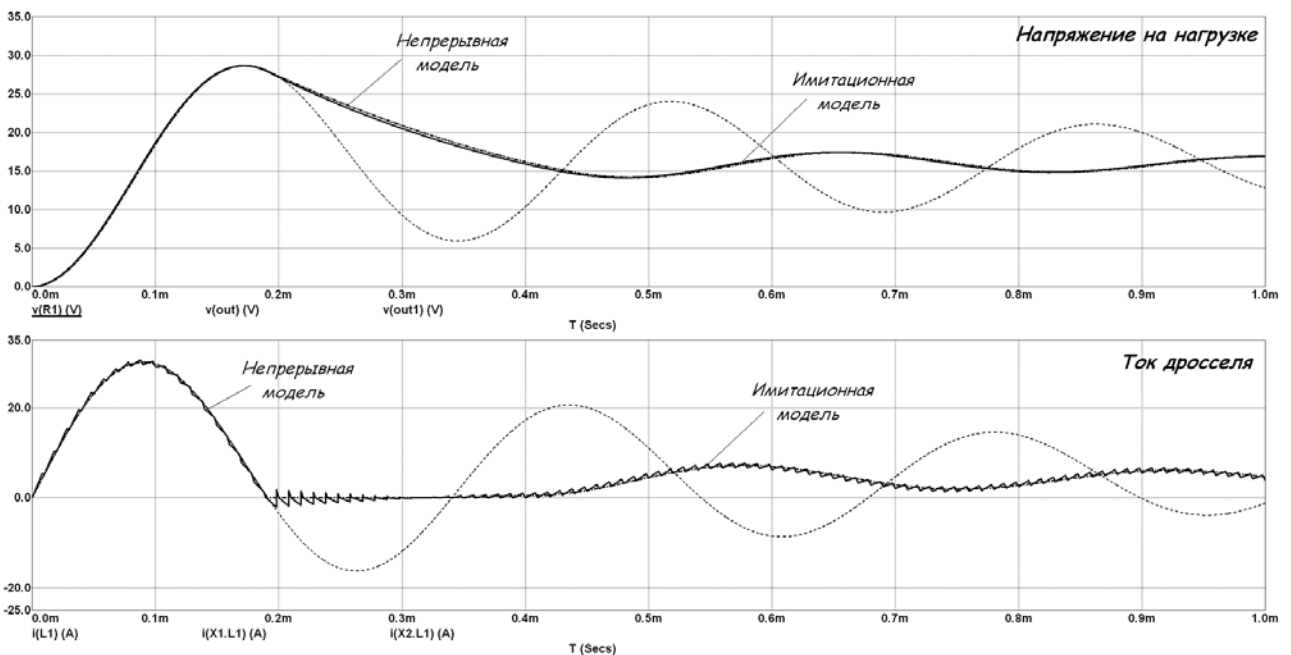


Рис. 5. Результаты проверки моделей в режиме непрерывных токов дросселя

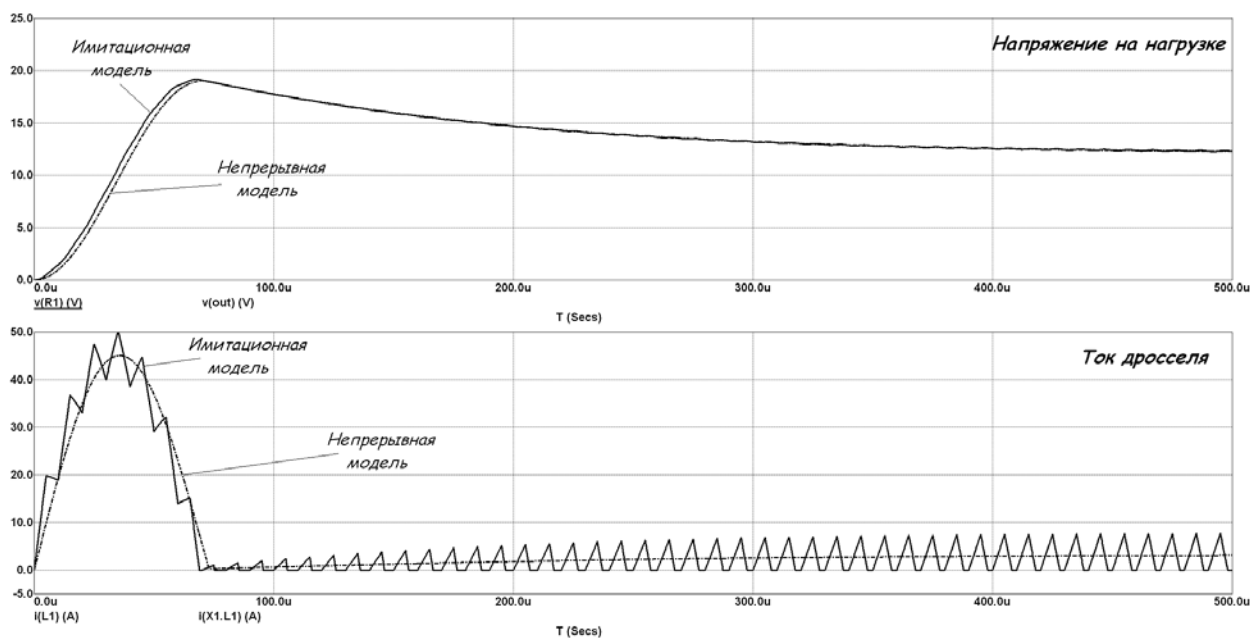


Рис. 6. Результаты проверки модели в режиме прерывистых токов дросселя

ронную проводимость диода $VD1$. В такой модели усредненный ток дросселя неоднократно меняет направление и она правильно описывает динамические режимы лишь для схем с синхронным выпрямлением.

Построенная модель имеет преимущество перед известной непрерывной моделью Бен-Якова (BUCKVM) [3] в том, что она точнее предсказывает динамику усредненных переменных состояния при коэффициентах заполнения превышающих 0,5.

Предложенная модель адекватно работает и в режиме прерывистых токов (рис. 6), причем даже в случаях, когда в ходе переходных процессов происходит смена режимов с непрерывного на прерывистый режим. Информация о пульсациях после усреднения для непрерывной модели, естественно, теряется.

Построенная непрерывная макро модель для понижающего регулятора может легко преобразовываться в модель для преобразователей, использующих аналогичный принцип преобразования энергии постоянного тока.

Таким образом, построена непрерывная модель понижающего регулятора, показавшая хорошую сходимость расчета при моделировании динамических режимов и адекватно отражающая поведение средних значений переменных состояния. Она может использоваться для моделирования динамических режимов импульсных преобразователей напряжения, а также для анализа устойчивости замкнутых систем на их основе.

Литература

1. **Middlebrook D., Cuk S.** A general unified approach to modeling switching-converter power stages // Intern. J. Electronics. 1977. V. 42. N 6. P. 521 — 550.
2. **Christophe P.** Basso switch-mode power supplies spice simulations and practical designs. McGraw-Hill Companies, 2008.
3. **Амелина М.А., Амелин С.А.** Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. СПб.: Изд-во Лань, 2014.

Статья поступила в редакцию 03.12.2015