

МОДЕЛЬ ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ШИМ-СТРУКТУРЫ ДЛЯ АНАЛИЗА ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ С ПРОИЗВОЛЬНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ¹

С. А. Амелин, М. А. Амелина, С. В. Дроздецкий, И. В. Якименко

*Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
Смоленск, Российская Федерация*

Рассмотрены проблемы, возникающие при анализе работы устройств на основе импульсных преобразователей постоянного напряжения. Проанализированы преимущества, недостатки, а также область применимости ключевых и непрерывных моделей этих преобразователей. Обоснована целесообразность использования для анализа режимов работы таких устройств комплекса из двух моделей – ключевой и непрерывной. Рассмотрен общий подход к построению непрерывных моделей преобразовательных устройств на основе метода усреднения в пространстве состояний. Показаны недостатки, присущие моделям, полученным с использованием классического подхода. Обоснована актуальность разработки универсальных непрерывных моделей DC-DC преобразователей. Показана возможность создания таких моделей с использованием усредненных моделей коммутационных структур, входящих в импульсный преобразователь постоянного напряжения. Проанализирована типовая структура импульсного источника электропитания с обратной связью. Предложена усредненная модель коммутационной структуры, на основе которой могут быть построены непрерывные модели DC-DC преобразователей с произвольной топологией. Проанализированы процессы, происходящие в этой коммутационной структуре в режиме непрерывных и разрывных токов дросселя. Предложен метод построения непрерывных моделей основных типов импульсных преобразователей напряжения на основе усредненной модели коммутационной структуры. Доказана адекватность получаемых таким способом непрерывных моделей. Продемонстрированы результаты моделирования переходных процессов по полученной непрерывной и ключевой моделям на примере инвертирующего регулятора постоянного напряжения. Показана возможность учета в модели активных сопротивлений ключей и накопительного дросселя. Продемонстрирована возможность использования предложенной модели для получения передаточных функций системы, в частности характеристики «коэффициент заполнения – выходное напряжение». Эти передаточные функции можно использовать для синтеза корректирующих звеньев системы управления импульсным источником электропитания. Показана возможность использования одной обобщенной усредненной модели коммутационной структуры для построения непрерывных моделей преобразователей со сложной топологией, использующих как режим управления Voltage Mode, так и режим Current Mode. Это создает предпосылки для создания на ее основе универсальной непрерывной модели DC-DC преобразователей.

Ключевые слова: импульсный источник электропитания, метод усреднения в пространстве состояний, широтно-импульсный модулятор, импульсный преобразователь постоянного напряжения, Voltage Mode, Peak Current Mode.

Для цитирования: Амелин С. А., Амелина М. А., Дроздецкий С. В., Якименко И. В. Модель переключаемой ШИМ-структуры для анализа импульсных преобразователей напряжения с произвольной топологией // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Управление, вычислительная техника и информатика. 2021. № 4. С. 45–57. DOI: 10.24143/2072-9502-2021-4-45-57.

Введение

Для моделирования импульсных преобразователей постоянного напряжения используются два вида математических моделей: ключевые и непрерывные.

Ключевая (полная) электрическая модель более точно воспроизводит процессы, происходящие в каждом из компонентов реального устройства. Такую модель достаточно просто создать,

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 19-07-00343 А.

используя стандартные средства специализированных программ схемотехнического моделирования (ORCAD, LTspice, Micro-Cap и т. п.). Однако использование такой модели для импульсных источников вторичного электропитания сопряжено с рядом сложностей, обусловленных принципом действия этих устройств. Преобразование уровней токов и напряжений в них осуществляется перераспределением электрической энергии между двумя типами накопителей: индуктивных и емкостных. Это перераспределение осуществляется переключением управляемых ключей (транзисторов) с тактовой частотой от десятков до сотен кГц. При этом коммутационные процессы длятся десятки наносекунд или менее (быстрые процессы), в то время как переходные процессы в накопителях энергии могут длиться до нескольких сотен миллисекунд и более (медленные процессы). В результате получается, что шаг расчета вычислительных алгоритмов ограничен сверху быстрыми процессами, а время расчета должно быть достаточно большим, чтобы успели завершиться медленные процессы. Это приводит к очень существенным вычислительным затратам, т. к. необходимо получать десятки миллионов расчетных точек, поэтому время расчета по такой модели часто оказывается неприемлемо большим для использования в инженерной практике.

Кроме больших вычислительных затрат ключевая имитационная модель крайне неудобна для получения частотных характеристик разомкнутого тракта системы автоматического управления, осуществляющего стабилизацию выходного параметра (напряжения, тока, мощности). Большинство программ схемотехнического моделирования не могут построить амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики, т. к. стандартными средствами не могут линеаризовать ключевую модель. Единственная программа схемотехнического моделирования, которая встроенными средствами способна построить частотные характеристики по ключевой модели, это программа PSIM [1]. При этом фактически воспроизводится алгоритм получения частотных характеристик реальных электронных устройств: на вход тракта подключается генератор качающейся частоты и для каждой из частот проводится расчет стационарного режима. Такой способ требует огромных затрат машинного времени и, с точки зрения инженерной практики, пригоден лишь для очень простых преобразовательных устройств. Таким образом, для исследования системы автоматического управления, являющейся частью импульсного источника вторичного электропитания, ключевая модель при современном уровне развития вычислительной техники является малоприменимой, поэтому для этих целей целесообразно использовать второй вид математических моделей – *непрерывные* модели импульсных источников вторичного электропитания.

Следует отметить, что именно медленные процессы отражают основные технические характеристики импульсного источника электропитания, поэтому непрерывная модель, несмотря на то, что в ней не учитываются переходные процессы переключения ключей, адекватно воспроизводит большинство параметров реального устройства и при этом требует в сотни раз меньше вычислительных затрат. С помощью такой модели можно получать частотные характеристики разомкнутого тракта системы управления, что позволяет оценить устойчивость и рассчитать цепи коррекции. Единственный технический параметр, который не может воспроизводить рассматриваемая модель – это пульсации выходного напряжения (тока). Кроме того, она не способна воспроизводить внутренние коммутационные процессы, т. е. получать мгновенные значения токов и напряжений ключевых компонентов, моделировать «быстрые процессы». Однако эти задачи с успехом решает ключевая модель, причем без особых затрат времени, т. к. в этом случае необязательно проводить расчет в течение длительности медленных процессов, достаточно нескольких периодов тактовой частоты коммутации в стационарном режиме работы.

Таким образом, весь комплекс задач по моделированию электрических параметров импульсного источника вторичного электропитания наиболее эффективно решать, используя две модели: полную ключевую для рассмотрения быстрых процессов и непрерывную – для медленных процессов.

Существует несколько подходов к созданию непрерывных моделей преобразовательных устройств. Один из них основан на методе усреднения в пространстве состояний [2, 3]. Суть метода в том, что напряжения на конденсаторах и токи в катушках индуктивности (переменные состояния) усредняются за период коммутации. Это усреднение происходит с учетом относительной длительности существования конфигураций силового контура за один период тактовой частоты, т. е. за один период перераспределения энергии между индуктивными и емкостными накопителями.

Каждый тип регуляторов постоянного напряжения имеет собственные конфигурации силового контура и их относительные длительности существования в течение периода коммутации, поэтому формально каждый тип регулятора требует создания непрерывной модели. Для основных типов импульсных регуляторов постоянного напряжения – понижающего (BUCK), повышающего (BOOST) и инвертирующего (BUCK-BOOST) – такие модели созданы и входят в состав стандартных библиотек программ схемотехнического моделирования. Однако постоянно ведутся разработки новых топологий импульсных регуляторов и преобразователей постоянного напряжения, поэтому актуальным является поиск путей создания универсальной непрерывной модели, которую можно использовать для описания работы любого преобразователя или хотя бы существенной их части. Одним из первых такие модели начал разрабатывать В. Ворпериан [4], для базовых регуляторов существуют модели Кристофа Бассо [5], но пока универсальную модель создать так и не удалось.

В настоящей работе предлагается алгоритм создания модели, которую можно использовать для нескольких типов регуляторов постоянного напряжения, в том числе и со сложными топологиями (SEPIC, CUK, ZETA [5, 6]), причем как с классической обратной связью по напряжению (Voltage Mode) [7], так и с управлением по амплитудному значению тока силового ключа (Peak Current Mode) [7]. Разработка универсального подхода к построению непрерывной модели DC-DC преобразователя является актуальной научной и практической задачей.

Цель исследования

Целью описываемого исследования является получение алгоритма построения непрерывной модели импульсного источника вторичного электропитания на основе предложенной авторами усредненной модели коммутационного элемента, содержащего два ключа: управляемый (силовой транзистор) и неуправляемый (диод).

Типовая структура импульсного источника электропитания с обратной связью [7] по напряжению представлена на рис. 1.

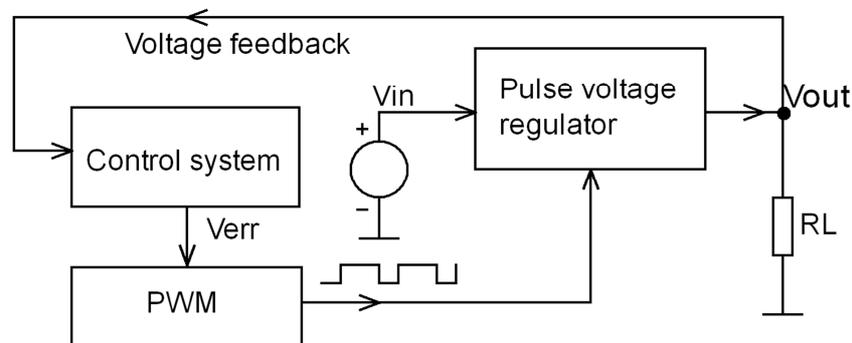


Рис. 1. Упрощенная структурная схема импульсного источника электропитания с обратной связью по напряжению (Voltage Mode): V_{err} – сигнал рассогласования; V_{in} – входное (преобразуемое) напряжение; V_{out} – выходное напряжение; RL – сопротивление нагрузки; PWM – широтно-импульсный модулятор (Pulse Width Modulator)

Существенно нелинейные звенья входят в состав широтно-импульсного модулятора (ШИМ) PWM и импульсного регулятора постоянного напряжения (Pulse voltage regulator). Соответственно, именно для этих элементов структуры импульсного источника вторичного электропитания необходимо строить специализированную непрерывную модель. Остальные элементы структуры являются нелинейными непрерывными звеньями (их передаточные характеристики описываются непрерывными функциями).

Подходы к созданию непрерывной модели ШИМ (PWM) подробно описаны в [8]. Также там показана возможность использования для построения непрерывных моделей трех основных типов импульсных регуляторов постоянного напряжения (BUCK, BOOST и BUCK-BOOST) единой усредненной модели коммутационной SDL-структуры. В эту структуру входит управляемый ключ S , неуправляемый ключ D (диод) и накопительный дроссель $L1$ (рис. 2).

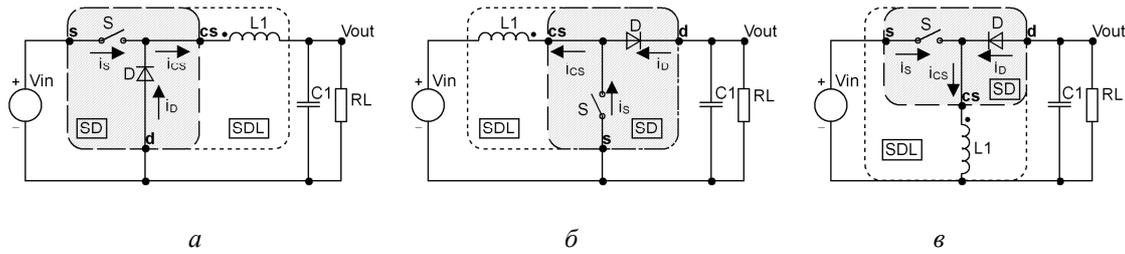


Рис. 2. SDL-структура в составе основных типов импульсных регуляторов постоянного напряжения: а – понижающего (BUCK); б – повышающего (BOOST); в – инвертирующего (BUCK-BOOST)

Обобщенная усредненная модель ключевой ШИМ-структуры

Модели иных типов регуляторов, кроме трех перечисленных, усреднением SDL-структуры создать нельзя. Однако заметим, что во всех трех типах рассматриваемых регуляторов дроссель $L1$ подключен к точке “ cs ” (common switch point), в которой соединяются элементы схемы ШИМ-структуры: ключ S (управляемый транзисторный ключ) и диод D (неуправляемый ключ). Это позволяет выполнить дальнейшее обобщение – исключить дроссель $L1$ из состава единой усредненной модели (см. рис. 2). Усреднение в этом случае проводится только для цепей коммутационных элементов (ключа S и диода D). Результатом усреднения является непрерывная модель SD-структуры, которая строится с использованием метода усреднения в пространстве состояний [2, 3]. Структурная схема модели представлена на рис. 3.

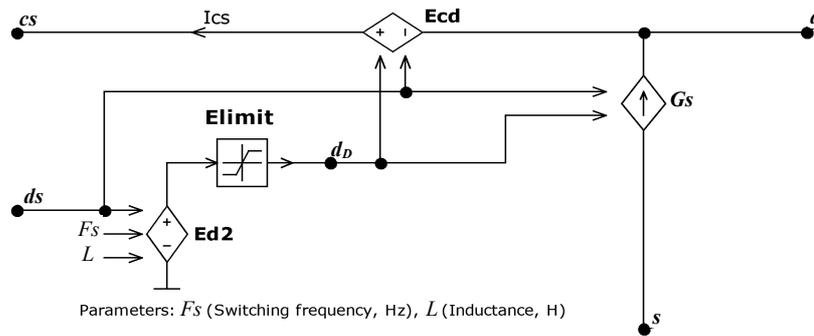


Рис. 3. Эквивалентная схема усредненной непрерывной модели SD-структуры

Для SD-структуры средний ток управляемого ключа S в режиме непрерывных (CCM – Continuous Conduction Mode) и разрывных (DCM – Discontinuous Conduction Mode) токов дросселя с классической обратной связью по напряжению (Voltage Mode) может быть определен аналогично [8]:

$$i_s = i_{cs} \frac{d_s}{d_s + d_D},$$

где d_s – относительная длительность проводимости ключа S (коэффициент заполнения); d_D – относительная длительность проводимости диода D ; i_{cs} – средний за период коммутации ток внешней ветви, подключенной к узлу “ cs ”. Для базовых регуляторов (понижающего, повышающего и инвертирующего) это ток i_L дросселя $L1$ (см. рис. 2).

В непрерывной модели SD-структуры (см. рис. 3) средний ток i_s ключа S создается нелинейным зависимым источником тока G_s .

Среднее напряжение $v_{cs,d}$ между узлами “ cs ” и “ d ” (среднее напряжение на диоде D) определяется как

$$v_{cs,d} = v_{s,d} \frac{d_s}{d_s + d_D},$$

где $v_{s,d}$ – среднее напряжение между узлами “ s ” и “ d ”.

В непрерывной модели рис. 3 среднее напряжение на диоде $v_{cs,d}$ создается нелинейным зависимым источником электродвижущей силы E_{cd} .

Для вычисления относительной длительности проводимости d_D диода D необходимо определить напряжение v_L на дросселе $L1$ при включенном ключе S [3, 5] через средние значения напряжений внешних узлов модели. Для рассматриваемых регуляторов это будет разность средних потенциалов узлов “ s ” и “ cs ”:

$$v_L = v_{s,cs} = v_s - v_{cs}.$$

Средние потенциалы узлов “ s ” и “ cs ” могут быть легко определены (см. рис. 2):

– для понижающего регулятора (buck converter)

$$v_s = v_{IN}; \quad v_{cs} = v_{OUT};$$

– для повышающего регулятора (boost converter)

$$v_s = 0; \quad v_{cs} = v_{IN};$$

– для повышающе-понижающего регулятора (buck-boost converter)

$$v_s = v_{IN}; \quad v_{cs} = 0.$$

Относительная длительность проводимости диода d_D при этом определится соотношением, аналогичным приведенному в [8]:

$$d_D = \frac{2i_{cs} \cdot L \cdot f_s}{v_{s,cs} \cdot d_s} - d_s, \quad (1)$$

где L – индуктивность дросселя $L1$; f_s – частота коммутации ключа S .

Если значение d_D , полученное из (1), окажется больше чем $(1 - d_s)$, это означает, что регулятор находится в режиме непрерывных токов дросселя (CCM). Для этого режима выполняется соотношение

$$d_D = 1 - d_s.$$

Тогда окончательное выражение для вычисления d_D будет следующим:

$$d_D = \min \left\{ \left(\frac{2i_{cs} \cdot L \cdot f_s}{v_{s,cs} \cdot d_s} - d_s \right), (1 - d_s) \right\}.$$

В непрерывной модели значение d_D задается нелинейным зависимым источником напряжения Ed2. Относительная длительность проводящего состояния диода d_D всегда находится в диапазоне от 0 до 1, поэтому в состав модели входит соответствующий двусторонний ограничитель Elimit (см. рис. 3).

Полученную непрерывную усредненную модель SD-структуры легко реализовать, используя универсальные программы моделирования (MATLAB) или специализированные программы для схемотехнического анализа. Эквивалентная схема, изображенная на рис. 3, реализована в виде макромодели в программе схемотехнического анализа Micro-Cap [9]. Для упрощения работы с эквивалентной схемой целесообразно представить ее в виде компонента с внешними выводами “ s ”, “ d ”, “ cs ” и “ ds ”. Величина индуктивности L , Гн, дросселя $L1$ и частота коммутации f_s , Гц, задаются в качестве параметров. Непрерывные модели трех базовых регуляторов с использованием усредненной модели SD-структуры (Average switch) представлены на рис. 4.

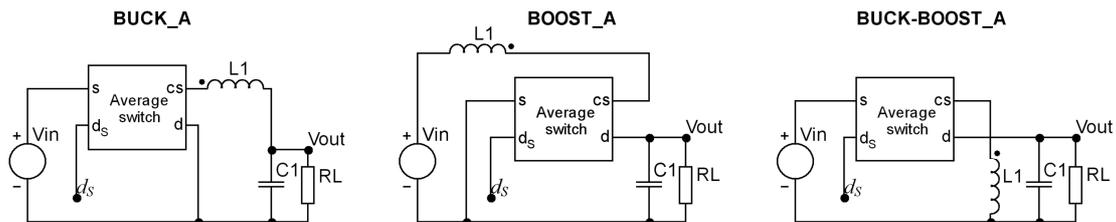


Рис. 4. Непрерывные модели базовых регуляторов для режима Voltage Mode

Верификация модели во временной и частотной областях

Для создания непрерывной модели импульсного источника питания необходимо средствами программы моделирования реализовать непрерывную модель схемы управления, что является тривиальной задачей, и подключить к ней непрерывную модель Average switch с реактивными накопителями и нагрузкой. Структурная схема непрерывной модели стабилизатора напряжения на основе понижающего (BUCK) регулятора для режима Voltage Mode представлена на рис. 5.

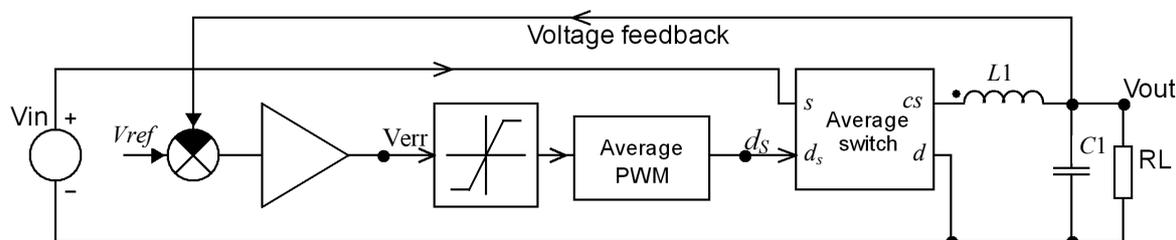


Рис. 5. Структура непрерывной модели стабилизатора напряжения на основе понижающего (BUCK) регулятора

Для реализации управления по амплитудному значению тока силового ключа (Peak Current Mode) достаточно использовать непрерывную модель Average switch, включенную соответствующим образом. Кроме того, необходимо добавить звено преобразования амплитудного тока ключа S в относительную длительность его проводимости d_s [10]. При этом усредненная модель SD-структуры (Average switch) остается неизменной.

Адекватность построенных моделей базовых регуляторов можно проверить сравнением с экспериментальными данными или с результатами моделирования по полной (ключевой) модели соответствующего импульсного регулятора (преобразователя) напряжения. На рис. 6 представлены результаты моделирования переходных процессов выхода преобразователя на установившийся режим при постоянном значении относительной длительности проводимости d_s ключа S (или, что то же самое, коэффициента заполнения его управляющих импульсов).

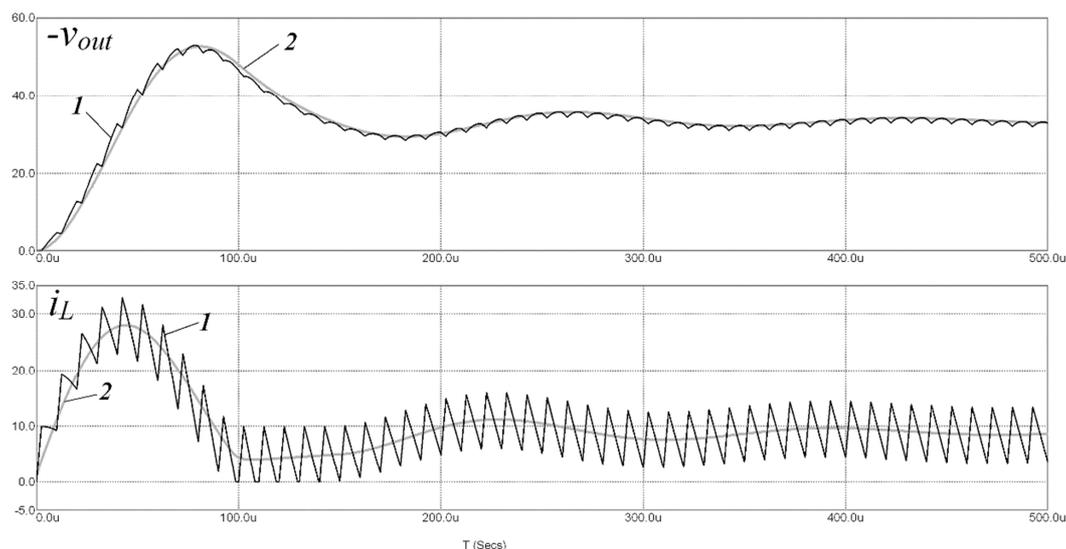


Рис. 6. Осциллограммы выходного напряжения v_{OUT} и тока дросселя i_L при выходе инвертирующего регулятора (BUCK-BOOST) на установившийся режим при постоянной относительной длительности d_s проводимости ключа S :

1 – полной модели; 2 – непрерывной модели

На верхнем графике показано выходное напряжение v_{out} , на нижнем – ток i_L дросселя $L1$. Черные линии на рис. 6 соответствуют ключевой модели, серые линии – непрерывной модели. Параметры схемы выбраны такими, чтобы размахи пульсаций выходного напряжения и тока дросселя были достаточно большими для наглядности.

Из рис. 6 видно, что построенная модель адекватно отражает поведение постоянных составляющих переменных состояния схемы (тока дросселя и напряжения на конденсаторе) как в режиме непрерывных токов (CCM), так и в режиме прерывистых токов (DCM). Информация о пульсациях при использовании непрерывной усредненной модели теряется.

С помощью построенных непрерывных моделей могут быть получены регулировочные характеристики для идеального регулятора и для регулятора с потерями [8]. Активные сопротивления ключей и накопительного дросселя легко могут быть включены в непрерывную модель в виде активных сопротивлений в соответствующих ветвях. При этом возможен расчет коэффициента полезного действия импульсного источника вторичного электропитания. Главное состоит в том, что с помощью построенной модели могут быть получены амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики разомкнутого тракта «управление-выход» [8], что очень важно для анализа устойчивости замкнутой системы стабилизации.

Для верификации построенной модели преобразователя в частотной области необходимо составить усредненные на интервале коммутации уравнения для токов и напряжений, провести ручную линеаризацию и получить передаточные функции в аналитическом виде [1].

Усредненная нелинейная система уравнений для повышающе-понижающего преобразователя (см. рис. 2, в) в режиме непрерывного тока дросселя с учетом паразитных сопротивлений дросселя и конденсатора имеет вид

$$\begin{cases} d_S \cdot v_{IN} = L \frac{di_L}{dt} + i_L \cdot R_{DCR} + (1 - d_S) \left(v_C + C \frac{dv_C}{dt} \cdot R_{ESR} \right); \\ i_L (1 - d_S) = C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C + C \frac{dv_C}{dt} \cdot R_{ESR}}{R}, \end{cases} \quad (2)$$

где i_L – усредненный ток дросселя $L1$; R_{DCR} и R_{ESR} – паразитные сопротивления дросселя $L1$ и конденсатора $C1$ соответственно; v_C – усредненное напряжение на конденсаторе $C1$; t – время; C – емкость конденсатора $C1$; R – сопротивление нагрузки.

Для ручной линеаризации системы уравнений в окрестности рабочей точки необходимо представить усредненные значения коэффициента заполнения, токов и напряжений в виде суммы малосигнального возмущения (обозначение с тильдой) и стационарной составляющей (обозначение прописной буквой):

$$\begin{aligned} d_S &= \tilde{d}_S + D_S; \\ v_{IN} &= \tilde{v}_{IN} + V_{IN}; \\ L \frac{di_L}{dt} &= L \frac{d(\tilde{i}_L + I_L)}{dt} = L \frac{d\tilde{i}_L}{dt}; \\ d_S \cdot v_{IN} &= \tilde{d}_S \cdot \tilde{v}_{IN} + \tilde{d}_S \cdot V_{IN} + D_S \cdot \tilde{v}_{IN} + D_S \cdot V_{IN}, \end{aligned} \quad (3)$$

где d_S – усредненная относительная длительность проводимости ключа S ; v_{IN} – усредненное входное напряжения преобразователя; i_L – усредненный ток дросселя.

Подстановка слагаемых из системы (3) в (2) и переход к операторной форме дает

$$\begin{cases} \tilde{d}_S \cdot \tilde{v}_{IN} + \tilde{d}_S \cdot V_{IN} + D_S \cdot \tilde{v}_{IN} + D_S \cdot V_{IN} = \\ = L \cdot s \cdot \tilde{i}_L + (\tilde{i}_L + I_L) R_{DCR} + (1 - \tilde{d}_S - D_S) (\tilde{v}_C + V_C + C \cdot R_{ESR} \cdot s \cdot \tilde{v}_C); \\ (\tilde{i}_L + I_L) (1 - \tilde{d}_S - D_S) = C \cdot s \cdot \tilde{v}_C + \frac{\tilde{v}_C + V_C + C \cdot R_{ESR} \cdot s \cdot \tilde{v}_C}{R}. \end{cases} \quad (4)$$

Из системы (4) можно выразить различные передаточные функции. Например, малосигнальная характеристика «коэффициент заполнения – выходное напряжение» имеет следующий вид:

$$\tilde{v}_{OUT}/\tilde{d}_S = \left(\left(-\frac{LV_{OUT}}{R(1-D_S)^3} s + \frac{V_{IN}}{(1-D_S)^2} \right) (1 + R_{ESR}Cs) \right) : \left(\frac{(R + R_{ESR})LC}{(1-D_S)^2 R + R_{DCR}} s^2 + \frac{L + (R + R_{ESR})R_{DCR}C + (1-D_S)^2 RR_{ESR}C}{(1-D_S)^2 R + R_{DCR}} s + 1 \right). \quad (5)$$

Полученная функция содержит нуль в правой полуплоскости (right-half-plane zero) [11], звено с такой характеристикой является неминимально-фазовым (non-minimum phase) [11]. Также передаточная функция содержит двойной резонансный полюс и при наличии R_{ESR} – нуль в левой полуплоскости (left-half-plane zero). Частотные характеристики передаточной функции «коэффициент заполнения – выходное напряжение», полученные с помощью построенной модели, приведены на рис. 7.

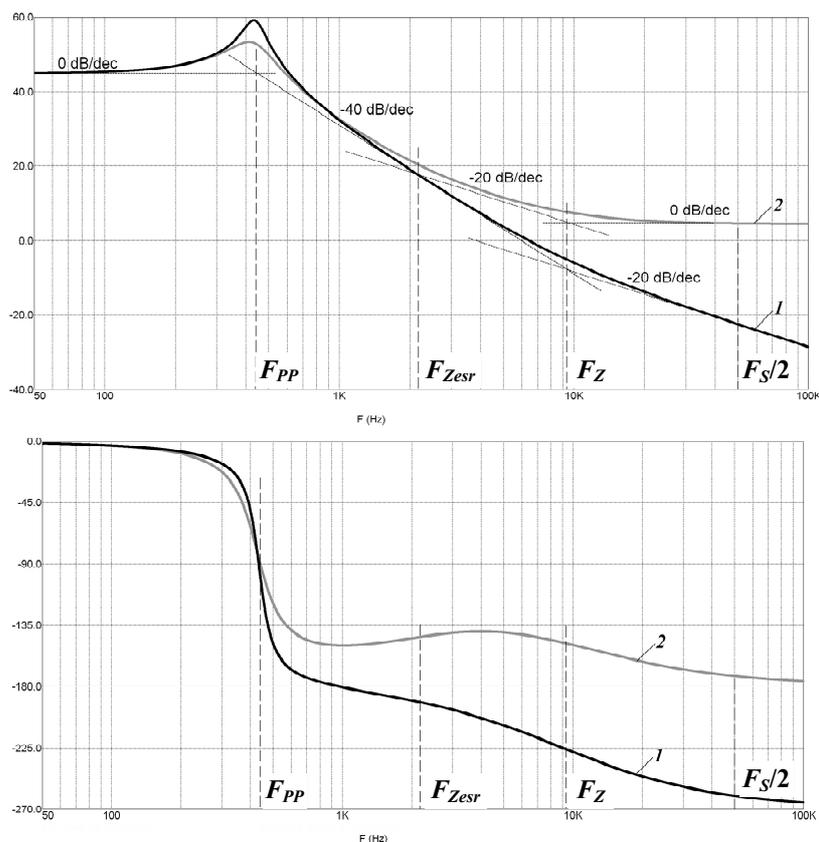


Рис. 7. Логарифмические амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики передаточной функции «коэффициент заполнения – выходное напряжение» инвертирующего регулятора: 1 – $R_{ESR} = 0$; 2 – $R_{ESR} \neq 0$

Они соответствуют формуле (5).

Для синтеза системы управления Current Mode [12] требуется характеристика «входной ток – выходное напряжение». Входной ток и ток дросселя инвертирующего преобразователя в режиме непрерывных токов (Continuous conduction mode) связаны соотношением $i_{IN} = i_L \cdot d_S$.

Сумма малосигнального возмущения и стационарной составляющей входного тока в режиме непрерывных токов (Continuous conduction mode) определяется выражением

$$\tilde{i}_{IN} + I_{IN} = (\tilde{i}_L + I_L)(\tilde{d}_S + D_S) = \tilde{i}_L \cdot \tilde{d}_S + \tilde{i}_L \cdot D_S + I_L \cdot \tilde{d}_S + I_L \cdot D_S. \quad (6)$$

Для нахождения отношения возмущения входного тока к возмущению коэффициента заполнения необходимо исключить из (6) стационарные составляющие. Произведение малых возмущений стремится к нулю, поэтому его также следует исключить из (6). Тогда соотношение для малосигнального возмущения входного тока примет вид

$$\tilde{i}_{IN} = \tilde{i}_L \cdot D_S + I_L \cdot \tilde{d}_S. \quad (7)$$

Передаточную функцию «входной ток – выходное напряжение» можно получить из (4) с учетом (7):

$$\frac{\tilde{v}_{OUT}}{\tilde{i}_{IN}} = \frac{RV_{IN} (1 + R_{ESR}Cs)}{V_{OUT} (1 + RCs)}.$$

Частотные характеристики, полученные с использованием построенной усредненной модели в Мисго-Сар, соответствуют приведенным аналитическим выражениям в s -области. Кроме того, приведенные частотные характеристики (см. рис. 7, 8) совпадают с частотными характеристиками ключевой модели соответствующего регулятора, полученными в системе PSIM [1] вплоть до частоты $f_S/2$.

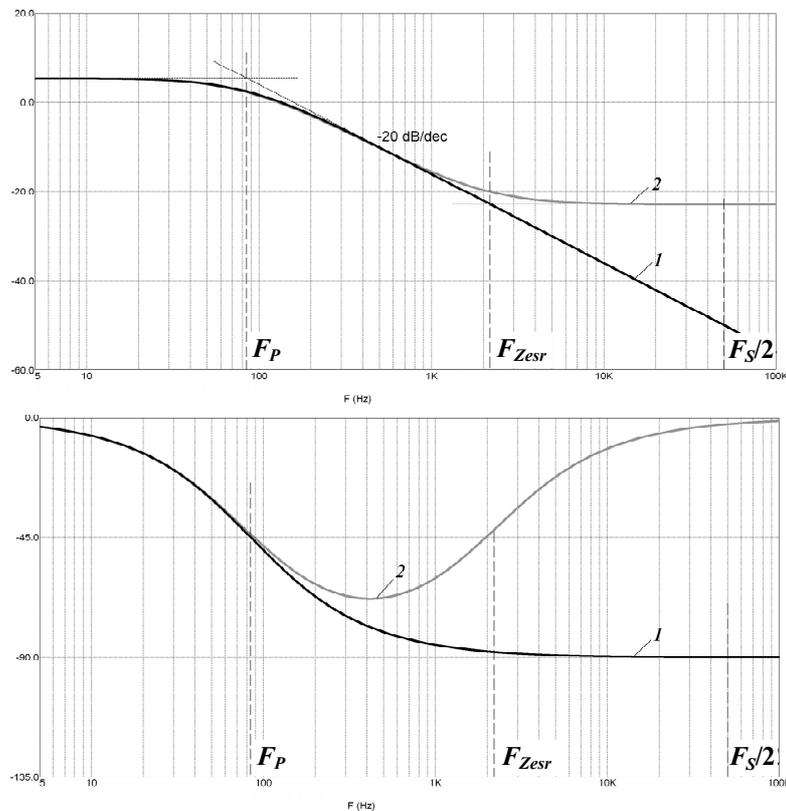


Рис. 8. Логарифмические амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики передаточной функции «входной ток – выходное напряжение» инвертирующего регулятора: 1 – $R_{ESR} = 0$; 2 – $R_{ESR} \neq 0$

Данные соответствия и совпадения позволяют сделать вывод, что усредненная модель построена верно.

Полученную усредненную модель SD-структуры (Average switch) можно использовать и для построения непрерывных моделей преобразователей напряжения со сложной топологией, например, преобразователя Поликарпова – Кука (Cuk converter) [6]. На рис. 9 представлена структура его непрерывной модели, полученная на основе разработанной усредненной структуры.

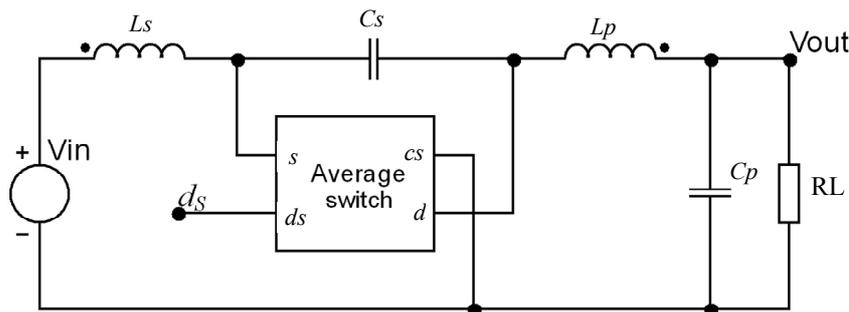


Рис. 9. Непрерывная модель преобразователя Поликарпова – Кука

Итоги сравнения результатов, полученных при моделировании по полной (ключевой) и по непрерывной модели, показывают полное совпадение огибающих переходного процесса для всех переменных состояния: напряжений на конденсаторах C_s , C_p (v_{out}) и токов дросселей (L_s , L_p). Таким образом, разработанная усредненная модель SD-структуры может использоваться и для исследования свойств преобразователей со сложной топологией [13].

Заключение

Предложена и верифицирована усредненная модель переключаемой ШИМ-структуры, позволяющая получить модели импульсных преобразователей постоянного напряжения с любой, в том числе и ранее неиспользуемой, топологией [14].

Показано, как модель может быть модифицирована для описания преобразователей (DC-DC converters) в других режимах управления, отличных от режима Voltage Mode.

Получены разнообразные характеристики в частотной области, верно описывающие поведение понижающе-повышающего преобразователя вплоть до половины частоты коммутации силового ключа.

Дальнейшим развитием представленной в статье усредненной модели SD-структуры являются ее адаптация для режима управления Peak Current Mode и создание универсальной усредненной модели ШИМ-модулятора, способной реализовывать как режим Voltage Mode, так и режим Peak Current Mode. Этого достаточно для создания универсальной усредненной модели импульсного преобразователя напряжения с произвольной топологией силовой части и любым методом управления.

Такая модель позволит на этапе проектирования импульсного источника питания синтезировать необходимые цепи коррекции обратной связи и в итоге получить необходимые динамические показатели готового устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Buck Inner Current Loop Design with SmartCtrl & PSIM – General Method: Tutorial. URL: <https://powersimtech.com/resources/average-current-mode-control-of-buck-in-analog-and-digital/buck-inner-current-loop-design-with-smartctrl-psim-general-method/> (дата обращения: 05.05.2021).
2. Миддлбрук Р. Д. Малосигнальное моделирование ключевых преобразователей мощности с широтно-импульсным регулированием // Тр. ин-та инженеров по электротехнике. 1988. Т. 76. № 4. С. 46–59.
3. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1990. 240 с.
4. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. V. 26. N. 3. P. 490–505.
5. Basso Ch. P. Switch-mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs. McGraw-Hill Education, 2008. 955 p.
6. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.
7. Brown M. Power supply cookbook. Newnes, 2001. 265 p.
8. Амелина М. А., Амелин С. А. Построение непрерывных моделей импульсных преобразователей постоянного напряжения // Практическая силовая электроника. 2019. № 3 (75). С. 20–28.

9. *Амелина М. А., Амелин С. А.* Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10: учеб. пособие для вузов. СПб.: Лань, 2021. 632 с.
10. *Ridley R. B.* A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control // IEEE Transactions of Power Electronics. V. 6, April 1991. P. 271–280.
11. *Ben-Yaakov S., Adar D.* Average models as tools for studying the dynamics of switch mode dc-dc converters // Proc. IEEE PESC. 1994. Jun. 20–25. V. 2. P. 1369–1376.
12. *Vorpérian V.* Analysis of Current-Controlled PWM Converters Using the Model of the Current Controlled PWM Switch // Power Conversion and Intelligent Motion Conference, 1990. P. 183–195.
13. *Поликарпов А. Г.* Метод создания новых структур импульсных регуляторов напряжения // Электропитание: науч.-техн. сб. М.: 1993. Вып. 2. С. 63–67.
14. *Амелина М. А., Амелин С. А., Дроздецкий С. В.* Обобщенная непрерывная модель безмостового корректора коэффициента мощности // Вестн. МЭИ. 2019. № 6. С. 91–100. DOI: 10.24160/1993-6982-2019-6-91-100.

Статья поступила в редакцию 22.06.2021

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Сергей Александрович Амелин – канд. техн. наук, доцент; доцент кафедры электроники и микропроцессорной техники; Национальный исследовательский университет «МЭИ», филиал в г. Смоленске; Россия, 214013, Смоленск; amlmtr@gmail.com.

Марина Аркадьевна Амелина – канд. техн. наук, доцент; доцент кафедры электроники и микропроцессорной техники; Национальный исследовательский университет «МЭИ», филиал в г. Смоленске; Россия, 214013, Смоленск; amelina.marina@gmail.com.

Сергей Владимирович Дроздецкий – старший преподаватель кафедры электроники и микропроцессорной техники; Национальный исследовательский университет «МЭИ», филиал в г. Смоленске; Россия, 214013, Смоленск; thrush007@yandex.ru.

Игорь Владимирович Якименко – д-р техн. наук, доцент; заведующий кафедрой электроники и микропроцессорной техники; Национальный исследовательский университет «МЭИ», филиал в г. Смоленске; Россия, 214013, Смоленск; jakigor@rambler.ru.



MODEL OF SWITCH-CONTROLLED PWM STRUCTURE FOR ANALYSIS OF PULSE VOLTAGE CONVERTERS WITH ARBITRARY TOPOLOGY

S. A. Amelin, M. A. Amelina, S. V. Drozdetsky, I. V. Yakimenko

*National Research University “Moscow Power Engineering Institute”,
Smolensk, Russian Federation*

Abstract. The article considers the problems of analyzing DC-DC voltage converters and analyzes the advantages, disadvantages, as well as the scope of full switched and averaged continuous models of the converters. The feasibility of using the complex of two models (full switch model and averaged continuous model) for analyzing their operation is proved. The general approach to the construction of continuous models of DC-DC voltage converters based on state-space averaging method is considered. Disadvantages of the averaged models using a classic approach are shown.

The relevance of the development of universal continuous models of DC-DC converters is substantiated. The possibility of creating such models using averaged models of PWM switching structure included in the DC-DC voltage converter is shown. Analyzed the typical structure of the switch-mode power supply with feedback. An averaged model of the switching structure is proposed, basing on which continuous models of DC-DC converters with any topology can be built. The processes occurring in this switching structure in the mode of continuous and discontinuous choke current are analyzed. A method for constructing continuous models of the main types of DC-DC voltage converters based on switching structure averaged model is proposed. The adequacy of continuous models obtained by this method has been proven. The results of modeling transients on the continuous and full switch models for inverting voltage regulator are demonstrated. The possibility of accounting in the model of active resistances of switches and cumulative choke is shown. The possibility of using the proposed model to obtain the open loop transfer functions is demonstrated, in particular, the characteristics of the duty factor - output voltage. These transfer functions can be used to synthesize control system compensating circuits of the switch-mode power supply. The possibility of using a single generalized averaged model of the switching structure to build continuous models of converters with complex topology using both the Voltage Mode and Current Mode is shown. This creates prerequisites for developing a universal averaged continuous model for DC-DC converter based on this principle.

Key words: switch-mode power supply, state-space averaging, pulse-width modulator, DC-DC converter, Voltage Mode, Current Mode.

For citation: Amelin S. A., Amelina M. A., Drozdetsky S. V., Yakimenko I. V. Model of switch-controlled PWM structure for analysis of pulse voltage converters with arbitrary topology. *Vestnik of Astrakhan State Technical University. Series: Management, Computer Science and Informatics.* 2021;4:45-57. (In Russ.) DOI: 10.24143/2072-9502-2021-4-45-57.

REFERENCES

1. *Buck Inner Current Loop Design with SmartCtrl & PSIM – General Method: Tutorial.* Available at: <https://powersimtech.com/resources/average-current-mode-control-of-buck-in-analog-and-digital/buck-inner-current-loop-design-with-smartctrl-psim-general-method/> (accessed: 05.05.2021).
2. Middlbruk R. D. Malosignal'noe modelirovanie kluchevykh preobrazovatelei moshchnosti s shirotno-impul'snym regulirovaniem [Small-signal modeling of key power converters with pulse-width control]. *Trudy instituta inzhenerov po elektrotekhnike*, 1988, vol. 76, no. 4, pp. 46-59.
3. Chetti P. *Proektirovanie kluchevykh istochnikov elektropitaniia* [Design of key power supplies]. Moscow, Energoatomizdat, 1990. 240 p.
4. Vorperian V. Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch: Part I and II. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1990, vol. 26, no. 3, pp. 490-505.
5. Basso Ch. P. *Switch-mode Power Supplies Spice Simulations and Practical Designs.* McGraw-Hill Education, 2008. 955 p.
6. Meleshin V. I. *Tranzistornaia preobrazovatel'naia tekhnika* [Transistor converter technology]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 632 p.
7. Brown M. *Power supply cookbook.* Newnes, 2001. 265 p.
8. Amelina M. A., Amelin S. A. Postroenie nepreryvnykh modelei impul'snykh preobrazovatelei postoiannogo napriazheniia [Construction of continuous models of pulse converters of constant voltage]. *Prakticheskaia silovaia elektronika*, 2019, no. 3 (75), pp. 20-28.
9. Amelina M. A., Amelin S. A. *Programma skhemotekhnicheskogo modelirovaniia Micro-Sap. Versii 9, 10: uchebnoe posobie dlia vuzov* [Program for circuit simulation Micro-Cap. Versions 9, 10: textbook for universities]. Saint-Petersburg, Lan' Publ., 2021. 632 p.
10. Ridley R. B. A New Continuous-Time Model for Current-Mode Control. *IEEE Transactions of Power Electronics*, vol. 6, April 1991, pp. 271-280.
11. Ben-Yaakov S., Adar D. Average models as tools for studying the dynamics of switch mode dc-dc converters. *Proc. IEEE PESC.*, 1994, Jun. 20–25, vol. 2, pp. 1369-1376.
12. Vorperian V. Analysis of Current-Controlled PWM Converters Using the Model of the Current Controlled PWM Switch. *Power Conversion and Intelligent Motion Conference*, 1990. Pp. 183-195.
13. Polikarpov A. G. Metod sozdaniia novykh struktur impul'snykh regulatorov napriazheniia [Method of creating new structures of pulse voltage regulators]. *Elektropitanie: nauchno-tekhnicheskii sbornik.* Moscow, 1993. Iss. 2. Pp. 63-67.

14. Amelina M. A., Amelin S. A., Drozdetskii S. V. Obobshchennaia nepreryvnaia model' bezmostovogo korrekтора koeffitsienta moshchnosti [Generalized continuous model of bridgeless power factor corrector]. *Vestnik MEI*, 2019, no. 6, pp. 91-100. DOI: 10.24160/1993-6982-2019-6-91-100.

The article submitted to the editors 22.06.2021

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Sergey A. Amelin – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor; Assistant Professor of the Department of Electronics and Microprocessor Technology; branch of National Research University “MPEI”; Russia, 214013, Smolensk; amlmtr@gmail.com.

Marina A. Amelina – Candidate of Technical Sciences, Assistant Professor; Assistant Professor of the Department of Electronics and Microprocessor Technology; branch of National Research University “MPEI”; Russia, 214013, Smolensk; amelina.marina@gmail.com.

Sergey V. Drozdetsky – Senior Lecturer of the Department of Electronics and Microprocessor Technology; branch of National Research University “MPEI”; Russia, 214013, Smolensk; thrush007@yandex.ru.

Igor V. Yakimenko – Doctor of Technical Sciences, Assistant Professor; Head of the Department of Electronics and Microprocessor Technology; branch of National Research University “MPEI”; Russia, 214013, Smolensk; jakigor@rambler.ru.

