УДК 621.396.6

Болдырев А.В. к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО ДГТУ;
Мищенко Д.А. магистрант, гр. УМАП21, ФГБОУ ВП ДГТУ.

СИНТЕЗ УСРЕДНЁННОЙ SPICE-МОДЕЛИ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Аннотация. *В работе рассматривается получение непрерывной SPICE-модели силовой части преобразователя напряжения типа SEPIC и сравнение её с импульсной моделью в MicroCap 10.*

Abstract. *This abstract shows how to get continuous SPICE-model of SEPIC power stage and comparison with pulse model in MicroCap 10.*

Ключевые слова: *SPICE-модели, импульсные источники питания.*

Key words: *SPICE-model, SEPIC, MicroCap, switching power supply.*

Введение

Непрерывная модель, известная также как усреднённая модель, дополняет импульсную модель и позволяет исследовать динамические свойства преобразователя. В непрерывной модели все процессы, связанные с переключением силовых элементов, заменяются усреднёнными функциями, что позволяет, во-первых, на два-три порядка сократить продолжительность временного анализа и, во-вторых, применить известные из теории цепей методы малосигнального частотного анализа.

1. Получение основных выражений

На рис. 1 показана функциональная схема преобразователя *SEPIC* с учётом паразитных элементов (сопротивлений обмоток дросселей и *ESR* конденсаторов), а на рис. 2, 3 — эквивалентные схемы преобразователя в режиме непрерывных токов дросселей для двух интервалов периода коммутации.

© Электронный научный журнал «Инженерная Наука и Образование», 2015-2016

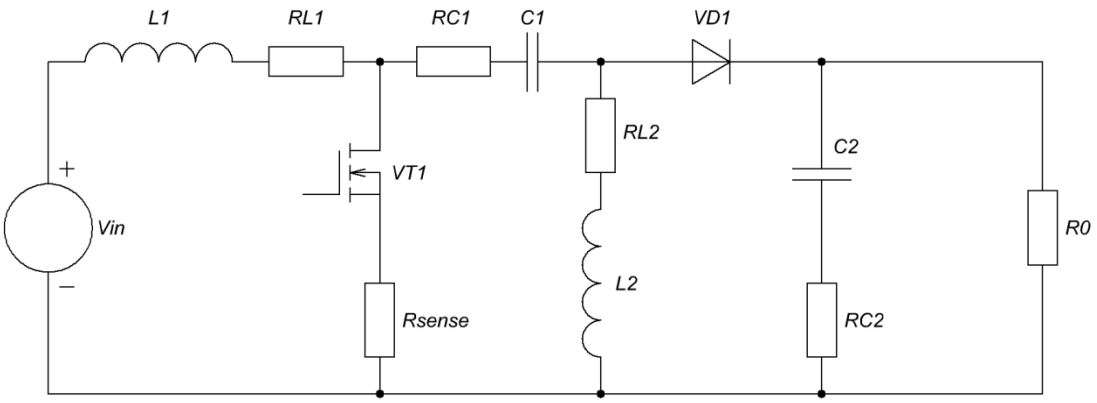


Рис. 1. Функциональная схема *SEPIC* с учётом паразитных элементов

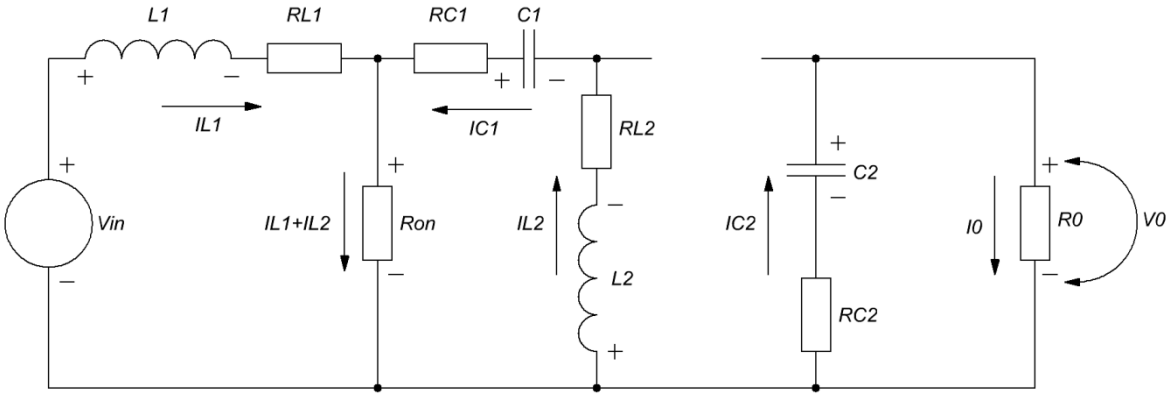


Рис. 2. Эквивалентная схема преобразователя в режиме непрерывных токов (транзистор открыт)

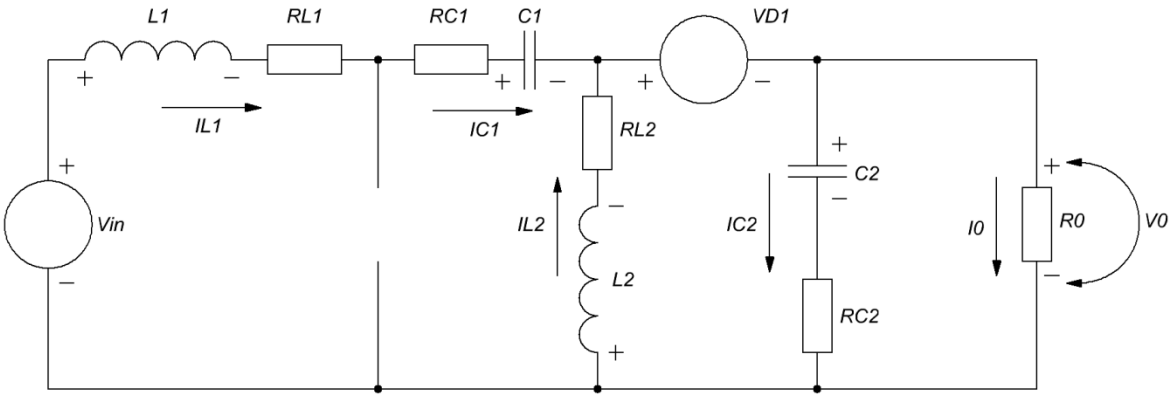


Рис. 3. Эквивалентная схема преобразователя в режиме непрерывных токов (транзистор закрыт)

Для получения непрерывный модели необходимо составить уравнения цепей для каждого интервала и произвести усреднение за период коммутации. Воспользуемся при этом [1].

Согласно второму закону Кирхгофа можно составить три уравнения для трёх независимых контуров.

© Электронный научный журнал «Инженерная Наука и Образование», 2015-2016

1) Для первого интервала (рис. 2):

$$U_{L1} = U_{IN} - I_{L1} \cdot R_{L1} - (I_{L1} + I_{L2}) \cdot R_{ON}, \quad (1)$$

$$(I_{L1} + I_{L2}) \cdot R_{ON} + I_{L2} \cdot (R_{C1} + R_{L2}) - U_{C1} + U_{L2} = 0, \quad (2)$$

$$U_{C2} - I_{C2} \cdot R_{C2} = U_0, \quad (3)$$

отсюда:

$$I_{C2} = \frac{U_{C2} - U_0}{R_{C2}}. \quad (4)$$

Согласно первому закону Кирхгофа можно составить четыре уравнения.

1) Для первого интервала (рис. 2):

$$I_{VT1} = I_{L1} + I_{L2}, \quad (5)$$

$$I_{IN} = I_{L1}, \quad (6)$$

$$I_{VD1} = 0, \quad (7)$$

$$-I_{C1} = I_{L2}, \quad (8)$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0} = -I_{C2}. \quad (9)$$

2) Для второго интервала (рис. 3):

$$I_{IN} = I_{C1} = I_{L1}, \quad (10)$$

$$I_{VD1} = I_{L1} + I_{L2}, \quad (11)$$

$$I_{VT1} = 0, \quad (12)$$

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0} = I_{L1} + I_{L2} - I_{C2}. \quad (13)$$

Построение эквивалентной схемы можно рассмотреть на примере входной цепи, состоящей из входного источника постоянного напряжения, дросселя *L*1 с активным сопротивлением R_{L1} и ключа *VT*1. Среднее за период T_S значение напряжения, приложенного к индуктивности *L*1, определяется выражением:

$$\langle U_{L1} \rangle = (U_{IN} - (I_{L1} + I_{L2}) \cdot R_{ON} - I_{L1} \cdot R_{L1}) \cdot \frac{t_{ON}}{T_S} + \\ +(U_{IN} - I_{L1} \cdot R_{L1} - I_{L1} \cdot R_{C1} - U_{C1} - U_{VD1} - U_0) \cdot \frac{t_{OFF}}{T_S}, \quad (14)$$

© Электронный научный журнал «Инженерная Наука и Образование», 2015-2016

где t_{ON} — длительность первого интервала, t_{OFF} — длительность второго интервала, символами 〈 〉 обозначена функция усреднения:

$$\langle f(t)\rangle = \frac{1}{T_S}\cdot\int_0^{T_S} f(t)dt. \qquad (15)$$

Для упрощения полученного выражения можно считать напряжение на проходном конденсаторе постоянным:

$$U_{C1} + I_{L1}\cdot R_{C1} \approx U_{IN}. \qquad (16)$$

Выразив отношения длительностей интервалов к периоду коммутации через коэффициент заполнения:

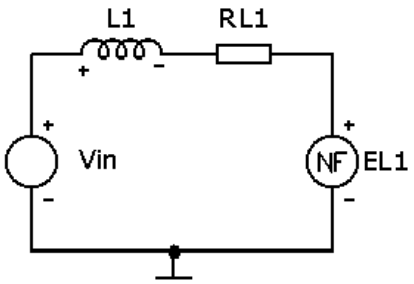
$$\frac{t_{ON}}{T_S} = D, \qquad (17)$$

$$\frac{t_{OFF}}{T_S} = 1 - D, \qquad (18)$$

получим:

$$\langle U_{L1}\rangle = U_{IN} - I_{L1}\cdot R_{L1} - ((I_{L1} + I_{L2})\cdot R_{ON}\cdot D - (U_{IN} + U_{VD1} + U_0)\cdot(1-D)). \qquad (19)$$

Правая часть выражения (19) содержит три слагаемых. Первое — это входное постоянное напряжение U_{IN}, которое можно представить на эквивалентной схеме в виде независимого источника напряжения *Vin*. Второе слагаемое — падение напряжения на активном сопротивлении дросселя $I_{L1}\cdot R_{L1}$. Третье слагаемое — источник напряжения *EL*1, величина которого зависит от входного и выходного напряжений, коэффициента заполнения и средних значений токов в дросселях. Таким образом, эквивалентную схему входной цепи можно представить в виде, показанном на рис. 4, где зависимый источник *EL*1 представлен стандартным элементом программы *MicroCap* 10 — *analog behavioral voltage source*. Подробное описание работы с *MicroCap* 10 содержится в [2].



.DEFINE EL1 (I(L1)+I(L2))*Ron*V(Don)+(V(Vin)+Vd+V(V0))*(1-V(Don))

Рис. 4. Эквивалентная схема входной цепи

В выражении зависимого источника напряжения *EL*1 использованы следующие обозначения:

• *I*(*L*1), *I*(*L*2) — средние токи дросселей *L*1, *L*2;

• *Ron* — суммарное сопротивление открытого ключа и датчика тока (*Ron* = $R_{VT1ON} + R_{SENSE}$);

• *V*(*Don*) — коэффициент заполнения *D*, имеющий размерность единиц напряжения.

Полярность источников напряжения в эквивалентной схеме определяется знаками слагаемых в выражении (19).

Аналогичным образом можно получить выражения для среднего напряжения дросселя *L*2 и средних токов конденсаторов *C*1, *C*2, ключа *VT*1 и диода *VD*1:

$$\langle U_{L2}\rangle = (U_{IN} - (I_{L1} + I_{L2})\cdot(R_{SENSE} + R_{VT1ON}))\cdot D - ((U_0 + U_{VD1}) - I_{L2}\cdot R_{L2})\cdot(1-D), \quad (20)$$

$$\langle I_{C1}\rangle = (1-D)\cdot I_{L1} + D\cdot(-I_{L2}), \quad (21)$$

$$\langle I_{C2}\rangle = -\frac{U_0}{R_0} + (1-D)\cdot(I_{L1} + I_{L2}), \quad (22)$$

$$\langle I_{VD1}\rangle = (\mathrm{I}_{\mathrm{L1}} + \mathrm{I}_{\mathrm{L2}})\cdot(1-D), \quad (23)$$

$$\langle I_{VT1}\rangle = (I_{L1} + I_{L2})\cdot D. \quad (24)$$

2. Результаты моделирования

При переходе от импульсной модели к непрерывной было принято допущение постоянства коэффициента заполнения *D*, фактически являющегося функцией времени. Строго говоря, при усреднении произведения двух функций:

$$\langle f(t)\cdot D(t)\rangle \neq \langle f(t)\rangle\cdot\langle D(t)\rangle, \quad (25)$$

что является причиной некоторой погрешности при вычислении коэффициента заполнения. Однако когда коэффициент заполнения является медленной функцией времени по сравнению с периодом коммутации, это не приводит к существенной погрешности.

Объединив выражения (19) — (24), непрерывную модель силовой части преобразователя *SEPIC* можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 5.

© Электронный научный журнал «Инженерная Наука и Образование», 2015-2016

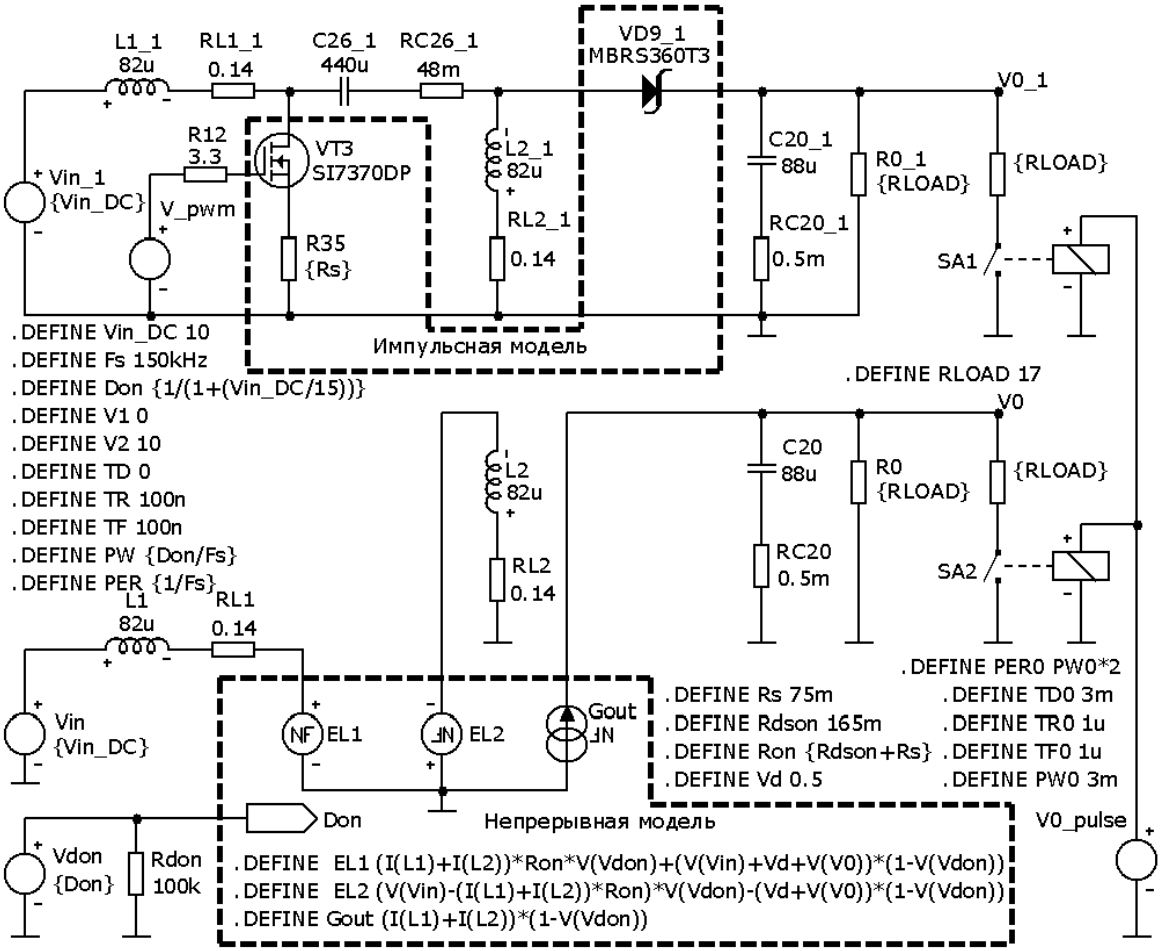


Рис. 5. Импульсная и непрерывная модели *SEPIC*

Сравнение производится на примере разработки из [3], нумерация элементов сохранена для удобства.

В основном эта модель соответствует результатам, полученным в [4] на основе модели коммутируемой индуктивности, за исключением того, что проходной конденсатор заменён источником постоянного напряжения величиной *Vin*. На этом же рисунке представлена рассмотренная ранее импульсная модель, а также тестовые воздействия в виде скачкообразных изменений тока нагрузки (дополнительные нагрузки, подключаемые параллельно основным *R*0, *R*0_1 посредством ключей *SA*1, *SA*2).

По сравнению с рассмотренным ранее расчётом для установившегося режима, представленная модель корректно описывает как стационарные, так и переходные процессы, при которых не выполняются правила вольт-секундного баланса и баланса заряда.

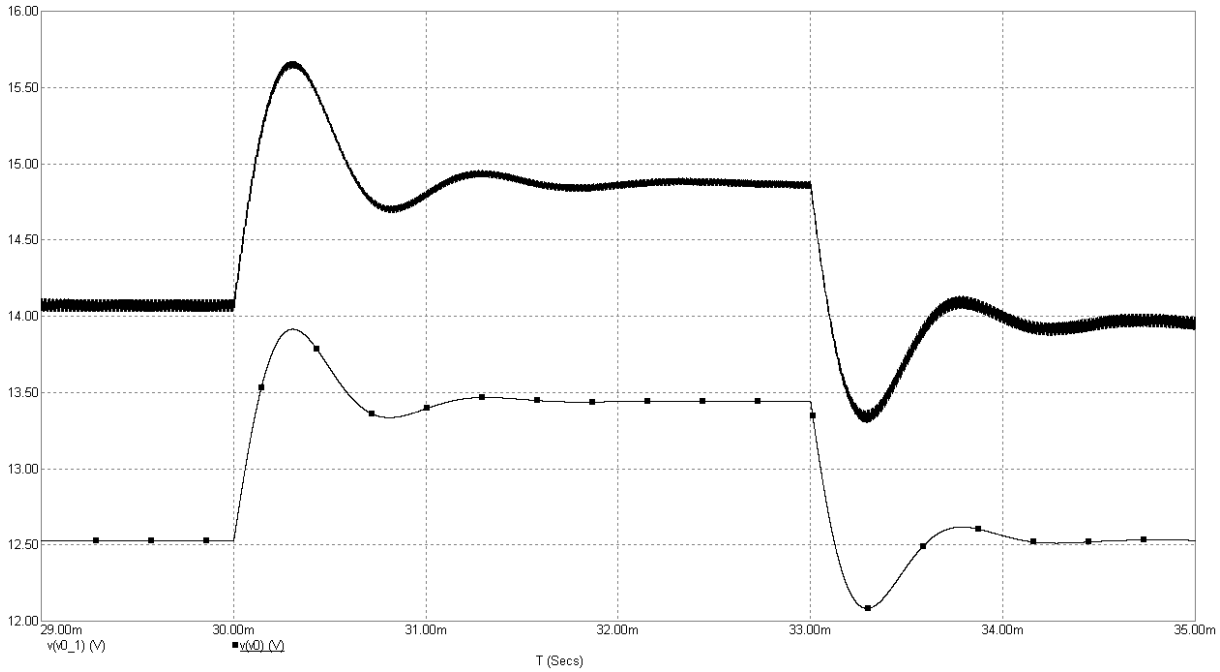


Рис. 6. Графики изменения выходного напряжения

Заключение

На рис. 6 показаны графики изменения выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки соответственно для импульсной *V*(*V*0_1) и непрерывной *V*(*V*0) моделей. Из графиков видно, что выходное напряжение непрерывной модели совпадает с импульсной моделью с точностью до некоторой постоянной величины, что обусловлено описанной выше погрешностью вычисления коэффициента заполнения. При этом переходные процессы для импульсной и непрерывной модели практически идентичны, что позволяет использовать представленную непрерывную модель для анализа динамических характеристик преобразователя.

Список литературы

1. Фриск В. В. Основы теории цепей. — М.: РадиоСофт, 2002.

2. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования *Micro-Cap*. Версии 9, 10. Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013.

3. *Betten J., Kollman R. No Need to Fear: SEPIC Outperforms the Flyback. http://www.planetanalog.com/document.asp?doc_id*=527401

4. *Ben-Yaakov S., Adar D., Rahav G. A SPICE Compatible Behavioral Model of SEPIC Converters. — IEEE Power Electronics Specialists Coference, PESC*-96, 1668-1674, *Bonevo*, 1996. — *http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/pdf-files/conf*53.*pdf*