

УДК 621.396.41

А.А. Столярова, С.Г. Михальченко, В.И. Апасов

Математическая модель резонансного LLC-преобразователя

Представлена математическая численно-аналитическая модель стабилизатора напряжения на основе мостового преобразователя с LLC-резонансным контуром. Рассмотрен алгоритм работы LLC-преобразователя на каждом рабочем интервале. Полученная математическая модель описывает поведение его основных элементов в течение всего рабочего цикла и позволяет проводить исследование нелинейных динамических характеристик силовых устройств данного типа.

Также приведены результаты математического и имитационного моделирования основных параметров LLC-преобразователя, которые подтверждают адекватность представленной математической модели.

Ключевые слова: LLC-преобразователь, резонансный контур, математическое моделирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-86-91

Рассматриваемый в данной работе DC-DC-резонансный LLC-преобразователь (рис. 1) является одним из наиболее перспективных схемотехнических решений, позволяющих получить высокую энергоэффективность электронных систем [1–7]. Однако разработка резонансных преобразователей сопряжена со сложностями построения математических моделей. В отличие от моделей непосредственных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией, частотная модуляция требует других математических подходов к их разработке и анализу [2, 4].

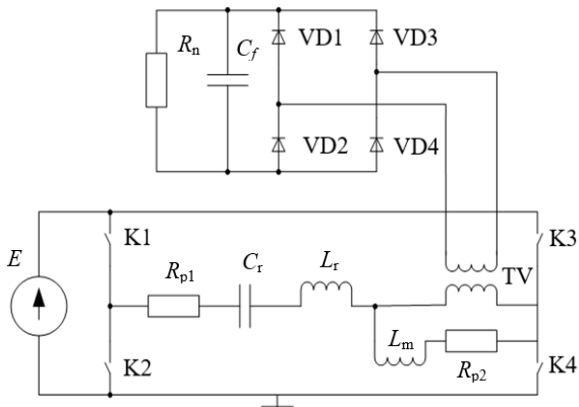


Рис. 1. Схема замещения стабилизатора постоянного напряжения на основе мостового преобразователя с LLC-резонансным контуром

В настоящее время для анализа резонансных преобразователей используется так называемый метод приближения первой гармоники (ФНА), наиболее полно представленный рядом работ [2–5]. К сожалению, данный метод отражает работу резонансного преобразователя только на частотах, близких к частоте последовательного резонанса. Соответственно, для полноты представления динамики преобразователя требуется другой подход для анализа модели данного типа преобразователей в более широком диапазоне частот.

Предлагается численно-математическая модель, позволяющая анализировать работу резонансного LLC-преобразователя во всем диапазоне рабочих частот.

Схема замещения и алгоритм работы LLC-преобразователя

На схеме замещения LLC-преобразователя (см. рис. 1) приняты следующие обозначения: E – входной источник напряжения; $K1$ – $K4$ – идеальные управляемые ключи; индуктивность L_r и емкость C_r образуют резонансный контур совместно с индуктивностью L_m , которая в реальной схеме представляет собой индуктивность намагничивания трансформатора TV . Сопротивление потерь R_{p1} включает в себя суммарные активные потери: сопротивление открытого канала транзисторов, представленных в схеме идеальными ключами; внутреннее сопротивление источника напряжения, потери в проводниках, в том числе в обмотках индуктивности резонансного контура и трансформатора.

Сопротивление R_{p2} учитывает потери в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи. Во вторичной цепи трансформатора – идеальный диодный мост ($VD1$ – $VD4$) с выходным фильтром (емкость C_f) и нагрузкой (сопротивление R_n).

Для анализа работы LLC-преобразователя необходимо знать его коэффициент передачи по напряжению, представляющий собой отношение выходного напряжения ко входному K_U в зависимости от частоты работы преобразователя (рис. 2) [6].

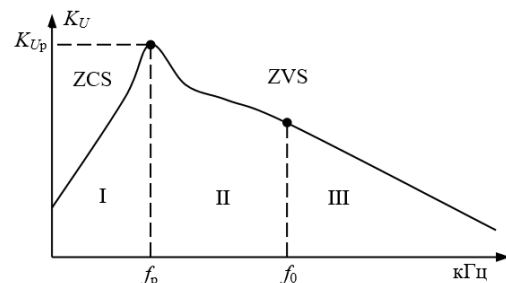


Рис. 2. Частотная характеристика LLC-преобразователя: f_0 – резонансная частота; f_b – частота пикового усиления; K_{Up} – максимальный коэффициент усиления

Поэтому наиболее часто используемым и оправданным принципом управления для резонансного преобразователя является частотная модуляция. Данный принцип управления подробно рассмотрен в работах [1–9].

Рассмотрим в общем виде алгоритм работы LLC-преобразователя, управляемого с помощью частотной модуляции. Система управления выдает в противофазе импульсы на пары ключей К1, К4 и К2, К3 соответственно. Частота работы преобразователя определяется его частотной характеристикой и зависит от входного напряжения и нагрузки. При переключении плечей моста входное напряжение прикладывается в прямой или обратной полярности к резонансному контуру и первичной обмотке трансформатора с рабочей частотой преобразователя, формируя напряжение U_D (рис. 3). Ток первичной обмотки трансформатора I_{TV} равен разности тока резонансного контура I_{Lr} и тока намагничивания I_{Lm} . В момент, когда I_{Lr} становится равным I_{Lm} , ток через трансформатор становится равным нулю и начинается переключение диодов выпрямительного моста, что приводит к изменению полярности напряжения на первичной обмотке трансформатора U_{TV} .

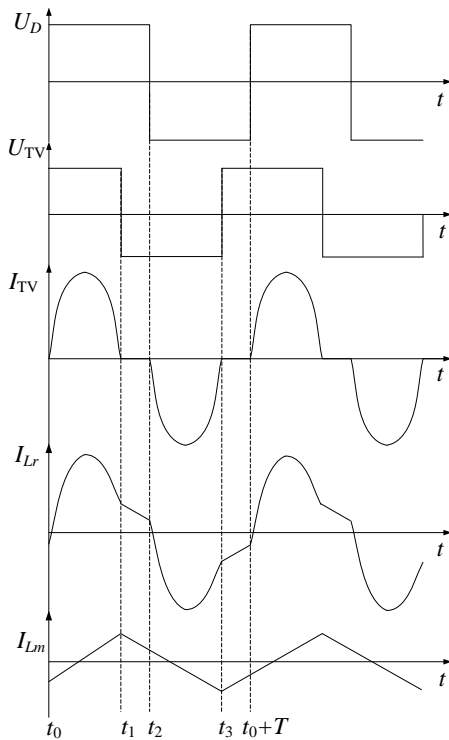


Рис. 3. Сигналы на ключевых элементах LLC-преобразователя

Таким образом, интервалы работы преобразователя будут определяться, с одной стороны, работой системы управления, обеспечивающей переключение плечей моста, а с другой – моментами переключения диодов выпрямительного моста, которые, в свою очередь, определяются сочетанием параметров элементов резонансного контура и значениями входного напряжения и нагрузки преобразователя.

Непрерывная математическая модель данного преобразователя строится на участках непрерывности коммутационной функции и в общем виде представлена выражением

$$\frac{d\mathbf{X}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}, \quad (1)$$

где \mathbf{A} – основная матрица системы; \mathbf{B} – матрица, связывающая входные сигналы с переменными состояниями [10].

Вектор неизвестных

$$\mathbf{X}(t) = \{I_{Lr}, U_{Cf}, U_{Cr}, I_{Lm}\},$$

где I_{Lr} – ток резонансного контура; U_{Cr} – напряжение на конденсаторе резонансного контура; U_{Cf} – выходное напряжение; I_{Lm} – ток намагничивания трансформатора.

Рассмотрим работу LLC-преобразователя на каждом тактовом интервале. Для удобства примем коэффициент трансформации равным единице.

Интервал 1 ($t_0; t_1$)

В момент времени t_0 в первичной цепи открываются ключи К1 и К4 и напряжение U_D становится равным E . Во вторичной цепи открыты диоды VD1, VD4 соответственно, напряжение на первичной обмотке трансформатора положительно и равно U_{Cf} (рис. 4). Ток I_{Lm} увеличивается по линейному закону. I_{Lr} начинает изменяться по закону, близкому к синусоидальному. Данный интервал работы преобразователя заканчивается в момент t_1 , когда I_{Lr} становится равным I_{Lm} . Соответственно, I_{TV} становится нулевым, и диоды VD1, VD4 закрываются.

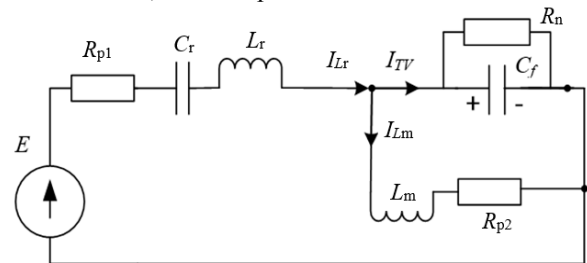


Рис. 4. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 1

В соответствии со схемой замещения составляем уравнения состояний на элементах схемы (2):

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} - U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = I_{Lr} - \frac{U_{Cf}}{R_n} - I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (2)$$

По составленным уравнениям (2) получим матрицу состояния \mathbf{A} и вектор \mathbf{B} преобразователя:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{p1}}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f R_n} & 0 & \frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{C_r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_m} & 0 & -\frac{R_{p2}}{L_m} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 2 ($t_1; t_2$)

На данном интервале в момент времени t_1 закрываются диоды VD1, VD4 и открываются диоды VD2, VD3. Напряжение на обмотке трансформатора U_{TV} меняет свою полярность на отрицательную и становится равным минус U_{Cf} (рис. 5).

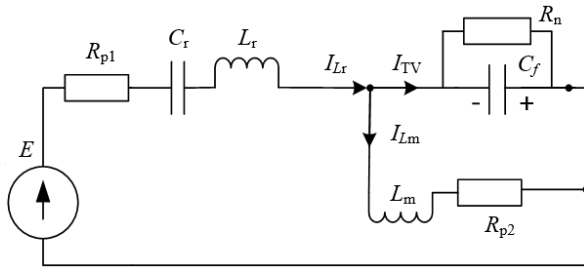


Рис. 5. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 2

На интервале 2 уравнения состояний на элементах схемы матрица **A** и вектор **B** примут вид

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} + U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = -I_{Lr} + \frac{U_{Cf}}{R_n} + I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = -U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (3)$$

$$\mathbf{A2} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & 1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B2} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 3 ($t_2; t_3$)

В момент времени t_2 закрываются ключи K1, K4 и открываются K2, K3. Напряжение U_D меняет свою полярность и становится равным минус E . Полярность напряжения на трансформаторе не меняется за счет энергии, накопленной в резонансном контуре (рис. 6). В момент времени t_3 ток I_{Lr} становится равным I_{Lm} , а ток I_{TV} становится нулевым, и диоды VD2, VD3 закрываются.

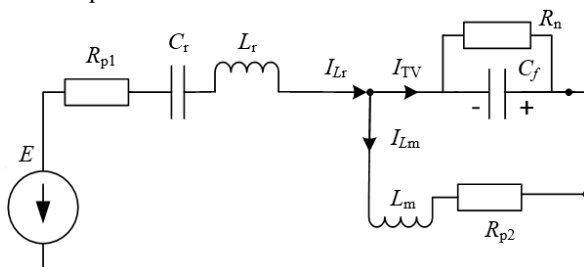


Рис. 6. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 3

По составленным уравнениям состояний на элементах схемы (4) получим матрицу **A** и вектор **B**:

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} + U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = -I_{Lr} + \frac{U_{Cf}}{R_n} + I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = -U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (4)$$

$$\mathbf{A3} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & 1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B3} = \begin{bmatrix} -E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Интервал 4 ($t_3; t_0+T$)

На данном интервале в момент времени t_3 закрываются диоды VD2, VD3 и открываются диоды VD1, VD4. Напряжение на обмотке трансформатора снова становится положительным и равным U_{Cf} . Интервал продолжается до очередного момента переключения ключей t_0+T (рис. 7).

Система уравнений для интервала 4 имеет вид

$$\begin{cases} L_r \frac{dI_{Lr}}{dt} = -R_{p1}I_{Lr} - U_{Cf} - U_{Cr} + E; \\ C_f \frac{dU_{Cf}}{dt} = I_{Lr} - \frac{U_{Cf}}{R_n} - I_{Lm}; \\ C_r \frac{dU_{Cr}}{dt} = I_{Lr}; \\ L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} = U_{Cf} - R_{p2}I_{Lm}. \end{cases} \quad (5)$$

Матрица **A** и вектор правой части **B** на интервале 4 имеют вид

$$\mathbf{A4} = \begin{bmatrix} -R_{p1} & -1 & -1 & 0 \\ L_r & L_r & L_r & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 1 \\ C_f & C_f R_n & C_f & C_f \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ C_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -R_{p2} \\ L_m & L_m & L_m & L_m \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B4} = \begin{bmatrix} -E \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Из анализа полученных на каждом интервале матриц видны следующие равенства: **A1** = **A4** (далее **A1**), **A2** = **A3** (далее **A2**), **B1** = **B2** (далее **B1**), **B3** = **B4** (далее **B3**). Таким образом, получены две основные матрицы переменных (**A1**, **A2**) и две матрицы, связывающие входные сигналы с переменными состояниями (**B1**, **B3**), которые описывают работу LLC-пре-

образователя в течение периода T в соответствии с алгоритмом, представленным на рис. 8.

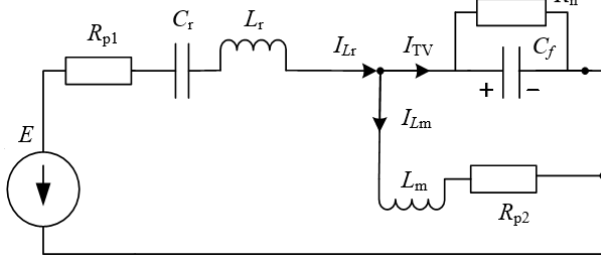


Рис. 7. Схема замещения LLC-преобразователя на интервале 4

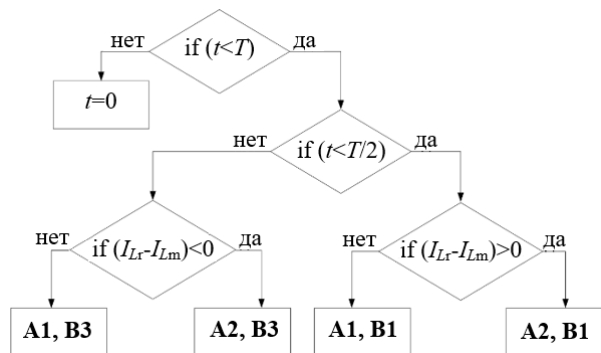


Рис. 8. Алгоритм выбора матриц LLC-преобразователя

Для решения уравнения (1) определим вектор переменных $\mathbf{X}(t)$ на каждом из интервалов 1 – 4 и сведём получившиеся выражения в соответствующую систему уравнений (6) согласно [10]:

$$\begin{cases} \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}1(t-t_0)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}1^{-1}\mathbf{B}1) - \mathbf{A}1^{-1}\mathbf{B}1; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}2(t-t_1)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}2^{-1}\mathbf{B}1) - \mathbf{A}2^{-1}\mathbf{B}1; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}2(t-t_2)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}2^{-1}\mathbf{B}3) - \mathbf{A}2^{-1}\mathbf{B}3; \\ \mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}1(t-t_3)} (\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{A}1^{-1}\mathbf{B}3) - \mathbf{A}1^{-1}\mathbf{B}3. \end{cases} \quad (6)$$

Проверка адекватности математической модели LLC-преобразователя

Математическое моделирование разработанной непрерывной модели LLC-преобразователя проводим в программном пакете MatLab, симуляционное моделирование для проверки правильности полученной математической модели проводится в программе схемотехнического моделирования LTSpice [6, 11]. При моделировании используем следующие параметры схемы: $L_r = 18$ мкГн, $L_m = 60$ мкГн, $C_r = 0,24$ мкФ, $n = 1$, $R_{p1} = 18$ мОм, $R_{p2} = 1$ Ом.

Для проверки адекватности полученной математической модели LLC-преобразователя сравним частотные характеристики, полученные в MatLab и LTSpice при разных значениях нагрузки преобразователя (рис. 9).

Из представленных результатов видно, что полученные характеристики имеют форму, аналогичную представленным в источниках [1, 6, 11–15]. Максимальная относительная погрешность при нагрузке 15 Ом составила 9,3%, при нагрузке 10 Ом – 2,4%.

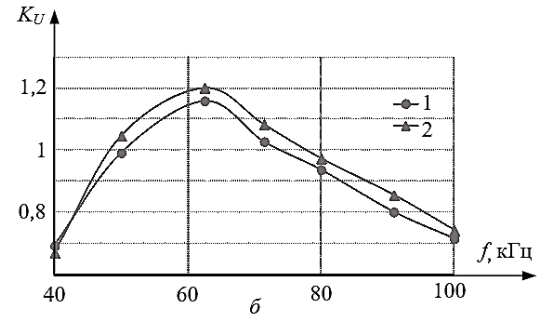
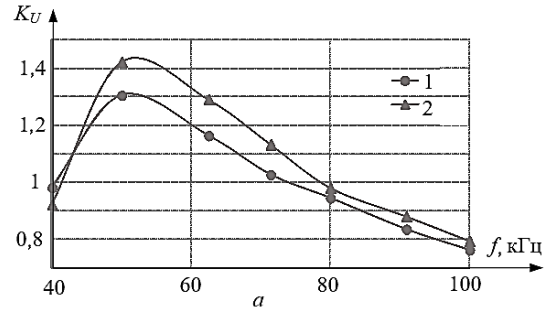


Рис. 9. Частотные характеристики преобразователя $K_U = F(f)$. Входное напряжение $E = 110$ В, нагрузка $R_n = 15$ Ом (а), $R_n = 10$ Ом (б): 1 – по данным симуляционной модели (LTSpice); 2 – по данным математической модели (MatLab)

Известно, что напряжение и ток на резонансных элементах могут значительно превышать входные значения. Соответственно, при разработке и анализе работы LLC-преобразователя необходимо учитывать их амплитудные значения и значения в момент переключения плечей моста. Эпюры напряжения на конденсаторе и тока резонансного контура представлены на рис. 10–13.

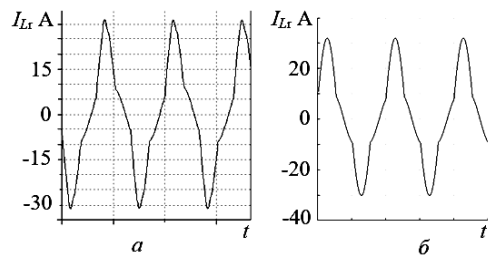


Рис. 10. Эпюры тока, полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 50$ кГц

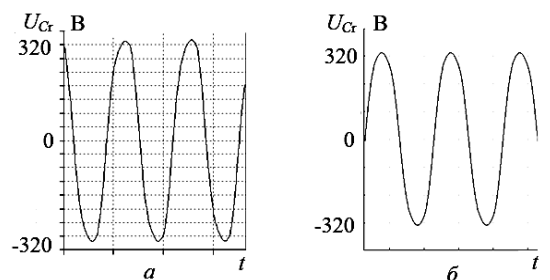


Рис. 11. Эпюры напряжения U_{Cr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 50$ кГц

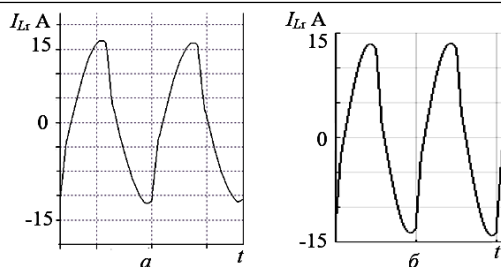


Рис. 12. Эпюры тока I_{Lr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 100$ кГц

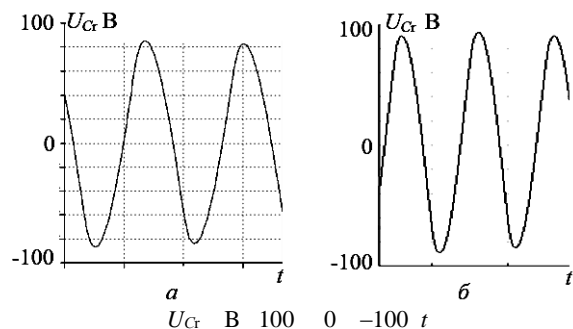


Рис. 13. Эпюры напряжения U_{Cr} , полученные по данным симуляционной модели (а) и математической модели (б), при сопротивлении нагрузки $R_n = 10$ Ом, частоте работы преобразователя $f = 100$ кГц

Выводы

Представленная математическая модель адекватно отражает работу LLC-преобразователя, позволяет вычислять с заданной дискретностью мгновенные значения выходного напряжения, напряжения на конденсаторе резонансного контура, тока резонансного контура, тока намагничивания трансформатора и может быть использована для проведения бифуркационного анализа и анализа частотных характеристик LLC-преобразователя.

С помощью данной математической модели и в результате имитационного моделирования были получены эпюры установившихся режимов работы LLC-преобразователя. При их сравнении относительная погрешность значений коэффициента усиления при различных значениях нагрузки не превышает 10%.

Литература

1. Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system. – PhD. – Blacksburgh, 2003. – 300 p.
2. Расчет полумостового LLC-резонансного преобразователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://valvolodin.narod.ru/articles/an4151_ru.pdf, свободный (дата обращения: 22.07.2019).
3. Li X.A. LLC-type dual-bridge resonant converter: analysis, design, simulation and experimental results // Power electronics. – 2014. – Vol. 2, No. 8. – P. 4313–4321.
4. Huang H. Разработка резонансного полумостового LLC-преобразователя [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://valvolodin.narod.ru/articles/slup263_ru.pdf, свободный (дата обращения: 02.07.2019).

5. Ivensky G. Approximate analyses of resonant LLC DC-DC converter / G. Ivensky, S. Bronstein, A. Abramovitz // Power electronics. – 2012. – Vol. 26, No 11. – P. 3274–3284.

6. Stolyarova A.A. Analyses of resonant converters at wide input voltage range / A.A. Stolyarova, S.G. Mikhailchenko // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2016. – P. 512–517.

7. Soeiro T. Optimal Design of Resonant Converter for Electrostatic Precipitators // The 2010 International Power Electronics Conference. – 2010. – P. 2294–2301.

8. Li X. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter / X. Li, A.K.S. Bhat // Power electronics. – 2010. – Vol. 25, No. 4. – P. 850–862.

9. Feng W. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter / W. Feng, F.C. Lee, P. Mattavelli // Power electronics. – 2013. – Vol. 28, No 1. – P. 457–466.

10. Михальченко Г.Я. Математические модели импульсных систем преобразования энергии / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко. – Томск, 2013. – 160 с.

11. Столярова А.А. Моделирование резонансного преобразователя в симуляторе LT-spice / А.А. Столярова, С.Г. Михальченко // VII Междунар. науч.-техн. конф. «Электромеханические преобразователи энергии». – 2015. – С. 228–234.

12. Lee I.-O. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for High- and wide-input-voltage applications / I.-O. Lee, G.-W. Moon // Power electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 6. – P. 2970–2979.

13. The high-efficiency isolated AC-DC converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier / Y.-Y. Kim, J.-W. Baek, m.-H. Ryu, J.H. Kim, J.-H. Jung // Power electronics. – 2014. – Vol. 29, No. 8. – P. 4017–4027.

14. Kim J.W. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses / J.W. Kim, G.-W. Moon // Power electronics. – 2014. – Vol. 28, No. 8. – P. 4278–4287.

15. Optimizing the LLC-LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications / R. Beiranvand, M.R. Zolghadri, B. Rashidian, S. M.H. Alavi // Power electronics. – 2011. – Vol. 26, No. 11. – P. 3189–3205.

Столярова Анна Афанасьевна

Инж.-конструктор 2-й кат. АО «НПЦ «Полус»
Кирова прт, 56 в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 60-67-23
Эл. почта: mail2004@ngs.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор каф.
промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУР
Вершинина ул., 74, г. Томск, Россия, 634045
Тел.: +7 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Апасов Владимир Иванович

Канд. техн. наук, вед. инж.-конструктор
АО «НПЦ «Полус»
Кирова прт, 56 в, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: +7 (382-2) 60-67-23
Эл. почта: info@polus-tomsk.ru

Stolyarova A.A., Mikhalechenko S.G., Apasov V.I.

Mathematical model of the LLC resonant converter

The numerical-analytical model of the voltage regulator based on full-bridge LLC resonant converter is proposed in this paper. In the text of the article LLC converters operation algorithm on each working interval is investigated. The proposed mathematical model describes key elements behavior on duty cycle and allows the study of nonlinear dynamic characteristics of these type power converters. Also, the results of mathematical and simulation the modeling main parameters of the LLC converters, which confirm the adequacy of the proposed mathematical model are given.

Keywords: LLC converter, resonant circuit, mathematical modeling.

doi: 10.21293/1818-0442-2020-23-3-86-91

References

1. Yang B. Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system: Ph.D, Blacksburgh, 2003, 300 p.
2. Design half-bridge LLC resonant converter. (In Russ.) Available at: http://valvolodin.narod.ru/articles/an4151_ru.pdf (Accessed: July 22, 2019).
3. Li X.A. LLC-type dual-bridge resonant converter: analysis, design, simulation and experimental results. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2014, vol. 2, no. 8, pp. 4313–4321.
4. Huang H. Dedign of the resonant half-bridge LLC-converter (in Russ.), Available at: http://valvolodin.narod.ru/articles/slup263_ru.pdf (Accessed: July 02, 2019).
5. Ivensky G. Bronstein S. Abramovitz A. Approximate analyses of resonant LLC DC-DC converter. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2012, vol. 26, no. 11, pp. 3274–3284.
6. Stolyarova A.A. Mikhalechenko S.G. Analyses of resonant converters at wide input voltage range. *17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM)*, Novosibirsk, 2016, pp. 512–517.
7. Soeiro T. Optimal Design of Resonant Converter for Electrostatic Precipitators. *The 2010 International Power Electronics Conference*, Sapporo, Japan, 2010, pp. 2294–2301.
8. Li X., Bhat A.K.S. Analysis and design of high frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2010, vol. 25, № 4, pp. 850–862.
9. Feng W., Lee F.C., Mattavelli P. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2013, vol. 28, no. 1, pp. 457–466.
10. Mikhalechenko G.Y., Mikhalechenko S.G. *Matematicheskie modeli sistem preobrazovaniya* [Mathematical models of converter system]. Tomsk, 2013, 160 p. (in Russ.).
11. Stolyarova A.A. Mikhalechenko S.G. *Modelirovanie resonansnogo preobrazovatelya v simulyatore LTspice*. [Modelling a resonant converter in LTspice simulator], VII Mejdunar. nauch.- tehn. konf. «Elektromehaniicheskie preobrazovately energii» [*Electromechanical Power Converters*], 2015, pp. 228–234 (in Russ.).
12. Lee I.-O., Moon G.-W. Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for High- and wide-input-voltage applications. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2012, vol. 27, no. 6, pp. 2970–2979.
13. Kim Y.-Y., Baek J.-W., Ryu M.-H., Kim J.H., Jung J.-H. The high-efficiency isolated AC-DC converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2014, vol. 29, no. 8, pp. 4017–4027.
14. Kim J.W., Moon G.-W. A new LLC series resonant converter with a narrow switching frequency variation and reduced conduction losses. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2014, vol. 28, no. 8, pp. 4278–4287.
15. Beiranvand R., Zolghadri M.R., Rashidian B., Alavi M.H. Optimizing the LLC-LC resonant converter topology for wide-output-voltage and wide-output-load applications. *IEEE Transactions on Power electronics*, 2011, vol. 26, no. 11, pp. 3189–3205.

Anna A. Stolyarova

Engineer-designer Stock Company
«Scientific & Industrial Centre «Polyus»
56 v, Kirova pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-67-23
Email: mail2004@ngs.ru

Sergey G. Mikhalechenko

Doctor of Engineering Sciences, Professor,
Department of Industrial Electronics, Tomsk State University
of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
74, Verzhinina st., Tomsk, Russia, 634045
Phone: +7 (382-2) 41-32-32
Email: msg@ie.tusur.ru

Vladimir I. Apasov

Engineer-designer Stock Company
«Scientific & Industrial Centre «Polyus»
56 v, Kirova pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 60-67-23
Email: info@polus-tomsk.ru