DOI: 10.51932/9785907271739_285
УДК 621.314

Г.В. Малинин, Л.С. Севриков
(г. Чебоксары, Чувашский государственный университет им. И.Н. Ульянова)

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

SIMULATION OF A RESONANT DC-DC VOLTAGE CONVERTER

Рассмотрены методы математического моделирования резонансного преобразователя постоянного напряжения как нелинейной системы. Показаны достоинства и недостатки методов моделирования.

Methods of mathematical modeling of a resonant DC-DC voltage converter as a nonlinear system are considered. The advantages and disadvantages of modeling methods are shown.

Ключевые слова: резонансный преобразователь постоянного напряжения, векторно-матричные уравнения, метод разделения движений, метод припасовывания.

Keywords: resonant DC-DC converter, vector-matrix equations, motion separation method, fitting method.

Наиболее целесообразным методом расчета процессов в резонансных преобразователях постоянного напряжения (ППН) является метод припасовывания. Он сводится к решению систем линейных дифференциальных уравнений на интервалах времени линейности ППН и может быть использован как при ШИМ, так и при ЧИМ регулировании. Для упрощения математического описания в резонансных ППН метод припасовывания может использоваться в сочетании с методом разделения процессов на быстрые (в *LC*-контуре) и медленные (в выходной цепи). Тогда при расчете процессов в *LC*-контуре, который можно выполнять отдельно от выходной цепи, выходное напряжение ППН считается постоянным за полпериода колебаний инвертора $T_п=T/2$, изменение выходного напряжения рассчитывается методом усреднения, его пульсации не учитываются. Уравнения *LC*-контура могут решаться векторно-матричным, классическим и операторным методами. Далее методы расчета рассматриваются применительно к резонансному ППН типа *LLC* [1, 2]. Полученные соотношения будут справедливы и для ППН с простым последовательным *LC*-контуром, если в них принять индуктивность намагничивания, равной бесконечности.

На рис. 1 представлена схема силовой части ППН типа *LLC*. С учетом *T*-образной линейной эквивалентной схемы трансформатора схема замещения колебательного *LC*-контура представляется в виде, указанном на рис. 2, *а*, где $u_и$ – напряжение на выходе инверторного моста, u'_2 - напряжение на вторичной обмотке трансформатора, приведенное к первичной обмотке, $L_1=L_к+L_{s1}$, $L_к$ – индуктивность внешнего дросселя, L_{s1}, L'_{s2} - индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора и приведенная к первичной обмотке индуктивность рассеяния вторичной обмотки; r_1, r_2' - активные сопротивления цепи первичной обмотки трансформатора и приведенное к первичной обмотке активное сопротивление цепи вторичной обмотки. В преобразователях типа *LLC* индуктивность намагничивания трансформатора L_μ обычно соизмерима с индуктивностью рассеяния $L_s = L_{s1} + L_{s2}'$ ($L_\mu \approx 10 L_s$).

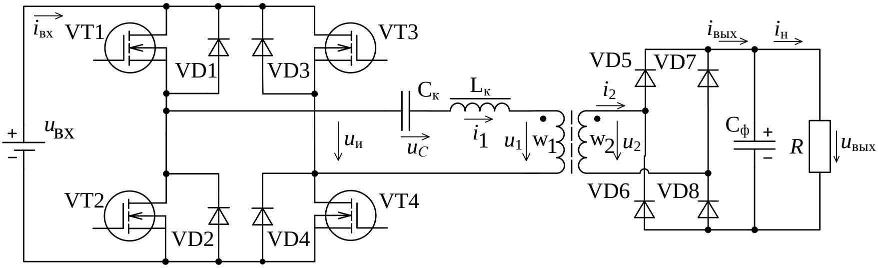
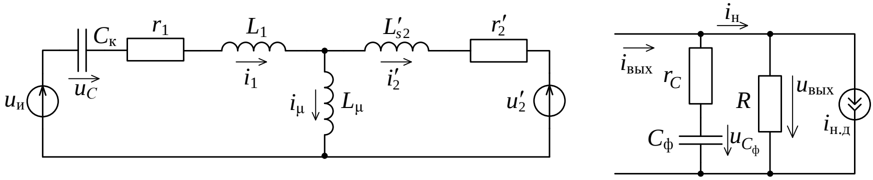


Рис. 1. Силовая часть резонансного преобразователя постоянного напряжения LLC типа



а *б*

Рис. 2. Эквивалентные схемы: а - для колебательного LC-контура; б - для выходной цепи ППН

Векторно-матричный метод.

Для схемы на рис. 1, *б* справедливы следующие уравнения

$$L_1 \frac{di_1}{dt} + r_1 i_1 + u_C + L_{s2}' \frac{di_2'}{dt} + r_2 i_2' = u_и - u_2',$$

$$L_\mu \frac{di_\mu}{dt} - L_{s2}' \frac{di_2'}{dt} - r_2 i_2' = u_2', \qquad (1)$$

$$C_к \frac{du_C}{dt} = i_1 .$$

Принимая за переменные состояния *LC*-контура токи i_1, i_2' и напряжение u_C, исключим ток намагничивания $i_\mu = i_1 - i_2'$ из второго уравнения (1). Тогда из уравнений (1) получим уравнения

$$\frac{di_1}{dt} = -(1+\lambda_2)\frac{r_1}{L_1^*} i_1 - \frac{r_2'}{L_1^*} i_2' - \frac{1+\lambda_2}{L_1^*} u_C + \frac{1+\lambda_2}{L_1^*} u_и - \frac{1}{L_1^*} u_2', \qquad (2)$$

$$\frac{di_2'}{dt} = -\frac{r_1}{L_1^*} i_1 - \frac{(1+\lambda_1) r_2'}{L_1^*} i_2' - \frac{1}{L_1^*} u_C + \frac{1}{L_1^*} u_и - \frac{1+\lambda_1}{L_1^*} u_2', \tag{3}$$

где введены обозначения

$$\lambda_1 = L_1/L_\mu,\ \lambda_2 = L'_{s2}/L_\mu,\ L_1^* = L_1\left(1+\lambda_2+\lambda_2/\lambda_1\right).$$

Систему, состоящую из (2), (3) и третьего уравнения (1), можно записать в векторно-матричной форме

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bv}, \tag{4}$$

где $\mathbf{x}$ – вектор состояния LC-контура, $\mathbf{v}$ – вектор внешних воздействий;

$$\mathbf{x} = \begin{Vmatrix} i_1 \\ i_2' \\ u_C \end{Vmatrix};\ \mathbf{v} = \begin{Vmatrix} u_и \\ u_2' \end{Vmatrix};\ \mathbf{A} = \begin{Vmatrix} -\frac{(1+\lambda_2) r_1}{L_1^*} & -\frac{r_2'}{L_1^*} & -\frac{1+\lambda_2}{L_1^*} \\ -\frac{r_1}{L_1^*} & -\frac{(1+\lambda_1) r_2'}{L_1^*} & -\frac{1}{L_1^*} \\ \frac{1}{C_к} & 0 & 0 \end{Vmatrix};\ \mathbf{B} = \begin{Vmatrix} \frac{1+\lambda_2}{L_1^*} & -\frac{1}{L_1^*} \\ \frac{1}{L_1^*} & -\frac{1+\lambda_1}{L_1^*} \\ 0 & 0 \end{Vmatrix}.$$

В схеме на рис. 2, *а* $u_и = u_{вх}$ при открытых транзисторах VT1, VT4 (или при открытых диодах VD1, VD4) и $u_и = -u_{вх}$ при открытых транзисторах VT2, VT3 (или при открытых диодах VD2, VD3).

$$u_2' = \begin{cases} u_{вых.ср}/n_{тр} & \text{при } i_2' > 0, \\ -u_{вых.ср}/n_{тр} & \text{при } i_2' < 0, \end{cases}$$

где $u'_{вых} = u_{вых}/n_{тр}$ - среднее значение выходного напряжения, приведенное к первичной обмотке трансформатора; $n_{тр} = w_2/w_1$ – коэффициент трансформации трансформатора. Процессы в выходной цепи, а именно, определение $u_{вых.ср}$, рассматриваются отдельно [1, 2].

На интервалах времени постоянства вектора внешних воздействий ($\mathbf{v}$=const) решение уравнения (4) можно представить в виде

$$\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}(t)}\left[\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}(\infty)\right] + \mathbf{x}(\infty), \tag{5}$$

где $\mathbf{x}(0)$ – начальное значение вектора $\mathbf{x}(t)$ для рассматриваемого интервала времени; $\mathbf{x}(\infty) = \lim_{t\to\infty} \mathbf{x}(t)$ - асимптотическое значение вектора $\mathbf{x}(t)$, элементы которого можно найти непосредственно из рис. 2, *а*. Фундаментальная (переходная) матрица $\mathbf{\Phi}(t) = e^{\mathbf{A}t} = L^{-1}\left[\left(p\mathbf{1} - \mathbf{A}\right)^{-1}\right]$ определяется через обратное преобразование Лапласа.

Достоинством рассмотренного метода математического моделирования является компактность представления математической модели с одновременной простотой ее реализации, например, средствами MatLab.

Операторный метод.

Этот метод основан на преобразовании по Лапласу уравнений (2), (3) и третьего уравнения системы (1). После преобразований имеем

$$pI_1(p)-i_1(0)=-(1+\lambda_2)\frac{r_1}{L_1^*}I_1(p)-\frac{r_2'}{L_1^*}I_2'(p)-\frac{1+\lambda_2}{L_1^*}U_C(p)+\frac{1+\lambda_2}{L_1^*}U_{\text{и}}(p)-\frac{U_2'(p)}{L_1^*},$$

$$pI_2'(p)-i_2'(0)=-\frac{r_1}{L_1^*}I_1(p)-\frac{(1+\lambda_1)r_2'}{L_1^*}I_2'(p)-\frac{U_C(p)}{L_1^*}+\frac{U_{\text{и}}(p)}{L_1^*}-\frac{1+\lambda_1}{L_1^*}U_2'(p),$$

$$pU_C(p)-u_C(0)=\frac{I_1(p)}{C_{\text{к}}} \text{ или } U_C(p)=\frac{I_1(p)}{pC_{\text{к}}}+\frac{u_C(0)}{p}.$$

Другой вариант операторного метода расчета, изучаемый в теории электрических цепей, основан на составлении операторных уравнений непосредственно по схеме замещения рис. 2, *а*. При этом операторное падение напряжения на индуктивности определяется выражением $U_L(p)=L\left[pI_L(p)-i_L(0)\right]$, а на емкости – выражением $U_C(p)=\dfrac{I_C(p)}{Cp}+\dfrac{u_C(0)}{p}$.

Тогда для схемы на рис. 2, *а* вместо уравнений (1) с учетом равенства $i_\mu=i_1-i_2'$ сразу можно записать

$$L_1\left[pI_1(p)-i_1(0)\right]+r_1I_1(p)+\frac{1}{p}\left[\frac{1}{C_{\text{к}}}I_1(p)+u_C(0)\right]+$$

$$+L_{s2}'\left[pI_2'(p)-i_2'(0)\right]+r_2'I_2'(p)=U_{\text{и}}(p)-U_2'(p),$$

$$L_\mu\left\{p\left[I_1(p)-I_2'(p)\right]-i_1(0)+i_2'(0)\right\}-L_{s2}'\left[pI_2'(p)-i_2'(0)\right]-r_2'I_2'(p)=U_2'(p),$$

$$C_{\text{к}}\left[pU_C(p)-u_C(0)\right]=I_1(p).$$

В простейшем случае изображения искомых переменных вектора состояния определяются методом исключения, что, однако, довольно громоздко. Особенностью операторного метода математического моделирования является то, что для определения величин $i_1(t)$, $i_2'(t)$ и $u_C(t)$ не требуется проводить никаких матричных преобразований. Однако вероятность появления ошибки при определении оригинала по его изображению значительно выше, чем в рассмотренном векторно-матричном способе моделирования резонансного ППН.

Список литературы

1. *Белов, Г.А.* Расчет и моделирование переходных процессов в резонансном преобразователе постоянного напряжения типа LLC/ Г.А. Белов, Г.В. Малинин, Л.С. Севриков // Электротехника. – 2019. – №8. – С. 26-31.

2. *Белов, Г.А.* Методика расчета переходных процессов резонансном преобразователе постоянного напряжения/ Г.А. Белов, Г.В. Малинин // Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике: материалы XII Всерос. науч.-техн. конф. – Чебоксары, 2020. – С. 164-172.

Материал поступил в редколлегию 12.10.20.