三相高频AC/DC/DC变换器的宽频等效建模方法

张扬[1],高添[1],林卫星[2]
(1.南昌工程学院 机械与电气工程学院,江西 南昌 330099;
2.特变电工新疆新能源股份有限公司,新疆 乌鲁木齐 830011)

摘要:光伏逆变器、充电桩、储能变流器和风电变流器等常见电力电子设备都属于三相高频AC/DC/DC变换器,其应用范围非常广泛,涵盖了工业和民用领域。由于三相高频变换器快速的开断能力,其产生的高频谐波分量不可忽略。传统的开关模型解析困难、平均模型忽略了高频分量,二者在分析高频谐波上存在不足。基于此,提出一种三相高频AC/DC/DC变换器的宽频等效建模方法,与传统建模方法相比,所提模型基于归一化的方法化简模型形式,采用复数卷积傅里叶级数同时分析低频信号和高频信号,在Matlab/Simulink中搭建仿真模型,通过模型在不同工作状态仿真数据与试验数据的对比,验证了所提方法的正确性。

关键词:三相变换器;高频谐波;等效建模;归一化;傅里叶级数
中图分类号:TM28 **文献标识码**:A **DOI**:10.19457/j.1001-2095.dqcd22672

Broadband Equivalent Modeling Method of Three-phase High Frequency AC/DC/DC Converter

ZHANG Yang[1],GAO Tian[1],LIN Weixing[2]
(1.*School of Mechanical and Electric Engineering*,*Nanchang Institute of Technology*,*Nanchang* 330099,
Jiangxi,*China*;2. *TBEA China Xinjiang Sunoasis Co.*,*Ltd.*,*Urumqi* 830011,*Xinjiang*,*China*)

Abstract: Photovoltaic inverter, charging pile, energy storage converter, wind power converter and other common power electronic equipment are three-phase high frequency AC/DC/DC converter, which is widely used in industrial and civil fields. Due to the fast switching capability of three-phase high frequency converter, its high frequency harmonic components can't be ignored. The traditional switch model is difficult to analyze, and the average model ignores the high frequency components, which have shortcomings in analyzing high frequency harmonics. Based on this, a broadband equivalent modeling method of three-phase high frequency AC/DC/DC converter was proposed. Compared with the traditional modeling methods, the proposed model is based on the normalization method to simplify the model form, use complex convolution Fourier series to analyze low frequency signal and high frequency signal simultaneously. The simulation model was built in Matlab/Simulink, and the correctness of the proposed method was verified by comparing the simulation data and experimental data of the model in different working states.

Key words: three-phase inverter;high frequency harmonics;equivalent modeling;normalization;Fourier series

三相高频AC/DC/DC变换器是交流到宽幅直流能量的变换装置,在新能源领域运用越来越广泛[1]。光伏逆变器、充电桩、储能变流器、风电变流器等常见电力电子设备都属于三相高频AC/DC/DC变换器[2-3]。由于三相高频AC/DC/DC变换器的工作特性,在开关器件快速通断过程中会产生高频谐波,而在传统的建模方法中往往忽略高频谐波分量,但此高频谐波分量却容易引起设备的振荡与不稳定,从而造成系统运行可靠性变差。

为了准确预测三相高频变换器中的高频谐波分量,提高设备的动态性与稳定性,充分发挥电力电子设备在新能源领域的优势,对三相高频变换器建模分析显得尤为重要[4-6]。目前,三相高频变换器的建模主要包含开关等效模型和小信号平均等效模型两大类。

传统开关模型考虑了各开关器件及电路状

基金项目:国家自然科学基金(51867019);江西省教育厅科技项目(GJJ180961)
作者简介:张扬(1985—),男,博士后,讲师,Email:rxzhangyang@foxmail.com
通讯作者:高添(1997—),男,硕士在读,Email:gaotian.work@qq.com

态的高频切换，更贴近变换器的实际工作情况，但开关模型不仅解析困难且是非线性模型，不利于系统控制；小信号平均模型是低频平均模型，虽然容易拓展到采用不同控制方法的开关变换器或分布式系统，但是其精确度只能满足低频准确，无法在高频电路中使用。因此，二者都不能准确预测设备中的高频谐波分量[7-8]。文献[9-11]提出了连续和非连续导通模式下高频变换器的开关模型，虽然通过该模型分析得到的电压电流波形与实际波形的跟随性较好、高频谐波预测误差较小，但是经开关模型得到的计算方程简化困难而且是离散型非线性的，不利于控制。文献[12-14]提出了高频变换器的小信号平均模型，虽然得到的微分方程是线性化的，电流、电压波形可控制，但小信号平均模型只能提供高频变换器在某一个稳态工作点的特性，并且忽略了高次谐波分量，与实际电路中存在的谐波分量差别较大，不适用于具有高次谐波的系统。

综上所述，本文提出一种具有通用性的三相高频AC/DC/DC变换器的宽频等效建模方法，该方法与传统方法相比，得到的电流、电压波形不仅是线性可控的，而且与实际电路中的波形保持较强的跟随性，能准确预测电路的高频谐波分量，所以可实时反映实际电路的工况，增强电路控制的精确性，提高运行的可靠性。

1　三相高频AC/DC/DC变换器的拓扑结构及传统等效模型

1.1　三相高频AC/DC/DC变换器的拓扑结构

图1为三相高频AC/DC/DC变换器拓扑结构图。如图1所示，拓扑图包含三相AC/DC电压源型变换器电路和DC/DC斩波电路。

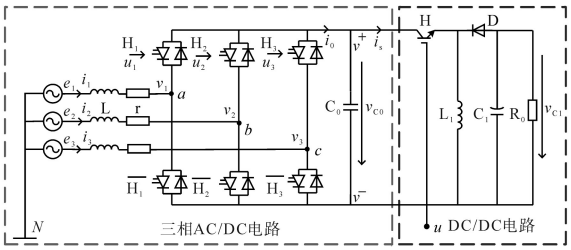


图1　三相高频AC/DC/DC变换器拓扑图

Fig.1　Topological diagram of three-phase high frequency AC/DC/DC converter

图1中，$i_k(k=1,2,3)$为三相交流电流；$e_k(k=1,2,3)$为三相交流电压；N为电压v^+和v^-参考地电网中性点；i_s为直流环节的电流；i_0为滤波电容电流；v_{C0}为直流电容电压；a，b和c点的电压v_1，v_2和v_3为开关变量；L，r分别为三相AC/DC电压源型变换器的电感和电阻；u_k为晶闸管状态，$u_k\in\{-1,1\}$，$k=1,2,3$；L_1，R_0分别为DC/DC斩波电路的电感和电阻；C_1为DC/DC斩波电路的电容；v_{C1}为DC/DC斩波电路的直流输出电压；H为DC/DC斩波电路的晶闸管；D为DC/DC斩波电路的二极管；u为DC/DC斩波电路的占空比。

1.2　三相AC/DC/DC变换器的传统等效模型

对图1三相电压源变换器部分选择状态变量为$\boldsymbol{x}=[i_1\ i_2\ i_3\ v_{C0}]^{\mathrm{T}}$，由基尔霍夫定律（电感、电阻忽略不计），状态方程为

$$\begin{cases} L\dot{i}_k = e_k - v_k & k=1,2,3 \\ C_0\dot{v}_{C0} = i_0 - i_s \end{cases} \tag{1}$$

对于电压v_1，v_2和v_3，有

$$v_k = \begin{cases} v^+ & \mathrm{H}_k\text{导通} \\ v^- & \mathrm{H}_k\text{关断} \end{cases} \quad k=1,2,3$$

考虑三相对称系统三相电压$\sum_{k=1}^{3} e_k = 0$，三相电流$\sum_{k=1}^{3} i_k = 0$，逆变电压$\sum_{k=1}^{3} v_k = 0$，代入式(1)简化可得三相电压源变换器状态空间的方程为

$$\begin{cases} L\dot{i}_k = e_k - \dfrac{v_{C0}\cdot u_k}{2} + \dfrac{v_{C0}}{6}\sum_{k=1}^{3} u_k & k=1,2,3 \\ C_0\dot{v}_{C0} = \dfrac{1}{2}\cdot\sum_{k=1}^{3} i_k\cdot u_k - i_s \end{cases} \tag{2}$$

对图1斩波电路部分电源等效为E_1，选取状态变量$\boldsymbol{x}=[i_{L1}\ v_{C1}]^{\mathrm{T}}$，计算得到斩波电路传统模型以$\dot{x}=\boldsymbol{A}\cdot\boldsymbol{x}+(\boldsymbol{B}\cdot\boldsymbol{x}+\boldsymbol{b})\cdot\boldsymbol{u}+\boldsymbol{d}$的标准形式方程为

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & \dfrac{1}{L_1} \\ -\dfrac{1}{C_1} & -\dfrac{1}{R_0C_1} \end{bmatrix}\cdot\boldsymbol{x} + \left(\begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L_1} \\ \dfrac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix}\cdot\boldsymbol{x} + \begin{bmatrix} \dfrac{E_1}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}\right)\boldsymbol{u} \tag{3}$$

2　三相高频AC/DC/DC变换器的宽频等效模型

2.1　三相AC/DC变换器的宽频等效建模

三相AC/DC变换器的宽频等效建模基于卷积傅里叶级数方法，因此，周期变量$x(t)$为

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k(t)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}k\omega t} \tag{4}$$

其中

$$x_k(t) = \frac{1}{T}\int_{t-T}^{t} x(\tau)\cdot \mathrm{e}^{\mathrm{j}k\omega\tau}\mathrm{d}\tau \tag{5}$$

$$T = 2\pi/\omega$$

式中：ω为角频率；$x_k(t)$为k阶分量的系数。

令$x_k(t)=\langle x\rangle_k(t)$，由式(4)和式(5)可推导出关于滑动平均的导数为

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\langle x\rangle_k(t)=\left\langle \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}x\right\rangle_k(t)-\mathrm{j}k\omega\langle x\rangle_k(t) \tag{6}$$

第二属性与变量乘积有关，变量乘积为

$$\langle x\cdot y\rangle_k(t)=\sum_i\langle x\rangle_{k-i}(t)\cdot\langle y\rangle_i(t) \tag{7}$$

由式(2)假设交流电流i_k具有零平均值，同时忽略电容电压v_{C0}的交流分量，结合式(6)可得：

$$\begin{cases} L\langle \dot{i}_k\rangle_1=-\mathrm{j}\omega L\langle i_k\rangle_1+\langle e_k\rangle_1-\dfrac{\langle v_{C0}\rangle_0\cdot\langle u_k\rangle_1}{2}+\dfrac{\langle v_{C0}\rangle_0}{6}\sum_{k=1}^{3}\langle u_k\rangle_1 \\ C_0\langle \dot{v}_{C0}\rangle_0=\dfrac{1}{2}\sum_{k=1}^{3}\langle i_k\cdot u_k\rangle_0-\langle i_s\rangle_0 \end{cases} \tag{8}$$

$$\begin{cases} \langle i_1\rangle_1=x_1+\mathrm{j}x_2 \\ \langle i_2\rangle_1=y_1+\mathrm{j}y_2 \\ \langle i_3\rangle_1=z_1+\mathrm{j}z_2 \\ \langle u_1\rangle_1=a_1+\mathrm{j}a_2 \\ \langle u_2\rangle_1=b_1+\mathrm{j}b_2 \\ \langle u_3\rangle_1=c_1+\mathrm{j}c_2 \end{cases} \tag{9}$$

若$e(t)$为幅值为E的正弦波，则$e(t)=E\sin\omega t$，由式(5)可得三相电压系统$\{e_k\}_k$一阶分量滑动平均为

$$\begin{cases} \langle e_1\rangle_1=\dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t-T}^{t}x(\tau)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}k\omega\tau}\mathrm{d}\tau \\ \quad=\dfrac{\omega}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}E\sin(\omega t)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega\tau}\mathrm{d}\tau \\ \quad=\dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_0^{2\pi}E\sin(\omega t)\cdot[\cos(\omega t)-\mathrm{j}\sin(\omega t)]\mathrm{d}(\omega\tau) \\ \quad=-\mathrm{j}E/2 \\ \langle e_2\rangle_1=-\sqrt{3}E/4+\mathrm{j}E/4 \\ \langle e_3\rangle_1=\sqrt{3}E/4+\mathrm{j}E/4 \end{cases} \tag{10}$$

信号u_k的一阶分量代表控制输入β_k，β_k是一个三相系统，因此，可得：

$$\sum_{k=1}^{3}\beta_k=\sum_{k=1}^{3}\langle u_k\rangle_1=0 \tag{11}$$

应用式(7)结合式(9)分析式(8)中直流电压等式中的耦合项可得：

$$\begin{cases} \langle i_1\cdot u_1\rangle_0=2(x_1a_1+x_2a_2) \\ \langle i_2\cdot u_2\rangle_0=2(y_1b_1+y_2b_2) \\ \langle i_3\cdot u_3\rangle_0=2(z_1c_1+z_2c_2) \end{cases} \tag{12}$$

将式(9)~式(12)代入式(8)，实部和虚部对应相等，得到三相AC/DC电压源型变换器的通用模型表达式为

$$\begin{cases} \dot{x}_1=\omega x_2-1/2\langle v_{C0}\rangle_0a_1/L \\ \dot{x}_2=-\omega x_1-1/2\langle v_{C0}\rangle_0a_2/L-E/(2L) \\ \dot{y}_1=\omega y_2-1/2\langle v_{C0}\rangle_0b_1/L-\sqrt{3}E/(4L) \\ \dot{y}_2=-\omega y_1-1/2\langle v_{C0}\rangle_0b_2/L+E/(4L) \\ \dot{z}_1=\omega z_2-1/2\langle v_{C0}\rangle_0c_1/L+\sqrt{3}E/(4L) \\ \dot{z}_2=-\omega z_1-1/2\langle v_{C0}\rangle_0c_2/L+E/(4L) \\ C_0\langle \dot{v}_{C0}\rangle_0=(x_1a_1+x_2a_2+y_1b_1+y_2b_2+z_1c_1+z_2c_2)-\langle i_s\rangle_0 \end{cases} \tag{13}$$

变换关系如下：

$$\begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \cos(\omega t-2\pi/3) & \sin(\omega t-2\pi/3) \\ \cos(\omega t+2\pi/3) & \sin(\omega t+2\pi/3) \end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \end{bmatrix} \tag{14}$$

可得经过变换后的三相电流方程式为

$$\begin{cases} i_1=i_q\cos(\omega t)+i_d\sin(\omega t) \\ i_2=(-1/2i_q-\sqrt{3}/2i_d)\cos(\omega t)+(\sqrt{3}/2i_q-1/2i_d)\sin(\omega t) \\ i_3=(-1/2i_q+\sqrt{3}/2i_d)\cos(\omega t)+(-\sqrt{3}/2i_q-1/2i_d)\sin(\omega t) \end{cases} \tag{15}$$

三相电流各相都是一个零均值交流变量，因此可通过其一阶分量近似，结合式(9)可得：

$$\begin{cases} i_1=2x_1\cos(\omega t)-2x_2\sin(\omega t) \\ i_2=2y_1\cos(\omega t)-2y_2\sin(\omega t) \\ i_3=2z_1\cos(\omega t)-2z_2\sin(\omega t) \end{cases} \tag{16}$$

比较式(15)和式(16)可推导出三相电流一阶分量滑动平均的实部和虚部与i_d和i_q之间关系式为

$$\begin{cases} x_1=1/2i_q \\ x_2=-1/2i_d \\ y_1=-1/4i_q-\sqrt{3}/4i_d \\ y_2=-\sqrt{3}/4i_q+1/4i_d \\ z_1=-1/4i_q+\sqrt{3}/4i_d \\ z_2=\sqrt{3}/4i_q+1/4i_d \end{cases} \tag{17}$$

同理可得三个控制输入β_k的一阶分量滑动平均实部和虚部与相关dq分量的关系式为

$$\begin{cases} a_1 = 1/2\beta_q \\ a_2 = -1/2\beta_d \\ b_1 = -1/4\beta_q - \sqrt{3}/4\beta_d \\ b_2 = -\sqrt{3}/4\beta_q + 1/4\beta_d \\ c_1 = -1/4\beta_q + \sqrt{3}/4\beta_d \\ c_2 = \sqrt{3}/4\beta_q + 1/4\beta_d \end{cases} \tag{18}$$

最后，根据式(13)、式(17)和式(18)得到在d-q旋转坐标系下与电网电压矢量$\boldsymbol{e}_1$同步的三相AC/DC变换器的宽频等效建模方程如下：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = \omega i_q + \dfrac{E}{L} - \dfrac{\langle v_{C0}\rangle_0}{2L}\beta_d \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -\omega i_d - \dfrac{\langle v_{C0}\rangle_0}{2L}\beta_q \\ \dfrac{\mathrm{d}\langle v_{C0}\rangle_0}{\mathrm{d}t} = \dfrac{3}{4C_0}(i_d\beta_d + i_q\beta_q) - \dfrac{1}{C_0}\langle i_s\rangle_0 \end{cases} \tag{19}$$

2.2　高频AC/DC/DC变换器的宽频等效建模

为了结果的通用性，采用符号规范式(3)的模型，表示归一值：

$$\begin{cases} i = i_L/(\omega_0 C_1 E_1) \\ v = v_{C1}/E_1 \\ \omega = \omega_S/\omega_0 \\ \omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1} \\ \tau = \omega_0 t \\ \theta_0 = \omega_0 R_0 C_1 \end{cases} \tag{20}$$

式中：ω_S为开关角频率；ω_0为串联谐振频率；θ_0为电路品质因数；τ为相对于初始时间变量t展开。

将式(20)代入式(3)得到归一化后的方程为

$$\begin{cases} \mathrm{d}i/\mathrm{d}\tau = v - uv + u \\ \mathrm{d}v/\mathrm{d}\tau = -v/\theta_0 + ui - i \end{cases} \tag{21}$$

式中：i,v分别为电感电流和电容电压归一化的值。

每一个状态具有一个直流分量和开关频率的交流分量。对式(21)中每个方程各项执行零阶和一阶平均可得：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\langle i\rangle_0 = \langle u\rangle_0 + \langle v\rangle_0 - \langle u\cdot v\rangle_0 \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\langle v\rangle_0 = -\langle v\rangle_0/\theta_0 + \langle u\cdot i\rangle_0 - \langle i\rangle_0 \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\langle i\rangle_1 = -\mathrm{j}\omega\langle i\rangle_1 + \langle u\rangle_1 + \langle v\rangle_1 - \langle u\cdot v\rangle_1 \\ \dfrac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\tau}\langle v\rangle_1 = -\mathrm{j}\omega\langle v\rangle_1 - \langle v\rangle_1/\theta_0 + \langle u\cdot i\rangle_1 - \langle i\rangle_1 \end{cases} \tag{22}$$

开关函数如图2所示，n=1时晶闸管导通，n=0时晶闸管断开。

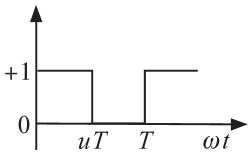


图2　开关函数

Fig.2　Switch function

运用式(5)即可得到：

$$\begin{cases} \langle u\rangle_0 = \dfrac{\omega}{2\pi}\displaystyle\int_0^{uT} 1\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}0\omega\tau}\mathrm{d}\tau = u \\ \langle u\rangle_1 = \dfrac{\omega}{2\pi}\displaystyle\int_0^{uT} 1\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}1\omega\tau}\mathrm{d}\tau = \dfrac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + \mathrm{j}\dfrac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi} \end{cases} \tag{23}$$

令$\langle i\rangle_0 = x_1$,$\langle i\rangle_1 = x_2 + \mathrm{j}x_3$,$\langle v\rangle_0 = x_4$,$\langle v\rangle_1 = x_5 + \mathrm{j}x_6$，由式(7)结合式(23)可得：

$$\begin{aligned} \langle i\cdot u\rangle_0 &= \langle i\rangle_0\cdot\langle u\rangle_0 + \langle i\rangle_1\cdot\langle u\rangle_{-1} + \langle i\rangle_{-1}\cdot\langle u\rangle_1 \\ &= ux_1 + 2\left[x_2\frac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + x_3\frac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned} \langle v\cdot u\rangle_0 &= \langle v\rangle_0\cdot\langle u\rangle_0 + \langle v\rangle_1\cdot\langle u\rangle_{-1} + \langle v\rangle_{-1}\cdot\langle u\rangle_1 \\ &= ux_4 + 2\left[x_5\frac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + x_6\frac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \end{aligned} \tag{25}$$

$$\begin{aligned} \langle i\cdot u\rangle_1 &= \langle i\rangle_0\cdot\langle u\rangle_1 + \langle i\rangle_1\cdot\langle u\rangle_0 \\ &= u\cdot(x_2 + \mathrm{j}x_3) + x_1\cdot\left[\frac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + \mathrm{j}\frac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned} \langle v\cdot u\rangle_1 &= \langle v\rangle_0\cdot\langle u\rangle_1 + \langle v\rangle_1\cdot\langle u\rangle_0 \\ &= u\cdot(x_5 + \mathrm{j}x_6) + x_4\cdot\left[\frac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + \mathrm{j}\frac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \end{aligned} \tag{27}$$

将式(23)~式(27)代入式(21)可得：

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u + (1-u)\cdot x_4 - 2\left[x_5\cdot\dfrac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + x_6\cdot\dfrac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \\ \dot{x}_2 = \omega\cdot x_3 + (1-u)\cdot x_5 + (1-x_4)\cdot\dfrac{\sin(2\pi u)}{2\pi} \\ \dot{x}_3 = -\omega\cdot x_2 + (1-u)\cdot x_6 + (1-x_4)\cdot\dfrac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi} \\ \dot{x}_4 = -\dfrac{x_4}{\theta_0} + (u-1)\cdot x_1 + 2\left[x_2\cdot\dfrac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + x_3\cdot\dfrac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi}\right] \\ \dot{x}_5 = -\dfrac{x_5}{\theta_0} + (u-1)\cdot x_2 + x_1\cdot\dfrac{\sin(2\pi u)}{2\pi} + \omega\cdot x_6 \\ \dot{x}_6 = -\dfrac{x_6}{\theta_0} + (u-1)\cdot x_3 + x_1\cdot\dfrac{\cos(2\pi u)-1}{2\pi} - \omega\cdot x_5 \end{cases} \tag{28}$$

再结合式(25)得到基于归一化方法的三相高频AC/DC/DC变换器的宽频等效模型方程为

$$\begin{cases} i = x_1 + 2[x_2\cos(\omega t) - x_3\sin(\omega t)] \\ V_{C1} = x_4 + 2[x_5\cos(\omega t) - x_6\sin(\omega t)] \end{cases} \tag{29}$$

3 仿真与验证

3.1 仿真

为了验证所提等效建模方法的有效性和正确性，本文仿真和试验验证的设备参数如下：三相AC/DC线电压E=380 V(有效值)，三相AC/DC电感L=40 mH，直流滤波电容C_0=1 mF，DC/DC电路电感L_1=1 mH，DC/DC电路电阻R_0=10 Ω，输出滤波电容C_1=100 μF，开关频率f_S=3 kHz。

图3为三相AC/DC/DC高频变换器的整体框图，采用电压外环控制和电流内环控制[15-16]相结合的方式，电压外环控制采用PI调节控制得到电流d轴分量参考值i_d^*。电流内环控制首先经过PLL锁相环锁住相角θ，再经过dq变换，得到d，q轴电流分量i_d，i_q，结合参考值i_d^*，i_q^*得到控制输入变量β_d，β_q，再通过dq反变换得到SPWM的控制输入β_k，改变不同占空比进一步验证了所提等效模型的优越性。

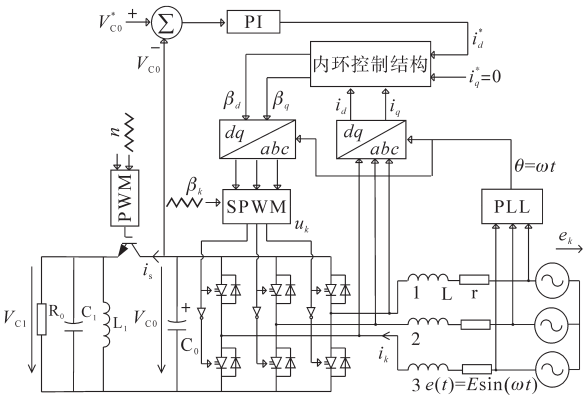


图3　整体框图

Fig.3　Overall block diagram

AC/DC变换器输出直流电压V_{C0}在600 V左右波动，其波形如图4所示。将V_{C0}作为DC/DC斩波电路的输入电压，分别讨论u=0.3，0.5，0.7时所提模型与传统模型(开关、平均模型)的输出电压工况对比，不同状态下输出电压如图5所示。

当u = 0.3时，DC/DC斩波电路的输出电压V_{C1}在−257 V左右波动，如图5a所示，表示所提模型输出电压与传统模型输出电压、实测输出电压的波形对比，斩波变换器工作在降压状态。

当u = 0.5时，DC/DC斩波电路输出电压V_{C1}

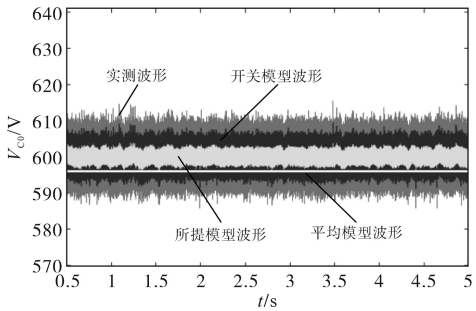
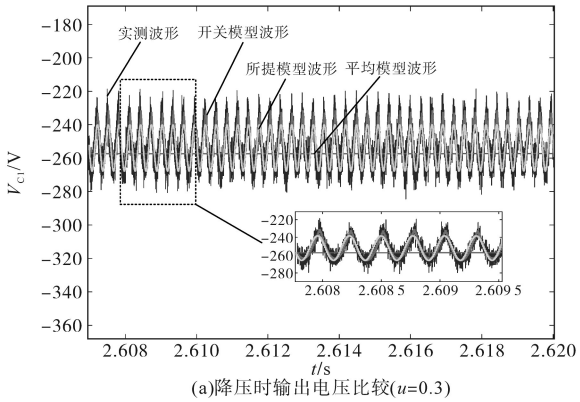
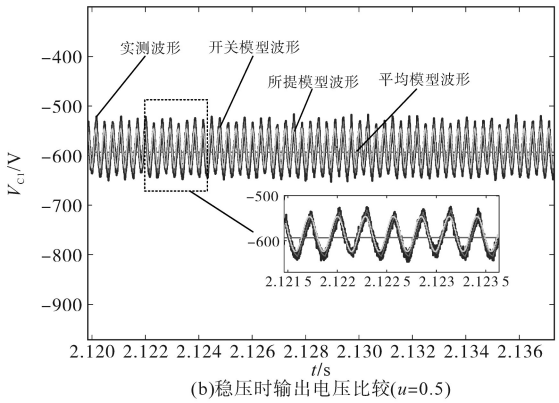


图4　三相AC/DC变换器输出电压

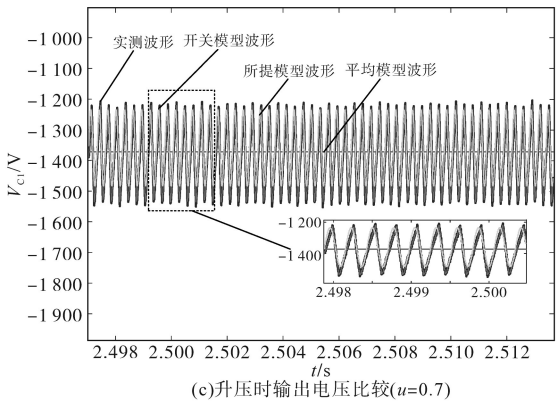
Fig.4　Three-phase AC/DC converter output voltage



(a)降压时输出电压比较(u=0.3)



(b)稳压时输出电压比较(u=0.5)



(c)升压时输出电压比较(u=0.7)

图5　不同状态时输出电压

Fig.5　Different states output voltage

在−600 V左右波动，如图5b所示，表示所提模型输出电压与传统模型输出电压、实测电压的波形对比，斩波变换器工作在稳压状态。

当u = 0.7时，DC/DC斩波电路输出电压V_{C1}

在-1 400 V左右波动，如图5c所示，表示所提模型输出电压与传统模型电压、实测电压的波形对比，斩波变换器工作在升压状态。

3.2　试验

图6为实验样机取 $u=0.5$ 时的试验波形，偏移量为-600 V。明显看出其含有高频纹波，且峰峰值大约80 V，此高频纹波易在器件上引起高频谐波。u=0.3，0.7时与之类似。

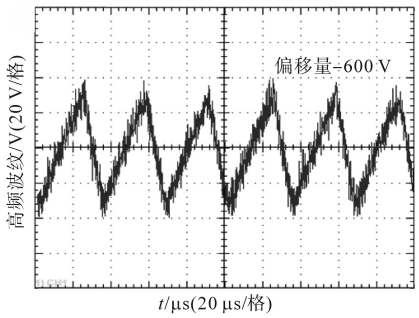


图6　u=0.5时实验高频纹波图

Fig.6　High frequency ripple diagram when u=0.5

4　分析与讨论

通过傅里叶分析基波直流分量幅值 U_{dc} 和3 kHz次电压谐波分量 U_{har} 原理如下：

$$f(t)=\frac{a_0}{2}+\sum_{k=1}^{\infty}a_k\cos(k\omega t)+b_k\sin(k\omega t) \tag{30}$$

其中

$$a_k=\frac{2}{T}\int_{t-T}^{t}f(t)\cos(k\omega t)\mathrm{d}t$$

$$b_k=\frac{2}{T}\int_{t-T}^{t}f(t)\sin(k\omega t)\mathrm{d}t$$

$$T=1/f_1$$

式中：T 为基波周期；f_1 为基波频率。

由上述原理分析可得 u 为0.3，0.5，0.7时三种工况输出的基波直流电压幅值 U_{dc} 和3 kHz次电压谐波分量 U_{har} 如图7所示。

从图7各分图上部分图可知开关模型波形与实测波形一直保持良好的跟随性，平均模型输出基波电压幅值几乎与理论值无所差别，定义输出基波电压幅值偏差百分比计算如下：

$$N\%=(V_{av}-V_{test})/V_{av}\times 100\% \tag{31}$$

式中：$N\%$ 为输出基波电压幅值偏差百分比；V_{av} 为平均模型输出基波幅值电压；V_{test} 为需要对比分析的模型输出的基波幅值电压。

从图7各分图下部分图分别可看出三种工况的3 kHz谐波分量，所提模型在 u=0.3，0.5，0.7三种工况的3 kHz谐波分量都非常接近开关模型，偏差均在0.5 V以内，能有效反映真实电路的高频谐波分量，平均模型则无法反映高频谐波分量，所提模型可弥补此不足。

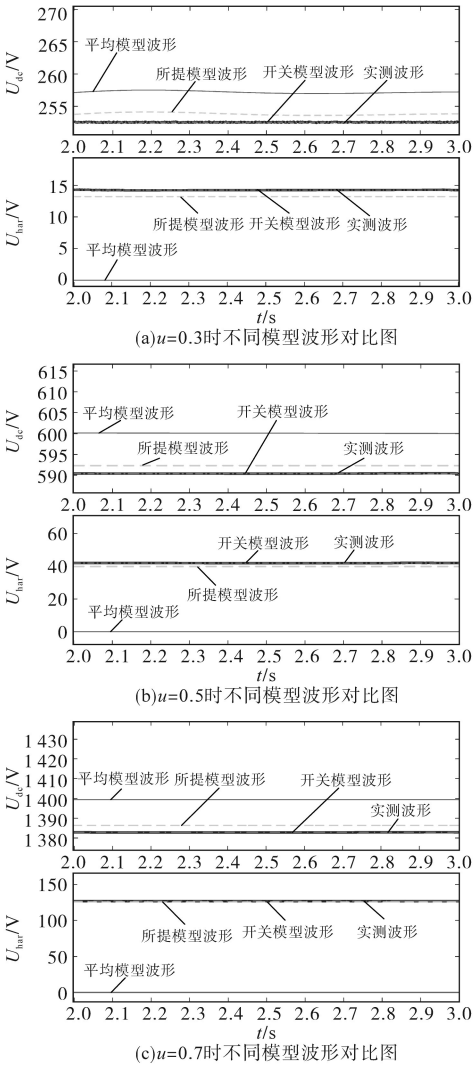


图7　不同状态下的傅里叶分析图

Fig.7　Fourier analysis diagrams in different states

运用式(31)对比所提等效模型与开关模型在三种工况时的输出基波电压幅值偏差百分比如图8所示。由图8可知，所提模型的基波电压幅值更加接近实际电路值。

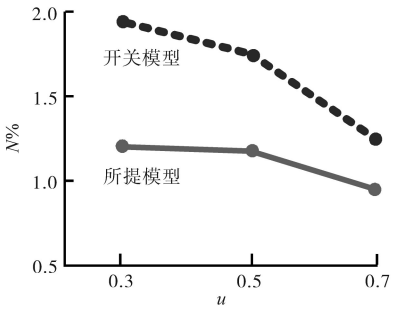


图8　电压幅值偏差百分比对比图

Fig.8　Voltage amplitude deviation percentage comparison chart

5 结论

本文将传统的开关模型建模方法、小信号平均模型建模方法与所提的宽频等效模型建模方法对比,通过在Matlab/Simulink中仿真分析和试验可得:所提等效建模方法弥补了开关模型建模方法难以解析、输出方程非线性不可控的不足,且输出电压幅值偏差更小,更加接近真实工况电路;解决了小信号平均模型建模方法无法预测高频谐波分量的问题。运用所提等效建模方法可预测任意次高频谐波分量。

本文以3 kHz谐波分量为例,对三种工况的预测值与实际值偏差均在0.5 V的波动范围内。因此,所提建模方法能有效避免设备发生高频振荡,可提高设备控制的精确度,从而使系统更加可靠稳定地运行。

参考文献

[1] 张弛,曾杰,曾嵘,等.应用于储能系统的双向DC/DC效率模型研究[J].电气传动,2019,49(8):38-42.
Zhang Chi, Zeng Jie, Zeng Rong, *et al*. Research on efficiency model of bidirectional DC/DC applied to energy storage system [J]. Electric Drive, 2019, 49(8): 38-42.

[2] 张国驹,唐西胜,周龙,等.基于互补PWM控制的Buck/Boost双向变换器在超级电容器储能中的应用[J].中国电机工程学报,2011,31(6):15-21.
Zhang Guoju, Tang Xisheng, Zhou Long, *et al*. Researh on complementary PWM controled Buck/Boost bi-directional converter in supercapacitor energy storage[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(6): 15-21.

[3] Goswami R, Wang S. Modeling and stability analysis of active differential-mode EMI filters for AC/DC power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (12), 10277-10291.

[4] 朱文杰,王慧,杨云虎,等.单相高频隔离双向DC/AC变换器谐振控制[J].电气传动,2015,45(9):39-42.
Zhu Wenjie, Wang Hui, Yang Yunhu, *et al*. Resonant control of bidirectional single-phase high frequency link DC/AC converter [J]. Electric Drive, 2015, 45(9): 39-42.

[5] Wang X, Blaabjerg F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.

[6] Irving B T, Panov Y, Jovanovic M M. Small-signal model of variable-frequency flyback converter[C]//IEEE APEC, Miami Beach, FL, USA, 2003: 977-982.

[7] 张加胜,李浩光.双向AC/DC变换器的单相系统控制与建模[J].电工电能新技术,2008,27(1):67-71.
Zhang Jiasheng, Li Haoguang. Single phase system control and modeling of bidirectional AC/DC converters[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2008, 27(1): 67-71.

[8] Sanders S R, Noworolski M J, Liu X Z, *et al*. Generalized averaging method for power conversion circuits[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2): 251-259.

[9] 牛全民,张波,罗萍,等.Boost变换器断续导通模式的PSM同步开关映射模型[J].中国电机工程学报,2006,26(12):62-66.
Niu Quanmin, Zhang Bo, Luo Ping, *et al*. Switching mapping model of PSM in DCM Boost converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(12): 62-66.

[10] Barry B C, Hayes J G, Rylko M S, *et al*. Small-signal model of the two-phase interleaved coupled-inductor Boost converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9), 8052-8064.

[11] 蔡子琨,袁乐,杨喜军,等.一种断续导电模式的单相AC-DC变换器[J].电气传动,2020,50(6):34-40.
Cai Zikun, Yuan Le, Yang Xijun, *et al*. A single-phase AC-DC converter using discontinuous conduction mode[J]. Electric Drive, 2020, 50(6): 34-40.

[12] 瞿博,吕征宇.三相电压型PWM整流器小信号建模及其控制器设计[J].电工技术学报,2010,25(5):103-108.
Qu Bo, Lu Zhengyu. Small-signal modeling and controller design of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(5): 103-108.

[13] 张扬,万安平,杨小品.基于平均模型的高压链式STATCOM功率模块直流电压失控机理[J].高电压技术,2019,45(7):2134-2140.
Zhang Yang, Wan Anping, Yang Xiaopin. Mechanism of incontrollable DC voltage of sub modules for cascaded STATCOM under higher voltage based on average modeling[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(7): 2134-2140.

[14] Li Zhiyi, Shahidehpour M. Small-signal modeling and stability analysis of hybrid AC/DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(2): 2080-2095.

[15] 邓长吉,刘向立,胡永华,等.基于*dq*坐标变换的单相逆变器控制技术研究[J].电气传动,2015,45(9):30-32,38.
Deng Changji, Liu Xiangli, Hu Yonghua, *et al*. Research on control strategy of single-phase inverter based on *dq* coordinate transform[J]. Electric Drive, 2015, 45(9): 30-32, 38.

[16] Faisal Mehmood S, Xie Wenqiang, Wen Liyan, *et al*. Input-parallel-output-series control strategy for three-level medium-voltage DC grid-type converter[J]. The Journal of Engineering, 2019, (16): 1656-1661.

收稿日期:2020-11-14
修改稿日期:2020-12-09