

# 带 LCL 滤波器的单相并网逆变器低频振荡现象分析

周林, 龙崦平, 张密, 晁阳, 郑光辉

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400030)

**摘要:** 分析了带 LCL 滤波器的单相并网逆变器中出现的低频振荡现象。通过系统平均模型进行了 MATLAB/Simulink 仿真, 发现随着调节系数的变化, 系统由稳定状态出现了振荡现象。利用频闪映射思想推导了并网逆变器的离散迭代模型。根据系统的 Jacobian 矩阵特征值对系统进行了稳定性分析, 揭示了系统产生振荡现象的原因是系统发生了 Hopf 分岔, 并且通过分析 Jacobian 矩阵特征值的变化情况对系统的分岔点作出准确预测。结合系统的特征方程给出了一种系统出现低频振荡时振荡频率的确定方法。最后通过实验验证了理论分析的正确性和有效性。

**关键词:** 并网逆变器; 滤波器; 离散迭代模型; Hopf 分岔; 振荡频率

**中图分类号:** TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.012

## 0 引言

随着光伏发电、风力发电等新能源发电技术迅速发展, 并网逆变器得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>, 因此并网逆变器成为学者近年来研究的热点。由于逆变器属于强非线性电路, 在一定条件下会表现出某些复杂的不规则行为, 这可能导致系统的不稳定, 影响系统的正常并网运行。这是工程设计和维护运行中需要注意的问题。

针对 H 桥变换器中出现的非线性行为, 国内外已经有了一定的研究<sup>[4-12]</sup>。早在 2002 年, Robert 等以电流模式下 H 桥直流斩波器为研究对象, 分析了其中的边界碰撞分岔现象, 并建立了 H 桥变换器的离散模型<sup>[4-6]</sup>, 为后续的研究工作奠定了基础。在国内, 王学梅等首次研究了比例调节下 H 桥逆变器中的分岔与混沌现象<sup>[7-9]</sup>, 将混沌研究由斩波器推广到逆变器中。文献[10]对模拟 PI 调节下的电压控制型逆变器中出现的快标分岔行为进行了研究, 并利用系统 Jacobian 矩阵对系统进行了稳定性分析。文献[11]则对数字控制下的单相逆变器中出现的振荡现象进行了深入的研究, 揭示了系统发生振荡现象的内在机理。然而, 上述有关 H 桥变换器的研究都只是集中于独立运行或离网运行的系统中。随着新能源发电等的广泛推广, 并网运行系统成为了主要的发展方向。因此, 研究并网逆变器中出现的复杂行为具有重要的理论意义和工程实践价值。

LCL 滤波器具有对高频分量呈高阻抗的特性, 对高频谐波电流具有很大的衰减作用, 因此常应用

于大功率场合。随着大型分布式发电的逐渐推广, LCL 滤波器具有很好的应用前景。因此, 本文以带 LCL 滤波器的单相并网逆变器为研究对象, 建立了系统的离散迭代模型, 并利用 Jacobian 矩阵对系统进行了稳定性分析, 揭示了系统出现低频振荡现象是由于其发生了 Hopf 分岔, 并对系统的分岔点做出了准确预测。同时, 根据系统的特征方程确定了系统发生失稳后的振荡频率。MATLAB/Simulink 仿真和实验都验证了理论分析的正确性。

## 1 电路工作原理及仿真现象分析

### 1.1 并网逆变器工作原理

本文以典型的带 LCL 滤波器的单相全桥并网逆变器为研究对象, 其电路工作原理如图 1 所示。图中,  $E$  为逆变器直流侧电压,  $V_{T1} \sim V_{T4}$  为 IGBT 开关管; 逆变器输出端经 LCL 滤波器后并入电网  $u_g = U_m \sin(2\pi f_s t)$ , 其中  $U_m$  和  $f_s$  分别为电网电压幅值和频率; 滤波器电感电容值分别为  $L_1, L_2$  和  $C, R_1$  和  $R_2$  分别表示电感  $L_1$  和  $L_2$  的寄生电阻值。

系统控制部分采用的是并网电流和电容电流双闭环控制策略<sup>[2]</sup>, 其中电容电流内环为系统增加阻

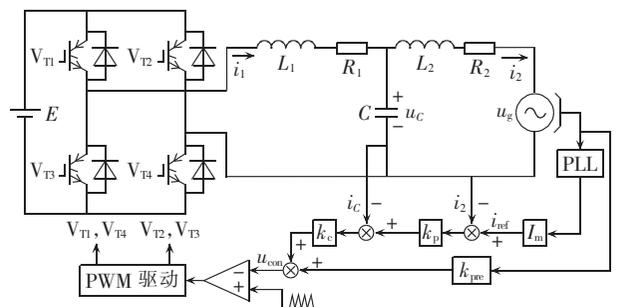


图 1 单相并网逆变器电路原理图

Fig.1 Schematic diagram of single-phase grid-connected inverter

收稿日期: 2012-09-02; 修回日期: 2013-10-23  
基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2011-AA05A301)  
Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China(863 Program)(2011AA-05A301)

尼,有效抑制系统谐振;入网电流外环控制用来实现高功率因数并网。具体控制过程如图 1 所示, $i_{ref}=I_m \sin(2\pi f_s t)$  为外环参考电流,入网电流  $i_2$  与参考电流的误差信号经外环比例控制器  $k_p$  后,为电容电流  $i_c$  内环控制提供参考信号, $k_c$  为内环比例控制系数。另外,为克服电网电压对入网电流的干扰,需要加入电网电压前馈通道,图中  $k_{pre}$  为电压前馈控制系数。最终得到调制信号  $u_{con}$  经峰值为 1 的三角载波调制后形成 SPWM 波来驱动各个开关管工作,系统开关频率为  $f$ 。

根据电力电子开关工作状态,以逆变侧电流  $i_1$ 、入网电流  $i_2$  以及电容电压  $u_c$  为状态变量,系统工作状态可以描述为:

$$\begin{cases} \frac{di_1}{dt} = -\frac{R_1}{L_1}i_1 - \frac{u_c}{L_1} + \frac{2\sigma-1}{L_1}E \\ \frac{di_2}{dt} = -\frac{R_2}{L_2}i_2 + \frac{u_c}{L_2} - \frac{u_g}{L_2} \\ \frac{du_c}{dt} = \frac{i_1}{C} - \frac{i_2}{C} \end{cases} \quad (1)$$

当  $\sigma=1$  时,开关  $V_{T1}$ 、 $V_{T4}$  导通, $V_{T2}$ 、 $V_{T3}$  关断;当  $\sigma=0$  时,开关  $V_{T2}$ 、 $V_{T3}$  导通, $V_{T1}$ 、 $V_{T4}$  关断。根据平均的思想,将占空比  $D$  代替式(1)中的  $\sigma$  即可得到系统的平均模型<sup>[12-13]</sup>,并由 SPWM 原理可知<sup>[14]</sup>,占空比由下式决定:

$$D = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{u_{con}}{U_{in}} \right) \quad (2)$$

其中, $U_{in}$  为三角载波的峰值; $u_{con}$  为调制信号,由控制部分原理图可知:

$$u_{con} = [(i_{ref} - i_2)k_p - (i_1 - i_2)]k_c + k_{pre}u_g \quad (3)$$

## 1.2 MATLAB/Simulink 仿真现象分析

根据上述系统的工作原理,利用平均模型建立了系统的 Simulink 数学仿真模型,系统参数选取如下: $E=350$  V, $L_1=2.0$  mH, $R_1=0.15$   $\Omega$ , $C=15$   $\mu$ F, $L_2=0.8$  mH, $R_2=0.1$   $\Omega$ , $U_m=311$  V, $f_s=50$  Hz, $I_m=5$  A, $f=20$  kHz, $k_c=0.25$ , $k_{pre}=1/350$ 。可以得到  $k_p$  分别取 1.0 和 1.65 时系统入网电流  $i_2$  波形、 $i_2-u_c$  的相轨迹图以及对应的 FFT 分析结果,如图 2、3 所示。

从图 2 各子图中可以看出,当  $k_p=1.0$  时,系统入网电流谐波畸变率(THD)为 0.35%,且波形光滑稳定,可见系统此时处于稳定状态。随着  $k_p$  取值的增大,从图 3 各子图中可以看出,当  $k_p=1.65$  时系统入网电流波形产生了低频振荡现象,系统已经处于不稳定状态,对应的 FFT 分析结果表明其振荡频率约为 1870 Hz。

上述仿真结果表明随着控制器参数的变化,系统的状态变量波形由稳定变成发生低频振荡,表明系统由稳定进入了不稳定状态。这种振荡会严重影响系统性能,导致入网电流畸变,影响电网运行。因

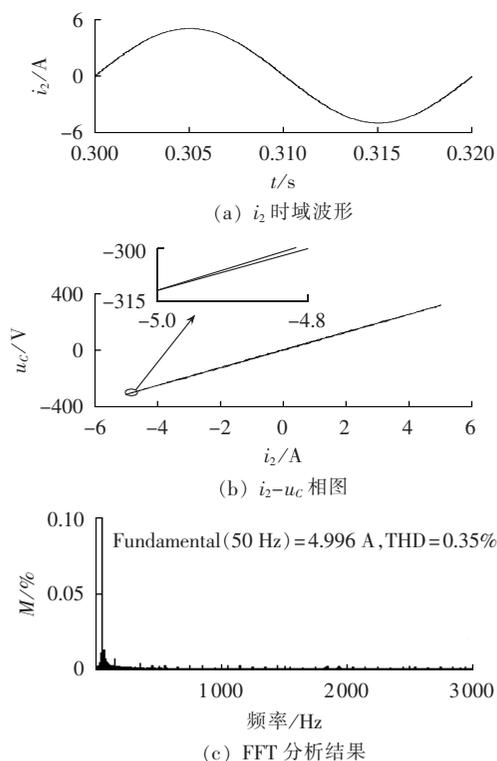


图 2  $k_p=1.0$  时的仿真结果

Fig.2 Simulative results when  $k_p$  is 1.0

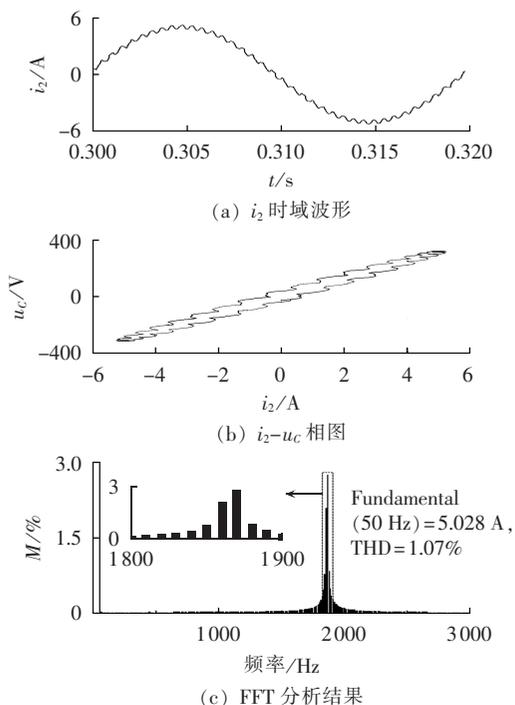


图 3  $k_p=1.65$  时的仿真结果

Fig.3 Simulative results when  $k_p$  is 1.65

此,对这种振荡现象做进一步分析有其重要意义。

## 2 系统的稳定性分析

为对系统进行稳定性分析,本文采用频闪映射法首先对并网逆变器系统进行离散建模。由于系统外环参考电流以及电网电压都为正弦信号,因此系

统为一时变系统。但因为系统参考信号的频率  $f_s$  远小于系统的开关频率  $f$ , 利用准静态分析的思想认为在一个开关周期内参考信号及电网电压为一恒定值<sup>[11]</sup>。因此,第  $n$  个开关周期内的电网电压值和参考电流值可以表示为:

$$\begin{cases} u_{gn} = U_m \sin(2\pi f_s n T) \\ i_{refn} = I_m \sin(2\pi f_s n T) \end{cases} \quad (4)$$

### 2.1 系统的离散建模

首先对系统的主电路进行分析,可知在一个开关周期  $T$  内系统将出现 2 个工作状态,系统的状态方程可以表示为:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A_1 x + B_1 E & nT \leq t < (n+d_n)T \\ \frac{dx}{dt} = A_2 x + B_2 E & (n+d_n)T \leq t < (n+1)T \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $x = [i_1 \ i_2 \ u_c]^T$ ,  $d_n$  表示第  $n$  个开关周期的占

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} -R_1/L_1 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R_2/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix}, B_1 =$$

$$\begin{bmatrix} 1/L_1 \\ -u_g/(L_2 E) \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} -1/L_1 \\ -u_g/(L_2 E) \\ 0 \end{bmatrix}。$$

利用频闪映射的思想建立上述状态方程的离散迭代模型如下:

$$x_{n+1} = e^{AT} x_n + e^{A\bar{d}_n T} (e^{A d_n T} - I) A^{-1} B_1 E + (e^{A\bar{d}_n T} - I) A^{-1} B_2 E \quad (6)$$

其中,  $\bar{d}_n = 1 - d_n$ ,  $I$  表示三阶单位矩阵。上式即为系统主电路的离散模型。

对控制部分可根据图 1 中的系统控制规律,并结合式(2)、(3)即可知第  $n$  个开关周期的占空比  $d_n$  由下式决定:

$$d_n = \begin{cases} 0 & d_n \leq 0 \\ 0.5 + 0.5 \{ [(i_{refn} - i_{2n})k_p - (i_{1n} - i_{2n})]k_c + k_{pre} u_{gn}\} & 0 < d_n < 1 \\ 1 & d_n \geq 1 \end{cases} \quad (7)$$

则式(6)、(7)构成了整个系统的离散模型。

### 2.2 稳定性分析

本文采用 Jacobian 矩阵对系统进行稳定性分析,因此首先需对系统的平衡点进行求解。根据系统的平均模型可知,系统的平衡点可通过令式(1)中的导数为零来得到<sup>[13]</sup>,于是某个开关周期内系统的平衡点  $X_Q = (I_{1Q}, I_{2Q}, U_{CQ})$  可以表示为:

$$\begin{cases} I_{1Q} = \frac{E(k_c k_p I_{ref} + k_{pre} U_g) - U_g}{E k_c k_p + R_1 + R_2} \\ I_{2Q} = I_{1Q} \\ U_{CQ} = I_{2Q} R_2 + U_g \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $I_{ref}$  和  $U_g$  表示此开关周期内的参考电流及电网电压采样值,因此可认为是一个恒值。平衡点处系

统的占空比可表示为:

$$D_Q = 0.5 + 0.5 \{ [(I_{ref} - I_{2Q})k_p - (I_{1Q} - I_{2Q})]k_c + k_{pre} U_g \} \quad (9)$$

于是根据离散迭代模型可以得知,系统的 Jacobian 矩阵为:

$$J = \left( \frac{\partial x_{n+1}}{\partial x_n} + \frac{\partial x_{n+1}}{\partial d_n} \frac{\partial d_n}{\partial x_n} \right) \Bigg|_{\substack{x_n = x_Q \\ d_n = D_Q}} \quad (10)$$

其中,  $\frac{\partial x_{n+1}}{\partial x_n} = e^{AT}$ ,  $\frac{\partial x_{n+1}}{\partial d_n} = T e^{A\bar{d}_n T} (B_2 - B_1) E$ ,  $\frac{\partial d_n}{\partial x_n} = 0.5[-k_c \ k_c - k_c k_p \ 0]$ 。

$$\frac{\partial x_{n+1}}{\partial d_n} \frac{\partial d_n}{\partial x_n} \Bigg|_{\substack{x_n = x_Q \\ d_n = D_Q}} = T e^{(1-D_Q)T} M \quad (11)$$

其中,  $M = \begin{bmatrix} -\frac{E k_c}{4L_1} & \frac{E(k_c - k_c k_p)}{4L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ 。则有系统 Jacobian

矩阵的解析表达式为:

$$J = e^{AT} + T e^{(1-D_Q)T} M \quad (12)$$

结合式(8)、(9)、(12)即可求得系统 Jacobian 矩阵的特征值。然后,根据 Jacobian 矩阵稳定性判据,当系统参数  $k_p$  变化时,可以通过判断系统 Jacobian 矩阵的最大模特征值是否超出单位圆来确定系统是否稳定。

系统参数同 1.2 节,利用 MATLAB 对系统进行数值仿真。可以得出随着系统外环调节系数  $k_p$  在 0.1~1.8 之间变化,系统 Jacobian 矩阵的特征值的变化情况,如图 4 所示。可以看出,随着  $k_p$  的增大,系统的 3 个特征值中,  $\lambda_1$  在实轴上变化,另一对特征值  $\lambda_2$  和  $\lambda_3$  互为共轭复数。表 1 为 Jacobian 矩阵特征值随  $k_p$  的变化情况。可以看出,在  $k_p = 1.5$  时,这一对共轭复数特征根同时穿越了单位圆,可见此时系统发生了 Hopf 分岔现象,  $k_p = 1.5$  即为系统的 Hopf 分岔点。

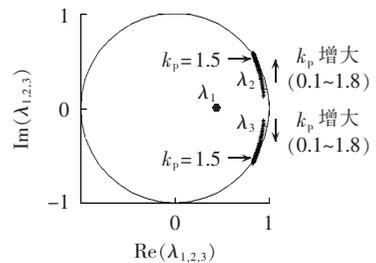


图 4 系统特征值随着  $k_p$  的变化轨迹

Fig.4 Variation of system eigenvalues along with  $k_p$

表 1 Jacobian 矩阵特征值随  $k_p$  的变化情况

Tab.1 Variation of Jacobian matrix eigenvalues along with  $k_p$

$k_p$	特征值	$ \lambda_{max} $	稳定性
1.35	0.4869, 0.8582 ± j0.5038	0.9952	稳定
1.40	0.4873, 0.8549 ± j0.5126	0.9969	稳定
1.45	0.4876, 0.8517 ± j0.5213	0.9986	稳定
1.50	0.4880, 0.8484 ± j0.5298	1.0002	不稳定
1.55	0.4883, 0.8452 ± j0.5381	1.0020	不稳定
1.60	0.4886, 0.8419 ± j0.5462	1.0037	不稳定

另外,为了更清晰地分析系统中其他控制参数的变化对系统稳定性的影响,本文通过寻找系统 Jacobian 矩阵最大模特征值的过“1”点,得出了控制参数  $k_p$  和  $k_c$  同时变化时系统运行稳定域的分布图,如图 5 所示。可以看出随着  $k_p$  和  $k_c$  的同时增大,系统的稳定运行域逐渐减小。因此,利用系统的稳定域分布图可以对系统进行优化设计。

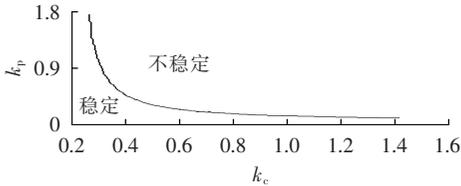


图 5 系统稳定域分布图

Fig.5 Distribution of system stability regions

### 2.3 系统 Hopf 分岔振荡频率的确定

为确定系统的振荡频率,本文通过分析系统特征方程的根来确定系统的振荡频率。若变换器有一个极点出现在复平面的右半平面上,则系统是不稳定的,其输出就会存在低频振荡现象<sup>[14-16]</sup>。对于一个存在振荡的三阶系统,其 3 个极点可以表示为  $p_1=P, p_2=\alpha+j\omega, p_3=\alpha-j\omega$ ,其中  $\omega$  即为系统的振荡频率。

通过本文系统的平均模型,结合式(1)–(3)可以得到系统参考电流  $i_{ref}$  到入网电流  $i_2$  的传递函数,则可知系统的特征方程为:

$$L_1L_2Cs^3+(L_1R_2C+L_2R_1C+k_cEL_2C)s^2+(L_1+L_2+R_1R_2C+k_cER_2C)s+(R_1+R_2+Ek_ck_p)=0 \quad (13)$$

为求解上述一元三次方程,首先令  $a=L_1L_2C, b=L_1R_2C+L_2R_1C+k_cEL_2C, c=L_1+L_2+R_1R_2C+k_cER_2C, d=R_1+R_2+Ek_ck_p$ ,则上式可变为:

$$as^3+bs^2+cs+d=0 \quad (14)$$

再令  $s=y-\frac{b}{3a}$ ,上式变为:

$$y^3+py+q=0 \quad (15)$$

其中,  $p=\frac{c}{a}-\frac{b^2}{3a^2}, q=\frac{d}{a}+\frac{2b^3}{27a^3}-\frac{bc}{3a^2}$ ,根据卡尔丹公式,可求得系统的 3 个极点表达式,即式(11)的解为:

$$\begin{cases} p_1 = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} + \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} - \frac{b}{3a} \\ p_2 = m_1 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} + m_2 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} - \frac{b}{3a} \\ p_3 = m_2 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} + m_1 \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\frac{q^2}{4} + \frac{p^3}{27}}} - \frac{b}{3a} \end{cases} \quad (16)$$

其中,  $m_1 = \frac{-1+j\sqrt{3}}{2}, m_2 = \frac{-1-j\sqrt{3}}{2}$ 。因此系统的振荡频率可以表示为:

$$f_{os} = \frac{|\text{Im}(p_2)|}{2\pi} \quad (17)$$

利用式(13)–(17),结合系统参数可以求得,当  $k_p=1.6$  时,系统的振荡频率为  $f_{os}=1865.7$  Hz。可见,系统振荡频率的理论计算值与第 2 节中的 FFT 分析结果相吻合,验证了通过该方法确定系统振荡频率的可行性和有效性。

### 3 实验验证与结果分析

为验证本文有关并网逆变器低频振荡现象分析结论的正确性,采用 RT-LAB 实验平台对系统中产生的动力学行为进行了实验分析。实验主电路由实物搭建而成,控制部分由 RT-LAB 平台实现。为实验方便,本文实验过程中降低了系统电压等级,选择实验参数如下:  $E=50$  V,  $U_m=15$  V,  $I_m=2$  A,  $f=8$  kHz,  $k_{pe}=1/50, L_1=5.3$  mH,  $L_2=1.8$  mH,  $C=3.3$   $\mu$ F,其他参数同 1.2 节。通过上述理论分析方法,可以得出结论,当  $k_p=1.45$  时系统出现 Hopf 分岔点。

实验结果如图 6 所示,图 6(a)显示的是当  $k_p=1.1$  时入网电流和并网电压的实验波形图,可以看出此时电流波形为光滑的正弦波,系统处于稳定状态;当  $k_p=1.5$  时,入网电流以及并网电压波形如图 6(b)所示,可见此时系统已经发生 Hopf 分岔并出现了低频振荡现象;图 6(c)则示出了当  $k_p=1.5$  时,利用示波器对入网电流进行 FFT 分析的结果,发现此时系

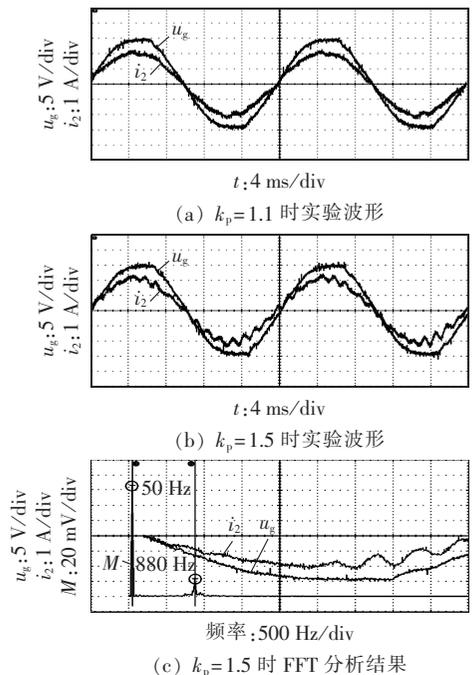


图 6  $u_g$  与  $i_2$  实验波形

Fig.6 Experimental waveforms of  $u_g$  and  $i_2$

统发生振荡的频率约为 880 Hz,而理论分析得到的在实验参数下系统的振荡频率为 874.2 Hz。可见理论分析与实验结果相吻合。

因此可以得出结论,随着  $k_p$  值的增大,并网逆变器会出现低频振荡现象,这将会严重影响系统的并网运行。

## 4 结论

以带 LCL 滤波器的单相并网逆变器为研究对象,本文将非线性系统的动力学行为研究由离网变换器推广到了并网逆变器中。推导了带 LCL 滤波器的单相并网逆变器的离散迭代模型。利用系统的 Jacobian 矩阵,对系统进行了稳定性分析,结果表明,随着调节系数的变化,系统将由稳定状态发生 Hopf 分岔,致使系统出现低频振荡现象。根据 Jacobian 矩阵最大模特征值的变化情况,对系统运行的分岔点做出了准确的预测。同时,利用系统的特征方程,给出了出现振荡现象时系统振荡频率的确定方法。通过 MATLAB/Simulink 仿真与 RT-LAB 实验验证了理论分析的正确性。本文研究将非线性系统的动力学研究推广到了一个新的应用对象,为工程设计中防止低频振荡现象的发生提供了重要指导。

## 参考文献:

- [1] 张厚升,赵艳雷. 单相双级式光伏并网逆变器[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):95-99.  
ZHANG Housheng,ZHAO Yanlei. Single-phase double-stage photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(8):95-99.
- [2] 徐志英,许爱国,谢少军. 采用 LCL 滤波器的并网逆变器双闭环入网电流控制技术[J]. 中国电机工程学报,2009,29(27):36-41.  
XU Zhiying,XU Aiguo,XIE Shaojun. Dual-loop grid current control technique for grid-connected inverter using an LCL filter[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(27):36-41.
- [3] WU T F,NIEN H S,SHEN C L,et al. A single-phase inverter system for PV power injection and active power filtering with nonlinear inductor consideration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2005,41(4):1075-1083.
- [4] ROBERT B,ROBERT C. Border collision bifurcations in a one-dimensional piecewise smooth map for a PWM current-programmed H-bridge inverter[J]. International Journal of Control,2002,75(16):1356-1367.
- [5] IU H H C,ROBERT B. Control of chaos in a PWM current-mode H-bridge inverter using time-delayed feedback[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems,2003,50(8):1125-1129.
- [6] FEKI M,ROBERT B,IU H H C. A proportional plus extended time-delayed feedback controller for a PWM inverter[C]//35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany:IEEE,2004:3317-3320.
- [7] 王学梅,张波. 单相 SPWM 逆变器的分岔及混沌现象分析[J]. 电工技术学报,2009,24(1):101-107.  
WANG Xuemei,ZHANG Bo. Study of bifurcation and chaos in single-phase SPWM inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(1):101-107.
- [8] 王学梅,张波,丘东元. H 桥正弦逆变器的快变和慢变稳定性及混沌行为研究[J]. 物理学报,2009,58(4):2248-2254.  
WANG Xuemei,ZHANG Bo, QIU Dongyuan. The fast-and-slow-scale stabilities and chaotic motion of H-bridge sine inverter[J]. Acta Physica Sinica,2009,58(4):2248-2254.
- [9] WANG Xuemei,ZHANG Bo, QIU Dongyuan. Bifurcations and chaos in H-bridge DC chopper under peak-current control[C]//IEEE Conference on Electrical Machines and Systems. Guangzhou, China:IEEE,2008:2173-2177.
- [10] LI M,DAI D,MA X K,et al. Fast-scale period-doubling bifurcation in voltage-mode controlled full-bridge inverter[C]//IEEE International Symposium on Digital Object Identifier. Seattle, USA:IEEE,2008:2829-2832.
- [11] 雷博,肖国春,吴旋律,等. 单相全桥 DC-AC 电压逆变电路数字控制中的振荡现象分析[J]. 物理学报,2011,60(9):090501\_1-090501\_11.  
LEI Bo,XIAO Guochun,WU Xuanlu,et al. Analysis of oscillation phenomenon in digital controlled DC-AC H-bridge inverter[J]. Acta Physica Sinica,2011,60(9):090501\_1-090501\_11.
- [12] JAZAERI M,KHATIBI M. A study on Hopf bifurcations for power system stability analysis[C]//IEEE Electrical Power & Energy Conference. Vancouver,Canada:IEEE,2008:1-6.
- [13] 郑连清,鲁思男. Boost PFC 变换器快时标分岔的控制方法[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):68-73.  
ZHENG Lianqing,LU Sinan. Control of fast-scale bifurcation in Boost PFC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):68-73.
- [14] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2005:105-107.
- [15] 周林,龙崦平,郭珂,等. 基于系数线性化模型的逆变器分岔与混沌现象研究[J]. 电力自动化设备,2013,33(7):100-104.  
ZHOU Lin, LONG Yanping, GUO Ke, et al. Bifurcation and chaos of inverter system based in coefficient linear model[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(7):100-104.
- [16] 杨宇,韩肖清,许方圆,等. 电压型 Buck 变换器中的低频振荡分析[J]. 系统仿真学报,2012,24(3):651-655.  
YANG Yu,HAN Xiaoqing,XU Fangyuan,et al. Analysis of low frequency oscillation in voltage controlled Buck converter[J]. Journal of System Simulation,2012,24(3):651-655.

## 作者简介:



周 林

周 林(1961-),男,四川隆昌人,教授,博士研究生导师,研究方向为电力电子与电力传动;

龙崦平(1988-),男,江西吉安人,硕士,研究方向为电能变换(E-mail:longyanpingyy@163.com)。

(下转第 79 页 continued on page 79)