

## 电压型逆变器的通用分岔控制策略研究\*

吴军科<sup>†</sup> 周维维 卢伟国

(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 400044)

(2012年3月4日收到; 2012年5月15日收到修改稿)

电压型逆变器中存在快慢变两种非线性动力学行为. 研究了输入电压变化时产生的倍周期分岔和低频振荡不稳定现象. 基于频域传递函数思想, 提出一种通用的稳定控制策略, 能同时抑制逆变器产生的快变和慢变不稳定行为, 且不改变原系统的动静态工作性能. 施加控制后, 逆变器的稳定工作范围得到进一步拓展. 分别采用谐波平衡法和小信号平均模型对快慢标分岔控制进行了可行性论证, 并计算得到系统的稳定边界区域. 理论和仿真分析表明所提控制策略正确可行.

**关键词:** 电压型逆变器, 分岔控制, 谐波平衡法, 平均模型

**PACS:** 02.30.Oz, 05.45.-a

## 1 引言

电力电子系统是一类典型的开关切换系统, 蕴含着丰富的非线性动力学行为<sup>[1-7]</sup>. 目前, 电力电子变换器中非线性现象的研究已经从 DC-DC 变换器领域拓展到非 DC-DC 变换器领域<sup>[8-23]</sup>. 由于这些非线性行为会降低变换器的电能转换效率, 影响系统的稳定运行, 使变换器的工作性能变差, 因此需要对此类非线性行为进行分析与控制.

广泛应用于交流调速和不间断电源领域的逆变器, 是一类强非线性系统, 运行过程中可能会产生分岔、混沌、低频振荡等非线性现象<sup>[13-19]</sup>. 在逆变器非线性行为的机理认识方面, 现有文献对逆变器内部参数变化时产生的非线性行为研究较多<sup>[13-18]</sup>, 而对输入电压和负载等外部参数变化时产生的非线性行为研究较少<sup>[19]</sup>. 研究表明<sup>[13]</sup>, 快变不稳定行为主要表现为倍周期分岔, 一般发生在开关频率尺度上, 慢变不稳定行为则是一种低频振荡现象, 一般发生在工频尺度上. 在逆变器稳定性分析方法方面, 快变稳定性通常采用分岔图<sup>[13-16,20,21]</sup>、李雅普诺夫指数<sup>[15,17]</sup>, 以及离散

迭代模型<sup>[13-15,19-22]</sup>, 慢变稳定性分析则既可以采用迭代模型<sup>[18]</sup>, 又可用小信号平均模型<sup>[19]</sup>. 在逆变器的稳定性控制方面, 现有文献对快变不稳定现象进行控制的研究较多<sup>[20-23]</sup>, 且控制方法仅限于延迟反馈和斜坡补偿, 方式略显单一, 而延迟反馈并不易于模拟电路实现, 使得其应用受到限制. 对逆变器慢变不稳定现象进行控制的研究则未见报道. 此外, 上述针对变换器非线性行为控制的方法大多没有通用性, 往往一种控制方法只能适用于一种特定的非线性现象. 因此, 至今还没有一种比较通用的稳定性控制方法. 文献<sup>[4, 5]</sup>基于滤波思想提出了 DC-DC 变换器非线性行为抑制的方法, 但逆变器中的非线性行为不同于 DC-DC 变换器. 本文在此基础上提出一种适用于逆变器的通用稳定控制策略, 能对逆变器中各种不稳定现象进行抑制.

针对逆变器外部参数变化引起的非线性行为, 本文重点研究输入电压变化时产生的快慢变不稳定现象, 通过在原有补偿环节基础上附加相应的控制策略, 在不改变原变换器系统良好的动态响应和稳态精度的基础上, 采用一种基于频域传递函数思想的稳定性控制方法, 通过滤除输出波形中的不稳

\* 国家自然科学基金 (批准号: 51077137, 50807058) 和中央高校基本科研业务费 (批准号: CDJXS11151151) 资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: allen.wjk@163.com

定信号来抑制逆变器的非线性行为.

## 2 通用稳定控制策略

### 2.1 控制思路

图 1 为 PI 控制单相电压型正弦波逆变器. 其中,  $v_g$  为逆变器的直流输入电压,  $v_d$  为逆变桥输出电压,  $v_c$  为逆变器输出电压,  $i_L$  为流过滤波电感  $L$  的电流,  $C$  为滤波电容,  $R$  为负载电阻.

当逆变器的主电路或控制电路参数发生变化时可能引起系统的稳定裕量下降, 变换器会进入不

稳定工作状态, 表现为输出波形产生快慢标分岔现象. 稳态工作时, 变换器输出电压波形主要含有正弦工频信号和开关纹波. 发生快慢标分岔时, 输出电压除正弦工频和开关纹波外, 还含有不期望的非线性振荡信号. 由此提出控制策略的基本思路, 当发生不稳定现象时, 将不稳定信号提炼出来施加到原有的控制环节中去, 动态改变逆变器的占空比, 调节系统的工作状态, 从而动态调节变换器的输出电压. 当系统输出重新达到稳态后, 稳定控制器不再作用, 只有补偿器作用, 从而能保证系统的输出性能不因附加了稳定控制环节而受影响. 控制框图如图 2 所示.

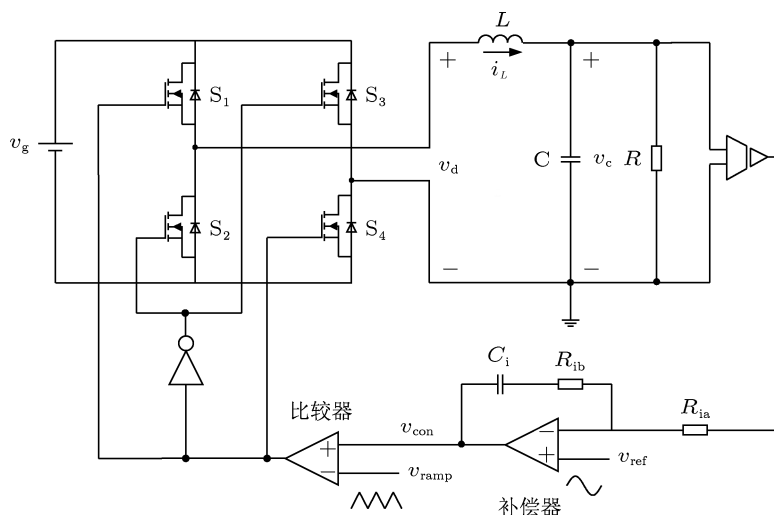


图 1 PI 控制电压型逆变器

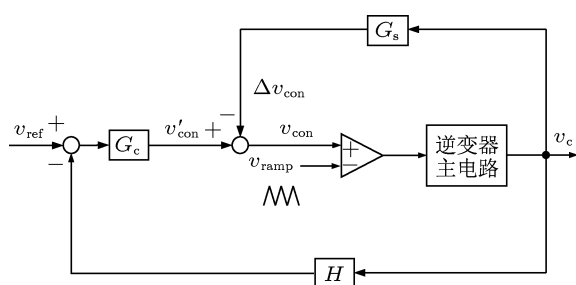


图 2 通用稳定控制框图

设  $\omega_b$  为逆变器输出的正弦工频信号角频率,  $\omega_s$  为单周期稳态时的开关信号角频率,  $\omega_h$  为低频振荡信号角频率,  $\Delta v_{con}$  为稳定控制器的输出信号,  $G_s(j\omega)$  为稳定控制器的传递函数,  $v_c(j\omega)$  表示输出电压  $v_c$  的频域传递函数,  $H$  表示电压采样系数, 这里设定  $H = 1$ . 易知当逆变器输出电压稳定时  $\Delta v_{con} = 0$ , 稳定控制器不起作用, 输出基本为

零; 当发生低频振荡时  $\Delta v_{con} \neq 0$ , 稳定控制器作用, 输出不为零. 稳定控制器的输出特性用传递函数的形式表述如下:

$$\begin{aligned} |\Delta v_{con}(j\omega_b)| &= |v_c(j\omega_b)||G_s(j\omega_b)| \approx 0, \\ |\Delta v_{con}(j0)| &= |v_c(j0)||G_s(j0)| = 0, \\ |\Delta v_{con}(j\omega_h)| &= |v_c(j\omega_h)||G_s(j\omega_h)| \neq 0, \end{aligned} \quad (1)$$

即稳定控制器对于工频信号具有抑制作用. 由于输出为对称正弦交流电压信号, 稳态平均分量为零, 因此稳定控制器的输入满足  $v_c(j0) = 0$ ; 此外  $v_c(j\omega_b) \neq 0$ ,  $G_s(j0) \neq 0$ , 则 (1) 式可简化为

$$\begin{aligned} |G_s(j\omega_b)| &= 0, \\ |G_s(j\omega)| &\neq 0 \quad (\omega \neq \omega_b, \omega \neq 0), \end{aligned} \quad (2)$$

具有 (2) 式特征的控制器的传递函数可以用如下传递函

数表示:

$$G_s(j\omega) = k_s \frac{(\omega_b^2 - \omega^2)}{j2\zeta\omega\omega_b + \omega_b^2 - \omega^2}, \quad (3)$$

式中,  $k_s$  为增益,  $\omega_b$  为特征角频率,  $\zeta$  为阻尼比. (3) 式可看作是稳定控制器的数学模型. 下面研究该控制思路用于抑制逆变器不稳定行为的可行性.

## 2.2 快标分岔可控性分析

如前所述, 快变不稳定现象主要表现为倍周期分岔, 采用谐波平衡法来分析快标分岔控制的可行性. 单周期稳态时的 PWM 调制波形如图 3 所示. 其中  $v_{\text{ramp}}(t)$  为三角载波信号,  $v_{\text{con}}(t)$  为调制波信号,  $V_{\text{ramp}}$  为载波信号幅值,  $T$  为开关周期,  $d$  为开关占空比.

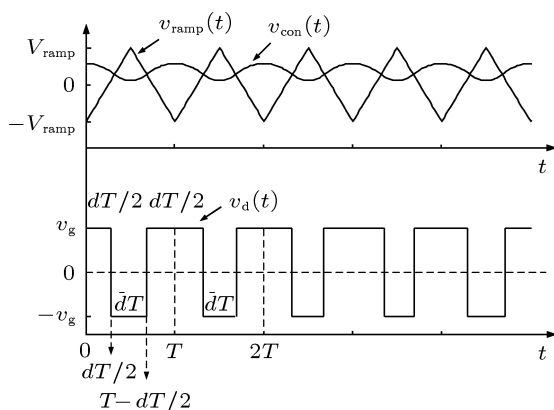


图 3 单周期稳态时 PWM 调制图

定义等效传递函数

$$G(s) = -\left. \frac{v_{\text{con}}(s)}{v_{\text{d}}(s)} \right|_{v_{\text{ref}}=0} - \left. \frac{\Delta v_{\text{con}}(s)}{v_{\text{d}}(s)} \right|_{v_{\text{ref}}=0} = G_1(s)(G_c(s) + G_s(s)), \quad (4)$$

其中  $G_1(s) = \frac{1}{LCs^2 + L/Rs + 1}$ ,  $G_c(s) = k_i \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} \right)$  为 PI 控制器传递函数,  $G_s(s)$  为稳定控制器的传递函数. 逆变桥输出电压  $v_d$  用傅里叶级数的形式表示为

$$v_d(t) = \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} c_{n_1} e^{jn_1\omega_s t}, \quad (5)$$

其中,

$$c_{n_1} = \frac{2v_g}{n_1\pi} \sin(n_1\omega_s dT/2), \quad c_{n_0} = (2d-1)v_g.$$

单周期稳态时, 在开关切换时刻

$$\begin{aligned} v_{\text{con}}(dT/2) &= v'_{\text{con}} - \Delta v_{\text{con}} \\ &= G_c(jn_1\omega_s)(v_{\text{ref}} - v_c) - G_s v_c \\ &= k_i v_{\text{ref}} + \frac{k_i v_{\text{ref}} dT/2}{\tau_i} \\ &\quad - \sum_{n_1=-\infty}^{+\infty} c_{n_1} e^{jn_1\omega_s dT/2} \\ &\quad \times G(jn_1\omega_s), \end{aligned} \quad (6)$$

计算得到单周期稳态情况下输入电压与占空比之间的关系

$$V_{g1} = \frac{k_i v_{\text{ref}} + \frac{k_i v_{\text{ref}} dT/2}{\tau_i} - v_{\text{ramp}}(dT/2)}{k_i(2d-1) + \frac{2}{\pi} \text{Im} \left[ \sum_{n_1=1}^{+\infty} (e^{jn_1\omega_s dT} - 1) / n_1 G(jn_1\omega_s) \right]}, \quad (7)$$

其中,  $t_1 = (dT - \delta)/2$ ,  $t_2 = T - (dT - \delta)/2$ ,  $t_3 = T + (dT + \delta)/2$ ,  $t_4 = 2T - (dT + \delta)/2$ . 发生倍周期分岔时的 PWM 调制波形如图 4 所示. 同理, 发生倍周期分岔时, 在开关切换时刻有

$$\begin{aligned} &v_{\text{con}}((dT - \delta)/2) \\ &= v_{\text{ramp}}((dT - \delta)/2), \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} &v_{\text{con}}(T + (dT + \delta)/2) \\ &= v_{\text{ramp}}(T + (dT + \delta)/2), \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &v_{\text{con}}((dT - \delta)/2) = G(jn_2\omega'_s) v_d(t) \\ &= k_i v_{\text{ref}} + \frac{k_i v_{\text{ref}}((dT - \delta)/2)}{\tau_i} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} c_{n_2} e^{(1/2)jn_2\omega_s(dT-\delta)/2} \\ &\times G(jn_2\omega_s/2), \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\omega'_s = \omega_s/2$  为倍周期分岔时开关信号角频率.

$$\begin{aligned} &v_{\text{con}}(T + (dT + \delta)/2) \\ &= G(jn_2\omega'_s) v_d(t) \\ &= k_i v_{\text{ref}} + \frac{k_i v_{\text{ref}}(T + (dT + \delta)/2)}{\tau_i} \\ &\quad - \sum_{n_2=-\infty}^{+\infty} c_{n_2} e^{(1/2)jn_2\omega_s(T+(dT+\delta)/2)} \end{aligned}$$

$$\times G(jn_2\omega_s/2), \quad (11)$$

发生临界倍周期分岔时有如下关系成立

$$v_{con}((dT - \delta)/2) = v_{con}(T + (dT + \delta)/2). \quad (12)$$

联立 (8)—(12) 式可得临界倍周期分岔时输入电压分岔点

$$V_{g2} = \frac{V_{ramp}}{\text{Re} \sum_{n_2=1}^{+\infty} [A - B]}, \quad (13)$$

其中,  $A = (e^{j(n_2-1/2)\omega_s dT} - 1)G(j(n_2 - 1/2)\omega_s)$ ,  $B = (e^{jn_2\omega_s dT} - 1)G(jn_2\omega_s)$ . 联立 (7) 与 (13) 式即可得到施加控制前后的系统稳定边界, 图 5 给出了这一结果. 该稳定边界以输入电压为变化参数, 其中  $\varphi$  为输出正弦波的相角, 理论分析和仿真分析结果均示于图中. 通过计算得知, 稳定控制器的增益  $k_s$  选得越大, 系统的稳定范围越大, 抑制效果越好, 但参数选得过大将影响原系统的稳态精度. 由图 5 还可以看出, 输入电压增大最先引起正弦波尖峰处 (相角  $\varphi = 90^\circ$ ) 发生快标分岔, 施加稳定控制器后系统的工作范围得到进一步拓展, 此外理论分析与仿真分析结果有一定误差.

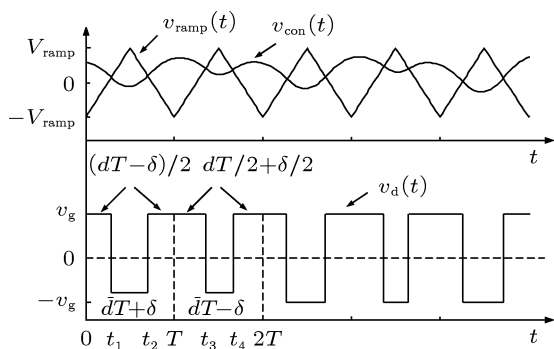


图 4 倍周期分岔时 PWM 调制图

### 2.3 慢标分岔可控性分析

慢标分岔发生在工频尺度上, 表现为低频振荡现象. 发生慢标分岔时, 由于逆变器的输出参考电压频率远低于开关频率, 因此分析时可以假设在一个开关周期内参考电压保持恒定, 这里采用小信号平均模型进行可控性分析. 由线性系统理论可知, 反馈系统的稳定性主要受其闭环极点的影响, 因此

只需要考虑系统闭环极点的分布即可.

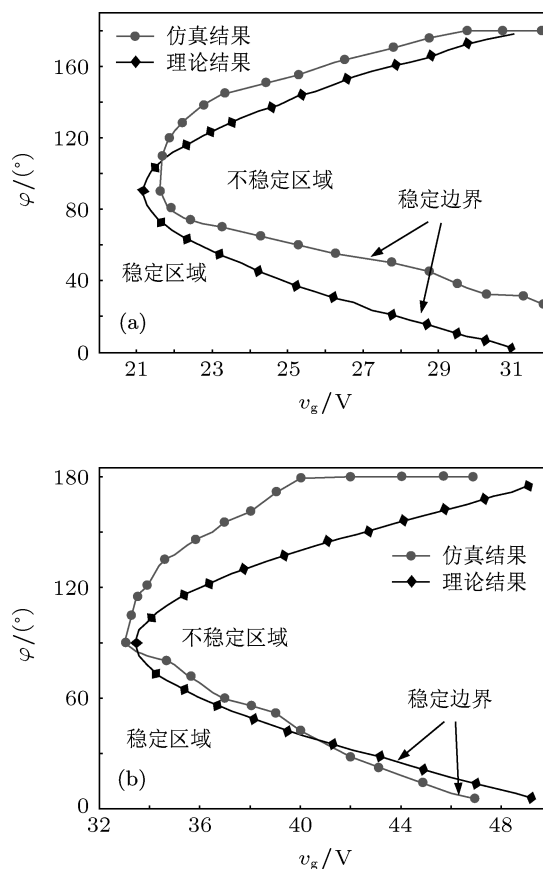


图 5 以输入电压为变化参数的系统快标分岔控制稳定边界 (a) 控制前; (b) 控制后

图 6 所示为逆变器控制系统框图, 其中  $G_{vd}(s)$  为控制到输出的传递函数,  $G_{vg}(s)$  为输入电压到输出电压的传递函数,  $Z_{out}(s)$  为变换器的输出阻抗. 系统环路增益

$$T(s) = \frac{H v_g}{V_{ramp}} G_1(s) G(s), \quad (14)$$

其中  $H$  为反馈环路的增益,  $V_{ramp}$  为三角载波幅值,  $G(s) = G_c(s) + G_s(s)$ ,  $G_c(s)$  与  $G_s(s)$  分别表示补偿器和稳定控制器的传递函数. 首先考虑未施加稳定控制器时系统的稳定性, 此时  $G_s(s) = 0$ ,  $G(s) = G_c(s)$ . 系统闭环极点由下列传递函数的极点确定

$$F(s) = \frac{1}{1 + T(s)}, \quad (15)$$

闭环特征方程

$$s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0, \quad (16)$$

各系数定义如下

$$a_0 = \frac{k_i v_g}{LC\tau_i V_{\text{ramp}}},$$

$$a_1 = \frac{1}{LC} \left( 1 + \frac{k_i v_g}{V_{\text{ramp}}} \right),$$

$$a_2 = \frac{1}{RC}.$$

(16) 式的根即系统闭环极点, 可知此闭环系统有 3 个根. 由一元三次方程的盛金公式可知, 方程 (16) 有一个实根和两个共轭虚根. 当系统发生低频振荡时, 存在一对复数闭环极点  $s_{1,2}$ , 为系统的主导极点. 对应特征方程的根, 有一对共轭虚根落在复平面上, 另一根落在负实轴上且远离虚轴. 设发生低频振荡时系统的一对共轭虚根为  $-s_{1,2} = -(\sigma + j\omega_h)$ ,  $\sigma = 0$  时为临界振荡点, 发生临界振荡时有

$$a_0 - a_2\omega_{\text{crit}}^2 + j\omega_{\text{crit}}(a_1 - \omega_{\text{crit}}^2) = 0, \quad (17)$$

$$\omega_{\text{crit}} = \sqrt{a_1} = \sqrt{a_0/a_2}, \quad (18)$$

$\omega_{\text{crit}}$  为系统发生临界振荡时的振荡角频率. 设  $\omega_{\text{crit}} = k\omega_0$ , 其中  $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$  为系统的自然振荡角频率,  $k = \sqrt{1 + k_i v_g/V_{\text{ramp}}}$ . 由 (18) 式可得  $a_1 a_2 = a_0$ , 发生临界振荡时有下式成立

$$k_i v_g (RC - \tau_i) = \tau_i V_{\text{ramp}}. \quad (19)$$

(19) 式表明, 当补偿器的积分时间常数  $\tau_i$  基本确定后, 变换器的输入电压  $v_g$  与补偿器的增益  $k_i$  成反比. 输入电压  $v_g$  或负载电阻  $R$  增大时均有  $k_i v_g (RC - \tau_i) > \tau_i V_{\text{ramp}}$ , 此时  $a_1 a_2 < a_0$ , 由劳斯判据知系统会由稳定状态进入临界振荡状态. 图 7 为输入电压变化时系统 Bode 图. 由图可以看出系统的稳定裕量随输入电压增大而越小. 这说明, 在变换器控制系统的设计过程中, 小信号稳定并不能保证系统工作点大范围变化时的稳定性.

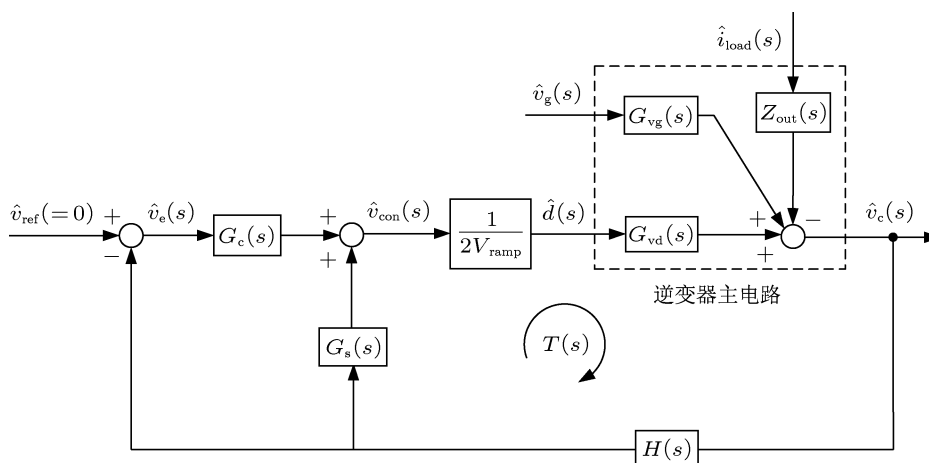


图 6 电压型逆变器系统控制框图

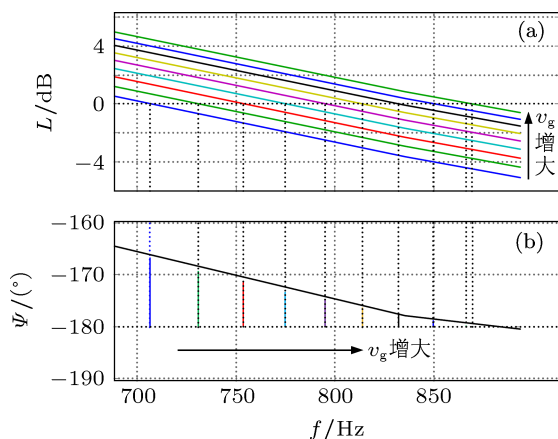


图 7 输入电压  $v_g$  从 12 V 增大到 20 V 时系统 Bode 图 (a) 幅频特性; (b) 相频特性

施加稳定控制器后  $G_s(s) \neq 0$ . 此时系统的闭环特征方程变为

$$s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0 = 0. \quad (20)$$

(20) 式中各系数定义如下

$$b_0 = \frac{k_i v_g \omega_b^2}{LC\tau_i V_{\text{ramp}}},$$

$$b_1 = \frac{1}{LC} \left( \omega_b^2 + \frac{2\zeta\omega_b k_i v_g}{\tau_i V_{\text{ramp}}} + \frac{k_i v_g \omega_b^2}{V_{\text{ramp}}} + \frac{k_s v_g \omega_b^2}{V_{\text{ramp}}} \right),$$

$$b_2 = \frac{1}{C} \left( 2\frac{\zeta\omega_b}{L} + \frac{\omega_b^2}{R} + \frac{k_i v_g}{L\tau_i V_{\text{ramp}}} + 2\frac{\zeta\omega_b k_i v_g}{LV_{\text{ramp}}} \right),$$

$$b_3 = \frac{1}{LC} + 2\frac{\zeta\omega_b}{RC} + \omega_b^2 + \frac{k_i v_g}{LCV_{\text{ramp}}} + \frac{k_s v_g}{LCV_{\text{ramp}}},$$

$$b_4 = \frac{1}{RC} + 2\zeta\omega_b,$$

此特征方程一共有 5 个根, 包括 2 对共轭虚根与 1 个实根. 当系统闭环特征根实部均小于零时系统稳定. 图 8 给出了施加稳定控制前后各特征根实部随输入电压变化的情况. 从图 8(a) 可以看出, 当  $v_g = 20 \text{ V}$  时特征根的实部开始大于零, 系统开始出现右半平面的极点, 对应变换器则开始出现慢变不稳定行为. 施加稳定控制器后, 系统闭环特征根的实部在输入电压变化范围很大时都小于零, 即变换器能在输入电压变化范围很大的条件下稳定工作, 从而进一步拓展了变换器的工作范围, 如图 8(b).

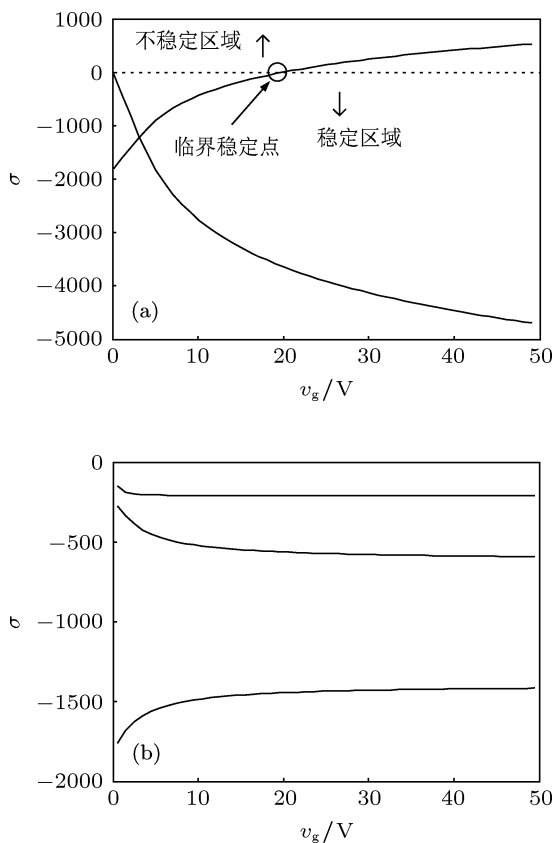


图 8 系统闭环特征根的实部  $\sigma$  随输入电压  $v_g$  的变化情况 (a) 控制前; (b) 控制后

### 3 仿真验证

为验证控制策略的有效性, 下面设计稳定控制器进行仿真分析. 由前述稳定性分析可知, 当输入电压或负载电阻增大时均会引起工作点发生变化, 都可能导致系统不稳定. 不失一般性, 这里仅分析输入电压变化时导致的不稳定现象.

### 3.1 控制器设计

施加稳定控制后逆变器系统电路图如图 9 所示. 其中稳定控制器  $G_s(j\omega)$  的实现采用滤波器  $G_f(j\omega)$  和比例控制器  $G_k(j\omega)$  级联的形式. 由电路图可得:  $\omega_b = 1/(R_t C_t)$ ,  $k_f = R_b/R_a$ ,  $p = (R_1 + R_2)/R_2$ . 稳定控制器的传递函数为

$$G_s(j\omega) = G_k(j\omega)G_f(j\omega) = p \frac{k_f(\omega_b^2 - \omega^2)}{j2\zeta\omega_b\omega + \omega_b^2 - \omega^2}, \quad (21)$$

其中  $G_k(j\omega)$  为比例控制器,  $G_f(j\omega)$  为滤波器, 该滤波器对工频信号具有抑制作用, 而保留输出波形中的不稳定信息.

稳定控制器参数选择不仅要能有效提取系统的低频振荡信息, 同时要考虑附加的控制不能改变原系统的动静态性能. 一般地,  $\sigma$  为负值且绝对值越大时, 控制器的动态效果越好, 但当控制系数  $p$  过大时, 变换器会产生一定的稳态误差, 因此控制系数参数选择必须综合考虑. 经过多次尝试取  $p = 1.5$ . 其他参数选择为:  $k_f = 1.065$ ,  $\omega_b = 2\pi f_b = 314 \text{ rad/s}$  为逆变器输出正弦工频信号角频率,  $f_b$  为对应的交流电频率. 稳定控制器的电路参数选择为:  $R_t = 3.2 \text{ k}\Omega$ ,  $C_t = 1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_a = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_b = 0.65 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ .

### 3.2 快标分岔控制仿真

为验证控制策略对不稳定现象抑制的有效性, 首先仿真分析快标分岔控制. 根据图 5 所示的快标分岔控制稳定边界, 选择系统的参数如下: 输入电压  $v_g = 26 \text{ V}$ , 参考输出电压  $v_{ref} = 6 \sin(\omega_b t + \theta)$ , 开关频率  $f = 25 \text{ kHz}$ , 对应的开关周期  $T = 0.04 \text{ ms}$ ,  $L = 1.5 \text{ mH}$ ,  $C = 50 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R = 5 \text{ }\Omega$ , 补偿器增益  $k_i = 0.35$ , 补偿器积分时间常数  $\tau_i = 0.1365 \text{ ms}$ , 调制函数  $v_{ramp}(t) = 6 + 12\text{mod}(t/T, 1)$ , 电压采样系数  $H = 1$ . 在  $0.065 \text{ s}$  时将稳定控制器施加到原控制回路中去, 得到时域仿真波形如图 10 所示. 可以看出, 在施加稳定控制器后, 系统立即回到正常工作状态, 系统由倍周期分岔状态进入单周期稳态. 此外, 稳定控制器的输出信号幅值很小, 从而保证附加的稳定控制器基本不影响原系统的动静态特性.

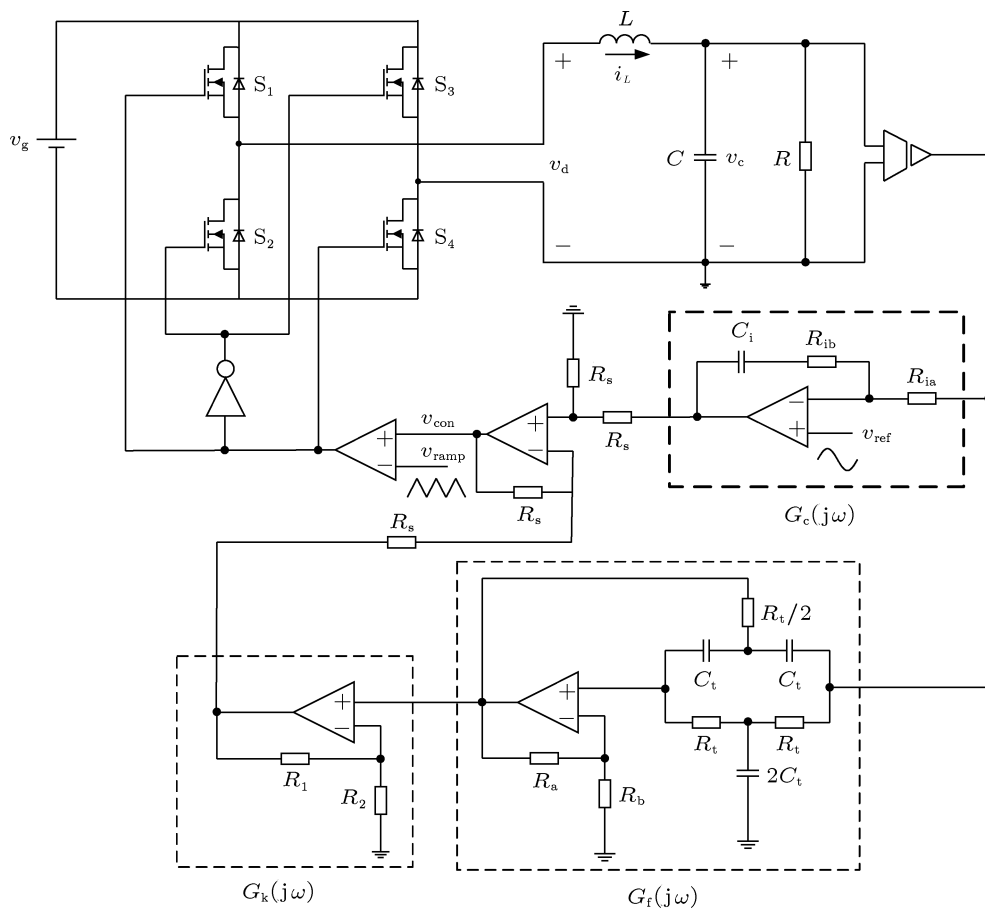


图9 电压型逆变器稳定控制系统电路图

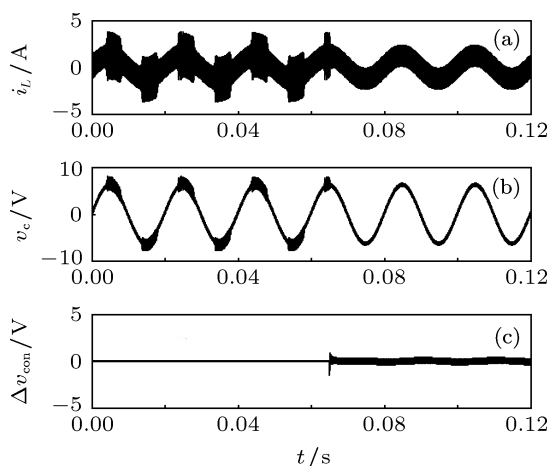


图10 快标分岔控制时域波形 (a) 电流波形; (b) 电压波形; (c) 控制信号

由于快标分岔发生在开关周期尺度上, 为直观起见, 可以通过开关周期采样来观察系统的行为. 如图11所示的频闪采样波形, 可以看出施加控制后系统能很快稳定.

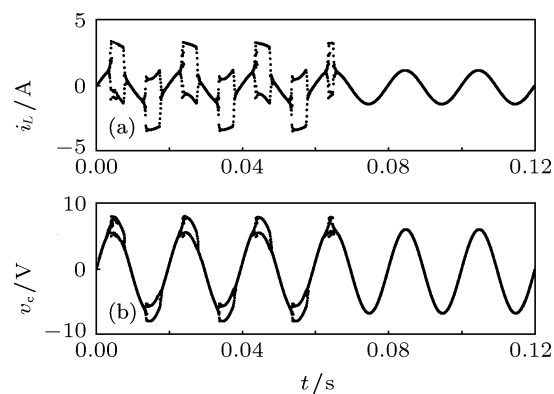


图11 快标分岔控制频闪采样波形 (a) 电流波形; (b) 电压波形

### 3.3 慢标分岔控制仿真

发生在工频尺度上的慢变不稳定行为主要表现为低频振荡现象. 根据图8所示慢标分岔控制稳定边界, 选择当输入电压增大到20V时的情形进行仿真分析, 此工作点为变换器临界振荡点. 选

择系统的参数如下: 输入电压  $v_g = 20$  V, 参考输出电压  $v_{\text{ref}} = 6 \sin(\omega_b t + \theta)$ ,  $f_b = 50$  Hz 为工频, 开关频率  $f = 25$  kHz,  $L = 220$   $\mu$ H,  $C = 20$   $\mu$ F,  $R = 5$   $\Omega$ , 补偿器增益  $k_i = 0.35$ , 补偿器积分时间常数  $\tau_i = 0.1365$  ms,  $v_{\text{ramp}}(t) = 6 + 12 \text{mod}(t/T, 1)$ .

同样在 0.065 s 时将稳定控制施加到系统中, 控制仿真波形如图 12 所示. 可以看出控制前逆变器

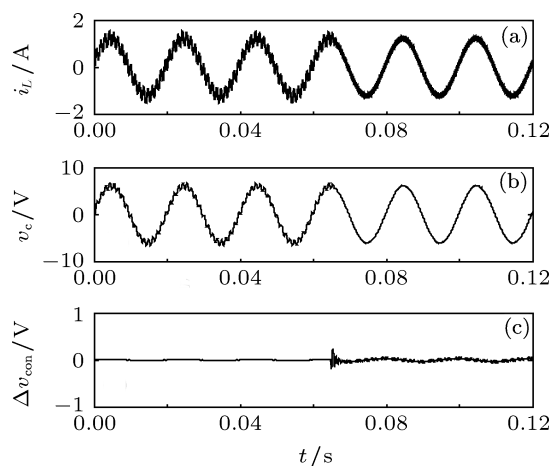


图 12 慢标分岔控制波形 (a) 电感电流; (b) 电容电压; (c) 控制电压信号

输出波形出现低频振荡, 总谐波畸变率 (THD) 较大, 施加稳定控制后, 系统能迅速回到稳定状态, 同时稳定控制器的输出信号仍然很小, 从而保证附加

控制基本不影响原系统的性能. 发生临界振荡时的角频率可以由 (18) 式计算得到

$$\begin{aligned} \omega_{\text{crit}} &= \sqrt{a_1} = \sqrt{\frac{1}{LC} \sqrt{1 + \frac{k_i v_g}{V_{\text{ramp}}}}} \\ &= 5477 \text{ rad/s} \approx 17\omega_b, \end{aligned} \quad (22)$$

即发生临界振荡时的振荡频率约为 17 倍工频, 与仿真分析结果一致.

## 4 结论

电压型逆变器中蕴涵着快慢变两种不稳定行为, 影响系统的正常运行. 针对逆变器外部参数变化引起的非线性行为, 重点研究了输入电压变化时产生的快慢变不稳定现象. 本文提出一种通用的稳定性控制方法, 分别采用谐波平衡法和小信号平均模型分析了稳定控制策略用于快慢标分岔控制的可行性, 并确定了系统的稳定边界. 所提控制方法能在不改变原系统良好动态响应和稳态精度的基础上成功抑制逆变器中的倍周期分岔和低频振荡现象, 同时拓展变换器的稳定工作范围. 理论分析和仿真验证表明该方法具有较好的控制效果. 本文的研究结果对于逆变器控制电路设计具有一定的参考作用, 同时为其他类型变换器的稳定控制策略也提供了一些参考.

- [1] Hamill D C, Jeffries D J 1988 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 35 1059
- [2] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 1522 (in Chinese) [王发强, 张浩, 马西奎 2008 物理学报 **57** 1522]
- [3] Tse C K, Lai Y M, Iu H H C 2000 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 47 448
- [4] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Zhang X F 2008 *Phys. Lett. A* **372** 3217
- [5] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Wu J K 2011 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **39** 159
- [6] Ma W, Wang M Y, Nie H L 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 100202 (in Chinese) [马伟, 王明渝, 聂海龙 2011 物理学报 **60** 100202]
- [7] Fang C C, Abed E H 2001 *IEEE International Symposium on Circuits and Systems* Sydney, Australia, May 6–9, 2001 p209
- [8] Iu H H C, Zhou Y F, Tse C K 2003 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **31** 611
- [9] Ma X K, Liu W Z, Zhang H 2005 *Proc. CSEE* **25** 61 (in Chinese) [马西奎, 刘伟增, 张浩 2005 中国电机工程学报 **25** 61]
- [10] Wang F Q, Zhang H, Ma X K, Li X M 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6838 (in Chinese) [王发强, 张浩, 马西奎, 李秀明 2009 物理学报 **58** 6838]
- [11] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2010 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 57 405
- [12] Zou J L, Ma X K, Yang Y 2010 *Proc. CSEE* **30** 1 (in Chinese) [邹建龙, 马西奎, 杨宇 2010 中国电机工程学报 **30** 1]
- [13] Li M, Dai D, Ma X K 2008 *Circ. Syst. Sign. Proc.* **27** 811
- [14] Robert B, Robert C 2002 *Int. J. Control* **75** 1356
- [15] Kousaka T, Sakamoto K, Ma Y 2006 *Proceedings of the 3rd National Conference on Nonlinear Systems and Dynamics* Chennai, India, February 6–8, 2006 p1
- [16] Wang X M, Zhang B 2009 *Transactions of China Electrotechnical Society* **24** 101 (in Chinese) [王学梅, 张波 2009 电工技术学报 **24** 101]
- [17] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2248 (in Chinese) [王学梅, 张波, 丘东元 2009 物理学报 **58** 2248]
- [18] Lei B, Xiao G C, Wu X L, Qi Y R 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 090501 (in Chinese) [雷博, 肖国春, 吴旋律, 齐元瑞 2011 物理学报 **60** 090501]
- [19] Aroudi E, Rodriguez E, Orabi M, Alarcon E 2010 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **39** 175
- [20] Iu H H C, Robert B 2003 *IEEE Trans. Circ. Syst.* **1** 50 1125
- [21] Feki M, Robert B, Iu H H C 2004 *35th IEEE Power Electronic Specialists Conference* Aachen, Germany, June 20–25, 2004



# A unified bifurcation control strategy for voltage source inverter\*

Wu Jun-Ke<sup>†</sup> Zhou Luo-Wei Lu Wei-Guo

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment and System Security & New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

(Received 4 March 2012; revised manuscript received 15 May 2012)

## Abstract

There exist fast scale and slow scale nonlinear dynamic behaviors in the voltage source inverter. Period doubling bifurcation and low-frequency oscillation instability phenomena are investigated. A unified bifurcation control strategy based on frequency-domain transfer function is proposed to suppress the fast-scale and slow-scale instabilities under the guarantee of the inverter's good dynamic and static performance. The stability boundary of the inverter is greatly expanded with the help of the controller. Harmonic balance method and small-signal averaged model are used to verify the effectiveness of the proposed control method when it is used to suppress the period-doubling bifurcation and the low-frequency oscillation, the stability domain border is also derived with the help of the analysis method. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed control strategy is correct and feasible.

**Keywords:** voltage source inverter, bifurcation control, harmonic balance method, average model

**PACS:** 02.30.Oz, 05.45.-a

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51077137, 50807058), and the Fundamental Research Funds for the Central Universities, China (Grant No. CDJXS11151151).

<sup>†</sup> E-mail: allen\_wjk@163.com