

基于复域模型的三相并网逆变器控制策略研究

范伟强¹, 程婷婷¹, 王智高¹, 王弋飞¹, 韩辰光¹, 王义玮², 杨黎晖², 金澳²

(1. 西安高压电器研究院股份有限公司, 西安 710077; 2. 西安交通大学电气工程学院, 西安 710049)

摘要: 本文采用复域平均建模方法对三相 LCL 型并网逆变器进行建模, 将复杂的三相多输入多输出 MIMO 系统简化为单输入单输出 SISO 系统, 在此基础上, 推导出复域下三相 LCL 型并网逆变器系统的状态方程, 并基于复域模型设计了并网电流的控制策略。其次, 利用复 Hurwitz 判据分析了三相 LCL 型并网逆变器控制系统的稳定性, 得出了系统稳定运行的控制器参数范围, 仿真与样机实验结果验证了该方法的有效性与正确性。

关键词: 复域; 三相并网逆变器; 复 Hurwitz 判据; 多输入多输出; 单输入单输出

Research on Control Strategy of Three-phase Grid-connected Inverter Based on Complex Domain Model

FAN Weiqiang¹, CHENG Tingting¹, WANG Zhigao¹, WANG Yifei¹,

HAN Chenguang¹, WANG Yiwei², YANG Lihui², JIN Ao²

(1. Xi'an High Voltage Apparatus Research Institute Co., Ltd. Xi'an 710077, China;

2. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In this paper, the complex domain averaging modeling method is adopted to model the three-phase LCL grid-connected inverter, simplifying the complex three-phase multi-input and multi-output (MIMO) system into a single-input and single-output (SISO) system. On this basis, the state equation of the three-phase LCL grid-connected inverter system in the complex domain is derived, and the control strategy for the grid-connected current based on the complex domain model is designed. Secondly, the stability of the control system of the three-phase LCL grid-connected inverter is analyzed by using the complex Hurwitz criterion and the control parameter range for stable operation of the system is obtained. The effectiveness and correctness of the method are verified by both simulation and experimental results.

Keywords: complex domain; three-phase grid-connected inverter; complex Hurwitz criteria; multi-input and multi-output; single-input and single-output

0 引言

控制器优化和高阶系统降阶问题一直都是国内外学者广泛关注的研究热点^[1-2]。由于在控制器中引入复数因子可以显著提升控制性能, 因此在模型建立的过程中引入复数, 不仅能够实现高阶多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)系统到低阶单输入单输出(single-input single-output, SISO)系统系统的转变, 还能提高系统的输出性能。文献[3]通过引入复数因子实现了三相并网逆变器正交坐标下 PI 控制对交流信号的零误差跟踪; 文献[4]在此基础上, 提出了一种通用的复控制器模型, 进一

步增强了复控制器的适用性; 文献[5]则在电流不对称的情况下引入复数因子, 简化了系统控制结构。上述研究表明, 在传统控制方法的基础上引入复数概念, 可以有效改善控制性能。

然而, 在实域模型下实现复域控制会增加系统的复杂程度, 特别是对于三相 LCL 型并网逆变器等系统, 其在旋转坐标(dq)系下的实域模型为 MIMO 高阶系统, 这对工程应用的实现带来了挑战^[6-13]。由于实域中的 MIMO 系统可以等效为复域下的 SISO 系统, 并且复域模型阶数比实域模型阶数减少一半, 所以为降低高阶系统模型的阶数, 并简化控制器的分析与设计, 有学者提出了基于复域的建模方法。

电机是典型的高阶系统,文献[14]将复传递函数的概念应用于三相感应电机中,简化了系统模型,获得了更为简洁的系统结构;文献[15-16]通过将双馈感应电机的实域模型转化为等效的降阶复域模型,简化了反馈控制回路的分析与设计,实现了极点的直接配置;文献[17-18]则针对具有对称特性的三相电力系统,应用复系数的概念将实域 MIMO 系统转变成复域 SISO 系统,扩展了根轨迹分析的应用范围。以上研究表明,基于复域的建模方法在简化高阶系统模型中具有重要的应用价值。

在控制系统设计中,系统的稳定性判据是控制器设计的基础^[19-20]。但是对于复域模型的分析与设计,传统控制理论工具的适用性较为有限,赫尔维兹(Hurwitz)判据是一种适用于复域模型的有效稳定性判据。该判据通过系统特征方程的系数来判断系统的稳定性,而无需求解复杂的微分方程。然而,当系统的特征方程阶数较高时,使用 Hurwitz 判据来进行系统稳定性分析时计算量很大,导致该方法在高阶系统中的应用较少。复域建模方法可以简化系统模型,降低系统阶数,从而有效克服 Hurwitz 判据在高阶系统的应用限制。有研究提出将复域模型与 Hurwitz 判据相结合,提出并证明了复 Hurwitz 判据^[21-23],复 Hurwitz 判据是一种应用于复域模型稳定性判据的有效方法,其显著特点是,系统在复域下的模型,其特征多项式的阶数减为原来的一半,从而大幅降低 Hurwitz 判据的计算复杂度。文献[24-25]验证了复 Hurwitz 判据在复域建模的自激感应电机中的使用;文献[26]则成功将复 Hurwitz 判据应用于双馈感应电机的设计中。与三相电机类似,三相并网逆变器也是一个高阶系统。采用传统实域的稳定性判据对三相并网逆变器进行稳定性分析,同样会面临计算复杂的问题。现有文献对三相并网逆变器的复 Hurwitz 稳定性判据应用研究较为有限。为此,本文将复 Hurwitz 稳定性判据用于三相并网逆变器的控制器设计和稳定性分析。

本文以三相 LCL 型并网逆变器作为研究对象,首先建立了在旋转坐标(dq)系下的三相 LCL 型并网逆变器的实域高阶模型,并利用状态矩阵的对称性推导出同步旋转坐标系下的等效降阶复域模型,得到系统在复域中的状态方程,在此复域低阶模型的基础上,直接设计有源阻尼控制与并网电流控制策略。通过加入电容电流前馈,消除了滤波器内部的耦合,简化了并网电流控制器的设计。进一步地,基于复 Hurwitz 判据对系统进行了稳定性分析,推导出系统稳定的充分必要条件,并得到了控制器

参数的范围。最后,通过仿真与样机实验,验证了复 Hurwitz 判据在并网逆变器进行稳定性分析和控制器设计的可行性与有效性。

1 三相 LCL 型并网逆变器数学模型

三相 LCL 型并网逆变器的主电路拓扑如图 1 所示。图中: L_1 为逆变器侧电感; L_2 为网侧电感; C_f 为滤波电容,三者组成 LCL 型滤波器^[27]。

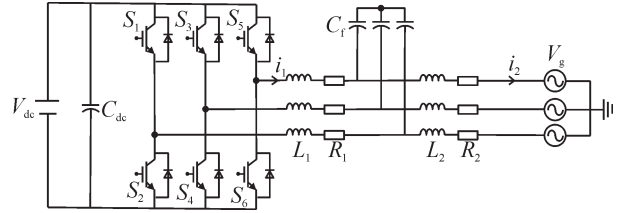


图1 三相并网逆变器主电路拓扑结构图

Fig. 1 Topological structural diagram of main circuit of three phase grid-connected inverter

根据基尔霍夫定律及派克变换,建立三相 LCL 型并网逆变器在旋转坐标下的微分方程为

$$\begin{cases} L_1 \dot{i}_{1d} = v_d + \omega_0 L_1 i_{1q} - v_{cd} - R_1 i_{1d} \\ L_2 \dot{i}_{2d} = v_{cd} + \omega_0 L_2 i_{2q} - v_{gd} - R_2 i_{2d} \\ C \dot{v}_{cd} = i_{1d} - i_{2d} + \omega_0 C v_{cq} \\ L_1 \dot{i}_{1q} = v_q - \omega_0 L_1 i_{1d} - v_{cq} - R_1 i_{1q} \\ L_2 \dot{i}_{2q} = v_{cq} - \omega_0 L_2 i_{2d} - v_{gq} - R_2 i_{2q} \\ C \dot{v}_{cq} = i_{1q} - i_{2q} - \omega_0 C v_{cd} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q}, v_{cd}, v_{cq}, R_1, R_2$ 分别表示 d, q 轴下逆变器侧电感 d, q 轴电流、网侧 d, q 轴电流、电容 d, q 轴电压、逆变器侧电感寄生电阻、网侧电感寄生电阻; ω_0 为电网角频率,即坐标变换矩阵中的旋转角频率。系统为三相三线制,不含零序通路,因此,在建模的过程中忽略了 O 轴;为了分析的方便,将式(1)进行拉氏变换,转换成 s 域对系统进行分析。

设拉氏变换后的状态变量为

$$X^T = (I_{1d}, I_{2d}, V_{cd}, I_{1q}, I_{2q}, V_{cq}) \quad (2)$$

输入变量为

$$U^T = (v_d, v_{gd}, v_q, v_{gq}) \quad (3)$$

式中, v_d, v_q, v_{gd}, v_{gq} 分别表示 d, q 轴下逆变器侧 d, q 轴电压、电网 d, q 轴电压。

输出变量为

$$Y^T = (I_{2d}, I_{2q}) \quad (4)$$

得到三相 LCL 型并网逆变器拉氏变换之后的状态方程为

$$\begin{cases} AX(s) = BU(s) \\ Y(s) = CX(s) \end{cases} \quad (5)$$

式中: A 为系统的特征矩阵; B 为输入矩阵; C 为输出矩阵, 表达式如下

$$A = \begin{bmatrix} L_1 s + R_1 & 0 & 1 & -\omega_0 L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 s + R_2 & -1 & 0 & -\omega_0 L_2 & 0 \\ -1 & 1 & C s & 0 & 0 & -\omega_0 C \\ \omega_0 L_1 & 0 & 0 & L_1 s + R_1 & 0 & 1 \\ 0 & \omega_0 L_2 & 0 & 0 & L_2 s + R_2 & -1 \\ 0 & 0 & \omega_0 C & -1 & 1 & C s \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(6)

由式(6)可知, 三相 LCL 型并网逆变器在 dq 坐标系下是阶数为 6 的多输入多输出高阶系统。

当系统不受外部影响时, 即没有输入作用的一类动态系统定义为自治系统, 三相 LCL 型并网逆变器在工作点附近线性化后得到的系统就是一个线性非时变自治系统, 可表示为 $\dot{ax} = bx$, 进行拉氏变换后自治系统的 s 域表示为

$$FX(s) = 0, F = a_s - b \quad (7)$$

因此, 在忽略输入变量 $P(s) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_n$, $\alpha_k = p_k + jq_k$, $k = 1, 2, \dots, n$ 的情况下, 三相 LCL 型并网逆变器在旋转坐标系下的是自治的; 在没有输入的情况下, 式(5)可简写成自治系统为

$$AX = 0 \quad (8)$$

2 复系数 Hurwitz 稳定性判据

常规的 Routh 稳定性判据或 Hurwitz 稳定性判据的使用范围为系统特征方程的系数是常数的情况。本文是基于复域的系统设计, 得到的特征方程的系数为复数。因此, 常系数特征方程稳定性判据在本文中不再适用。文献[23, 28]针对系数为复数的多项式进行了稳定性的判定, 在本文中, 先对复系数多项式具有负实部零点的充分必要条件进行说明。

设复系数多项式为

$$P(s) = s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \alpha_2 s^{n-2} + \dots + \alpha_n \quad (9)$$

$$\alpha_k = p_k + jq_k, k = 1, 2, \dots, n$$

对应的复系数 Hurwitz 稳定性判据: 系统稳定的充分必要条件是其特征根均具有负实部, 即系统特征多项式系数的实部和虚部所构成行列式均大于 0^[27], 即

$$\Delta_i > 0, i = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

其中:

$$\Delta_1 = p_1$$

$$\Delta_k = (-1)^{k(k-1)/2} D_k = \begin{vmatrix} p_1 & p_3 & p_5 & \dots & p_{2k-1} & -q_2 & -q_4 & \dots & -q_{2k-2} \\ p_0 & p_2 & p_4 & \dots & p_{2k-2} & -q_1 & -q_3 & \dots & -q_{2k-3} \\ & & & \dots & & & & & \\ 0 & & & & p_k & 0 & & & -q_{k-1} \\ 0 & q_2 & q_4 & \dots & q_{2k-2} & p_1 & p_3 & \dots & p_{2k-3} \\ 0 & q_1 & q_3 & \dots & q_{2k-3} & 1 & p_2 & \dots & p_{2k-4} \\ & & & \dots & & & & & \\ 0 & & & & q_k & 0 & & & p_{k-1} \end{vmatrix} \quad (11)$$

$k = 2, 3, \dots, n$ ($p_r = q_r = 0, r > n$ 时)

在实际工程中, 一般不存在用复系数矩阵描述的系统, 因此, 也不存在系数为复数的特征多项式。但是在某些对称的系统中, 其系统矩阵可以使用复系数矩阵表示, 以降低系统的阶数, 简化分析, 减少计算量。

对于式(3)所示的 s 域下的自治系统, 可通过计算其特征多项式 $\det(A(s))$, 得到系统稳定性条件。如果矩阵 $A(s)$ 具有某些特殊的结构, 则可将系统进行降阶处理, 使系统阶数减少为原来的一半, 显著降低了计算的复杂性。

具体来说, 如果矩阵具有如下对称结构

$$A(s) = \begin{bmatrix} A_{11}(s) & -A_{12}(s) \\ A_{12}(s) & A_{11}(s) \end{bmatrix} \quad (12)$$

即主对角元素相等, 斜对角元素互为相反数的对称结构, 则可将原矩阵表示成复数形式

$$A_c(s) = A_{11}(s) + jA_{12}(s) \quad (13)$$

式中: $A_c(s)$ 的阶数是 $A(s)$ 的一半, 并且 $A_c(s)$ 的特征根和 $A(s)$ 的特征根是等价的^[19]。一旦求解出 $A_c(s)$ 的特征方程, 则系统稳定的充分必要条件可根据复系数 Hurwitz 稳定性判据得到。应用系统复系数矩阵判断式(5)的稳定性, 将高阶系统直接降为低阶系统来求解, 明显比实系数矩阵求解稳定性简单得多, 可显著减小计算复杂度。

3 复域三相 LCL 型并网逆变器模型及控制器设计

由式(5)得到该系统的特征多项式对应的矩阵为

$$A = \begin{bmatrix} L_1 s + R_1 & 0 & 1 & -\omega_0 L_1 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 s + R_2 & -1 & 0 & -\omega_0 L_2 & 0 \\ -1 & 1 & C s & 0 & 0 & -\omega_0 C \\ \omega_0 L_1 & 0 & 0 & L_1 s + R_1 & 0 & 1 \\ 0 & \omega_0 L_2 & 0 & 0 & L_2 s + R_2 & -1 \\ 0 & 0 & \omega_0 C & -1 & 1 & C s \end{bmatrix} \quad (14)$$

矩阵 $A(s)$ 满足对称性要求, 可设:

$$A_{11}(s) = \begin{pmatrix} L_1 s + R_1 & 0 & 1 \\ 0 & L_2 s + R_2 & -1 \\ -1 & 1 & Cs \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$A_{12}(s) = \begin{pmatrix} \omega_0 L_1 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_0 L_2 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 C \end{pmatrix}$$

因此, 矩阵 $A(s)$ 所对应的复系数矩阵为

$$A_c(s) = A_{11}(s) + jA_{12}(s) = \begin{bmatrix} L_1 s + R_1 + j\omega_0 L_1 & 0 & 1 \\ 0 & L_2 s + R_2 + j\omega_0 L_2 & -1 \\ -1 & 1 & Cs + j\omega_0 C \end{bmatrix} \quad (16)$$

其对应的状态变量为

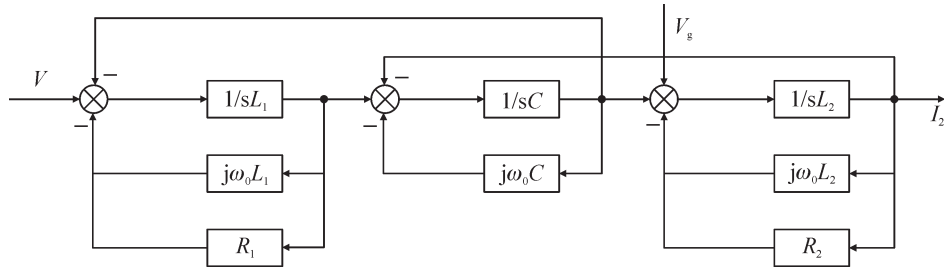


图2 三相LCL型并网逆变器dq坐标系下的复域结构框图

Fig. 2 Complex domain structural block diagram of three phase LCL grid-connected inverter in the dq reference frame

根据图2所示的系统复域结构, 可得并网电流的表达式为

$$I_2 = Y_m V + Y_o V_g \quad (21)$$

式中:

$$Y_m = \frac{Z_c}{Z_c Z_1 + Z_c Z_2 + Z_1 Z_2} \quad (22)$$

$$Y_o = \frac{Z_1 + Z_1}{Z_c Z_1 + Z_c Z_2 + Z_1 Z_2}$$

式中: Z_1, Z_2, Z_c 分别表示逆变器侧电感 L_1 、网侧电感 L_2 、滤波电容 C 在 dq 坐标下的复域阻抗, 其表达式为

$$\begin{aligned} Z_1 &= sL_1 + j\omega_0 L_1 + R_1 \\ Z_2 &= sL_2 + j\omega_0 L_2 + R_2 \\ Z_c &= \frac{1}{sC + j\omega_0 C} \end{aligned} \quad (23)$$

如果将电网电压看作扰动, 以 V 为输入, I_2 为输出, 画出系统开环传递函数的 Bode 图如图3中的实线所示。可以看出, 复域下的 LCL 型并网逆变器的频率响应在谐振频率处存在谐振尖峰, 同时相位发生 -180° 跳变, 容易导致系统不稳定。因此, 需要对该谐振尖峰进行抑制。本文采用电容电流反馈有源阻尼抑制谐振尖峰, 加入有源阻尼后系统开环传递函数的波特图如图3中的虚线所示。可以看出, 电容电流反馈的加入明显抑制了谐振尖峰, 并

$$X_c^T = (I_1, I_2, V_c) \quad (17)$$

其中:

$$I_1 = I_{1d} + jI_{1q}; I_2 = I_{2d} + jI_{2q}; V_c = V_{cd} + jV_{cq} \quad (18)$$

设输入变量的复数形式为

$$V = V_d + jV_q; V_g = V_{gd} + jV_{gq} \quad (19)$$

得到三相 LCL 型并网逆变器复域下的状态方程为

$$\begin{bmatrix} L_1 s + R_1 + j\omega_0 L_1 & 0 & 1 \\ 0 & L_2 s + R_2 + j\omega_0 L_2 & -1 \\ -1 & 1 & Cs + j\omega_0 C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V \\ V_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

由式(20)得到三相 LCL 型并网逆变器 dq 坐标系下复域的结构框图如图2所示。

且其 180° 的跳变也变得平滑。

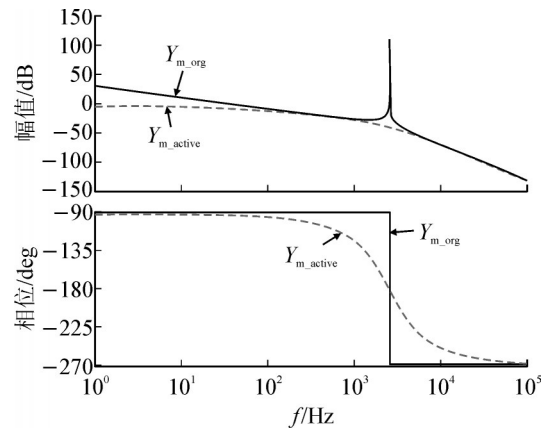


图3 系统开环传递函数的Bode图

Fig. 3 The Bode plot of open-loop transfer function of system

基于此, 系统在复域下的结构框图如图4所示。在复域下采用PI控制作为并网电流控制器, 同时加入电容电压前馈, 可以消除滤波器内部的反馈关系, 简化电流环的设计。

在忽略电网电压扰动的情况下, 系统在复域下的闭环传递函数为

$$G_{out_c} = \frac{G_{pi} G_{active} G_{L_2 C}}{1 + G_{pi} G_{active} G_{L_2 C}} \quad (24)$$

式中: $G_{pi}, G_{active}, G_{L_2 C}$ 为各环节传递函数, 其表达式分别为

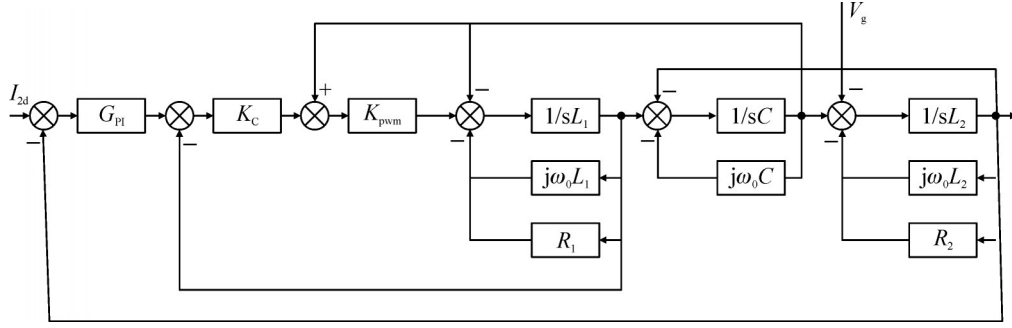


图4 复域下系统结构框图

Fig. 4 Structural block diagram of system under complex domain

$$\begin{cases} G_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s} \\ G_{L_2C} = \frac{(sL_2 + j\omega_0 L_2 + R_2)(sC + j\omega_0 C)}{1 + (sL_2 + j\omega_0 L_2 + R_2)(sC + j\omega_0 C)} \\ G_{active} = \frac{K_{pwm} K_c}{sL_1 + j\omega_0 L_1 + R_1 + K_{pwm} K_c} \end{cases} \quad (25)$$

根据式(24),得到闭环特征方程为

$$a_1 = \frac{L_1 R_2 + L_2 R_1 + K_{pwm} L_2 K_c + K_{pwm} L_2 K_c k_p}{L_1 L_2}$$

$$a_2 = \frac{L_1 + CR_1 R_2 - 3CL_1 L_2 \omega_0^2 + CK_{pwm} R_2 k_c + CK_{pwm} L_2 K_c k_i + CK_{pwm} R_2 K_c k_p}{CL_1 L_2}$$

$$b_2 = \frac{2K_{pwm} L_2 K_c \omega_0 + 2K_{pwm} L_2 K_c k_p \omega_0 + 2L_1 R_2 \omega_0 + 2L_2 R_1 \omega_0}{L_1 L_2}$$

$$a_3 = \frac{(R_1 + K_{pwm} K_c - CL_1 R_2 \omega_0^2 - CL_2 R_1 \omega_0^2 + CK_{pwm} R_2 K_c k_i - CK_{pwm} L_2 K_c \omega_0^2 - CK_{pwm} L_2 K_c k_p \omega_0^2)}{CL_1 L_2}$$

$$b_3 = \frac{CR_1 R_2 \omega_0 + 2CK_{pwm} L_2 K_c k_i \omega_0 + CK_{pwm} R_2 K_c \omega_0 + L_1 \omega_0 - CL_1 L_2 \omega_0^3 + CK_{pwm} R_2 K_c k_p \omega_0}{CL_1 L_2}$$

$$a_4 = \frac{-K_{pwm} K_c k_i \omega_0^2}{L_1} \quad b_4 = \frac{K_{pwm} R_2 K_c k_i \omega_0}{L_1 L_2}$$

数的实部和虚部所构成的行列式均大于0^[23],即

$$\Delta_i > 0, i = 1, 2, 3, 4 \quad (29)$$

根据上述系数表达式可得知:

因为控制器的参数均大于0, $\Delta_1 = a_1 > 0$ 显然成立, 因此, 系统稳定的充要条件为 $\Delta_2 > 0, \Delta_3 > 0, \Delta_4 > 0$ 同时成立。即

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & -b_2 \\ a_0 & a_2 & -b_1 \\ 0 & b_2 & a_1 \end{vmatrix} = a_1^2 a_2 - a_0 b_2^2 + a_1 b_1 b_2 - a_0 a_1 a_3 > 0 \quad (30)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 & -b_2 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & -b_1 & -b_3 \\ 0 & a_1 & a_3 & 0 & -b_2 \\ 0 & b_2 & 0 & a_1 & a_3 \\ 0 & b_1 & b_3 & a_0 & a_2 \end{vmatrix} = a_1^2 a_2^2 a_3 + a_0 a_1 a_3 b_2 b_3 > 0 \quad (31)$$

$$1 + K_{pwm} G_{pi} G_{active} G_{L_2C} = 0 \quad (26)$$

将式(26)化成复系数多项式

$$s^4 + (a_1 + jb_1)s^3 + (a_2 + jb_2)s^2 + (a_3 + jb_3)s + a_4 = 0 \quad (27)$$

式中

根据复 Hurwitz 判据, 系统稳定的充分必要条件是其特征根均具有负实部, 即系统特征多项式系

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 & 0 & -b_2 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 & -b_1 & -b_3 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & 0 & 0 & -b_2 & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 & -b_1 & -b_3 \\ 0 & b_2 & 0 & 0 & a_1 & a_3 & 0 \\ 0 & b_1 & b_3 & 0 & a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & 0 & b_2 & 0 & 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_1^2 a_2^2 a_3^2 a_4 > 0 \quad (32)$$

将式(28)代入式(30)–(32), 可计算出使系统稳定的控制器参数 k_i, k_p 的取值范围。

4 仿真及实验验证

利用 Matlab/Simulink 仿真软件建立基于三相 LCL 型并网逆变器的控制模型, 验证所提出方法的有效性。仿真和实验样机采用三相三制接法, 额定功率 3.3 kW, 主要参数见表 1。

基于此仿真模型和实验样机参数, 利用本文提出的方法计算使系统稳定的控制器参数 k_i, k_p 的取

值范围,其中比例系数保留 3 位小数,积分系数保留到整数,可得:

$$0.715 < k_p < 4.382; 10 < k_i < 43 \tag{33}$$

表 1 仿真模型和实验样机参数
Table 1 Parameters of simulation model and experimntal prototype

参数	数值	参数	数值
L_1/mH	3.7	f_s/kHz	20
L_2/mH	0.6	I_g/A	15(额定)
$C_f/\mu\text{F}$	4.7	V_g/V	220(额定)

进一步分析可知:根据式(24)、式(33),设 $k_i = 20$, k_p 变化, k_p 参数从 0.5 到 4.382 递增,再跳变到 15,画出系统闭环传递函数的零极点图如图 5 所示。可以看出,系统起始零极点在右半平面。随着 k_p 增加到 0.715 时,系统零极点逐渐出现在左半平面,系统稳定;当 $k_p > 4.382$,随着 k_p 参数的继续增大,系统零极点又逐渐出现在右半平面,系统不稳定。

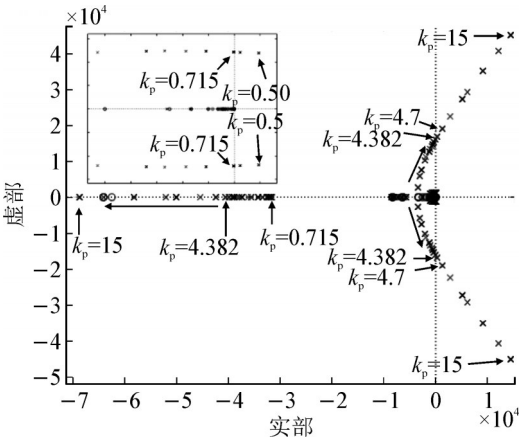


图 5 k_p 参数变化时的零极点图
Fig. 5 Zero-pole diagram in case of variation of parameter k_p

图 6 为采用本文基于复域模型的控制方法时,并网逆变器 A 相电压和三相电流的仿真波形图。可以看出,并网电流的稳态波形和电网电压同相,并在数值上跟踪了并网电流的指令值,说明采用基于复域模型的 PI 控制方法可以使三相并网逆变器获得良好的稳态性能。

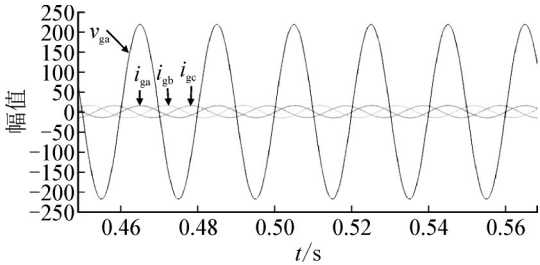


图 6 逆变器并网电流和电压仿真波形
Fig. 6 Simulation waveform of grid grid-connected current and voltage of inverter

根据仿真参数进行样机实验,三相并网逆变器的实验平台如图 7 所示,主要包括主电路、控制电路和采样电路。其中,交流侧的三相 220 V 电网电压是通过三相电网接入变压器,再接到调压器实现,直流侧电压通过直流稳压电源模拟。

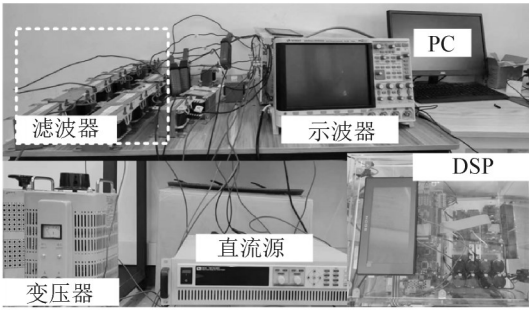


图 7 实验平台
Fig. 7 Experimental platform

并网电流的稳态波形如图 8 所示,采用基于复域模型的控制策略,在并网电流的稳态实验中,并网电流和电网电压同相,且并网电流在幅值上跟踪并网电流的参考值。实验结果与仿真结果一致。

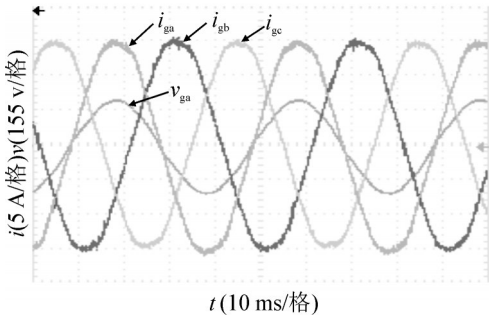


图 8 并网电流的稳态实验波形
Fig. 8 Steady experimental waveform of grid-connected current

5 结语

本文采用复数域平均建模的方法对三相 LCL 型并网逆变器进行建模,通过利用系统矩阵的对称性,将高阶实数矩阵降为低阶复数矩阵,从而将实数域中的 MIMO 系统转化成复数域中的 SISO 系统。这种降阶处理简化了控制对象,便于控制器的设计。随后,本文将复 Hurwitz 稳定性判据应用于三相并网逆变器的稳定性分析,确定了系统稳定运行的控制参数范围。仿真与实验结果验证了本文提出的复域建模方法及控制器设计策略的有效性与可行性。

参考文献

[1] 赵峰,甘延奇,陈小强,等. MMC 变流器的无差拍电流预

- 测控制器研究与设计[J]. 高压电器, 2023, 59(3): 123-131.
- ZHAO Feng, GAN Yanqi, CHEN Xiaoqiang, et al. Research and design of deadbeat current predictive controller for MMC converters[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(3): 123-131.
- [2] 许号永, 李彦虎, 张华杰, 等. 变压器硅钢片智能化物流线控制系统设计与应用[J]. 变压器, 2023, 60(3): 43-46.
- XU Haoyong, LI Yanhu, ZHANG Huajie, et al. Design and application of intelligent logistics line control system for transformer silicon steel sheet[J]. Transformer, 2023, 60(3): 43-46.
- [3] 郭小强. 光伏并网逆变器通用比例复数积分控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(13): 3393-3399.
- GUO Xiaoqiang. Generalized proportional complex integral control scheme for PV grid-connected inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(13): 3393-3399.
- [4] 郭小强, 郭伟扬, 赵清林, 等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 8-14.
- GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin, et al. Current regulation for three-phase grid-connected inverters based on proportional complex integral control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 8-14.
- [5] 周思展, 刘进军, 张岩, 等. 基于复系数比例积分控制器的双同步旋转坐标系下的不对称电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5399-5408.
- ZHOU Sizhan, LIU Jinjun, ZHANG Yan, et al. Unbalanced current control strategy based on complex-coefficient proportional integrator controller implemented in double synchronous reference frames[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18): 5399-5408.
- [6] 徐晓春, 黄涛, 谢华, 等. 计及负序控制策略的光伏逆变器故障特性分析[J]. 浙江电力, 2023, 42(10): 1-7.
- XU Xiaochun, HUANG Tao, XIE Hua, et al. Fault characteristic analysis of photovoltaic inverter considering negative sequence control strategy[J]. Zhejiang Electric Power, 2023, 42(10): 1-7.
- [7] 丁劲松, 姚鸿德, 李圣清. 弱电网下LCL型并网逆变器输出阻抗复合重塑策略[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(3): 32-40.
- DING Jinsong, YAO Hongde, LI Shengqing. A study on the complex remodeling strategy of output impedance of LCL-type grid-connected inverters under weak grids[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(3): 32-40.
- [8] 赵磊磊, 牟伟, 宋慧庆, 等. 适用于弱电网的三电平并网逆变器模型预测控制[J]. 浙江电力, 2024, 43(6): 61-68.
- ZHAO Leilei, MU Wei, SONG Huiqing, et al. Model predictive control of three-level grid-connected inverters for weak power grids[J]. Zhejiang Electric Power, 2024, 43(6): 61-68.
- [9] 李志军, 杨金荣, 刘洪洁, 等. 弱电网下提升并网逆变器无源性的网侧有源阻尼策略[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(6): 145-154.
- LI Zhijun, YANG Jinrong, LIU Hongji, et al. The grid-side active damping strategy for enhancing the passivity of the grid-connected inverter in weak grid[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(6): 145-154.
- [10] 陆翌, 王凤, 邓伟成, 等. 集成故障阻断能力的DC/DC自耦变换器[J]. 浙江电力, 2023, 42(1): 1-12.
- LU Yi, WANG Feng, DENG Weicheng, et al. A DC/DC autotransformer with integrated fault blocking capability[J]. Zhejiang Electric Power, 2023, 42(1): 1-12.
- [11] 覃日升, 况华, 姜詠, 等. 基于深度强化学习的逆变器多频点控制参数优化[J]. 电网与清洁能源, 2024, 40(7): 124-132.
- QIN Risheng, KUANG Hua, JIANG He, et al. Optimization of inverter multi-frequency control parameters based on deep reinforcement learning[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(7): 124-132.
- [12] 张计科, 王贵发. 基于阻抗重塑的多并网逆变器并联系统谐振抑制方法研究[J]. 电网与清洁能源, 2023, 39(6): 1-7.
- ZHANG Jike, WANG Guifa. Research on the resonance suppression method of the multiple grid-connected inverter parallel system based on impedance remodeling[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(6): 1-7.
- [13] 彭开军, 周国梁, 李文津, 等. 采用二极管整流单元和模块化多电平换流器的混合型远海风电送出方案[J]. 高压电器, 2023, 59(7): 166-175.
- PENG Kaijun, ZHOU Guoliang, LI Wenjin, et al. Hybrid offshore wind power delivery scheme using diode rectifier unit and modular multilevel converter[J]. High Voltage Apparatus, 2023, 59(7): 166-175.
- [14] HOLTZ J. The representation of AC machine dynamics by complex signal flow graphs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1995, 42(3): 263-271.
- [15] BAESMAT H J, BODSON M. Pole placement control for doubly-fed induction generators using compact representations in complex variables[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(2): 750-760.
- [16] DORIA-CEREZO A, BODSON M. Design of controllers for electrical power systems using a complex root locus method[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3706-3716.
- [17] M. DE BARROS M. P, LIND L F. On the splitting of a complex-coefficient polynomial[J]. Electronic Circuits and Systems, 1986, 133(2): 95-100.

- [18] HROMCIK M, SEBEK M, JEZEK J. Complex polynomials in communications: motivation, algorithms, software[C]//Proceedings. IEEE International Symposium on Computer Aided Control System Design. [S.l.]: IEEE, 2002: 291-296.
- [19] 朱红, 王海军. Matlab在自动控制系统稳定性判别中的应用[J]. 自动化技术与应用, 2006, 25(10): 4-6.
ZHU Hong, WANG Haijun. The stability test of automatic control systems by using Matlab[J]. Techniques of Automation and Applications, 2006, 25(10): 4-6.
- [20] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [21] XIE Xukai. Stable polynomials with complex coefficients [C]// 1985 24th IEEE Conference on Decision and Control, Fort Lauderdale, FL, USA: IEEE, 1985: 324-325.
- [22] DÒRIA-CEREZO A, BODSON M, BATLLE C, et al. Study of the stability of a direct stator current controller for a doubly fed induction machine using the complex hurwitz test[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2013, 21(6): 2323-2331.
- [23] FRANK, E. The location of the zeros of polynomials with complex coefficients[J]. Bulletin of the American Mathematical Society, 1946, 52(3): 234-234.
- [24] BODSON M. The complex Hurwitz test for the stability analysis of induction generators[C]//Proceedings of the 2010 American Control Conference. [S.l.]: IEEE, 2010: 2539 - 2544.
- [25] 李嘉, 吴新振, 王海峰. 基于 Hurwitz 判据的自激感应发电机带载建压分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 3094-3100.
LI Jia, WU Xinzhen, WANG Haifeng. Voltage build-up analysis of loaded self-excited induction generators based on Hurwitz stability criterion[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(10): 3094-3100.
- [26] BODSON M. Design of controllers in the complex domain [C]//53rd IEEE Conference on Decision and Control. [S. l.]: IEEE, 2014: 4077-4082.
- [27] 白文瑞. 基于自抗扰的 LCL 型并网逆变器控制策略研究[D]. 太原: 太原科技大学, 2023.
- [28] FRANK E. On the zeros of polynomials with co complex coefficients[J]. Bulletin of the American Mathematical Society, 1946, 52(2), 144-157.

作者简介:

范伟强(1986—), 男, 高级工程师, 主要从事新能源检测工作。