

数字控制三相并网逆变器改进离散模型

曹 娜, 李文强, 于 群

(山东科技大学电气与自动化工程学院, 青岛 266590)

摘 要: 以双闭环控制三相并网逆变器为研究对象, 考虑数字控制产生的采样计算延迟, 对其建立基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)状态平均模型的改进离散迭代模型, 同时对建模方法进行改进, 使之可用于状态变量系数矩阵不可逆的情况。然后根据朱利稳定性判据判断离散模型雅克比矩阵的特征多项式, 得出双参数系统稳定域, 并绘制出分岔图进行分析, 最后通过 Matlab/Simulink 仿真平台搭建数字控制三相并网逆变器模型进行仿真, 对比编程迭代得出的折叠图, 验证了稳定域及模型的正确性。

关键词: 逆变器; 数字控制系统; 状态空间法; 稳定性; 分岔; 离散时间模型; SVPWM; 平均状态模型

中图分类号: TM464

文献标志码: A

0 引 言

随着新能源发电技术的迅速发展^[1], 特别是光伏发电的发展, 逆变器在配电网中的应用越来越广泛。逆变器作为新能源并网的重要环节, 具有较强的非线性动态特性, 会对配电网稳定运行造成严重的影响^[2-3]; 另一方面, 随着信息技术的发展, 新能源并网逆变器越来越多采用数字控制的开关变换器, 数字控制开关逆变器有一拍延迟, 使得逆变器的非线性动态特性变得更为复杂^[3]。因此从非线性动力学的角度研究逆变器稳定性, 减小新能源并网设备对配电网的影响是非常必要的。

目前对于单相逆变电路的建模研究已日趋成熟。文献[4]对单相光伏并网逆变器控制技术进行了阐述; 文献[5]对数字控制单相全桥逆变电路振荡现象进行了分析; 文献[6]对数字控制单相逆变电路建立离散迭代模型并分析其运动行为; 文献[7]对数字控制单相逆变电路建立改进时域离散迭代模型, 从非线性动力学角度对系统进行稳定性分析。目前对于三相逆变电路的研究, 复杂的结构和空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的加入都使得建模过于复杂, 建模过程尚需完善。文献[8]对数字控制三相逆变电路建立离散迭代模型, 但在一个开关周期内对每个工作状态都进行迭代积分运算, 导致

建模运算过程复杂; 文献[9]在建立三相全桥逆变器迭代模型的过程中, 将控制器输出量作为状态变量建模运算, 运算过程更方便, 但在实际应用中, 由于控制策略不同, 控制环节加入非线性模型后可能会使系统状态方程系数矩阵不可逆, 从而使得迭代过程无法进行。

数字控制三相并网逆变器作为新能源并网的重要环节, 其建模分析对研究并网稳定性具有重要意义。考虑到传统离散迭代模型迭代过程的复杂性和实际应用中可能出现不可逆状态变量系数矩阵的情况, 本文建立基于 SVPWM 平均模型的数字控制三相并网逆变器的改进离散迭代模型, 并由此得出双闭环控制下的双参数稳定域, 最后通过仿真及折叠图对比验证其正确性。

1 三相逆变器并网模型

在新能源并网过程中, 影响并网电流质量的主要是逆变环节^[10], 本文假定整流侧新能源出力恒定, 用恒定的直流源 P_g 表示, 双闭环控制三相并网逆变器原理如图 1 所示。其中 u_{gn} 是电网电压, i_{gn} 是三相并网电流 ($n = a, b, c$)。 L_g 和 R_g 是逆变器侧等效电感和电阻, u_{dc} 是直流侧电压。

在并网的过程中忽略逆变器中线路和电抗器损耗,

收稿日期: 2019-05-21

基金项目: 山东省自然科学基金(ZR2016EEM13); 国家电网公司 2018 科技项目 (XTB17201800166) “基于多沙堆理论的互联网停电事故预警技术及系统研发”

通信作者: 曹 娜(1971—), 女, 博士、教授, 主要从事新能源发电技术方面的研究。caona_2006@163.com

得到直流侧方程^[11]:

$$Cu_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = P_s - u_{ga}i_{ga} - u_{gb}i_{gb} - u_{gc}i_{gc} \quad (1)$$

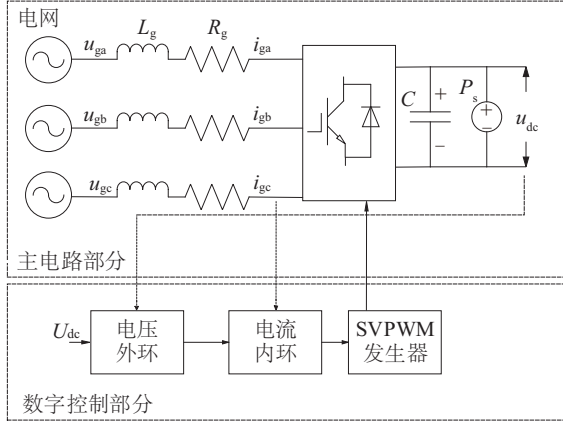


图1 三相并网逆变电路

Fig. 1 Model diagram of three-phase inverters

通过等幅值坐标变换,得到 $dq0$ 轴坐标下的三相并网逆变器数学模型:

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{gd}}{dt} = -R_g i_{gd} + \omega L_g i_{gq} + u_{gd} - S_d u_{dc} \\ L_g \frac{di_{gq}}{dt} = -R_g i_{gq} - \omega L_g i_{gd} + u_{gq} - S_q u_{dc} \\ Cu_{dc} \frac{du_{dc}}{dt} = P_s - u_{gd}i_{gd} - u_{gq}i_{gq} \end{cases} \quad (2)$$

选择式(2)中的 dq 轴并网电流 i_{gd} 、 i_{gq} 和直流侧电压 u_{dc} 为状态变量,列写系统的状态方程:

$$\frac{dx}{dt} = Ax + BE \quad (3)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \\ u_{dc} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_g}{L_g} & 0 \\ -\frac{u_{gd}}{CU_{dc}} & -\frac{u_{gq}}{CU_{dc}} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{P_s}{CU_{dc}} \end{bmatrix},$$

$$E = \begin{bmatrix} u_{gd} - U_{dc}S_d \\ u_{gq} - U_{dc}S_q \\ 1 \end{bmatrix}$$

其中直流侧电压 u_{dc} 响应速度要比电流慢,故在一个开关周期内,可将其视为稳定值^[12],取为给定直流侧电压值 U_{dc} 。

电流内环 PI 控制器参数中比例增益对输出的电流谐波影响作用大^[12-13],本文考虑比例控制参数对系统的影响。系统电压环和电流环结构如图 2 所示, d 轴参考电流由电压环输出给出, q 轴参考电流为 0, 电流环由比例控制环节和反馈环节构成。

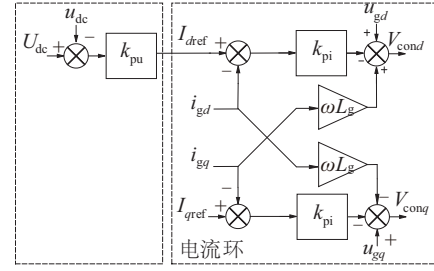


图2 三相并网逆变器控制环节

Fig. 2 Control link of three-phase grid connected inverters

令 v_{cond} 和 v_{conq} 分别为 dq 轴控制环节输出量,则根据图 2 所示,有:

$$\begin{cases} v_{cond} = -k_{pi} [k_{pu}(U_{dc} - u_{dc}) - i_{gd}] + \omega L_g i_{gq} + u_{gd} \\ v_{conq} = -k_{pi} (0 - i_{gq}) - \omega L_g i_{gd} + u_{gq} \end{cases} \quad (4)$$

2 三相并网逆变器改进离散迭代模型

非线性行为研究中常采用频闪映射法作为建模的基本方法^[14]。在 SVPWM 或 SPWM 调制方式下,一般会取开关周期内每个工作状态的作用时间作为频闪间隔,得到系统的离散迭代关系,然后迭代积分运算^[8]。但实际上在分析并网电流特性时,电流环时间常数通常约为 5 ms,电力电子开关元件时间常数约为 0.1 ms,电力电子开关的响应速度远快于电流环的响应速度^[15],完全可将开关周期 T_s 作为频闪间隔,忽略开关周期内各个工作状态的变化,从而简化建模计算过程。

2.1 平均模型下离散迭代模型

一般情况下, SVPWM 发生器的一个开关周期内会因为开关函数的不同组合产生不同的工作状态,以七段式 SVPWM 调制方法下的扇区 1 为例,具体调制过程如图 3 所示。

在扇区 1 中,开关函数的组合有 (000)(100)(110)(111)(110)(100)(000) 7 种,对应 7 种工作状态,各工作状态的作用时间分别为 $t_0/4$ 、 $t_\alpha/2$ 、 $t_\beta/2$ 、 $t_0/2$ 、 $t_\beta/2$ 、 $t_\alpha/2$ 和 $t_0/4$, 如开关组合对称分布, t_0 、 t_α 、 t_β 由具体的调制算法得出。

第 i 个工作状态的状态方程:

$$\frac{dx}{dt} = A_i x_i + B_i E, \quad i = 1 \sim 7 \quad (5)$$

式中, i ——工作状态, x_i ——状态变量, t_i ——作用时间, A_i 、 B_i ——系数矩阵。

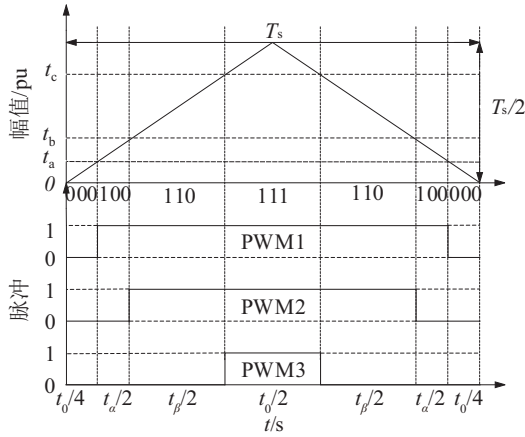


图3 SVPWM调制过程

Fig. 3 Modulation process of SVPWM

依据频闪映射法,其1个开关周期内需要进行的迭代运算过程如式(6)所示。

$$\begin{cases} x_1 = e^{A_1 t_0/4} x_0 + \int_0^{t_0/4} e^{A_1 t} B_1 E dt \\ x_2 = e^{A_2 t_0/2} x_1 + \int_{t_0/4}^{t_0/2} e^{A_2 t} B_2 E dt \\ \vdots \\ x_i = e^{A_i t_i} x_{i-1} + \int_{\sum_{n=0}^{i-1} t_n}^{\sum_{n=0}^i t_n} e^{A_i t} B_i E dt \\ \vdots \\ x_7 = e^{A_7 t_0/4} x_6 + \int_{\sum_{n=0}^6 t_n}^{T_s} e^{A_7 t} B_7 E dt \end{cases} \quad (6)$$

经过7次迭代运算,得到 x_7 ,作为下个开关周期迭代运算的初值继续运算。

传统的离散迭代模型考虑开关周期内每个工作状态的变化情况,在建模过程中每个开关周期内都要进行多次迭代积分运算,加之开关设备频率通常较高,这就导致整体运算量剧增。

本文将文献[7]的在单相全桥逆变电路中PWM调制方式下2种工作状态的改进思想运用到SVPWM调制方式下的三相并网逆变器中,对每个开关周期进行状态空间平均运算。

SVPWM开关频率较高,在每个开关周期内状态变量变化速度远小于开关频率,输入电压矩阵 E 中含有 dq 轴调制占空比 S_d 和 S_q ,简化SVPWM的调制过程,直接可得调制占空比 S_d 和 S_q 与SVPWM发生器输入量 v_{cond} 和 v_{cong} 之间的关系^[9]:

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{dc}} \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} v_{cond} \\ v_{cong} \end{bmatrix} \quad (7)$$

由此可见调制占空比 S_d 和 S_q 是状态变量的函数,

故在一个开关周期内可视为定值。

因此式(6)中积分项可进行改写:

$$\begin{cases} x_1 = e^{A_1 t_0/4} x_0 + A_1^{-1} (e^{A_1 t_0/4} - I) B_1 E \\ x_2 = e^{A_2 t_0/2} x_1 + A_2^{-1} (e^{A_2 t_0/2} - I) B_2 E \\ \vdots \\ x_i = e^{A_i t_i} x_{i-1} + A_i^{-1} (e^{A_i t_i} - I) B_i E \\ \vdots \\ x_7 = e^{A_7 t_0/4} x_6 + A_7^{-1} (e^{A_7 t_0/4} - I) B_7 E \end{cases} \quad (8)$$

联立式(8)前两项:

$$\begin{aligned} x_2 &= e^{A_2 t_0/2} \left[e^{A_1 t_0/4} x_0 + A_1^{-1} (e^{A_1 t_0/4} - I) B_1 E \right] + A_2^{-1} (e^{A_2 t_0/2} - I) B_2 E \\ &= e^{A_2 t_0/2 + A_1 t_0/4} x_0 + e^{A_2 t_0/2} A_1^{-1} (e^{A_1 t_0/4} - I) B_1 E + A_2^{-1} (e^{A_2 t_0/2} - I) B_2 E \end{aligned} \quad (9)$$

由于开关周期 T_s 很小,利用近似式 $e^{A_s T_s} \approx I + A_s T_s$,将式(9)进行改写:

$$x_2 = (1 + A_1 t_0/2 + A_1 t_0/4) x_0 + (B_1 t_0/4 + B_2 t_0/2) E \quad (10)$$

则2个工作状态时间内的平均状态变量为:

$$\begin{aligned} \bar{x}_2 &= \frac{x_2 - x_0}{t_0/2 + t_0/4} \\ &= \frac{(A_1 t_0/2 + A_1 t_0/4) x_0 + (B_1 t_0/4 + B_2 t_0/2) E}{t_0/2 + t_0/4} \end{aligned} \quad (11)$$

同理可得第 n 个开关周期经过状态平均之后的状态变量:

$$\bar{x}_n = \frac{x_n - x_0}{T_s} = \sum_{i=1}^7 \frac{t_i}{T_s} A_i x_0 + \sum_{i=1}^7 \frac{t_i}{T_s} B_i E \quad (12)$$

其中: $\sum_{i=1}^7 \frac{t_i}{T_s} A_i = A$, $\sum_{i=1}^7 \frac{t_i}{T_s} B_i = B$ 。

由此可得第 n 个开关周期的状态方程:

$$\frac{dx_n}{dt} = Ax_n + BE, \quad nT_s \leq t \leq (n+1)T_s \quad (13)$$

故只需在每个开关周期进行一次迭代运算:

$$x_n = e^{AT_s} x_{n-1} + (e^{AT_s} - I) A^{-1} B E \quad (14)$$

对比式(6)和式(14)可见,改进之后的离散迭代模型与传统的离散迭代模型相比,忽略了一个开关周期中的状态转换和输入输出变量的变化,将一个时变系统转换成一个以开关周期为步长的时不变系统^[3],每个开关周期只进行一次迭代运算,同时兼顾传统方法在处理数字控制延时时的优势,传统方法与改进方法原理对比如图4所示。改进模型极大简化了建模和计算过程,同时,电力电子开关的响应速度远快于电流环的响应速度,该改进方法可满足电流环时间尺度下的精度要求。

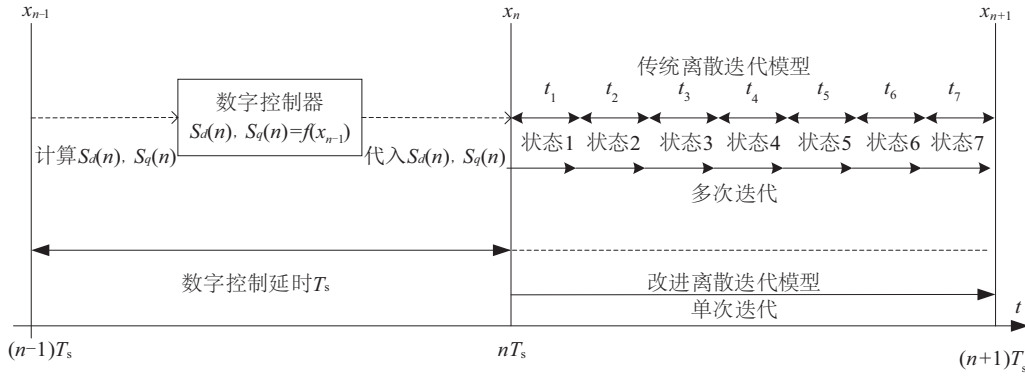


图4 改进离散迭代模型原理

Fig. 4 Improved principle of discrete iterative model

2.2 状态方程系数矩阵不可逆时改进方法

在式(14)的离散迭代过程中需要对式(3)中的状态变量系数矩阵 A 进行求逆,但是矩阵 A 出现了全 0 列,是不可逆矩阵,在离散化时要进行改进^[16-17]。

根据式(3)的非线性模型,将状态变量分离:

$$\begin{cases} \frac{dx'}{dt} = A_1 x' + B_1 E_1 \\ \frac{dy}{dt} = A_2 x' + B_2 = N \frac{dx'}{dt} + u \end{cases} \quad (15)$$

其中:

$$\begin{cases} x' = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix}, y = u_{dc} \\ A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega \\ \omega & -\frac{R_g}{L_g} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \end{bmatrix}, E_1 = \begin{bmatrix} u_{gd} - U_{dc} S_d \\ u_{gq} - U_{dc} S_q \end{bmatrix} \\ A_2 = \begin{bmatrix} \frac{u_{gd}}{CU_{dc}} & \frac{u_{gq}}{CU_{dc}} \end{bmatrix}, B_2 = \frac{P_s}{CU_{dc}}, N_{1 \times 2} = A_2 A_1^{-1}, u = -NB_1 E_1 + B_2 \end{cases}$$

此时矩阵 A_1 和 A_2 是可逆矩阵,由式(15)可得离散迭代

$$\begin{cases} S_d(n+1) = f(i_{gd}(n), i_{gq}(n), u_{dc}(n)) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} \{-k_{pi} [k_{pu} (U_{dc} - u_{dc}(n)) + k_{pi} i_{gd}(n) + \omega L_g i_{gq}(n) + u_{gd}]\} \\ S_q(n+1) = f(i_{gd}(n), i_{gq}(n), u_{dc}(n)) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} (-k_{pi} I_{qref} + k_{pi} i_{gq}(n) - \omega L_g i_{gd}(n) + u_{gq}) \end{cases} \quad (18)$$

同时考虑状态变量 x 的离散迭代模型(17),因为式(17)中矩阵 A_1 中元素与时间无关,将矩阵的指数运算分解处理(具体过程见附录 A1~A5)。分解后

$$ZE_1 = \begin{bmatrix} Z(1,1) & Z(1,2) \\ Z(2,1) & Z(2,2) \\ Z(3,1) & Z(3,2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{gd} - U_{dc} S_d \\ u_{gq} - U_{dc} S_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Z(1,1)U_{dc}S_d - Z(1,2)U_{dc}S_q \\ -Z(2,1)U_{dc}S_d - Z(2,2)U_{dc}S_q \\ -Z(3,1)U_{dc}S_d - Z(3,2)U_{dc}S_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z(1,1)u_{gd} + Z(1,2)u_{gq} \\ Z(2,1)u_{gd} + Z(2,2)u_{gq} \\ Z(3,1)u_{gd} + Z(3,2)u_{gq} \end{bmatrix} \quad (19)$$

最后联立式(17)、式(19)可得到系统各状态变量互相独立的离散迭代方程和占空比与状态变量之间的关

方程:

$$\begin{cases} x'(n+1) = e^{A_1 T_s} x'(n) + (e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) A_1^{-1} B_1 E_1 \\ y(n+1) = y(n) + N(e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) x(n) + N(e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) A_1^{-1} B_1 E_1 + u T_s \end{cases} \quad (16)$$

其中 $x'(n+1)$ 和 $y(n+1)$ 是第 $n+1$ 个开关周期的状态变量,合并得到改进后迭代模型:

$$X(n+1) = \begin{bmatrix} x'(n+1) \\ y(n+1) \end{bmatrix} = PX(n) + ZE_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u T_s \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$P = \begin{bmatrix} e^{A_1 T_s} & 0 \\ N(e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) & 1 \end{bmatrix}_{3 \times 3}, Z = \begin{bmatrix} (e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) A_1^{-1} B_1 \\ N(e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) A_1^{-1} B_1 \end{bmatrix}_{3 \times 2}$$

由此改进方法得到的离散迭代方程的过程中,消除了不可逆矩阵 A 的影响,从而使得迭代运算可以继续

2.3 改进离散迭代模型

联立式(4)和式(5),考虑数字控制延时,得到占空比与状态变量关系:

$e^{A_1 T_s} = U_{2 \times 2}$, 再将矩阵 U 代入迭代公式(17)的矩阵 P 、 Z 中,得到矩阵 P 、 Z 的具体解析式(见附录 A6-A10)。然后将式(17)中 ZE_1 项做如式(19)的分离处理:

系如式(20),式(20)中各状态变量相互独立,可得改进离散迭代系统的雅克比矩阵如式(21):

$$\begin{cases} i_{gd}(n+1) = P(1,1)i_{gd}(n) + P(1,2)i_{gq}(n) + P(1,3)u_{dc}(n) - Z(1,1)U_{dc}S_d - Z(1,2)U_{dc}S_q + Z(1,1)u_{gd} + Z(1,2)u_{gq} \\ i_{gq}(n+1) = P(2,1)i_{gd}(n) + P(2,2)i_{gq}(n) + P(2,3)u_{dc}(n) - Z(2,1)U_{dc}S_d - Z(2,2)U_{dc}S_q + Z(2,1)u_{gd} + Z(2,2)u_{gq} \\ u_{dc}(n+1) = P(3,1)i_{gd}(n) + P(3,2)i_{gq}(n) + P(3,3)u_{dc}(n) - Z(3,1)U_{dc}S_d - Z(3,2)U_{dc}S_q + Z(3,1)u_{gd} + Z(3,2)u_{gq} + uT_s \\ S_d(n+1) = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} i_{gd}(n) + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} \omega L_g i_{gq}(n) - \sqrt{\frac{3}{2}} k_{pi} k_{pu} + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} u_{gd}(n) + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} k_{pu} u_{dc}(n) \\ S_q(n+1) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} \omega L_g i_{gd}(n) + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} i_{gq}(n) + \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} u_{gq}(n) - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} I_{qref} \end{cases} \quad (20)$$

$$J = \begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & -Z(1,1)U_{dc} & -Z(1,2)U_{dc} \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & -Z(2,1)U_{dc} & -Z(2,2)U_{dc} \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & -Z(3,1)U_{dc} & -Z(3,2)U_{dc} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} \omega L_g & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} k_{pu} & 0 & 0 \\ -\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} \omega L_g & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{U_{dc}} k_{pi} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

3 系统稳定性分析及验证

本文根据朱利稳定性判据,对系统雅克比矩阵特征多项式进行判断,得出系统双参数稳定域^[18]。

改进离散模型的系统运行状态可以根据折叠图从理论层面进行直观判断,同时,三相并网逆变器系统的实际运行状态可以搭建时域仿真模型进行仿真得出。两者的对比可验证理论得出的改进离散模型是否符合实际情况以及由此来判断稳定域的正确性。

3.1 系统稳定性分析

对于 n 阶雅克比矩阵,通过求解特征方程:

$$|\lambda I_{n \times n} - J| = 0 \quad (22)$$

得到雅克比矩阵 J 的特征多项式:

$$F(\lambda) = F_0 \lambda^n + F_1 \lambda^{n-1} + \dots + F_{n-1} \lambda^1 + F_n \quad (23)$$

由特征多项式列写朱利表,然后根据朱利判据,若朱利表中所有奇数行第一列系数均大于 0,则该特征多项式的全部特征根位于单位圆内^[19],此时系统稳定。

根据上述方法列写本模型中雅克比矩阵特征多项式和朱利表:

$$F(\lambda(k_{pi}, k_{pu})) = F_0 \lambda^5 + F_1 \lambda^4 + F_2 \lambda^3 + F_3 \lambda^2 + F_4 \lambda^1 + F_5 \quad (24)$$

朱利表见附录 A11~A12。

当满足以下不等式条件时,该特征多项式的全部特征根位于单位圆内,即系统稳定:

$$a_0 > 0, b_0 > 0, c_0 > 0, d_0 > 0, e_0 > 0 \quad (25)$$

具体 $a_0 \sim e_0$ 的解析式见附录 A13。

特征多项式的系数都是控制器参数 k_{pi} 和 k_{pu} 的函数,且 k_{pi} 、 k_{pu} 的数值显然大于 0。将表 1 的系统参数代入式(24)的解析式,根据不等关系绘制图像,最后得出关于参数 k_{pi} 和 k_{pu} 的系统稳定域,如图 3 所示,其中空

白部分为不稳定区域,阴影部分为稳定区域。

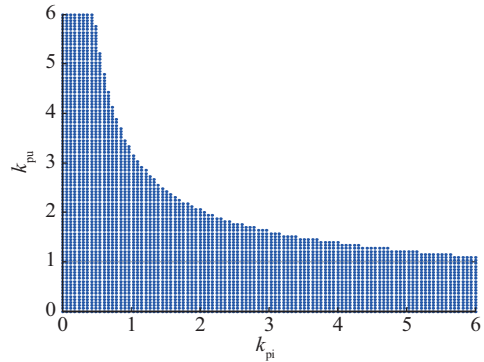


图5 系统双参数稳定域

Fig. 5 Systematic stability region diagram

表1 系统参数

Table 1 Systematic parameter

参数	数值	参数	数值
直流电压 U_{dc}/V	600	网侧电压有效值 U_{rms}/V	220
网侧电感 L_g/mH	2	网侧电阻 R/Ω	1.16
直流侧电容 $C/\mu F$	20	系统频率 f/Hz	50
开关频率 f/Hz	10000	—	—

3.2 分岔图分析

系统双参数稳定域虽然可直观判断出系统的稳定区域,从而由此选择合适的系统参数,但对于某个参数变化时系统的非线性动力学特性不能直观表示,而分岔图能够形象判断出参数变化时系统发生分岔及混沌的过程,对系统非线性动力学特性进行有效分析,本文以 k_{pu} 为例,绘制其分岔图,进一步分析系统稳定性,依此验证系统双参数稳定域的正确性。

根据图 5 系统的双参数稳定域,选择固定 $k_{pi} = 2$,

选择某时间点的 A 相并网电流采样值,根据改进离散迭代模型,利用 Matlab 编程,绘制出 k_{pu} 的分岔图,如图 6 所示。从图 6 可看出,在 $k_{pu}=2.1$ 处开始分岔,系统失稳,这与图 5 所示稳定域结果基本吻合,进一步验证了稳定域的正确性。

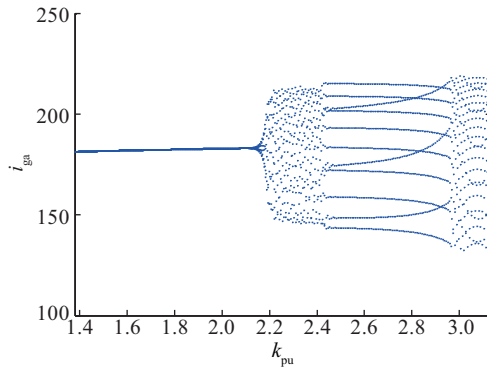


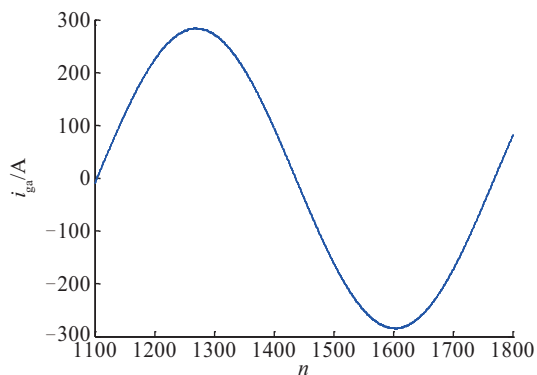
图 6 k_{pu} 分岔图

Fig. 6 k_{pu} bifurcation diagram

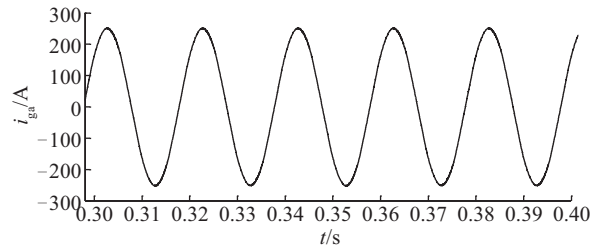
3.3 折叠图及仿真图像对比验证

用 Matlab 编写迭代程序,绘制出根据改进离散迭代模型得出的 A 相并网电流折叠图,然后利用 Matlab/Simulink 仿真平台,按照图 1、图 2 所示环节,搭建时域仿真模型对其进行仿真,绘制 A 相并网电流的时域图像,对于延时环节,在控制模块的输入量中加入离散延时模块(Delay)将输入信号进行延时处理。

得到系统的 A 相并网电流的折叠图及 Simulink 仿真图像,如图 7、图 8 所示。对比图 7、图 8 可看出,图 7 中系统在 $(k_{pi}, k_{pu})=(2.0, 1.8)$ 时是稳定的,而在图 8 中, $(k_{pi}, k_{pu})=(2.0, 2.3)$ 时系统失稳,仿真得到的图像与编程迭代得到的折叠图基本一致,验证了改进离散迭代模型的正确性,失稳情况也与图 5 稳定域判断一致。



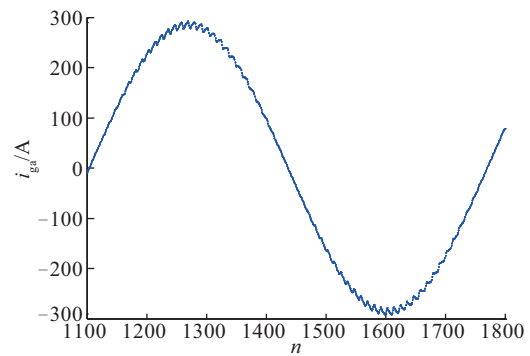
a. A 相并网电流折叠图



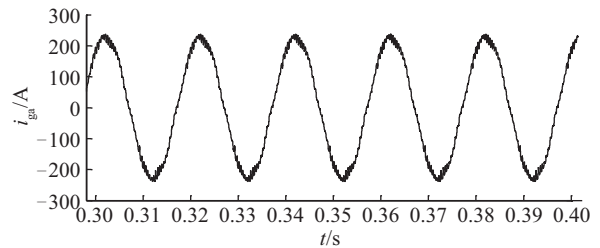
b. A 相并网电流仿真图

图 7 $k_{pi}=2, k_{pu}=1.8$ 时 A 相并网电流对比图

Fig. 7 Comparison of A-phase grid-connected current at $k_{pi}=2$ and $k_{pu}=1.8$



a. A 相并网电流折叠图



b. A 相并网电流仿真图

图 8 $k_{pi}=2, k_{pu}=2.3$ 时 A 相并网电流对比图

Fig. 8 Comparison of A-phase grid-connected current at $k_{pi}=2$ and $k_{pu}=2.3$

另外在 $k_{pi}=2, k_{pu}=2.3$ 时去掉延时环节进行仿真,如图 9 所示。

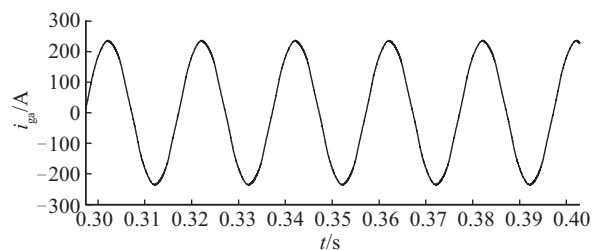


图 9 去掉延时环节 A 相并网电流仿真时域图像

Fig. 9 Time domain image of A-phase grid-connected current simulation without time delay

对比图 8 和图 9 可看出在相同的控制参数下,图 8 中是加入延时环节之后的结果,系统此时产生了高频谐波,系统失稳;图 9 则是将延时环节去掉之后的结果,系统此时保持稳定。说明延时环节确实会在一定程度上造成系统失稳,也从侧面证明考虑了数字控制延时的模型的正确性。

4 结 论

本文考虑到传统离散迭代模型的复杂性和实际应用中可能出现不可逆状态变量系数矩阵的情况,对三相并网逆变器建立改进的离散迭代模型,具体结论如下:

1)对数字控制三相并网逆变器建立 SVPWM 调制算法下的状态平均模型,使得离散迭代模型在计算过程中每个开关周期只进行一次迭代运算,在保证精确度的前提下减少迭代次数,简化了整体建模过程。

2)对由控制环节引入或其他情况而导致模型状态变量系数矩阵不可逆的模型,采用改进的离散迭代模型,使迭代运算仍可继续进行。

3)通过朱利稳定性判据,绘制系统的双参数稳定域,并进行分岔图分析,最后通过对比时域仿真图像与折叠图,验证了稳定域及改进离散迭代模型的正确性。

附 录

$$e^{A_1 T_s} = \begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) \\ U(2,1) & U(2,2) \end{bmatrix} = U_{2 \times 2} \quad (A1)$$

设 λ_{e1} 、 λ_{e2} 为矩阵 A_1 的特征值, K 为特征向量矩阵:

$$K = \begin{bmatrix} K(1,1) & K(1,2) \\ K(2,1) & K(2,2) \end{bmatrix} \quad (A2)$$

$$\rho_e = K^{-1} = \begin{bmatrix} \rho_e(1,1) & \rho_e(1,2) \\ \rho_e(2,1) & \rho_e(2,2) \end{bmatrix} \quad (A3)$$

$$e^{A_1 T_s} = \begin{bmatrix} K(1,1) & K(1,2) \\ K(2,1) & K(2,2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\lambda_{e1}} & 0 \\ 0 & e^{\lambda_{e2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_e(1,1) & \rho_e(1,2) \\ \rho_e(2,1) & \rho_e(2,2) \end{bmatrix} \quad (A4)$$

$$= \begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) \\ U(2,1) & U(2,2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} U(1,1) &= K(1,1)e^{\lambda_{e1}}\rho_e(1,1) + K(1,2)e^{\lambda_{e2}}\rho_e(2,1) \\ U(1,2) &= K(1,1)e^{\lambda_{e1}}\rho_e(1,2) + K(1,2)e^{\lambda_{e2}}\rho_e(2,2) \\ U(2,1) &= K(2,1)e^{\lambda_{e1}}\rho_e(1,1) + K(2,2)e^{\lambda_{e2}}\rho_e(2,1) \\ U(2,2) &= K(2,1)e^{\lambda_{e1}}\rho_e(1,2) + K(2,2)e^{\lambda_{e2}}\rho_e(2,2) \end{aligned} \quad (A5)$$

令:

$$M_{1 \times 2} = N_{1 \times 2} \left(\begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) \\ U(2,1) & U(2,2) \end{bmatrix} - I_{2 \times 2} \right) \quad (A6)$$

$$W = A_1^{-1}B_1$$

$$\begin{aligned} M(1,1) &= N(1,1)(U(1,1) - 1) + N(1,2)U(1,1) \\ M(1,2) &= N(1,1)U(2,1) + N(2,2)(U(1,1) - 1) \end{aligned} \quad (A7)$$

$$N = A_2 A_1^{-1}$$

$$P = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) \\ U(2,1) & U(2,2) \end{bmatrix} & 0 \\ N_{1 \times 2} \left(\begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) \\ U(2,1) & U(2,2) \end{bmatrix} - I_{2 \times 2} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (A8)$$

$$\begin{aligned} &= \begin{bmatrix} U(1,1) & U(1,2) & 0 \\ U(2,1) & U(2,2) & 0 \\ M(1,1) & M(1,2) & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,1) & P(1,1) \\ P(1,1) & P(1,1) & P(1,1) \\ P(1,1) & P(1,1) & P(1,1) \end{bmatrix} \\ Z &= \begin{bmatrix} (e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2}) & A_1^{-1}B_1 \\ N(e^{A_1 T_s} - I_{2 \times 2})A_1^{-1}B_1 \end{bmatrix}_{3 \times 2} \quad (A9) \\ &= \begin{bmatrix} (U - I_{2 \times 2})W \\ MW \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z(1,1) & Z(1,2) \\ Z(2,1) & Z(2,2) \\ Z(3,1) & Z(3,2) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z(1,1) &= (U(1,1) - 1)W(1,1) + U(1,2)W(2,1) \\ Z(1,2) &= (U(1,1) - 1)W(1,2) + U(1,2)W(2,2) \\ Z(2,1) &= U(2,1)W(1,1) + (U(2,2) - 1)W(2,1) \\ Z(2,2) &= U(2,1)W(1,2) + (U(2,2) - 1)W(2,2) \\ Z(3,1) &= M(1,1)W(1,1) + M(1,2)W(2,1) \\ Z(3,2) &= M(1,1)W(1,2) + M(1,2)W(2,2) \end{aligned} \quad (A10)$$

朱利表:

$$\begin{aligned} &a_0 \quad a_1 \quad a_2 \quad a_3 \quad a_4 \quad a_5 \\ &a_5 \quad a_4 \quad a_3 \quad a_2 \quad a_1 \quad a_0 \\ &b_0 \quad b_1 \quad b_2 \quad b_3 \quad b_4 \\ &b_4 \quad b_3 \quad b_2 \quad b_1 \quad b_0 \\ &c_0 \quad c_1 \quad c_2 \quad c_3 \\ &c_3 \quad c_2 \quad c_1 \quad c_0 \\ &d_0 \quad d_1 \quad d_2 \\ &d_2 \quad d_1 \quad d_0 \\ &e_0 \quad e_1 \\ &e_1 \quad e_0 \end{aligned} \quad (A11)$$

$$a_0 = F_0 \cdots a_5 = F_5$$

$$b_0 = a_0 - \frac{a_5^2}{a_0}, \quad b_1 = a_1 - \frac{a_4 a_5}{a_0}, \dots \quad (A12)$$

\vdots

$$e_0 = d_0 - \frac{d_1^2}{d_0}, \quad e_1 = d_1 - \frac{d_0 d_1}{d_0}$$

[参考文献]

- [1] 赵俊博, 张葛祥, 黄彦全. 含新能源电力系统状态估计研究现状和展望[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(5): 7-20.
ZHAO J B, ZHANG G X, HUANG Y Q. Status and prospect of state estimation for power system containing renewable energy[J]. Electric power automation equipment, 2014, 34(5): 7-20.
- [2] LISERRE M, DELL A, AQUILA F, et al. An overview

- of three-phase voltage source active rectifiers interfacing the utility [C]//Power Tech Conference Proceedings, Bologna, Italy, 2003: 1-8.
- [3] 马西奎. 电力电子系统的非线性动力学分析[M]. 北京: 科学出版社, 2017.
- [4] 林永君, 孙秋影, 刘卫亮, 等. 单相并网光伏微型逆变器模型建立与仿真[J]. 太阳能学报, 2014, 35(8): 1456-1460.
- LIN Y J, SUN Q Y, LIU W L, et al. Modeling and simulation of single-phase grid-connected photovoltaic micro-inverter [J]. Acta energiae solaris sinica, 2014, 35(8): 1456-1460.
- [5] 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): 122-132.
- LEI B, XIAO G CH, WU X L, et al. Analysis of oscillation phenomenon in digital controlled DC-AC H-bridge inverter[J]. Acta physica sinica, 2011, 60(9): 122-132.
- [6] 雷博, 肖国春, 吴旋律. 一种数字控制单相全桥逆变电路运动行为分析方法研究[J]. 物理学报, 2012, 61(9): 22-33.
- LER B, XIAO G CH, WU X L. Analysis of dynamic behavior in the digitally controlled single-phase full-bridge inverter[J]. Acta physica sinica, 2011, 60(9): 122-132.
- [7] 吴旋律, 肖国春, 雷博. 数字控制单相全桥电压型逆变电路的改进离散迭代模型[J]. 物理学报, 2013, 62(5): 57-66.
- WU X L, XIAO G C, L B. Improved discrete-time model for a digital controlled single-phase full-bridge voltage inverter[J]. Acta physica sinica, 2013, 62(5): 57-66.
- [8] 雷博, 肖国春, 吴旋律. 一种数字控制三相逆变电路的局部振荡行为分析[J]. 物理学报, 2013, 62(4): 43-53.
- LEI B, XIAO G CH, WU X L. Analysis of partial oscillation phenomenon in a digital-controlled three-phase inverter [J]. Acta physica sinica. 2013, 62(4): 43-53.
- [9] 施焯, 吴在军, 窦晓波, 等. 三相全桥逆变器分岔特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5334-5349.
- SHI Y, WU Z J, DOU X B, et al. Research on bifurcation behaviors of three-phase full bridge inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 36(19): 5334-5349.
- [10] 潘宏斌, 欧思程, 刘林海, 等. LCL 型并网逆变器数字单环控制延时影响与稳定与分析设计[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(6): 85-90.
- PAN H B, OU S C, LIU L H, et al. Influence of delay and stable domain analysis and design based on digital single-loop control of grid-connected inverter with LCL-filter [J]. Automation of electric power systems, 2016, 40(6): 85-90.
- [11] 李建林, 许洪华. 风力发电系统低电压运行技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- [12] 周倩, 梁辉. 三相 PWM 整流器 PI 参数的设计分析[J]. 电力电子技术, 2011, 45(2): 50-52.
- ZHOU Q, LIANG H. The design and analysis of PI regulator of three-phase voltage source rectifier [J]. Power electronics, 2011, 45(2): 50-52.
- [13] 陈玉玺, 谢桦. 控制参数对变流器输出谐波特性的影响仿真分析[C]//中国高等学校电力系统及其自动化专业第30届学术年会, 北京, 2014: 1-8.
- CHEN Y X, XIE H. Simulation analysis of control parameters influencing on the characteristics of the converter harmonic [C]//The 30th Academic Annual Meeting of Electric Power System and Automation Major in Chinese Universities, Beijing, 2014:1-8.
- [14] 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 L, LONG Y P, GUO K, et al. Bifurcation and chaos of inverter system based on coefficient linear model [J]. Electric power automation equipment, 2013, 33(7): 100-104.
- [15] 蔡旭, 李征. 风电机组与风电场的动态建模[M]. 北京: 科学出版社, 2016.
- [16] 李明, 戴栋, 马西奎, 等. 基于改进离散法的含输入滤波器电流型 Buck 变换器稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2008, 23(4): 70-80.
- LI M, DAI D, MA X K, et al. Stability study on current-mode controlled buck converter with input filter based on improved discrete approach [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(4): 70-80.
- [17] MAZUMDER S K, NAVFEH A H, BOROVEVICH D. Theoretical and experimental investigation of the fast and slow-scale instabilities of a DC-DC converter [J]. IEEE transactions on power electronics, 2001, 16(2): 201-216.
- [18] FEKI M, ROBERT B, IU H H C. A proportional plus extended time-delayed feedback control for a PWM inverter [C]//35th Annual IEEE power electronics

- specialists conference, 2004: 3317-3320.
- [19] CHEN C F, CHEN H W. A note on Jury's stability test and Kalman-Bertram's Liapunov function[J]. Proceedings of the IEEE, 1985, 73(1): 160-161.

IMPROVED DISCRETE-TIME MODEL OF DIGITAL CONTROLLED THREE-PHASE GRID-CONNECTED INVERTER

Cao Na, Li Wenqiang, Yu Qun

(College of Electrical Engineering and Automation Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: Taking double closed-loop control three-phase grid-connected inverters as the research subject, considering the sampling calculation delay caused by digital control system, an improved discrete-time model based on SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) state space averaging model is established. Meanwhile the modeling method is improved, so that it can be used for the irreversible situation of the state variable coefficient matrix. Then the characteristic polynomial of Jacobian matrix of discrete model is judged according to Jury stability criterion, the stability region of two-parameter system is obtained, and the bifurcation diagrams of different parameters are drawn. Finally, the digital control three-phase grid-connected inverters model is built on the simulation platform of Matlab/Simulink, and the stability region and the correctness of the model are verified by comparing with the fold diagram obtained by programming iteration.

Keywords: electric inverter; digital control systems; state space methods; stability; bifurcation (mathematics); discrete-time model; space vector pulse width modulation; state space averaging model