

一种数字控制三相逆变电路的局部振荡行为分析*

雷博[†] 肖国春 吴旋律

(西安交通大学电气工程学院, 电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

(2012年7月10日收到; 2012年9月18日收到修改稿)

针对数字控制三相逆变系统, 对其在同步旋转坐标系比例控制下的局部振荡行为进行了分析. 通过建立系统各个状态变量离散迭代方程, 针对这个高阶系统提出了各种不稳定行为的解析判别式. 以此为基础, 得到了系统产生局部振荡的条件, 以及控制参数与局部振荡点的关系. 最后, 通过 Simulink 仿真以及电路实验证明了理论分析的正确性以及有效性. 研究结果揭示了三相逆变系统的运动行为及各相之间的内在耦合关系, 并准确地描述了系统产生的局部振荡现象.

关键词: 三相逆变电路, 数字控制, 运动行为, 局部振荡

PACS: 05.45.-a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: 10.7498/aps.62.040502

1 引言

随着全球化能源危机的不断加剧, 利用风能、光伏发电等可再生能源的分布式发电系统得到了广泛的关注. 在这些分布式发电系统中, 逆变电路作为可再生能源与电网之间的“连接桥梁”起到了重要的作用^[1], 得到了广泛的应用. 数字控制技术的发展, 使得目前在实际工程应用中三相逆变电路一般工作在数字控制脉宽调制 (PWM) 模式下^[2]. 同时, 由于数字控制中一拍延时的引入, 对系统的稳定性以及动态特性会产生较大的影响^[3,4]. 对数字控制三相逆变电路的动力学特性进行准确的建模分析是非常必要的.

已有许多学者对单相全桥无源逆变电路的动力学特性进行了分析^[5-13], 同时观测到丰富的非线性现象, 如边界碰撞分岔^[5-7,11]、倍周期分岔^[8-10]以及 Hopf 分岔^[8,10,12,13]. 文献^[5-7]建立了一阶数字控制单相全桥电路工作在 DC-DC 状态下的离散迭代映射, 并提出了可以提高系统稳定性的改进延时反馈策略. 文献^[9]通过分析一阶数字控制单相全桥逆变电路的非线性行为, 提出了慢变稳定性

定理. 文献^[11]分析了一阶数字控制单相全桥逆变电路在对称 PWM 调制下的边界碰撞分岔现象. 但文献^[5-7,9]目前并没有对与数字控制系统稳定性密切相关的一拍延时的影响进行分析. 同时, 文献^[5-11]在推导系统的离散迭代模型时, 直接利用状态转移矩阵进行分析. 当系统阶数高于 2 阶时, 由于状态转移矩阵的元素与状态变量有关并且无法解析表达, 无法解析描述系统每个状态变量与系统参数的关系. 这时, 通常需要借助计算机数值计算循环描点才能表示出系统参数与系统运动行为的关系^[8-10]. 文献^[12, 13]在考虑了数字控制系统延时的情况下, 通过解析表达状态转移矩阵中各个元素, 对单相全桥无源逆变器建立了数学模型, 分析了 LC 型滤波器以及 LCL 型滤波器单相无源逆变电路系统中复杂行为的内在机理, 得到了其参数的稳定范围的解析表达式并准确预测了系统发生不稳定现象. 这些工作加深了对单相全桥逆变电路的理解, 但均集中在单相系统中. 同时, 上述工作中的慢尺度不稳定现象在一个工频周期内是同时发生的. 而在三相逆变系统中, 系统可能会产生局部的振荡现象. 在考虑一拍数字延时以及解析表达状态转移矩阵中元素的前提下, 对数字控制三相逆变

* 国家自然科学基金 (批准号: 50877065, 51277146) 和台达电力电子科教发展计划 (批准号: DREG2011003) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: leibo@stu.xjtu.edu.cn

电路利用离散迭代模型分析其局部振荡行为的工作迄今为止未见报道。

本文针对一种数字控制三相逆变电路,通过解析表达状态转移矩阵中元素、考虑数字控制中的一拍计算、控制延时并考虑到三相电路中的不平衡因素,建立了系统的离散迭代模型.利用本文提出的离散迭代模型,系统参数与系统运动行为之间的关系可以得到直观的解析描述.进一步,本文提出了系统发生 Hopf 分岔、倍周期分岔以及鞍阶分岔的解析判别式.利用本文提出的离散迭代模型及不稳定行为判别式,准确预测了本文研究系统的不稳定现象及稳定边界.同时,对系统产生的局部振荡现象进行了分析,得出了这种现象产生的物理机理及产生条件.最后,通过 Simulink 仿真以及电路实验验证了理论分析的正确性.

利用离散迭代模型,本文建立了数字控制三相逆变电路中系统参数以及系统运动行为之间解析联系,揭示了三相逆变系统的耦合关系,发现了局部振荡现象,指出了局部振荡的产生条件,准确预测了系统参数和局部振荡起始点之间的关系,同时简化了利用离散迭代模型对系统不稳定行为预测的过程,有利于实际工程应用.

2 电路工作原理及离散迭代模型建立

数字控制三相逆变电路的主要功能是对逆变

电流的稳定控制,保证逆变电流符合设计要求.逆变电路以固定的开关频率 f_s 运行,逆变电流频率为 f ,角频率为 ω .电路由主电路部分以及数字控制部分组成,系统结构如图 1 所示.主电路部分由直流侧电压源 E 、三相逆变器和三相阻感负载 R_a, R_b, R_c 及 L_a, L_b, L_c 构成.数字控制部分由采样环节、三相静止坐标系到两相同步坐标系的正变换及反变换环节、数字控制器、归一化环节、限幅器及数字 PWM 发生器组成.系统采取了两相旋转坐标系下的逆变电流反馈环的控制方式,其中电流环采取的是比例 (P) 控制器.图 1 中,CM 环节代表电流采样环节; θ_s 是给定逆变相位; i_{dref} 和 i_{qref} 是两相旋转坐标系下的给定值,是一个直流信号; i_a, i_b, i_c 分别为三相逆变电流; i_a, i_b, i_c 结合 θ_s 通过三相静止坐标系到两相旋转坐标系变换公式 (DQ 变换) 得到两相同步旋转坐标系下的逆变电流 i_d, i_q ; k_{pd}, k_{pq} 分别为 d 轴与 q 轴下的比例系数; d 轴以及 q 轴的输出信号分别为 v_{dx} 以及 v_{qx} ; v_{dx}, v_{qx} 结合 θ_s 通过两相旋转坐标系到三相静止坐标系变换公式 (DQ 反变换),进行归一化及限幅环节得到三相的控制信号 v_{ax}, v_{bx}, v_{cx} ; 其中 k_{sat} 为归一化系数,其大小为 $1/(2E)$.在每个开关周期的起始阶段,系统通过采样、计算各个电气量,利用数字 PWM 发生器产生占空比信号以驱动 S_1 — S_6 运行.

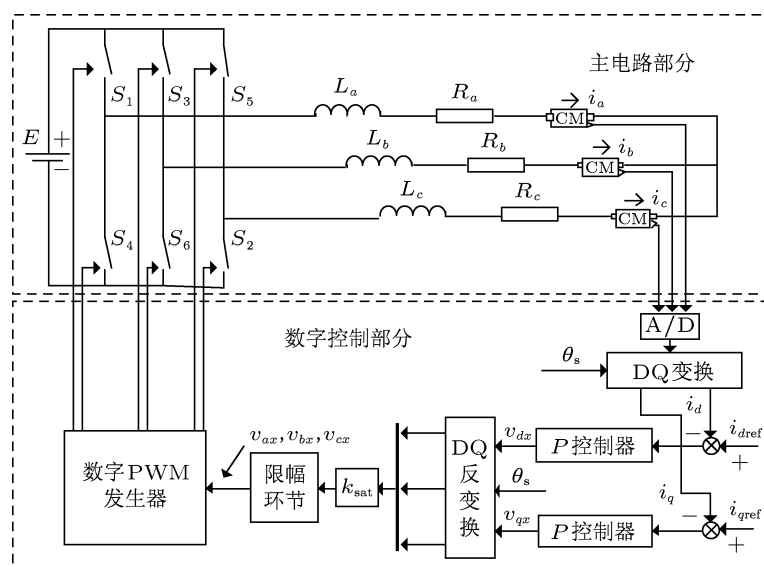


图 1 数字控制三相逆变电路系统

本文采用的数字控制双极性正弦脉冲调制 (SPWM) 策略如图 2 所示. 上下两个桥臂工作在互补状态, 即若上管导通则下管关闭, 反之亦然. 各个桥臂的开关状态分别由控制信号 v_{ax} , v_{bx} , v_{cx} 与三角载波的大小关系决定. 由于数字控制中的采样计算延时^[3,4], 第 n 个开关周期的占空比状态 d_{an} , d_{bn}

和 d_{cn} 由第 $(n-1)$ 个开关周期的控制信号 $v_{ax(n-1)}$, $v_{bx(n-1)}$, $v_{cx(n-1)}$ 决定, 占空比信号的值为 0 或者 1. 当 $d_{na} = 1$ 时代表 S_1 开通 S_4 关闭, $d_{na} = 0$ 时代表 S_1 关闭 S_4 开通; 当 $d_{nb} = 1$ 时代表 S_3 开通 S_6 关闭, $d_{nb} = 0$ 时代表 S_3 关闭 S_6 开通; 当 $d_{nc} = 1$ 时代表 S_5 开通 S_2 关闭, $d_{nc} = 0$ 时代表 S_5 关闭 S_2 开通.

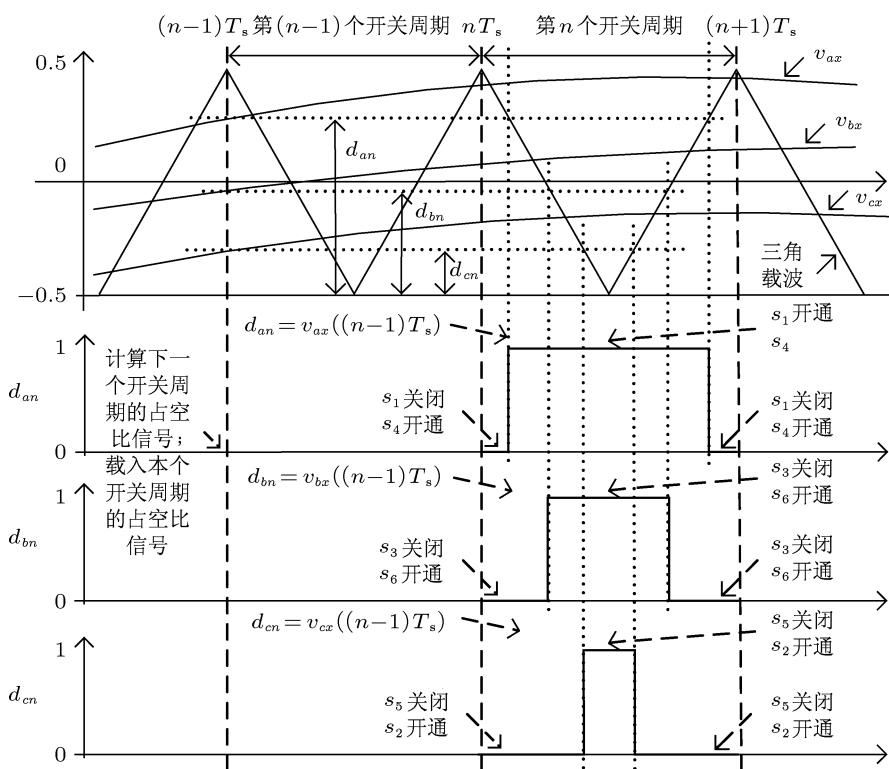


图 2 数字 SPWM 调制策略示意图

2.1 控制电路离散迭代模型描述

根据两相旋转坐标系到三相静止坐标系变换关系, v_{ax} , v_{bx} , v_{cx} 三相控制信号之和为 0, 所以三个占空比信号也只有两个自由度. 本文中选取 a 相及 b 相占空比作为状态变量. 由于逆变电流是正弦信号, 系统是一个周期时变系统. 但由于 f_s 远大于 f , 同时系统采用数字控制, 在一个开关周期内只进行一次电气量的采样、计算及占空比信号的载入, 通过准静态分析^[14], 可以认为在一个开关周期内三相逆变电流是恒值. 由于数字系统中的采样保持过程, 根据系统的控制原理可以直接得出系统控制部分的离散迭代方程.

设 i_{den} , i_{qen} 和 v_{dxn} , v_{qxn} 分别是第 n 个开关周期 d 轴和 q 轴下误差信号以及控制器输出信号; k_{dp} ,

k_{qp} 分别是 d 轴和 q 轴下的比例控制参数; 设 i_{an} , i_{bn} , i_{cn} , θ_{sn} 分别代表第 nT_s 时刻三相逆变电流和旋转坐标同步角的采样值. 得出 d_a 和 d_b 的离散迭代方程为

$$\begin{aligned}
 d_{a(n+1)} &= 1/2 + k_{sat} (\cos(\theta_{sn}) i_{dref} k_{dp} - \sin(\theta_{sn}) i_{qref} k_{qp}) \\
 &\quad + i_{an} k_{sat} \left[\sin(2\theta_{sn} + \pi/3) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3} \right. \\
 &\quad \left. - (k_{qp} + k_{dp}) / 2 \right] \\
 &\quad + i_{bn} k_{sat} \sin(2\theta_{sn}) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3}, \quad (1a) \\
 d_{b(n+1)} &= 1/2 + k_{sat} \left(\cos(\theta_{sn} + \theta_b) i_{dref} k_{dp} \right. \\
 &\quad \left. - \sin(\theta_{sn} + \theta_b) i_{qref} k_{qp} \right)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ i_{an} k_{sat} \sin(2\theta_{sn} + \pi/3 + \theta_b) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3} \\
 &+ i_{bn} k_{sat} \left[\sin(2\theta_{sn} + \theta_b) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3} \right. \\
 &\left. - (k_{qp} + k_{dp}) / 2 \right]. \tag{1b}
 \end{aligned}$$

根据三相关系, 得到 d_{cn} 与 d_{an}, d_{bn} 的关系为

$$d_{cn} = 3/2 - d_{an} - d_{bn}. \tag{1c}$$

通过 (1) 式可以得到系统占空比的迭代方程, 具体推导过程见附录 1.

2.2 主电路离散迭代模型描述

根据占空比信号的不同状态, 系统主电路的工作拓扑有 8 种 ($T_{000}, T_{100}, T_{010}, T_{001}, T_{111}, T_{011}, T_{101}$ 和 T_{110}), 如图 3 所示.

根据基尔霍夫电流定律, 三相电流之和为 0, 三相电流只有两个自由度. 选取其中两相逆变电流 $\mathbf{i} = [i_a \ i_b]^T$ 作为状态变量. 设 $\mathbf{A}_T, \mathbf{B}_{ET}$ ($T = 000, 111, 100, 110, 101, 010, 011, 001$) 是系统在不同拓扑下的状态矩阵. 从图 3 中可以看出, 当系统的开关状态发生变化时, 只有直流侧电压的状态发生改变, 令 $\mathbf{A}_T = \mathbf{A}$. \mathbf{A} 和 \mathbf{B}_{ET} 的具体表达式见附录 2. 同时, 为了方便描述, 定义 $\theta_a = 0, \theta_b = -2\pi/3$ 和 $\theta_c = 2\pi/3$.

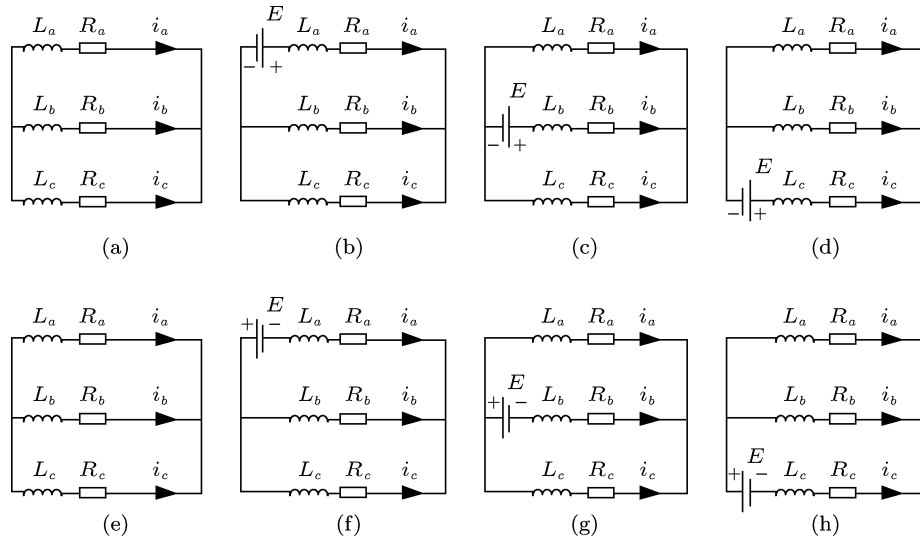


图 3 三相逆变器拓扑状态示意图 (a) T_{000} ; (b) T_{100} ; (c) T_{010} ; (d) T_{001} ; (e) T_{111} ; (f) T_{011} ; (g) T_{101} ; (h) T_{110}

根据 (1) 和 (3) 式可以得出系统的离散迭代方程, 其中数字控制部分由于一拍延时作用, 得到的是各相独立的“标量化”离散迭代方程, 但是主电路

系统主电路部分在各个拓扑状态下的状态方程为

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}_{ET}E. \tag{2}$$

在系统第 n 个开关周期的运行过程中, 根据 d_{an}, d_{bn} 和 d_{cn} 的大小关系, 结合图 2 和图 3, 系统将会演化出 6 种不同的拓扑序列结构, 如图 4 所示.

由于系统采用的是对称 SPWM 调制策略, 系统可能的拓扑序列为 $T_{000} \rightarrow T_{\alpha} \rightarrow T_{\beta} \rightarrow T_{111} \rightarrow T_{\beta} \rightarrow T_{\alpha} \rightarrow T_{000}$. 其中 $[\alpha, \beta]$ 有 $[100, 110], [100, 101], [010, 110], [010, 011], [001, 101]$ 和 $[001, 011]$ 6 种可能性.

结合 (2) 式, 对拓扑序列进行分段积分. 积分结果表明, 系统在这六种可能拓扑序列中的离散迭代方程是相同的, 可以表示为

$$\mathbf{i}_{n+1} = e^{\mathbf{A}T_s} \mathbf{i}_n + \varphi_E(d_{an}, d_{bn}, d_{cn})E, \tag{3a}$$

其中

$$\begin{aligned}
 &\varphi_E(d_{an}, d_{bn}, d_{cn}) \\
 &= \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{an}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{an}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Ea} \\
 &+ \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{bn}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{bn}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Eb} \\
 &+ \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{cn}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{cn}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Ec}. \tag{3b}
 \end{aligned}$$

系统离散迭代模型的推导过程及 $\mathbf{B}_{Ea}, \mathbf{B}_{Eb}$ 和 \mathbf{B}_{Ec} 的具体表达形式见附录 3.

迭代模型 (3) 式直接使用状态转移矩阵进行分析, 无法得出各相逆变电流之间、逆变电流与系统参数、逆变电流与各相占空比之间的解析关系. 利用

矩阵 A 的特征值和特征向量, 可以描述状态转移矩阵 [15], 同时利用文献 [12, 13] 中提出的方法, 对此离散迭代方程进行标量化描述.

设 $\lambda_{A1}, \lambda_{A2}$ 为矩阵 A 的特征值, 数字控制三相逆变器主电路中 a, b 两相的标量化离散迭代方程为

$$\begin{aligned} & i_{a(n+1)} \\ = & \delta_{111}i_{an} + \delta_{112}i_{bn} + 2E \left(\Gamma_{111} \sinh(\lambda_{A1}d_{an}/2) \right. \\ & + \Gamma_{121} \sinh(\lambda_{A2}d_{an}/2) + \Gamma_{112} \sinh(\lambda_{A1}d_{bn}/2) \\ & + \Gamma_{122} \sinh(\lambda_{A2}d_{bn}/2) \\ & + \Gamma_{113} \sinh(\lambda_{A1}(1.5 - d_{an} - d_{bn})/2) \\ & \left. + \Gamma_{123} \sinh(\lambda_{A2}(1.5 - d_{an} - d_{bn})/2) \right), \quad (4a) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & i_{b(n+1)} \\ = & \delta_{121}i_{an} + \delta_{122}i_{bn} + 2E \left(\Gamma_{211} \sinh(\lambda_{A1}d_{an}/2) \right. \\ & + \Gamma_{221} \sinh(\lambda_{A2}d_{an}/2) + \Gamma_{212} \sinh(\lambda_{A1}d_{bn}/2) \\ & + \Gamma_{222} \sinh(\lambda_{A2}d_{bn}/2) \\ & + \Gamma_{213} \sinh(\lambda_{A1}(1.5 - d_{an} - d_{bn})/2) \\ & \left. + \Gamma_{223} \sinh(\lambda_{A2}(1.5 - d_{an} - d_{bn})/2) \right). \quad (4b) \end{aligned}$$

同时, 根据三相之间的关系, 得到 c 相的表达式为

$$i_{c(n+1)} = -i_{a(n+1)} - i_{b(n+1)}. \quad (4c)$$

(4) 式的推导过程以及函数 $\delta, \Gamma_{\chi_1\chi_2\chi_3}(\chi_1, \chi_2, \chi_3 = 1, 2, 3)$ 及 $\varphi_{v_{y_1y_2}}(y_1, y_2 = a, b)$ 的定义详见附录 4.

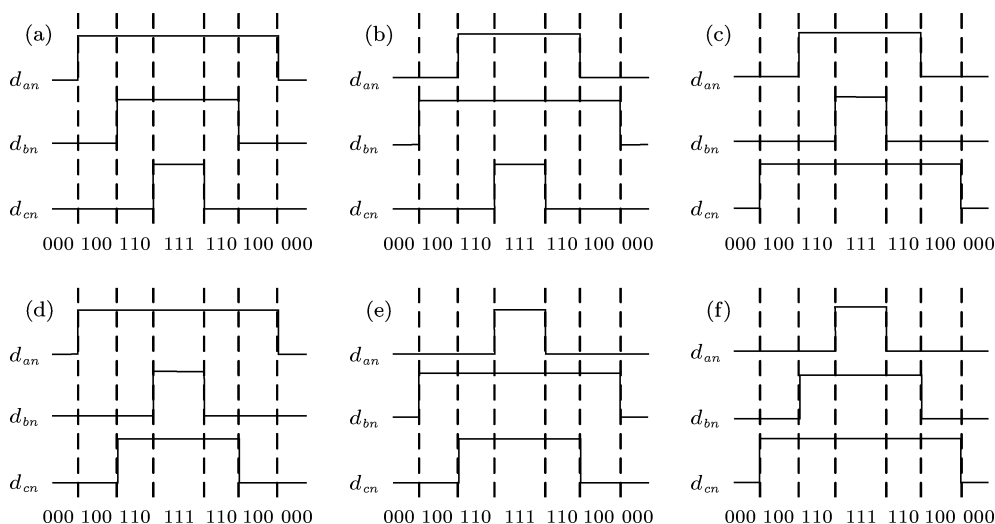


图 4 第 n 个开关周期系统可能的拓扑情况 (a) $d_{an} > d_{bn} > d_{cn}$; (b) $d_{bn} > d_{an} > d_{cn}$; (c) $d_{cn} > d_{an} > d_{bn}$; (d) $d_{an} > d_{cn} > d_{bn}$; (e) $d_{bn} > d_{cn} > d_{an}$; (f) $d_{cn} > d_{bn} > d_{an}$

结合 (1a), (1b), (4a) 和 (4b) 式, 可以得出在两相同步旋转坐标系下采用 P 控制、各相为阻感负载时的数字控制三相逆变电路的标量化离散迭代模型. 系统共含有 4 个独立的状态变量, i_a, i_b, d_a, d_b . 在下一节将通过分析系统在平衡点处的雅克比矩阵特征值来对系统的运动行为以及稳定特性进行分析.

3 系统稳定性分析

3.1 系统的稳定特性

通过准静态分析 [14], 结合 (1) 和 (4) 式, 令

$i_{a(n+1)} = i_{an}, i_{b(n+1)} = i_{bn}, d_{a(n+1)} = d_{an}$ 和 $d_{b(n+1)} = d_{bn}$ 可以求出系统的平衡点. 根据系统开关频率和工频频率之间的关系, 系统共有 f_s/f 个平衡点. 需要注意的是, 求解平衡点的方程是超越方程, 需要利用牛顿下山法等数值算法进行求解. 系统的平衡点分别设为 $i_{al}^*, i_{bl}^*, d_{al}^*$ 和 d_{bl}^* ($0 < l \leq f_s/f$), 设 l 为系统平衡点序列的序号.

系统在第 l 个平衡点的雅克比矩阵可以写为

$$J = \begin{bmatrix} \delta_{111} & \delta_{112} & \Lambda_{id.11} & \Lambda_{id.12} \\ \delta_{121} & \delta_{122} & \Lambda_{id.21} & \Lambda_{id.22} \\ \Lambda_{di.11} & \Lambda_{di.12} & 0 & 0 \\ \Lambda_{di.21} & \Lambda_{di.22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \bigg|_{\substack{i_{an}=i_{al}^*, i_{bn}=i_{bl}^* \\ d_{an}=d_{al}^*, d_{bn}=d_{bl}^*}}, \quad (5)$$

(5) 式中 $\Lambda_{id-\chi_1\chi_2}$, $\Lambda_{di-\chi_1-\chi_2}$ ($\chi_1\chi_2 = 1, 2$) 的推导过程详见附录 5.

根据 (5) 式, 得出了系统在第 l 个平衡点的特征方程为

$$\lambda_J^4 + F_3\lambda_J^3 + F_2\lambda_J^2 + F_1\lambda_J + F_0 = 0, \quad (6)$$

其中, F_0 — F_3 具有解析的表达式, 其具体参数表达式详见附录 5. 同时, 根据根与系数的关系, 设 λ_{J1} — λ_{J4} 为 (6) 式的根, 系统的特征方程同样可以描述为

$$\lambda_J^4 + \sum_{j=1}^4 (-\lambda_{Jj})\lambda_J^3 + \sum_{j=1}^3 \left(\lambda_{Jj} \sum_{i=j+1}^4 \lambda_{Ji} \right) \lambda_J^2 + \sum_{j=1}^4 \left(\prod_{i=1}^4 \lambda_{Ji} / (-\lambda_{Jj}) \right) \lambda_J + \prod_{j=1}^4 \lambda_{Jj} = 0. \quad (7)$$

随着系统控制参数的增大变化, 系统的特征根会穿出单位圆, 系统会发生不稳定行为. 当系统中有一对共轭虚根穿出单位圆, 而余下的特征根在单位圆内, 系统会发生 Hopf 分岔^[14]; 当有一个特征值等于 1, 而其他特征值在单位圆内, 系统会发生鞍结分岔; 当一个特征根等于 -1, 而其他特征值在单位圆内, 系统会发生倍周期分岔^[16-19].

在以上三种临界情况, 分别令 $\lambda_{J1}^2 + \lambda_{J2}^2 = 1$, $\lambda_{J1} = 1$ 或 $\lambda_{J1} = -1$, 根据 (7) 式中根与系数的关系, 可以得出三种情况下系统临界稳定的表达式 b^H , b^S 和 b^P 分别为

$$(F_3 - F_1)(F_3F_0 - F_1) = (F_0 - 1)^2(F_0 + 1 - F_2), \quad (8a)$$

$$F_3 + F_2 + F_1 + F_0 = -1, \quad (8b)$$

$$-F_3 - F_2 + F_1 - F_0 = 1. \quad (8c)$$

根据系统控制规律, k_{dp} 和 k_{qp} 均大于 0. 在表 1 所示的系统参数下, 在系统的每个平衡点处, 以系统控制 k_{dp} 和 k_{qp} 为变量, 可以对 (8) 式所代表的三个边界曲线 b^H , b^S 和 b^P 在第一象限绘制出一组曲线. 通过三条曲线之间的关系, 可以预测出系统将会发生的不稳定现象, 以及各种不稳定现象发生时的边界控制参数.

根据表 1 中参数定义, 依据准静态分析, 在一个工频周期内, 系统共含有 300 个平衡点. 在系统的 300 个平衡点上, 根据 (8) 式代表的三种分岔行为判别式, 分别绘制三种边界曲线. 根据三种边界曲线之间的稳定性关系, 可以发现, 在这个数字控

制三相逆变器系统中, 系统只会发生 Hopf 分岔, 而不会发生其他的分岔类型.

表 1 系统参数表

变量	取值	变量	取值
E	100 V	k_{sat}	0.005
f_s	15 kHz	L_a	4 mH
f	50 Hz	R_a	2 Ω
ω	100 π	L_b	6 mH
k_{pt}	1/7.775	R_b	3 Ω
i_{dref}	5	L_c	8 mH
i_{qref}	0	R_c	4 Ω

3.2 局部振荡行为分析

当系统参数确定之后, $\delta_{1\chi_1\chi_2}$, $\Lambda_{id-\chi_1\chi_2}$ ($\chi_1, \chi_2 = 1, 2$) 是与状态变量无关及系统的平衡点无关的常数. $\Lambda_{di-\chi_1\chi_2}$ ($\chi_1, \chi_2 = 1, 2$) 与系统平衡点序号 l 相关, 根据附录 5 中 (E5)—(E8) 式, 将 $\Lambda_{di-\chi_1\chi_2}$ ($\chi_1, \chi_2 = 1, 2$) 表达式重新整理成为平衡点序号 l 相关与 l 不相关部分:

$$\Lambda_{di.11} = k_{sat} \left(\sin(2\theta_{sl} + \pi/3)(k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3} - (k_{qp} + k_{dp}) / 2 \right), \quad (9a)$$

$$\Lambda_{di.12} = k_{sat} \sin(2\theta_{sl}) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3}, \quad (9b)$$

$$\Lambda_{di.21} = k_{sat} \sin(2\theta_{sl} + \pi/3 + \theta_b) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3}, \quad (9c)$$

$$\Lambda_{di.22} = k_{sat} \left(\sin(2\theta_{sl} + \theta_b) (k_{qp} - k_{dp}) / \sqrt{3} - (k_{qp} + k_{dp}) / 2 \right). \quad (9d)$$

对比 (9) 式中各个等式, 当 k_{qp} 与 k_{dp} 相等时, $\Lambda_{di.12}$ 和 $\Lambda_{di.21}$ 等于 0, 同时 $\Lambda_{di.11}$ 和 $\Lambda_{di.22}$ 也是与系统平衡点序号 l 的无量纲. 但是, 当 k_{qp} 与 k_{dp} 不相等时, $\Lambda_{di-\chi_1\chi_2}$ ($\chi_1, \chi_2 = 1, 2$) 会随着系统平衡点序列号 l ($0 < l \leq f_s/f$) 而做周期性的变化, 显然, 其变化周期为工频周期的两倍. 由此, 预测系统在 k_{dp} 不等于 k_{qp} 的情况下, 在一个工频周期内, 系统的稳定性不一致, 会出现局部不稳定现象. 根据之前分析, 由于此系统在表 1 所示参数下, 只会发生 Hopf 分岔, 所以此时系统将会出现局部振荡现象; 而当 $k_{dp} = k_{qp}$ 的情况下, 系统在一个工频周期内的稳定性一致, 系统不稳定时, 将会产生的是全局振荡现象. 下面就 k_{dp} 与 k_{qp} 的不同关系对系统的稳定性

进行分析.

1) $k_{dp} \neq k_{qp}$

根据控制器参数定义, k_{dp} 和 k_{qp} 均大于 0. 根据 3.1 分析结果, 在表 1 所示参数下, 系统在 300 个平衡点上均只会发生 Hopf 分岔. 同时考虑计算方法原理 [20], 为了避免数值计算误差, 以 $k_{sat}k_{dp}$ 为横坐标, 以 $k_{sat}k_{qp}$ 为纵坐标, 从第 15 个平衡点开始每隔 15 个平衡点, 画出此时系统第一象限中的 b^H 曲线组, 如图 5 所示.

如图 5 所示, 由于系统的特征方程 (6), 及相应的 Hopf 分岔边界条件 (8a) 中与平衡点序列号 l 相关, 所以不同的平衡点的稳定范围有所不同. 同时系统的稳定特性具有对称性, 对称周期为工频周期的一半. 对于某一特定的控制参数, 在系统一部分平衡点处系统稳定, 而在其他平衡点处系统不稳定, 系统就会产生局部振荡现象.

根据图 5 所示, 当控制参数 $k_{sat}k_{dp} = 0.5$ ($k_{dp} = 100$), $k_{sat}k_{qp} = 0.95$ ($k_{qp} = 190$) 时, 将会在第 45—90 平衡点处及 195—240 平衡点附近出现振荡现象, 而在工频周期的其他部分, 系统是稳定的.

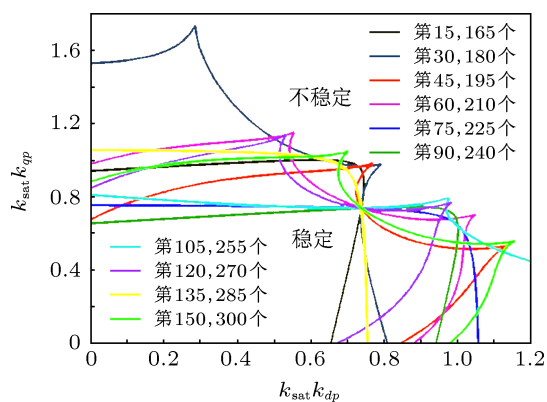


图 5 $k_{dp} \neq k_{qp}$ 时, 系统在不同平衡点处的稳定边界

2) $k_{dp} = k_{qp}$

根据 (9) 式中各式定义, 当 $k_{dp} = k_{qp}$ 时, $\Lambda_{di-\chi_1\chi_2}$ ($\chi_1, \chi_2 = 1, 2$) 和平衡点序列号 l 无关, 则系统的特征方程 (6) 及系统稳定边界条件 (8) 中各式与系统平衡点无关. 此时, 若系统发生不稳定现象, 那么这种不稳定运动将在一个工频周期内的所有平衡点同时发生. 定义此时求取稳定边界的方程为

$$y = (F_3 - F_1)(F_3F_0 - F_1)$$

$$-(F_0 - 1)^2(F_0 + 1 - F_2). \quad (10)$$

此时, 系统只有一个控制参数 $k_{sat}k_{dp}$, 同样从第 15 个平衡点开始, 以 15 为步进, 给出 (10) 式的根的分布情况如图 6 所示. 从图 6 上可以看出, 不同平衡点对应 (10) 式的根相同, 与之前推论符合.

根据参数定义, (10) 式在正半轴最小的实根即使系统稳定的最大控制参数取值. 通过精确的计算, 此系统在 $k_{dp} = k_{qp}$ 的条件下的稳定边界为

$$k_{sat}k_{dp} = k_{sat}k_{qp} \leq 0.7390395. \quad (11)$$

对比图 5, 图中所有的稳定边界交汇于一点, 这点坐标下的控制参数是 $k_{sat}k_{dp} = k_{sat}k_{qp} \leq 0.7390395$ ($k_{dp} = d_{qp} = 147.8079$), 满足于 (11) 式关于 $k_{dp} = k_{qp}$ 情况下稳定边界的判断. 当系统控制参数不满足 (11) 式时, 系统将会在整个工频周期内同时发生不稳定振荡现象.

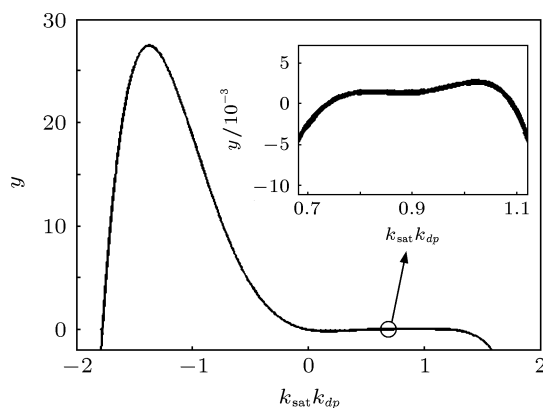


图 6 $k_{dp} = k_{qp}$ 时, 稳定边界方程根的分布情况

4 仿真和实验

根据图 1, 给出系统相应的 Simulink 仿真电路图如图 7 所示. 整个仿真系统采用连续仿真, 同时利用比较模块以及延时模块模拟了数字控制系统的采样保持、计算延时过程.

代入控制参数 $k_{dp} = 100, k_{qp} = 190$, 仿真结果如图 8 所示. 图 8 中出现了局部振荡现象, 局部振荡周期为工频周期一半, 振荡起始、终止点与理论分析一致, 证明了理论分析的有效性及其精确性.

代入控制参数 $k_{dp} = k_{qp} = 150$, 系统的仿真结果如图 9 所示. 图 9 中出现了全局振荡现象, 证明了理论分析的有效性及其精确性.

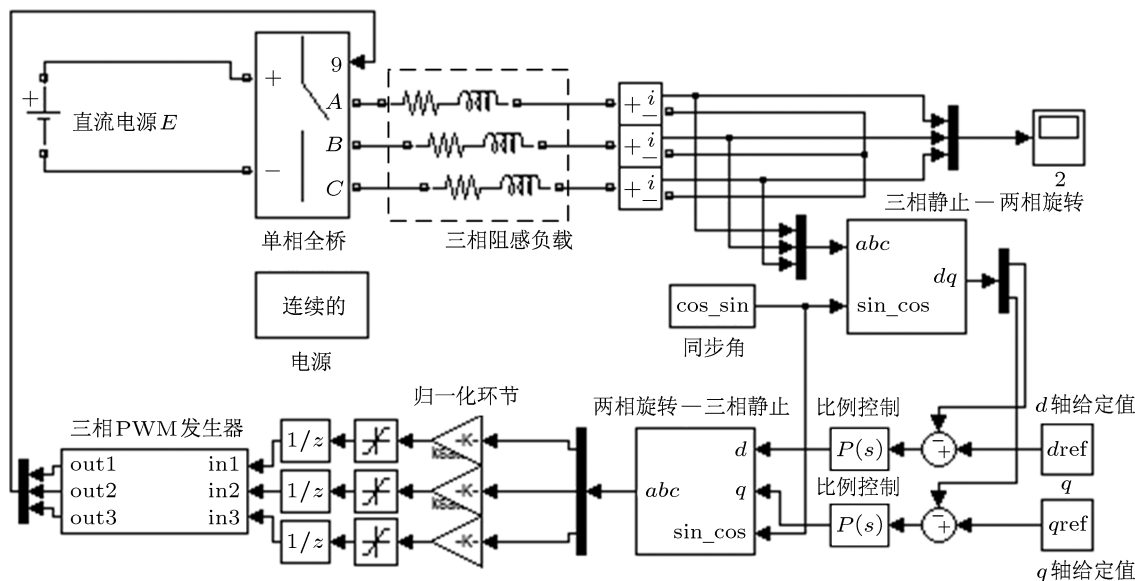


图7 数字控制三相逆变系统仿真电路图

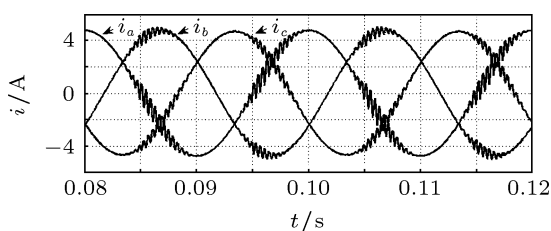


图8 $k_{dp} = 100, k_{qp} = 190$ 时系统仿真结果

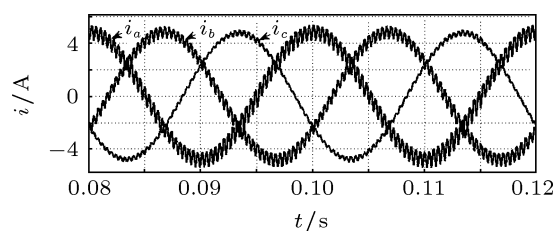


图9 $k_{dp} = k_{qp} = 150$ 时系统仿真结果

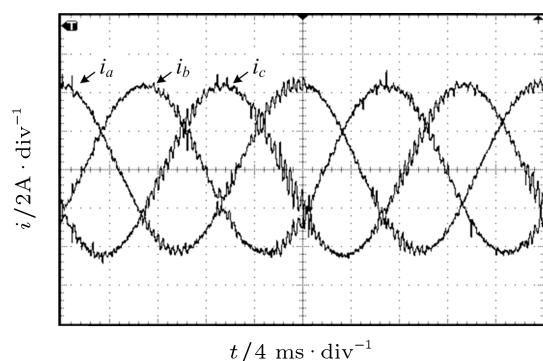


图10 $k_{dp} = 100, k_{qp} = 190$ 时试验波形

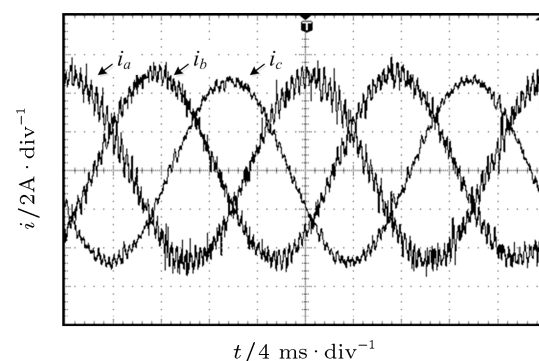


图11 $k_{dp} = k_{qp} = 150$ 时试验波形

对三相系统的运动行为进行试验研究,以验证理论分析的正确性. 实验电路拓扑结构与图3相同,系统参数选取如表1所示. 分别选取控制参数 $k_{dp} = 100, k_{qp} = 190$; $k_{dp} = k_{qp} = 150$, 进行试验, 实验结果如图10及图11所示. 实验结果与 Simulink 仿真结果相似. 由于没有考虑逆变器死区作用以及开关管的损耗等, 实验产生了一定的误差.

5 结论

本文针对数字控制三相逆变电路系统, 对其在同步旋转坐标系比例控制下的一种局部振荡行为进行了分析. 通过解析表达状态转移矩阵中元素, 建立了系统各个状态变量离散迭代方程, 从而得到了三相逆变电流之间和逆变电流与各相占空比、

系统参数之间的内在物理联系. 进一步, 本文针对高阶系统, 提出了一种运动行为解析判别式, 揭示了三相逆变系统的耦合关系以及运动行为的内在物理机理, 准确预测了系统的稳定范围以及不稳定性现象.

以往针对全桥逆变器, 利用非线性理论进行建模分析的工作主要集中在单相领域, 同时它们的不稳定现象在一个工频周期内是同时发生的. 通过本文对三相系统的研究, 发现系统会发生有别于单相系统的局部的振荡现象. 本文针对这种局部振荡现象, 进行了理论分析, 得出当 D 轴比例系数与 Q 轴比例系数超出一定范围且两者不相等时, 就会发生这种局部振荡现象. 本文得到了控制参数与局部振荡点关系的解析表达式, 并准确预测了产生局部振荡的起始、结束点. 最后, 通过 Simulink 仿真以及电路实验证明了理论分析的正确性及有效性.

附录 A1

根据三相静止坐标系到两相旋转坐标系转化公式:

$$i_{dn} = \frac{2}{\sqrt{3}} [\sin(\theta_{sn} + \pi/3) \quad \sin(\theta_{sn})] \mathbf{i}_n, \quad (\text{A1})$$

$$i_{qn} = \frac{2}{\sqrt{3}} [\cos(\theta_{sn} + \pi/3) \quad \cos(\theta_{sn})] \mathbf{i}_n. \quad (\text{A2})$$

通过由此得到系统的误差信号, 设为 i_{den} 和 i_{qen} , 可以表达为

$$i_{den} = i_{dref} - i_{dn}, \quad (\text{A3})$$

$$i_{qen} = i_{qref} - i_{qn}. \quad (\text{A4})$$

控制器第 n 个开关周期的输出信号可以表示为

$$v_{dxn} = k_{dp} i_{den}, \quad (\text{A5})$$

$$v_{qxn} = k_{qp} i_{qen}. \quad (\text{A6})$$

根据两相旋转坐标系到三相静止坐标系变换公式及图 1 所示控制框图, 得到 v_{yxn} ($y = a, b, c$) 三相控制信号为

$$v_{yxn} = k_{sat} (v_{dxn} \cos(\theta_{sn} + \theta_y) - v_{qxn} \sin(\theta_{sn} + \theta_y)). \quad (\text{A7})$$

由于三相控制信号由 DQ 反变换得来, 则三相控制信号之和为 0.

结合图 3, 可以得到 d_{yn} ($y = a, b, c$) 的表达式为

$$d_{y(n+1)} = 0.5 + v_{yxn}. \quad (\text{A8})$$

结合 (A7) 和 (A8) 式, 可以分别得出三相系统控制部分的离散迭代方程表达式.

附录 A2

\mathbf{A} 和 \mathbf{B}_{ET} 在 8 种拓扑状态下的表达式为

$$\mathbf{A} = [\alpha_1 R_a - \alpha_3 R_c \quad \alpha_2 R_b - \alpha_3 R_c], \quad (\text{B1})$$

$$\mathbf{B}_{E000} = \mathbf{B}_{E111} = [0 \quad 0]^T, \quad (\text{B2})$$

$$\mathbf{B}_{E100} = -\mathbf{B}_{E011} = -\alpha_1, \quad (\text{B3})$$

$$\mathbf{B}_{E010} = -\mathbf{B}_{E101} = -\alpha_2, \quad (\text{B4})$$

$$\mathbf{B}_{E001} = -\mathbf{B}_{E110} = -\alpha_3, \quad (\text{B5})$$

其中 α_1 , α_2 和 α_3 可以表达为

$$\alpha_1 = \eta [- (L_b + L_c) \quad L_c]^T, \quad (\text{B6})$$

$$\alpha_2 = \eta [L_c \quad - (L_c + L_b)]^T, \quad (\text{B7})$$

$$\alpha_3 = \eta [L_b \quad L_a]^T, \quad (\text{B8})$$

其中:

$$\eta = 1 / (L_a L_b + L_b L_c + L_c L_a). \quad (\text{B9})$$

附录 A3

对 (2) 式进行积分, 设积分起始时间为 t_{on} , 结束时间为 t_{off} , 拓扑结构为 T_i , 积分结果为

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{toff} &= e^{\mathbf{A}(t_{off}-t_{on})} \mathbf{i}_{toff} + \int_{t_{on}}^{t_{off}} e^{\mathbf{A}(t_{off}-\xi)} \mathbf{B}_{ET_i} E d\xi \\ &= e^{\mathbf{A}(t_{off}-t_{on})} \mathbf{i}_n + E (e^{\mathbf{A}(t_{off}-t_{on})} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_{ET_i}. \end{aligned} \quad (\text{C1})$$

如图 7 所示, 系统可能的拓扑序列为 $T_{000} \rightarrow T_\alpha \rightarrow T_\beta \rightarrow T_{111} \rightarrow T_\beta \rightarrow T_\alpha \rightarrow T_{000}$. 其中 $[\alpha, \beta]$ 有 $[100, 110]$, $[100, 101]$, $[010, 110]$, $[010, 011]$, $[001, 101]$ 和 $[001, 011]$ 六种可能性. 在第 n 个开关周期内, 设占空比最大相为 g 相, 最小相为 s 相, 另一相为 m 相, 通过代入相应参数对 (C1) 进行迭加, 得到:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{n+1} &= e^{\mathbf{A}T_s} \mathbf{i}_n + E \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{gn}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{gn}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Eg} \\ &\quad + E \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{gm}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{gm}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Em} \\ &\quad + E \left(e^{\mathbf{A}T_s \frac{1+d_{sn}}{2}} - e^{\mathbf{A}T_s \frac{1-d_{sn}}{2}} \right) \mathbf{B}_{Es}, \end{aligned} \quad (\text{C2})$$

其中 φ_{Eg} , φ_{Em} 和 φ_{Es} 为

$$\mathbf{B}_{Eg} = \mathbf{B}_{E\alpha} - \mathbf{B}_{E000}, \quad (\text{C3})$$

$$\mathbf{B}_{Em} = \mathbf{B}_{E\beta} - \mathbf{B}_{E\alpha}, \quad (\text{C4})$$

$$\mathbf{B}_{Es} = \mathbf{B}_{E000} - \mathbf{B}_{E\beta}. \quad (\text{C5})$$

可以分六种情况讨论 (C3) 和 (C4) 的表达式变化, 在此以 $[\alpha, \beta] = [100, 110]$ 时为例进行分析. 此时占空比最大的为 a 相, 最小的为 c 相, 则

$$\mathbf{B}_{Ea} = \mathbf{B}_{E100} - \mathbf{B}_{E000}, \quad (\text{C6})$$

$$\mathbf{B}_{Eb} = \mathbf{B}_{E110} - \mathbf{B}_{E100}, \quad (\text{C7})$$

$$\mathbf{B}_{Ec} = \mathbf{B}_{E000} - \mathbf{B}_{E110}. \quad (\text{C8})$$

对于其他 5 种情况, 均可以写出相应的 B_{Ea} , B_{Eb} 和 B_{Ec} 表达式. 根据附录 1 中定义, 发现在六种情况下 B_{Ea} , B_{Eb} 和 B_{Ec} 的表达式相同, 于是重新定义 B_{Ea} , B_{Eb} 和 B_{Ec} :

$$B_{Ea} = -\alpha_1, \quad (C9)$$

$$B_{Eb} = \alpha_3 + \alpha_2, \quad (C10)$$

$$B_{Ec} = -\alpha_3. \quad (C11)$$

附录 A4

根据文献 [12, 13] 中的方法, 同样定义 κ , ρ 为系统矩阵 A 的特征向量矩阵及其逆矩阵, 并可描述为

$$\kappa = \begin{bmatrix} \kappa_{11} & \kappa_{12} & \cdots & \kappa_{1N} \\ \kappa_{21} & \kappa_{22} & \cdots & \kappa_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \kappa_{N1} & \kappa_{N2} & \cdots & \kappa_{NN} \end{bmatrix}, \quad (D1)$$

$$\rho = \begin{bmatrix} \rho_{11} & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1N} \\ \rho_{21} & \rho_{22} & \cdots & \rho_{2N} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{N1} & \rho_{N2} & \cdots & \rho_{NN} \end{bmatrix}. \quad (D2)$$

定义 $\lambda_{A\chi_1}$, $\lambda_{A\chi_2}$ 为矩阵 A 的特征值.

定义函数 $\varepsilon(\chi_1, \chi_2, \chi_3)$:

$$\varepsilon(\chi_1, \chi_2, \chi_3) = \kappa_{\chi_2\chi_1} \rho_{\chi_1\chi_3}, \quad (D3)$$

其中 χ_1 , χ_2 和 χ_3 定位了矩阵 κ , ρ 元素的位置.

设 ξ 为任意常数, 定义 $\delta_{\xi\chi_2\chi_3}$:

$$\delta_{\xi\chi_2\chi_3} = \sum_{\chi_1}^2 \left(\varepsilon(\chi_1, \chi_2, \chi_3) e^{\xi\lambda_{A\chi_1}} \right), \quad (D4)$$

$$\delta_r(\xi) = [\delta_{\xi r_1} \quad \delta_{\xi r_2}], \quad (D5)$$

其中 r 定位了向量 $\delta_r(N, \xi)$ 的位置.

则 $e^{\xi A}$ 可以表述为

$$\begin{aligned} e^{\xi A} &= \kappa \text{diag} \left(e^{\xi\lambda_{A1}}, e^{\xi\lambda_{A2}} \right) \rho \\ &= \begin{bmatrix} \delta_{\xi 11} & \delta_{\xi 12} \\ \delta_{\xi 21} & \delta_{\xi 22} \end{bmatrix} \\ &= [\delta_1(\xi) \quad \delta_2(\xi)]^T. \end{aligned} \quad (D6)$$

定义 ς_1 , ς_2 和 ς_3

$$\varsigma_1 = A^{-1} B_{Ea}, \quad (D7)$$

$$\varsigma_2 = A^{-1} B_{Eb}, \quad (D8)$$

$$\varsigma_3 = A^{-1} B_{Ec}. \quad (D9)$$

定义函数 Γ_{rlq} :

$$\Gamma_{rlq} = 2\delta_r(0.5) \begin{bmatrix} \varepsilon(l, 1, 1) & \varepsilon(l, 1, 2) \\ \varepsilon(l, 2, 1) & \varepsilon(l, 2, 2) \end{bmatrix} \varsigma_q. \quad (D10)$$

附录 A5

根据参数定义, 同时考虑系统的开关频率相对工频频率较高, 设 $\cosh(\lambda_{A1}d_{yn}/2) \approx 1$ ($l = 1, 2$; $y = a, b, c$) 可以得出 $\Lambda_{id,\chi_1\chi_2}(\chi_1, \chi_2 = 1, 2)$ 在第 l 个平衡点的表达式为

$$\begin{aligned} \Lambda_{id,11} &= E \left(\Gamma_{111} \lambda_{A1} \cosh(\lambda_{A1}d_{al}/2) + \Gamma_{121} \lambda_{A2} \cosh(\lambda_{A2}d_{al}/2) \right. \\ &\quad \left. - \Gamma_{113} \lambda_{A1} \cosh(\lambda_{A1}(-d_{al} - d_{bl})/2) \right. \\ &\quad \left. - \Gamma_{123} \lambda_{A2} \cosh(\lambda_{A2}(-d_{al} - d_{bl})/2) \right) \\ &\approx E \left((\Gamma_{111} - \Gamma_{113}) \lambda_{A1} + (\Gamma_{121} - \Gamma_{123}) \lambda_{A2} \right). \end{aligned} \quad (E1)$$

同样可以得出:

$$\Lambda_{id,12} = E \left((\Gamma_{112} - \Gamma_{113}) \lambda_{A1} + (\Gamma_{122} - \Gamma_{123}) \lambda_{A2} \right), \quad (E2)$$

$$\Lambda_{id,21} = E \left((\Gamma_{211} - \Gamma_{213}) \lambda_{A1} + (\Gamma_{221} - \Gamma_{223}) \lambda_{A2} \right), \quad (E3)$$

$$\Lambda_{id,22} = E \left((\Gamma_{212} - \Gamma_{213}) \lambda_{A1} + (\Gamma_{222} - \Gamma_{223}) \lambda_{A2} \right). \quad (E4)$$

将 (1) 式对 i_a , i_b 分别求偏导, 可以得出 $\Lambda_{di,\chi_1\chi_2}(\chi_1, \chi_2 = 1, 2)$ 在第 l 个平衡点的表达式为

$$\begin{aligned} \Lambda_{di,11} &= -k_{dp} \left(k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \pi/3) / \sqrt{3} + k_{\text{sat}}/2 \right) \\ &\quad + k_{qp} \left(k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \pi/3) / \sqrt{3} - k_{\text{sat}}/2 \right), \end{aligned} \quad (E5)$$

$$\Lambda_{di,12} = -k_{dp} k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl}) / \sqrt{3} + k_{qp} k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl}) / \sqrt{3}, \quad (E6)$$

$$\begin{aligned} \Lambda_{di,21} &= -k_{dp} k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \pi/3 + \theta_b) / \sqrt{3} \\ &\quad + k_{qp} k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \pi/3 + \theta_b) / \sqrt{3}, \end{aligned} \quad (E7)$$

$$\begin{aligned} \Lambda_{di,22} &= -k_{dp} \left(k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \theta_b) / \sqrt{3} + k_{\text{sat}}/2 \right) \\ &\quad + k_{qp} \left(k_{\text{sat}} \sin(2\theta_{sl} + \theta_b) / \sqrt{3} - k_{\text{sat}}/2 \right). \end{aligned} \quad (E8)$$

根据系统在第 l 个平衡点的雅克比矩阵 (5), 可以得出 $F_3 - F_0$ 的表达式为

$$F_3 = -(\delta_{111} + \delta_{122}), \quad (E9)$$

$$\begin{aligned} F_2 &= \delta_{111} \delta_{122} - \delta_{112} \delta_{121} - \Lambda_{id,11} \Lambda_{di,11} - \Lambda_{id,12} \Lambda_{di,21} \\ &\quad - \Lambda_{id,21} \Lambda_{di,12} - \Lambda_{id,22} \Lambda_{di,22}, \end{aligned} \quad (E10)$$

$$\begin{aligned} F_1 &= \delta_{111} (\Lambda_{id,21} \Lambda_{di,11} + \Lambda_{id,22} \Lambda_{di,21}) \\ &\quad + \delta_{122} (\Lambda_{id,11} \Lambda_{di,11} + \Lambda_{id,12} \Lambda_{di,21}) \\ &\quad - \delta_{112} (\Lambda_{id,21} \Lambda_{di,11} + \Lambda_{id,22} \Lambda_{di,21}) \\ &\quad - \delta_{121} (\Lambda_{id,11} \Lambda_{di,12} + \Lambda_{id,12} \Lambda_{di,22}), \end{aligned} \quad (E11)$$

$$\begin{aligned} F_0 &= (\Lambda_{id,11} \Lambda_{id,22} - \Lambda_{id,12} \Lambda_{id,21}) \\ &\quad \times (\Lambda_{di,11} \Lambda_{di,22} - \Lambda_{di,12} \Lambda_{di,21}), \end{aligned} \quad (E12)$$

- [1] Barbosa P G, Braga H A C, Rodrigues M C B, Teixeira E C 2006 *IEEE Trans. Power Electron.* **21** 1116
- [2] Twining E, Holmes D G 2003 *IEEE Trans. Power Electron.* **18** 888
- [3] Hyosung K, Seung K S 2005 *IEEE Trans. Power Electron.* **20** 1169
- [4] Escobar G, Valdez A A 2003 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **54** 504
- [5] Robert B, Robert C 2002 *Int. J. Contr.* **75** 1356
- [6] Iu H H C, Robert B 2003 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **50** 1125
- [7] Robert B, Iu H H C, Feki M 2004 *Int. J. Circ. Syst. Comp.* **1** **50** 1125
- [8] Li M, Dai D, Ma X K 2008 *Circuits Syst. Signal Processing* **27** 811
- [9] 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]
- [10] Aroudi A E, Rodriguez E, Orabi M, Alarcon E 2010 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **10** 627
- [11] Hiroyuki A, Takuji K 2010 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **21** 985
- [12] 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]
- [13] Lei B, Xiao G C, Wu X L 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 090501 (in Chinese) [雷博, 肖国春, 吴旋律 2012 物理学报 **61** 090501]
- [14] Tse C 2003 *Complex Behavior in Switching Power Converters* (Boca Raton, CRC) p59
- [15] Moler C, Loans C V 1978 *Siam. Rev.* **20** 801
- [16] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2010 *IEEE Trans. Circ. Syst. I* **57** 405
- [17] 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]
- [18] Zhang X T, Ma X K, Zhang H 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6174 (in Chinese) [张笑天, 马西奎, 张浩 2008 物理学报 **57** 6174]
- [19] Zhang Y, Zhang H, Ma X K 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 8432 (in Chinese) [张源, 张浩, 马西奎 2010 物理学报 **59** 8432]
- [20] Viacelli J A 1971 *J. Comput. Phys.* **8** 119

Analysis of partial oscillation phenomenon in a digital-controlled three-phase inverter*

Lei Bo[†] Xiao Guo-Chun Wu Xuan-Lü

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

(Received 10 July 2012; revised manuscript received 18 September 2012)

Abstract

A partial oscillation phenomenon in a digital-controlled three-phase inverter system, which is controlled by proportional controller in synchronous rotating reference frame, is analyzed in this paper. First, the discrete-time model of the system is derived. Then, a dynamics analysis scheme for this type of system is proposed. In addition, the underlying mechanism of the partial oscillation phenomenon occurring in this system is analyzed. The factors, which will cause the partial oscillation, are exactly predicted by analytical expressions. Finally, the theoretical results are verified by both simulations and experiments. These conclusions can provide an insight into the dynamics of the system.

Keywords: three-phase inverter, digital-controlled, dynamic behavior, partial oscillation

PACS: 05.45.—a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: 10.7498/aps.62.040502

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 50877065, 51277146) and the Foundation of Delta Science, Technology and Education Development Program for Power Electronics, China (Grant No. DREG2011003).

† Corresponding author. E-mail: leibo@stu.xjtu.edu.cn