

矩阵变换器系统的稳定性分析

粟 梅, 覃恒思, 孙 尧, 王 妍, 张泰山
(中南大学信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083)

STABILITY ANALYSIS OF MATRIX CONVERTER DRIVE SYSTEM

SU Mei, QIN Heng-si, SUN Yao, WANG Yan, ZHANG Tai-shan
(College of Information Science & Engineering of Central South University,
Changsha 410083, Hunan Province, China)

ABSTRACT: A practical method for the stability analysis of matrix converters is proposed. The state average model of the whole system, which includes the grid impedance, the input filter, matrix converter and the load, is respectively established considering two different space vector modulation strategies. The stability of the system is analyzed considering two different space vector modulation strategies, and the analytical results show the different behaviors in terms of two different modulation strategies. The stability of the system is evaluated by analyzing the migration of eigenvalues of the system small-signal model, which is linearized around a Steady-state operating point. Based on this model, the factors that influence the stability are analyzed and the design guidelines to improve the system stability are proposed. The theoretical considerations are supported by simulation results.

KEY WORDS: Matrix converter; Stability analysis; Small-signal model; Eigenvalue

摘要 : 论文提供了一种实用的矩阵变换器系统稳定性的分析方法。以非理想电源、输入滤波器、矩阵变换器及其驱动的三相对称阻感性负载组成的系统为对象,建立了两种不同的调制策略下系统的状态平均模型,分析了两种不同的调制策略下系统稳定性的不同性质。对非线性状态平均模型在稳态工作点处进行微偏线性化,建立了系统的小信号线性状态方程,通过对状态矩阵特征值移动规律的分析,研究了系统各参数影响稳定性的规律,并在此基础上,提出了改进滤波器结构来改善稳定性的措施,分析了改进的滤波器改善稳定性的根本原因。仿真结果表明了解析分析结论的正确性。

关键词 : 矩阵变换器; 稳定性分析; 小信号模型; 特征值

1 引言

矩阵变换器是一种直接变换型交流 - 交流电力变换装置,具有一些优于传统脉宽调制 (PWM)

变频器的特性: 能量双向流通、正弦输入与输出电流、可控的输入功率因数、无需大的储能元件等^[1]。矩阵变换器技术从提出拓扑结构至今已有二十多年的历史,在这二十年间,对矩阵变换器的研究主要集中于变换器自身的一系列问题,如双向开关的实现、调制算法^[2-3]、换流方式以及保护措施等。在 2002 年夏天,日本富士电机公司试制成功了可用于矩阵变换器的逆阻式 IGBT 开关模块^[4],进一步推进了矩阵变换器的实用化进程。目前,对矩阵变换器的研究主要集中于变换器应用的一系列问题,如不平衡抑制、开关损耗、稳定性、将矩阵变换器应用于矢量控制和直接转矩控制的异步电动机调速系统^[5-6]等问题的研究。

在矩阵变换器的实际应用时,为了滤除开关频率的谐波,在电源与开关矩阵之间通常接有滤波器,这些输入滤波器,依赖于开关矩阵的拓扑结构和调制策略,有可能导致矩阵变换器系统的不稳定。目前,国际上,矩阵变换器的稳定性研究刚刚起步^[7-8],矩阵变换器稳定性机理有待深入研究。本文分析了两种不同的调制策略下矩阵变换器系统稳定性的不同性质,着重分析了系统各参数影响稳定性的规律,并在此基础上,提出了改进滤波器结构来改善稳定性的措施,分析了改进的滤波器改善稳定性的根本原因。仿真结果表明了解析分析结论的正确性。

2 基于空间矢量调制的矩阵变换器的调制策略

2.1 基于检测输入电压过零点同步输入电流的调制策略的矩阵变换器输入输出描述

图 1 为矩阵变换器的拓扑结构示意图。从图 1

中可以看出矩阵变换器是由 9 个开关组成的，通过一定的规律来控制 9 个开关的通断就可以用输入电压来合成所需的输出电压。图 1 中双向开关 S_{jk} ($j \in \{A,B,C\}$ $k \in \{a,b,c\}$) 为理想开关。

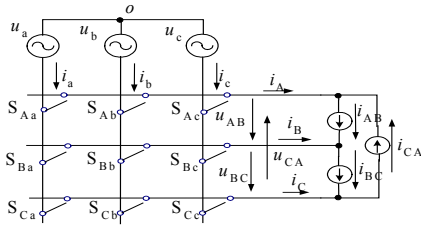


图 1 矩阵变换器拓扑结构示意图

Fig. 1 The simplified topology of matrix converter

设三相输入相电压，输出参考线电压可以写成

$$v_{iPh} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t) \\ \cos(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_1 t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$v_{oL}^* = \sqrt{3} \cdot V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ) \\ \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2)$$

传统的空间矢量调制算法，是基于假设三相电源电压平衡正弦的条件下，采用的是检测输入电压过零点的同步输入电流的调制算法，在忽略开关谐波的情况下，矩阵变换器从输入相电压到输出线电压的变换矩阵为^[9]

$$T_{PhL} = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ) \\ \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ - 120^\circ) \\ \cos(\omega_0 t - \phi_0 + 30^\circ + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \phi_1) \\ \cos(\omega_1 t - \phi_1 - 120^\circ) \\ \cos(\omega_1 t - \phi_1 + 120^\circ) \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

式中 $0 \leq m \leq 1$ 为矩阵变换器的调制系数； ϕ_1 为输入的功率因数角； ϕ_0 为输出相电压的初相位；开关矩阵的输入输出关系为

$$V_{oL} = T_{PhL} \cdot v_{iPh}, I_i = T_{PhL}^T \cdot I_o \quad (4)$$

对式(4)进行PARK变换得^[10]

$$\begin{bmatrix} v_{old} \\ v_{olq} \end{bmatrix} = T_p \begin{bmatrix} v_{id} \\ v_{iq} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} = T_p^T \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$T_p = 1.5m \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi_1 \cos(\phi_0 + 30^\circ) & \sin \phi_1 \cos(\phi_0 + 30^\circ) \\ \cos \phi_1 \sin(\phi_0 + 30^\circ) & \sin \phi_1 \sin(\phi_0 + 30^\circ) \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(5)和(6)为空间矢量调制矩阵变换器开关矩阵部分在 $dq0$ 坐标系中的输入输出关系式，从式中可以

看出，在 m 、 ϕ_1 和 ϕ_0 不变的情况下，变换矩阵为线性定常矩阵，即不补偿不平衡时，空间矢量调制矩阵变换器为线性定常模型，输出相电压、相电流与输入相电压、相电流之间的关系为

$$\begin{bmatrix} u_{od} \\ u_{oq} \end{bmatrix} = T_p' \begin{bmatrix} u_{id} \\ u_{iq} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{id} \\ i_{iq} \end{bmatrix} = T_p'^T \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$T_p' = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

2.2 基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略的矩阵变换器的输入输出描述

文献[11]中，D.CASADEI 提供了一种补偿不平衡的空间矢量调制算法，该算法即使在电源电压不平衡或非正弦时，也能产生平衡正弦的输出电压。因矩阵变换器是一种交-交直接变换装置，没有中间的储能元件，忽略开关损耗，矩阵变换器瞬时输入功率等于瞬时输出功率。使用空间矢量描述，功率平衡可表示为

$$p_i = \frac{3}{2} v_i \cdot i_i = p_o \quad (9)$$

式(9)表明，假设输出功率 p_o 和输入相电压矢量 v_i 已知，输入电流矢量 i_i 有无穷多解。如果定义输入电流矢量的方向，用调制矢量 Ψ 来表示，且

$$i_i \cdot j\Psi = 0 \quad (10)$$

则电流空间矢量被唯一确定

$$i_i = \frac{4}{3} \frac{p_o \Psi}{v_i \Psi^* + v_i^* \Psi^*} \quad (11)$$

其中，上标*表示矢量的共轭。式(11)表明，输入电流矢量由输出功率的大小，输入相电压矢量和调制矢量所决定。调制矢量的不同选择，决定了不同的输入电流调制策略，其中一种最简单的输入电流矢量调制策略是保持输入电流矢量始终与输入电压矢量同相位，即瞬时单位功率因数，调制矢量被定义为

$$\Psi = v_i \quad (12)$$

式中 v_i 为矩阵变换器输入相电压。

考虑到输入电压矢量不平衡或非正弦时，输入电压矢量的幅值和角频率不再是常数，因此，每个 PWM 周期的空间矢量调制算法中的占空比的计算都必须检测输入电压的瞬时值，以补偿输入电压矢量不平衡或非正弦，从而保证输出电压的平衡正弦。该算法的矩阵变换器的输入输出关系为^[12]

$$v_o = \frac{3}{2}v_i m_i^* + \frac{3}{2}v_i^* m_d \quad (13)$$

$$i_i = \frac{3}{2}i_o m_i + \frac{3}{2}i_o^* m_d \quad (14)$$

式中 m_d 为被定义在以角频率 $(\omega_i + \omega_o)$ 旋转的坐标系下的占空比矢量； m_i 为被定义在以角频率 $(\omega_i - \omega_o)$ 旋转的坐标系下的占空比矢量，并由下式决定

$$m_d = v_{o,ref} / 3v_i^* \quad (15)$$

$$m_i = v_{o,ref}^* / 3v_i \quad (16)$$

从式(13)~(16)可以看出，采用补偿输入不平衡时的空间矢量调制算法时，矩阵变换器的输入输出关系是非线性的。

3 稳定性分析的数学模型的建立

3.1 基于检测输入电压过零点同步输入电流的调制策略的矩阵变换器系统数学模型

矩阵变换器系统，包括电源、输入滤波器、矩阵变换器和负载，如图 2 所示。

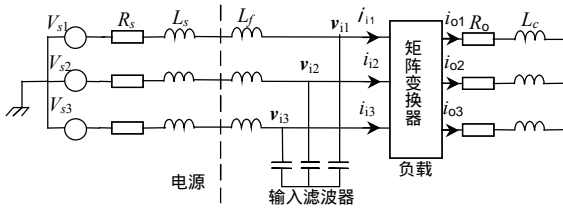


图 2 矩阵变换器系统结构图

Fig. 2 System scheme of matrix converter

在下面的解析分析建模中，忽略开关谐波的影响，考虑输出电压和输入电流在一个开关周期内的平均值^[13]。系统各部分的空间矢量方程，在各自不同的参考坐标系，可以很方便地得到。

矩阵变换器的输入边，在以电源角频率 ω_i 旋转的坐标系下的矢量方程为

$$\frac{di_s}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_T} + j\omega_i\right)i_s - \frac{1}{L_T}v_i + \frac{1}{L_T}v_s \quad (17)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = \frac{1}{C_f}i_s - j\omega_i v_i - \frac{1}{C_f}i_i \quad (18)$$

其中 $L_T = L_s + L_f$ 。

矩阵变换器的输出边，在以输出角频率 ω_o 旋转的坐标系下的矢量方程为

$$\frac{di_o}{dt} = -\left(\frac{R_o}{L_o} + j\omega_o\right)i_o + \frac{1}{L_o}v_o \quad (19)$$

不加入补偿时，采用的是检测输入电压过零点的同步输入电流的调制算法，矩阵变换器的输入输出关

系是线性时不变模型，则整个系统就可以等效成线性定常系统，将式(17)~(19)在 $dq0$ 坐标系下分解，结合式(7)和(8)，构成线性状态方程为

$$dX/dt = AX \quad (20)$$

其中

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad u_{id} \quad u_{iq} \quad i_{od} \quad i_{oq}]^T \quad (21)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_T} & \omega_i & -\frac{1}{L_T} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_i & -\frac{R_s}{L_T} & 0 & \frac{1}{L_T} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_i & -\frac{t_{11}}{C_f} & -\frac{t_{21}}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & 0 & -\frac{t_{12}}{C_f} & -\frac{t_{22}}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{t_{11}}{3L_o} & \frac{t_{12}}{3L_o} & -\frac{R_o}{L_o} & \omega_o \\ 0 & 0 & \frac{t_{21}}{3L_o} & \frac{t_{22}}{3L_o} & -\omega_o & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中 t_{11} 、 t_{12} 、 t_{21} 和 t_{22} 是变换矩阵 T_p' 的元素，由 m 、 ϕ_i 和 ϕ_o 决定。当 $0 \leq m \leq 1$ ， ϕ_i 取 0， ϕ_o 取任意值时，系统其他参数如表 1 所示。当固定其他参数，让其中一个参数在一定的范围中变化，利用 MATLAB 进行数值仿真，结果表明，状态矩阵 A 的全部特征值都具有负的实部，即系统始终稳定。

以上分析表明，带有输入滤波器的矩阵变换器驱动系统的稳定性与矩阵变换器的调制策略有关，当采用不补偿输入不平衡的空间矢量调制策略时，系统不存在不稳定现象。

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

| 设备 | 系统参数 | | | |
|-----|----------------------------|----------------------|--------------|-----------------|
| 电源 | $V_s(\text{RMS})/\text{V}$ | ω_f/Hz | R_s/Ω | L_s/mH |
| | 220 | 50 | 0.25 | 0.4 |
| 滤波器 | $C_f/\mu\text{F}$ | | | L_f/mH |
| | 10 | | | 0.6 |
| 负载 | | ω_o/Hz | R_o/Ω | L_o/mH |
| | | 25 | 10 | 20- |

3.2 基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略的矩阵变换器系统数学模型

由于采用补偿输入不平衡时的空间矢量调制算法时，矩阵变换器的输入输出关系是非线性的，则整个矩阵变换器系统是非线性的，为了分析系统的稳定性，就必须将系统矢量方程在稳态工作点处进行微偏线性化。

(1) 平衡正弦电源电压条件下, 矩阵变换器系统稳态工作点的确定

在稳态工作点条件下, $v_{s\alpha}, i_{s\alpha}, v_{i\alpha}, i_{i\alpha}, v_{o\alpha}, i_{o\alpha}, v_{o,\text{ref}\alpha}$ 和 m_d 和 m_i 表示在各自同步旋转坐标系下的空间矢量变量, 假设相应的稳态工作点变量为 $V_s, I_s, V_i, I_i, V_o, I_o, V_{o,\text{ref}}, M_d$ 和 M_i , 其中 V_i 和 $V_{o,\text{ref}}$ 的相位角可以任意取值, 不妨假设 $V_i = V_i, V_{o,\text{ref}} = V_{o,\text{ref}}$ 。稳态运行时, 将方程式(13)~(19)中所有状态变量的一阶导数设为零, 可求出系统稳态解为

$$M_d = q/3 \tag{23}$$

$$M_i = q/3 \tag{24}$$

$$V_o = qV_i \tag{25}$$

$$I_o = qV_i / Z_o \tag{26}$$

$$I_i = R_o q^2 V_i / Z_o^2 \tag{27}$$

$$I_s = (j\omega_i C_f + R_o q^2 / Z_o^2) V_i \tag{28}$$

$$V_s = (1 + j\omega_i C_f Z_s + R_o Z_s q^2 / Z_o^2) V_i \tag{29}$$

其中, $Z_o = R_o + j\omega_o L_o$, $Z_s = R_s + j\omega_i L_T$, 变量 $q = V_{o,\text{ref}} / V_i$ 是电压传输比。

(2) 线性化小信号模型的建立

在由式(23)~(29)确定的稳态工作点处线性化系统方程式(13)~(19), 得到系统的线性化小信号模型为

$$\frac{d\Delta i_s}{dt} = -\left(\frac{R_s}{L_T} + j\omega_i\right)\Delta i_s - \frac{1}{L_T}\Delta v_i + \frac{1}{L_T}\Delta v_s \tag{30}$$

$$\frac{d\Delta v_i}{dt} = \frac{1}{C_f}\Delta i_s - j\omega_i\Delta v_i - \frac{1}{C_f}\Delta i_i \tag{31}$$

$$\frac{d\Delta i_o}{dt} = \left(-\frac{R_o}{L_o} - j\omega_o\right)\Delta i_o + \frac{1}{L_o}\Delta v_o \tag{32}$$

$$\Delta v_o = \frac{3}{2}\Delta v_i M_i^* + \frac{3}{2}\Delta v_i^* M_d + \frac{3}{2}V_i \Delta m_i^* + \frac{3}{2}V_i \Delta m_d \tag{33}$$

$$\Delta i_i = \frac{3}{2}\Delta i_o M_i + \frac{3}{2}\Delta i_o^* M_d + \frac{3}{2}I_o \Delta m_i + \frac{3}{2}I_o^* \Delta m_d \tag{34}$$

$$6M_d(1 \cdot \Delta v_i) + 3\Delta m_d V_i = q\Delta v_i \tag{35}$$

$$6M_i(1 \cdot \Delta v_i) + 3\Delta m_i V_i = q\Delta v_i \tag{36}$$

4 稳定性分析

将式(30)~(36)在 $dq0$ 坐标系下分解, 构成线性状态方程为

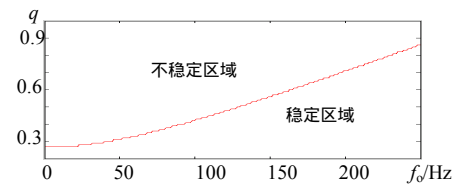
$$d\mathbf{X} / dt = \mathbf{A}'\mathbf{X} \tag{37}$$

其中

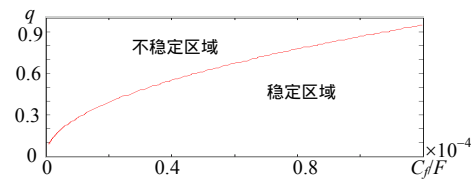
$$\mathbf{X} = [\Delta i_{sd}, \Delta i_{sq}, \Delta u_{di}, \Delta u_{dq}, \Delta i_{od}, \Delta i_{oq}]^T \tag{38}$$

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_T} & \omega_i & -\frac{1}{L_T} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_i & -\frac{R_s}{L_T} & 0 & \frac{1}{L_T} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{R_o q^2}{C_f z_o^2} & \omega_i & -\frac{q}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_i & -\frac{R_o q^2}{C_f z_o^2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \omega_o \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_o & -\frac{R_o}{L_o} \end{bmatrix} \tag{39}$$

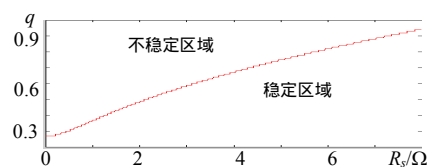
可见状态矩阵 \mathbf{A}' 与参数 $\omega_o, R_s, L_s, L_f, C_f, R_o, L_o$ 和 q 有关, 而与开关频率无关, 这里我们假定开关频率足够高。矩阵变换器系统的稳定性可以通过对状态矩阵 \mathbf{A}' 的特征值的数值分析来估计, 只要有一个特征值的实部为正, 则系统不稳定。电压传输比 q 通常用来表示矩阵变换器从电源传输能量到负载的能力, 即矩阵变换器稳定工作的最大输出功率, 即功率限制。以电压传输比 q 为因变量 (函数), 以其中一个参数为自变量, 固定其他参数, 即可分析出各参数对系统稳定性的影响规律。系统的基本参数如表 1 所示, 利用 MATLAB 进行数值仿真, 结果如图 3(a)、(b)、(c) 所示。



(a) 由 q 与矩阵变换器输出频率 f_o 决定的稳定性限制



(b) 由 q 与输入滤波器电容 C_f 决定的稳定性限制



(c) 由 q 与非理想电源内阻 R_s 决定的稳定性限制

图 3 由电压传输比 q 与 f_o, C_f, R_s 决定的稳定性限制

Fig. 3 Stability limit of q against f_o, C_f, R_s

图 3 中曲线上方为不稳定区域, 下方为稳定区域, 从图 3(a)中可以看出, 当矩阵变换器的输出频率从 0Hz 增加到 250Hz 的过程中, 电压传输比逐渐

增加而不至于失去稳定。从图 3(b)中可以看出,当输入滤波器参数 $L_f = 0.6\text{mH}$, C_f 从 $0\mu\text{F}$ 增加到 $150\mu\text{F}$ 的过程中,电压传输比逐渐增加而不至于失去稳定。从图 3(c)中可以看出,当非理想电源内阻 R_s 从 0Ω 增加到 8Ω 的过程中,电压传输比逐渐增加而不至于失去稳定。如果以滤除开关谐波为目的,选择输入滤波器的谐振频率 1592Hz (即 $L_f = 0.6\text{mH}$, $L_T = L_s + L_f = 0.4\text{mH} + 0.6\text{mH} = 1\text{mH}$, $C_f = 10\mu\text{F}$), 电压传输比 q 必须小于 0.27 系统才会稳定,可见矩阵变换器的驱动能力非常有限,如果增加 C_f 值,不仅输入滤波器的体积和成本增加,而且会使矩阵变换器输入端相电压相位超前电源相电压相位太大的角度,这是电网所不希望的。为了克服这个问题,改变滤波器结构不失为一种办法。

5 稳定性的改进

从图 3(c)中已经知道,增加电源电阻对稳定性有正面影响,但是,在 L-C 滤波器前面串联电阻是不可取的,因为这会严重地降低电源的驱动能力和效率。一种更好的办法是在电感 L_f 的两端并接一个电阻 R_f ,使得只有高频成分才能顺利通过电阻,这样既改善了滤波器的频率特性,同时又不增加损耗。R-L-C 滤波器的结构如图 4 所示,当 R_f 取 4Ω 时, L_f 和 C_f 取值如表 1 所示,它的幅频特性曲线 1 与 L-C 滤波器的幅频特性曲线 2 如图 5 所示。从图 5 中可以看出,由于谐振回路的品质因数 Q 值减少了, R-L-C 滤波器的谐振峰值大大减少,对频率与滤波器谐振频率相近的谐波的放大作用也大大削弱了,这也是 R-L-C 滤波器改善稳定性的根本原因所在。

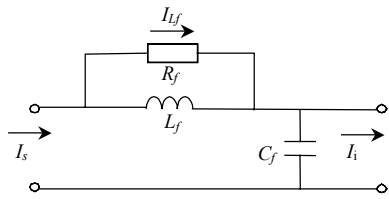
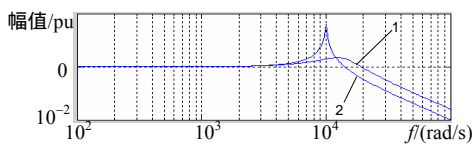


图 4 输入滤波器结构图
Fig. 4 Schematic of input filter



注:曲线 1 为 RLC 滤波器幅频特性;曲线 2 为 LC 滤波器幅频特性。

图 5 两种结构滤波器幅频特性

Fig. 5 Frequency response diagram of two filters

为了分析带有 R-L-C 滤波器的矩阵变换器系统的稳定性,采用第 3 节中的方法,增加 R_f 支路电流 i_{L_f} 作为变量。矩阵变换器的输入边,在以电源角频率 ω_i 旋转的坐标系下的矢量方程为

$$\frac{di_s}{dt} = -\left(\frac{1}{\tau_s} + j\omega_i\right)i_s - \frac{1}{L_s}v_i + \frac{R_f}{L_s}i_{L_f} + \frac{1}{L_s}v_s \quad (40)$$

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{R_f}{L_f}i_s - \left(\frac{R_f}{L_f} + j\omega_i\right)i_{L_f} \quad (41)$$

其中 $\tau_s = L_f / (R_s + R_f)$ 在稳态工作点处线性化系统方程(40)、(41)、(13)~(16)和(18)、(19),并在 $dq0$ 坐标系下分解,构成线性状态方程为

$$dX / dt = A'' X \quad (42)$$

其中

$$X = \left[\Delta i_{sd} \quad \Delta i_{sq} \quad \Delta u_{id} \quad \Delta u_{iq} \quad \Delta i_{od} \quad \Delta i_{oq} \quad \Delta i_{Lfd} \quad \Delta i_{Lfq} \right]^T \quad (43)$$

$$A'' = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s} & \omega_i & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_f}{L_s} & 0 \\ -\omega_i & -\frac{1}{\tau_s} & 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_f}{L_s} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & \frac{R_o q^2}{C_f z_o^2} & \omega_i & -\frac{q}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega_i & -\frac{R_o q^2}{C_f z_o^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_o}{L_o} & \omega_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_o & -\frac{R_o}{L_o} & 0 & 0 \\ \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \omega_i \\ 0 & \frac{R_f}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_i & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \quad (44)$$

对状态矩阵 A'' 的特征值的数值分析表明,电压传输比 q 与输入滤波器电阻 R_f 决定的稳定性限制如图 6 所示。

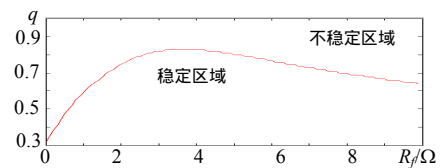


图 6 由电压传输比 q 与输入滤波器电阻 $R_f (\Omega)$ 决定的稳定性限制

Fig. 6 Stability limit of q against R_f

从图 6 中可以看出，当输入滤波器参数 $L_f=0.6\text{mH}$ ， $C_f=10\mu\text{F}$ ， R_f 从 10Ω 减少到 0Ω 的过程中，电压传输比的变化规律，当 $R_f=4\Omega$ 时，电压传输比 q 已接近最大值 0.866 ，而系统保持稳定。可见，改变输入滤波器的结构，并按上述方法选择合适的电阻值，可以改善系统的稳定性。

6 仿真结果

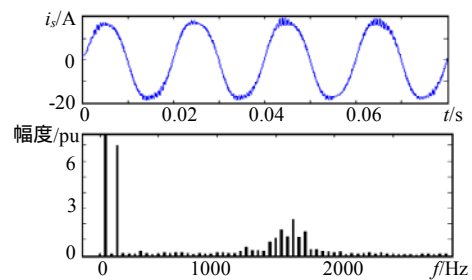
为了验证上述解析分析的结论，对图 2 所示的由非理想电源、输入滤波器、矩阵变换器及其驱动的对称阻感性负载组成的系统的行为进行仿真。系统的基本参数如表 1 所示。

仿真软件采用 MATLAB6.5 中的 power system blockset (PSB)，PSB 是一种专门为电力系统设计的仿真分析软件^[14]，含有丰富的元件模型，包括各种功率开关器件、电源、滤波电路、保护电路、测量模块和负载等，结合 s 函数的强大的接口功能，建立了矩阵变换器系统的实用仿真模型，该模型不同于文献[15]中的仿真模型（开关和元件的行为没被考虑），它包含了矩阵变换器中的功率开关器件（含有吸收电路）的闭合和打开的开关行为和电路元件的物理特性，具有样机物理实验的特点。仿真算法为 ode15，调制周期 $T_s=10\text{kHz}$ 。

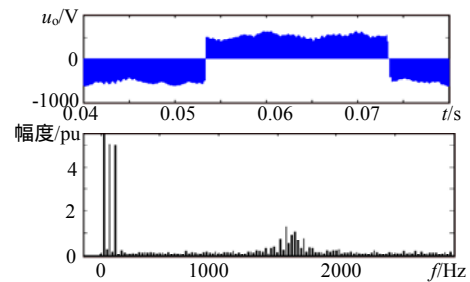
采用检测输入电压过零点同步输入电流相位的传统的空间矢量调制策略时，当电源电压叠加了基波的 10% 的 3 次谐波， $q=0.8$ 时，仿真结果如图 7 所示。

从图 7(a) 中的输入电流波形及其 FFT 分析可以看出，输入电流稳定，其基波占主要成分，3 次谐波成分最大，占基波的 6.9%，矩阵变换器输入端（包含非理想电源中的电感）谐振频率附近的谐波成分约占基波的 2%。从图 7(b) 中的输出电压波形及其 FFT 分析可以看出，输出线电压基波占主要成分，各次谐波中，3 次和 5 次谐波较大，约占基波的 5%。因此，传统的空间矢量调制算法，在电压传输比 $q=0.8$ （接近最大值）时，系统稳定，但对不平衡的补偿能力弱。仿真结果验证了采用传统的空间矢量调制算法，系统不会发生不稳定现象。

采用每个 PWM 周期都检测矩阵变换器输入端电压的瞬时值来计算占空比的空间矢量调制算法，当电源电压叠加了基波的 10% 的 3 次谐波，电压传输比 $q=0.2$ 和 $q=0.5$ 时的仿真结果如图 8 所示。



(a) 输入电流及其 FFT 分析

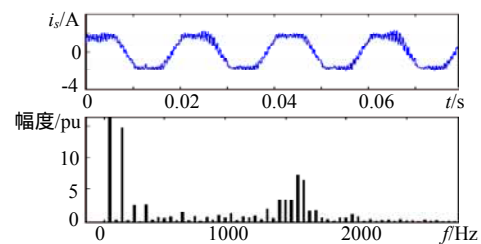


(b) 输出电压及其 FFT 分析

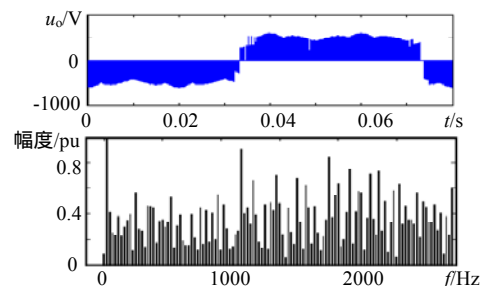
图 7 基于传统空间矢量调制策略的输入电流、输出电压波形及其 FFT 分析

Fig.7 Simulation waveforms of the input current and the output voltage and their FFT

从图 8(a)、(b) 中可以看出，当电压传输比 $q=0.2$ 时，输入电流稳定，其基波占主要成分，3 次谐波成分最大，占基波的 14.5%，谐振频率附近的谐波成分约占基波的 5%，输出线电压的各次谐波中最大值约占基波的 0.8%，可见，输出电压性能（不平衡度）得到很大的改善。从图 8(c)、(d) 中可以看出，当电压传输比 $q=0.5$ 时，输入电流不稳定，在谐振



(a) $q=0.2$ 时，输入电流及其 FFT 分析



(b) $q=0.2$ 时，输出电压及其 FFT 分析

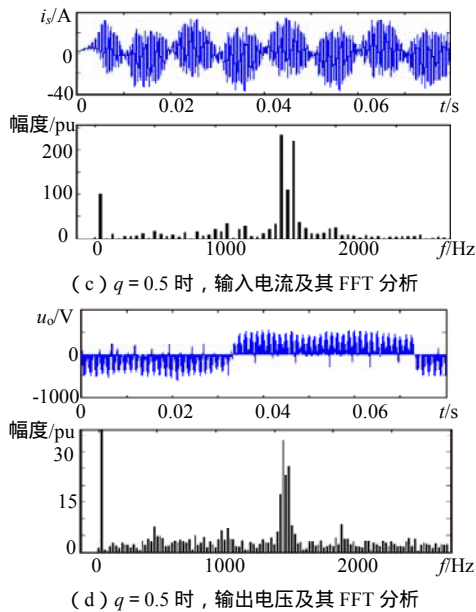
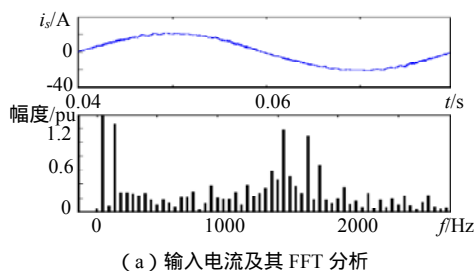


图 8 基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略
输入电流、输出电压的波形及其 FFT 分析

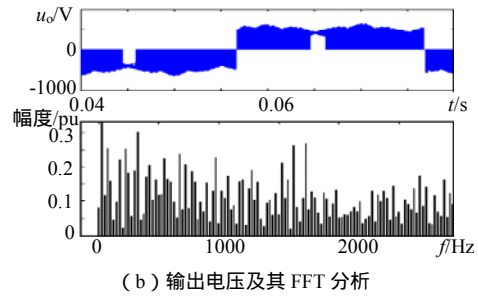
Fig. 8 Simulation waveforms of the input current and the
output voltage and their FFT

频率附近发生了严重的振荡，其基波不再是主要成分，谐振频率附近的谐波成分占基波的 250%，输出线电压稳定，但谐振频率附近的谐波成分较高，约占基波的 35%。因此，采用基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略，系统稳定时，对输入的不平衡有较好的补偿作用，但有可能导致系统的不稳定，当 $q=0.5 > 0.27$ 时，系统不稳定，与第 4 节稳定性的解析分析的结论是一致的。可以把基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略看作一种对输入不平衡的实时补偿，这种快速补偿可以有效地抑制输出电压的谐波，但是当这种补偿超出某种极限时，就会引发输入电流的震荡，即出现不稳定现象。

将滤波器的 L-C 结构改为如图 4 所示的 R-L-C 结构， L 、 C 参数不变，电阻按第 5 节中的分析选择为 $R_f=4\Omega$ 时，采用基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略，当电源电压叠加了基波的 10% 的 3 次谐波， $q=0.8$ 时，仿真结果如图 9 所示。



(a) 输入电流及其 FFT 分析



(b) 输出电压及其 FFT 分析

图 9 基于 R-L-C 滤波器的矩阵变换器的输入电流、输出电压的波形及其 FFT 分析

Fig. 9 Simulation waveforms of the input current and the
output voltage and their FFT

从图 9 中可以看出， $q=0.8$ 时，输入电流稳定，输出电压性能优良，基波占绝对主要成分，各次谐波中最大的也没有超过基波的 0.3%。因此，改变输入滤波器结构为如图 4 所示的 R-L-C 结构，大大增加了系统的稳定范围。

7 结论

本文提供了一种实用的矩阵变换器系统稳定性的分析方法。以非理想电源、输入滤波器、矩阵变换器及其驱动的三相对称阻感性负载组成的系统为对象，分析了两种不同的调制策略下系统稳定性的不同性质。当采用检测矩阵变换器输入电压过零点同步输入电流的传统的空间矢量调制策略，系统的状态平均模型可简化成线性定常系统，通过对状态矩阵特征值移动规律的分析，证明了系统不会发生不稳定现象，但对输入不平衡的补偿能力弱。当采用基于瞬时输入电压检测的空间矢量调制策略时，系统稳定时，对输入的不平衡有较好的补偿作用，系统的稳定性主要与输入滤波器的结构和参数有关。当采用 L-C 滤波器时，矩阵变换器允许的稳态输出功率范围，随着 C_f 的增加而增加，随着 L_f 的增加而减少，在滤波器的截止频率选定后，矩阵变换器允许的稳态输出功率范围太小。改进滤波器的结构为 R-L-C 结构而改善滤波器的幅频特性可大大提高矩阵变换器允许的稳态输出功率范围至最大值。本文的研究为矩阵变换器的实际应用奠定了基础。

参考文献

- [1] 贺益康, 刘勇. 交-交直接变换控制下矩阵式变换器的仿真研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 48-53.
He Yikang, Liu Yong. Simulation study on the matrix converter implemented by AC-AC direct control scheme[J]. Transactions of CES, 2002, 17(6): 48-53.
- [2] 王毅, 陈希有, 徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究

- [J].中国电机工程学报, 2003, 23(6) : 164-169.
Wang Yi, Chen Xiyun, Xu Dianguo. The research of closed-loop control method for matrix converter based on space vector modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6) : 164-169.
- [3] 张志学, 马皓. 矩阵变换器的电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8) : 61-66.
Zhang Zhixue, Ma Hao. Current control strategies for matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8) : 61-66.
- [4] 武井学, 小高章弘, 藤本久. 逆阻止 IGBT の適応技術. 富士時報, 2002, 75(8) : 445-448.
- [5] 黄科元, 贺益康, 卞松江. 矩阵式变换器交流励磁的变速恒频风力发电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11) : 100-105.
Huang Keyuan, He Yikang, Bain Songjiang. Investigation of a matrix converter-excited variable-speed constant-frequency wind-power generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(11) : 100-105.
- [6] 孙凯, 黄立培, 松濂贡规. 基于矩阵式变换器的异步电动机矢量控制[J]. 清华大学学报, 2004, 44(7) : 909-912.
Sun Kai, Huang Lippei, Matsuse Kouki. Vector control of induction motors fed by matrix converters[J]. Journal of Tsinghua University, 2004, 44(7) : 909-912.
- [7] Casadei D. Stability analysis of electrical drives fed by matrix converter[C]. Proc.IEEE-ISIE 2002, L'Aquila, Italy, 2002 .
- [8] Casadei D. Effects of input voltage measurement on stability of matrix converter drive system[C]. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 2004 : 487-497.
- [9] Huber L, Borojevic D. Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction[J]. IEEE Trans. on Industry Applications 1995 31(6) : 1234-1246.
- [10] 陈希有, 陈学允. 基于PARK变换的空间矢量调制矩阵变换器的暂态分析[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5) : 79-84.
Chen Xiyun, Chen Xueyun. Park transformation based the transient analysis for the space vector modulated matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5) : 79-84.
- [11] Casadei D. Reduction of the input current harmonic content in matrix converters under input/output unbalance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998 , 45(3) : 401-11.
- [12] Casadei D. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(2) : 370-81.
- [13] 张海源, 吴卉, 邹祖冰, 等. 同步整流下对称半桥倍流变换器的建模与分析[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6) : 66-70
Zhang Haiyuan, Wu hui, Zou Zubing *et al.* Modeling and analysis of symmetrical half bridge current-doubler converter with synchronous rectifier applied[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(6) : 66-70.
- [14] 吴天明, 谢小竹. MATLAB 电力系统设计与分析[M]. 北京 : 国防工业出版社, 2004.
- [15] Zuckerberger A, Weinstocks D, Alexandrovitz A. Simulation of three-phase loaded matrix converter[C]. IEE Proc Electr Power Appl 1996,143 : 294-300.

收稿日期：2005-04-04。

作者简介：

栗 梅(1967-), 女, 博士研究生, 副教授, 主要从事电力电子及电力传动方面的研究;

覃恒思(1983-), 男, 本科生, 从事矩阵变换器的应用研究;

孙 尧(1981-), 男, 硕士研究生, 从事电力电子技术及智能方面的研究;

张泰山(1938-), 男, 教授, 博士生导师, 从事智能控制, 人工生命科学, 先进控制理论方面的研究。