

DOI: 10.7652/xjtuxb201308022

采用比例谐振和状态反馈的三相逆变器最优控制

王恒利¹, 付立军¹, 揭贵生¹, 肖飞¹, 万泽法²

(1. 海军工程大学舰船综合电力技术国防科技重点实验室, 430033, 武汉; 2. 中船重工第七〇四研究所, 200031, 上海)

摘要: 针对常规线性二次型调节器方法设计的三相逆变器控制系统无法实现指令跟踪, 而根据线性二次型最优跟踪方法设计的控制系统虽然能实现指令跟踪, 却无法消除系统非线性模型带来的稳态误差这个问题, 提出了一种比例谐振和状态反馈控制策略。该策略根据内模原理, 首先将输出反馈转化为状态反馈, 其次将线性二次型最优控制的输出跟踪问题转化为状态调节器问题, 从而解决了线性二次型调节器方法解决指令跟踪问题的两个不足, 成功对三相逆变器控制参数进行了最优整定, 通过仿真和 430 kW 样机验证了该策略不仅实现了指令跟踪要求, 而且消除了稳态误差, 控制系统具有良好的稳态和动态性能, 输出电压总谐波畸变率小于 1%, 带 30% 不平衡负载时电压不平衡度小于 1.5%。

关键词: 比例谐振; 线性二次型调节器; 内模原理; 电压型逆变器

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)08-0127-06

Optimal Control of Three-Phase Inverter Based on State-Feedback with Proportional-Resonant Control

WANG Hengli¹, FU Lijun¹, JIE Guisheng¹, XIAO Fei¹, WAN Zefa²

(1. National Key Laboratory for Vessel Integrated Power System Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; 2. NO. 704 Research Institute, CSIC, Shanghai 200031, China)

Abstract: Conventional linear quadratic regulator (LQR) method is regarded as an unsatisfactory solution for voltage source inverter (VSI) systems because it can not ensure reference voltage command tracking. Although linear quadratic tracker (LQT) method can ensure command tracking performance, its control effect may be weakened when the system exhibits non-linear behavior because it can not eliminate steady-state amplitude and phase errors. This paper proposes a new controller based on state-feedback with proportional-resonant (PR) control for three-phase inverter system. Following redefining the LQR problem, this controller improves the capability of optimal tracking, which is placed within a general structure offered by the internal model principle (IMP) of control theory. The method solves these two drawbacks of LQR method in context of command tracking, and eliminates steady-state errors with good tracking performance as LQT. The simulation and experiment verify that the scheme is able to eliminate steady-state amplitude and phase errors and to provide nice dynamic and static characteristics. The total harmonic distortion of output voltage gets lower than 1%, and voltage unbalance factor lower than 1.5% with 30% unbalance load.

Keywords: proportional-resonant; linear quadratic regulator; internal model principle; voltage source inverter

收稿日期: 2013-01-27。 作者简介: 王恒利(1984—),男,博士生;付立军(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51147009,51177170)。

网络出版时间: 2013-06-17

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130617.1821.015.html>

在船舶供电系统中,精密设备对供电质量提出了更高的要求,对于三相电压型逆变器来说,输出波形有三方面的要求:稳态精度高、动态响应快和负载适应性强。为此,除了改进设计、制造工艺外,还需要选择合适的控制策略和控制参数来提高逆变器的供电品质^[1-3]。

内模原理指出,任何一个能良好消除外部扰动或跟踪参考输入信号的反馈控制系统,其反馈回路必须包含一个与外部输入信号相同的动力学模型^[4]。在静止坐标系中,可以使用比例谐振控制器来保证输出精确跟踪正弦信号,达到获得良好稳态性能的目的,同时状态反馈控制能全面反映系统的内部特性,可以有效改变系统动态响应。因此,本文提出了比例谐振和状态反馈控制的方法,来实现逆变器良好的动态和稳态性能。

在对控制系统参数的整定中,线性二次型调节器无疑是最为有效的方法之一,它不仅能使系统获得较好的幅值裕度和相角裕度,而且对非线性畸变具有一定的抑制作用。但是,该方法存在两个不足^[5-7]:一是输出反馈有可能无法体现在线性二次型调节器(LQR)方程中,所以输出反馈要转化为状态反馈;二是常规 LQR 方法主要用于解决状态调节器问题,不能直接用于解决控制系统的指令跟踪问题。本文解决了这两个不足,利用 LQR 方法整定了三相电压型逆变器控制参数。最后通过 MATLAB 仿真和实际制作一台 430 kW 实验样机,证明了本文提出的方法使得逆变器获得了优良的性能。

1 三相逆变器新型控制策略

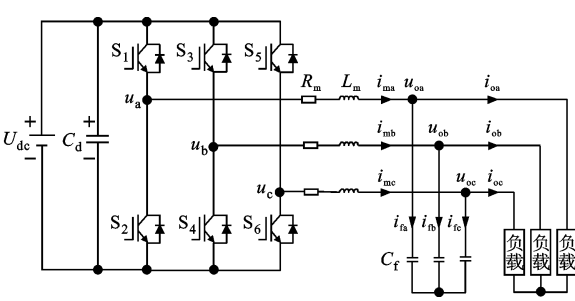
三相电压型逆变器的拓扑结构如图 1a 所示。由于三相逆变器数学模型变换到静止 $\alpha\beta$ 坐标下 α 轴和 β 轴完全解耦,各自等效为完全一致的单相半桥逆变器,所以在静止 $\alpha\beta$ 坐标下分析三相逆变器控制策略时,可以等效为图 1b 中 α 轴等效的单相半桥逆变器来分析^[8]。

定义 当 S_1 导通、 S_2 截止时, $d=1$; 当 S_1 截止、 S_2 截止时, $d=0$; 当 S_1 截止、 S_2 导通时, $d=-1$ 。

根据基尔霍夫电压电流定律,列出图 1b 的状态方程

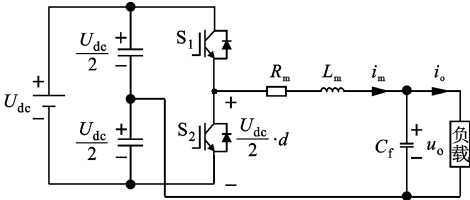
$$\left. \begin{aligned} C_f \frac{du_o}{dt} &= i_m - i_o \\ L_m \frac{di_m}{dt} &= \frac{U_{dc}}{2}d - R_m i_m - u_o \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式(1)写成状态空间模型为



$S_1 \sim S_6$ 为带反并联二极管的 IGBT 模块; U_{dc} 为直流母线电压;
 i_{mk}, i_{fk}, i_{ok} (k 为 a、b、c) 分别为电感电流、电容电流和负载电流;
 u_k, u_{ok} (k 为 a、b、c) 分别为逆变器桥臂侧电压和负载电压;
 R_m, L_m 分别表示电感等效电阻和电感值; C_f, C_d 分别表示交流电容器和直流母线电容器的电容值

(a)三相电压型逆变器的拓扑结构



(b) α 轴等效的单相半桥式逆变器结构

图 1 三相电压型逆变器的主电路图

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Wi_o \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_m} & -\frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{U_{dc}}{2L_m} \end{bmatrix}; W = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix};$

$u=d; C=[1 \ 0]; D=0; x=\begin{bmatrix} u_o \\ i_m \end{bmatrix}; y=u_o; i_o$ 可以看作外部扰动。

对于式(2)所表示的单输入-单输出(SISO)系统,设计控制策略的目标是:稳态误差小;动态响应快;总谐波畸变(THD)低^[9]。

在现代控制理论中,状态反馈控制能全面反映系统的内部特性,任意配置闭环系统的极点,获得良好的动态品质,其控制系统如图 2 所示。

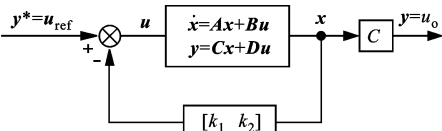


图 2 状态反馈控制系统框图

图 2 的控制策略获得了较好的动态性能,但是也体现了 LQR 方法的第一个不足,即控制系统输

出 y 没有反馈到控制器输入端,系统仅由电压参考值与电容电压、电感电流的反馈量相加减得到控制量,本质上只具有比例微分(PD)的特性,控制系统不可避免出现稳态误差^[10-12]。为解决此问题,本文采用在状态反馈控制的基础上加上比例谐振的复合控制方法。

对于式(2)所示的控制对象,控制目标就是使系统的输出 y 跟踪上给定参考值 y^* 。在静止坐标系中,参考值 y^* 为正弦信号,根据内模原理,反馈回路必须包含一个与正弦信号相同的动力学模型。因此,可以使用比例谐振控制来保证输出 y 精确跟踪参考值,因此本文提出一种新型控制策略,见图3。

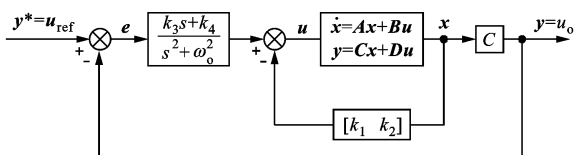


图3 三相电压型逆变器控制策略框图

2 基于 LQR 的控制参数整定

根据 LQR 调节器原理,针对状态方程

$$\begin{cases} \dot{x}_m = A_m x_m + B_m u_m \\ y_m = C_m x_m \end{cases} \quad (3)$$

在工程上总是希望系统输出尽量接近某一希望输出,这就要求确定最优控制 $u_m = -Kx_m$ 中的矩阵 K ,使得下面的控制性能指标极小

$$J(u_m) = \int_0^\infty (x_m^T Q x_m + u_m^T R u_m) dt \quad (4)$$

式中: Q 为半正定实对称矩阵; R 为正定实对称矩阵。 Q 和 R 分别为 x_m 和 u_m 的加权矩阵。

式(3)、式(4)表述了 LQR 典型的状态调节器问题,但是式(2)所表示的三相逆变器控制系统,要求控制器以零稳态误差渐进跟踪参考电压,因此希望设计最优控制 u 使得下面的性能指标为极小^[9]

$$J(u) = \int_0^\infty [h(y^* - y)^2 + (u^* - u)^2] dt \quad (5)$$

式中: y^* 为系统输出参考值; y 为系统输出; u 为控制信号; u^* 为稳态下根据 y^* 得到的理想控制信号; $e = y^* - y$ 为跟踪误差; h 为跟踪误差项的加权值。问题的难点就在于 u^* 可能不存在,即 u^* 是理想状态下的一个假设量,具有很大的不确定性。对比式(4)和式(5)可知,最优跟踪问题和状态调节器的性能指标区别很大,因此要通过 LQR 方法解决系统的最优跟踪问题,就必须对式(2)进行拓展,使之转化为符合 LQR 状态调节器标准方程的形式^[13]。

在图1b所示的单相逆变器中,参考值 y^* 是角频率为 ω_o 的正弦信号,所以系统在稳态下, y^* 、 y 和 u^* 都是角频率为 ω_o 的正弦信号,并且满足

$$v = \ddot{u} + \omega_o^2 u = 0 \quad (6)$$

在瞬态过程中,式(6)等于0不成立。因此,变量 v 可作为 t 时刻控制信号偏离期望值大小的一个指标来代替 $u^* - u$ 。因此,式(5)的性能指标可以修改为

$$J(u) = \int_0^\infty (he^2 + v^2) dt \quad (7)$$

式(7)表示的性能指标虽然避免了 u^* 的不确定性问题,但是仍然不满足 LQR 标准形式,因此必须解决 LQR 方法的第二个不足,把指令跟踪问题转化成为状态调节器问题,为此设状态矩阵

$$Z = \ddot{x} + \omega_o^2 x; \quad x = [u_o \quad i_m]^T \quad (8)$$

则有

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \dddot{x} + \omega_o^2 \dot{x} = A\ddot{x} + B\ddot{u} + \omega_o^2 Ax + \\ &\quad \omega_o^2 Bu = AZ + Bv \end{aligned} \quad (9)$$

由于跟踪误差 $e = y^* - y$, 所以有

$$\begin{aligned} \ddot{e} &= \ddot{y}^* - \ddot{y} = -\omega_o^2 y^* - (C\ddot{x} + D\ddot{u}) = \\ &\quad -\omega_o^2 y^* - (C\ddot{x} + \omega_o^2 Cx - \omega_o^2 Cx) = \\ &\quad -\omega_o^2 y^* - (CZ - \omega_o^2 y) = -CZ - \omega_o^2 e \end{aligned} \quad (10)$$

这里选取 $Z, \dot{e}, e$ 为状态变量,式(2)所表示的状态方程可以修改为

$$\begin{cases} \dot{X} = \bar{A}X + \bar{B}v \\ Y = \bar{C}X + \bar{D}v \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{式中: } \bar{A} &= \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ -C & 0 & -\omega_o^2 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; X = \begin{bmatrix} \ddot{x} + \omega_o^2 x \\ \dot{e} \\ e \end{bmatrix}; \\ \bar{C} &= [C \quad 0 \quad 0]; \bar{D} = 0; v = -[k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4]X = -KX. \end{aligned}$$

根据新的状态方程式(11),将式(7)的性能指标修改为

$$J(u) = \int_0^\infty (he^2 + v^2) dt = \int_0^\infty (X^T Q X + v^T R v) dt \quad (12)$$

$$\text{式中: } Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h \end{bmatrix}; R = 1.$$

通过性能指标式(12)可以看出,式(11)表示的系统新的状态方程完全符合 LQR 标准方程,也就是说,控制系统的指令跟踪问题转化成了一个可以用 LQR 解决的状态调节器问题,通过合理选择 Q 矩阵就可以得到最优控制参数。式(11)表示的

LQR 标准控制框图如图 4 所示,从中可以看出,图 4 能够由图 3 进行等效变换得到,也就是说图 3 和图 4 等价。所以根据 LQR 方法求得的增长状态方程(11)中的控制参数 $\mathbf{K}$ 和图 3 中的控制参数完全相同。

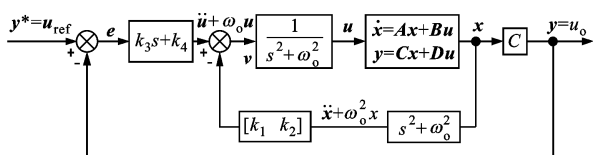


图 4 为解决指令跟踪问题进行变换后的控制框图

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

三相逆变器额定输出功率为 430 kW,额定输出线电压为 400 V,额定输出电压频率为 50 Hz,额定功率因数为 0.8,直流母线电压 $U_{dc} = 700$ V,滤波电感 $L_m = 165 \mu\text{H}$,滤波电感内阻 $R_m = 2 \text{ m}\Omega$,输出滤波电容 $C_f = 600 \mu\text{F}$,开关频率 $f_{sw} = 2.6 \text{ kHz}$ 。

实际可以利用 MATLAB 控制工具箱中命令 $\mathbf{K} = \text{lqr}(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{Q}, \mathbf{R})$ 来求 $\mathbf{K}$,其中 $\mathbf{A}, \mathbf{B}$ 按式(11)确定, $\mathbf{Q}, \mathbf{R}$ 分别是状态量和输入量的加权值。这里取 $h = 5 \times 10^5$, $\mathbf{R} = 1$ 时,可解得连续域下 $k_1 = 6.326 \times 10^{-5}$, $k_2 = 3.096 \times 10^{-4}$, $k_3 = 1.673$, $k_4 = 473.029$ 。根据图 3 设计数字控制器时,状态反馈系数 k_1 和 k_2 保持不变,比例谐振项 $\frac{k_3 s + k_4}{s^2 + \omega_o^2}$ 可以通过“Tustin”方法离散化为

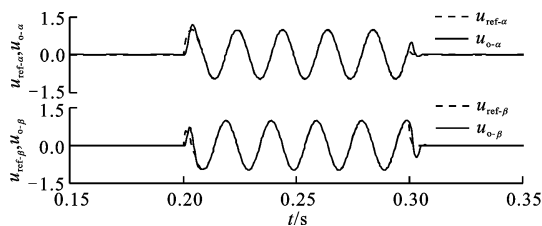
$$H(z) =$$

$$\frac{3.380 \times 10^{-4} z^2 + 3.486 \times 10^{-5} z - 3.031 \times 10^{-4}}{z^2 - 1.985z + 1}$$

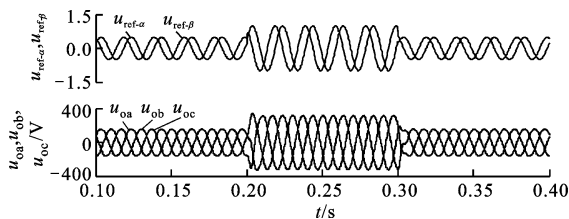
三相电压型逆变器通过 Clarke 变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,相当于两个单相逆变器并联,因此 α 轴和 β 轴的控制参数同前面求得单相逆变器控制参数完全一致。

图 5 所示为三相电压型逆变器在参考值突变情况下的仿真图。从图中可以看出,在参考值突变情况下,三相输出电压在不到半个周期内就能准确跟踪参考值。

图 6 所示分别为三相电压型逆变器在不平衡负载条件下仿真波形图。从图中可以看出,比例谐振和状态反馈控制无论是在空载时突加两相平衡负载、一相空载,还是两相平衡负载、一相空载运行时突卸负载的条件下,输出三相电压不平衡度小,对称

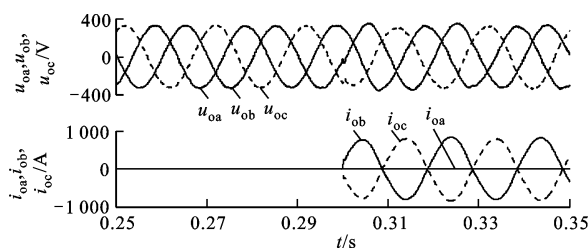


(a) 参考值 $u_{\text{ref-}\alpha}$ 、 $u_{\text{ref-}\beta}$ 和输出电压 $u_{o-\alpha}$ 、 $u_{o-\beta}$ 对比图

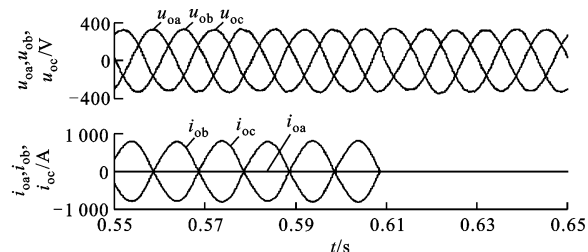


(b) 参考值 $u_{\text{ref-}\alpha}$ 、 $u_{\text{ref-}\beta}$ 和输出电压 $u_{o\alpha}$ 、 $u_{o\beta}$ 、 $u_{o\gamma}$ 对比图

图 5 参考值突变时比例谐振和状态反馈控制仿真图



(a) 空载运行时突加 100% 两相负载时波形



(b) 两相 100% 负载运行时突卸负载时波形

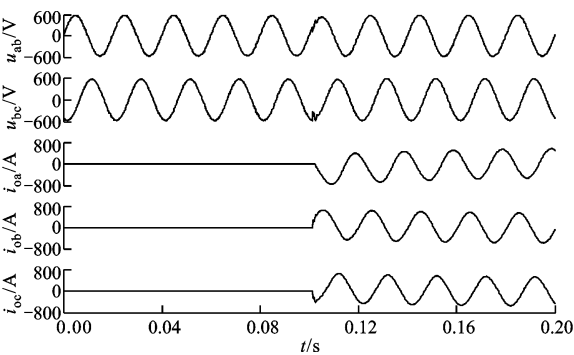
图 6 比例谐振和状态反馈控制在不平衡负载条件下的仿真图

性好。

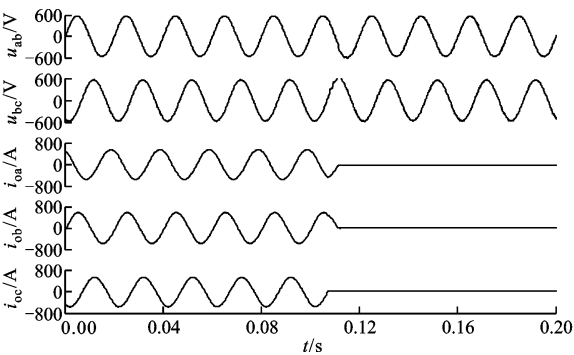
3.2 实验结果

实验装置为 IGBT 三相三线逆变器,控制系统以 DSP+FPGA 为核心,系统采样频率为 2.6 kHz,其他参数同仿真一致。实验波形采集仪器为 Nicolet,采样速率为 20/s, u_{ab} 、 u_{bc} 为逆变器输出线电压, i_{oa} 、 i_{ob} 、 i_{oc} 为 a、b、c 三相输出电流。

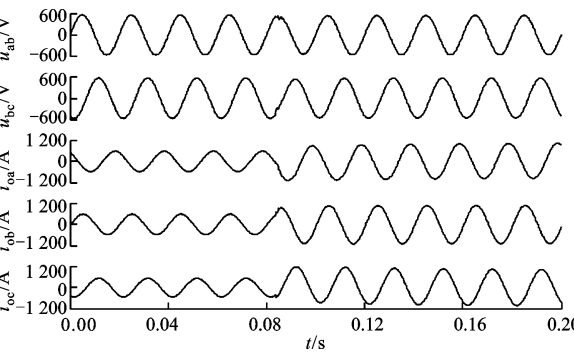
图 7 为逆变器在突加突卸三相平衡负载的输出电压、电流波形,从图中可以看出,突加负载时,逆变电源的电压降(有效值)小于 5%,并且在 1~2 个周波就可以恢复正常。空载时测得输出电压 THD 只有 1%,100% 负载时为 0.5%。



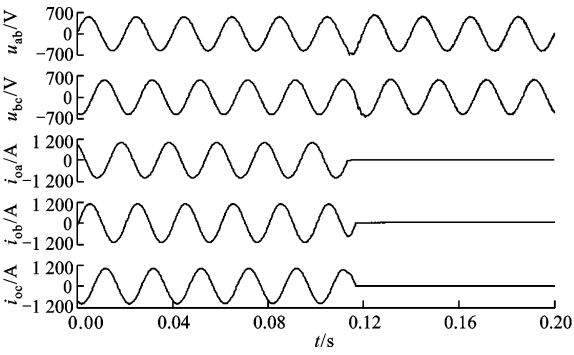
(a)空载突加 50%三相负载输出电压、电流波形



(b)突卸 50%三相负载至空载输出电压、电流波形



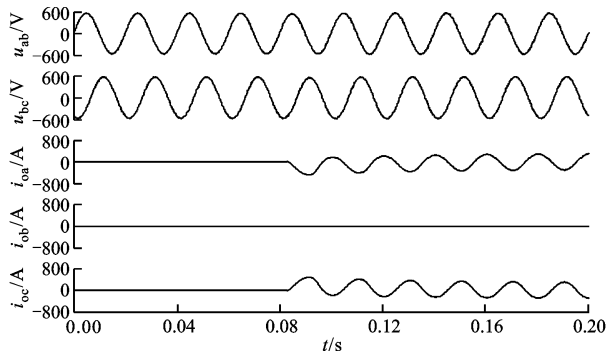
(c)50%三相负载时突加 50%三相负载输出电压、电流波形



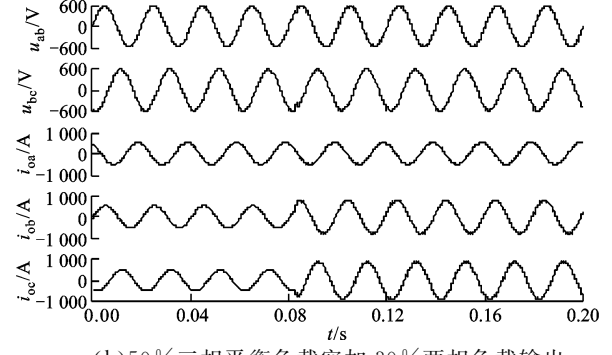
(d)突卸 100%三相负载至空载输出电压、电流波形

图 7 比例谐振和状态反馈控制在平衡负载条件下的实验波形

图 8 所示为三相逆变器在不平衡负载条件下输出电压和电流波形,可以看出,无论逆变器是在空载时突加两相平衡负载、一相空载,还是三相平衡负载运行时突加两相平衡负载的条件下,交流电压基本保持三相平衡,从表 1 的实验测量数据来看,电压不平衡度小,满足设计要求。



(a)空载突加 30%两相负载输出电压、电流波形



(b)50%三相平衡负载突加 30%两相负载输出电压、电流波形

图 8 比例谐振和状态反馈控制在不平衡负载条件下的实验波形

三相电压型逆变器在不平衡负载下实验测量数据如表 1 所示,其输出不平衡度为 3 个输出线电压之间的最大偏差与额定输出电压的百分比。图 9 示为 100 kW 平衡负载条件下直接启动 60 kW 电机的电压和电流波形,可以看出启动时间小于等于 1 s。

表 1 三相逆变器的实验测量数据

逆变器 负载类型	输出线电压/V			输出不平衡度 /%
	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	
三相额定平衡负载	399.1	399.8	401.2	0.525
空载突加 30%两相不平衡负载	406.1	402.5	400.5	1.400
50%三相平衡负载叠加 30%两相不平衡负载	403.2	399.5	398.5	1.175

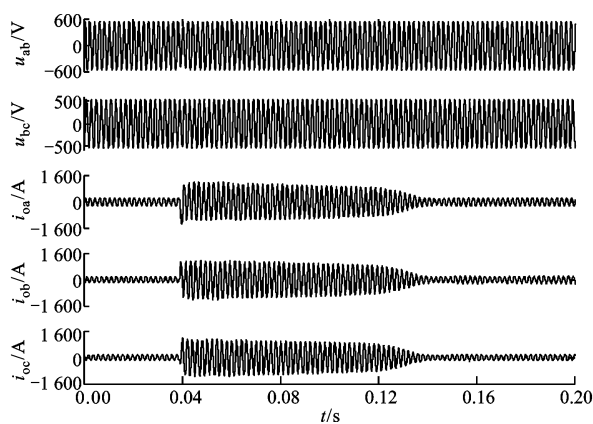


图9 100 kW 三相平衡负载时直接启动 60 kW 电动机逆变器输出电压、电流波形

4 结 论

LQR 方法是实现控制系统最优控制的有效方法之一,但是该方法通常用于状态调节器问题。本文利用内模原理将最优跟踪问题转化为状态调节器问题,成功地将 LQR 方法用于最优跟踪问题,提出了三相电压型逆变器比例谐振和状态反馈控制策略。通过仿真和实验看出,该控制策略简单易实现,具有良好的稳态和动态性能,保证三相电压型逆变器在任意工况下都能精准地跟踪电压参考值,得到了高品质的三相输出电压,满足了精密设备的用电要求。

参考文献:

- [1] 曹太强,祁强,王军. 三相逆变电源不平衡负载控制方法的研究 [J]. 电机与控制学报, 2012,16(4):50-55.
CAO Taiqiang, QI Qiang, WANG Jun. Study on unbalanced load of three-phase inverter [J]. Electric Machines and Control, 2012,16(4):50-55.
- [2] 王先为,卓放. 三相四桥臂并联逆变器的零序电流建模与控制 [J]. 西安交通大学学报, 2012,46(10):8-14.
WANG Xianwei, ZHUO Fang. Modeling and control of zero sequence current in paralleled three-phase four-leg inverter [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2012,46(10):8-14.
- [3] 周好斌,龙波,白志峰,等. 能量回收电动助力车鲁棒控制器研究 [J]. 西安交通大学学报, 2007,41(5):567-570.
ZHOU Haobin, LONG Bo, BAI Zhifeng, et al. Robust controller for energy regenerating electric vehicle [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2007,41(5):567-570.
- [4] 周亮. 基于内模原理的逆变器波形控制技术研究 [D]. 武汉,华中科技大学, 2006:22-25.
- [5] HASANZADEH A, EDRINGTON C S, LIU Y, et al.

An LQR based optimal tuning method for IMP-based VSI controller for electric vehicle traction drives [C]// Vehicle Power and Propulsion Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011:1-7.

- [6] HASANZADEH A, EDRINGTON C S, LEONARD J, et al. VSI optimal controller tuning with LQR-based gain space determination and PSO finalization in LEV drive [C]// Vehicle Power and Propulsion Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011:1-6.
- [7] HASANZADEH A, EDRINGTON C S, MOKHTARI H. A novel LQR based optimal tuning method for IMP-based linear controllers of power electronics/power systems [C]// IEEE Conference on Decision and Control and European Control. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011:7711-7716.
- [8] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制 [M]. 北京:机械工业出版社, 2010:111-149.
- [9] MASOUD K-G, SAYED A K, PRAVEEN J, et al. Efficient linear controller design for power electronic converters [C]// IEEE International Conference on Power, Control and Embedded Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010:1-5.
- [10] 张凯,彭力,熊健,等. 基于状态反馈与重复控制的逆变器控制技术 [J]. 中国电机工程学报, 2006,26(10):56-62.
ZHANG Kai, PENG Li, XIONG Jian, et al. State-feedback with integral control plus repetitive control for PWM inverter [J]. Proceedings of CSEE, 2006,26(10):56-62.
- [11] 杨刚,孙健国,李秋红. 航空发动机控制系统中的增广 LQR 方法 [J]. 航空动力学报, 2004,19(1):153-158.
YANG Gang, SUN Jianguo, LI QiuHong. Augmented LQR method for aeroengine control systems [J]. Journal of Aerospace Power, 2004,19(1):153-158.
- [12] 王颖博,宁改娣,王跃. 分布式静止同步串联补偿器抑制次同步谐振机理研究 [J]. 西安交通大学学报, 2011,45(8):102-107.
WANG Yingbo, NING Gaidi, WANG Yue. Mechanism of damping sub-synchronous resonance with distributed static synchronous series compensator [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2011,45(8):102-107.
- [13] YOO D K, WANG Liuping. A model predictive resonant controller for grid-connected voltage source converters [C]// IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2011:3082-3086.

(编辑 杜秀杰)