

三相逆变电源新型解耦控制策略研究

葛泽龙, 陈强, 张九卫

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要: 随着电网环境日益恶劣, 逆变电源改善电能质量作用逐渐突显; 作为逆变电源的核心, 三相逆变器常采用电压电流双闭环控制策略, 该方法在设计电流前馈解耦时需要计算交流侧电感参数值, 而在实际应用设计时往往忽略电感参数对系统性能的影响; 另外电压环非线性处理也直接影响了控制性能的提升; 文中提出一种直接电流无电感参数解耦控制策略, 在合成矢量的基础上建立同步旋转 $d-q$ 坐标系下无电感参数模型, 给出单位功率控制电流环控制器 PI 参数设计; Matlab/simulink 仿真结果验证了该方法的正确性及可行性。

关键词: 逆变电源; 直接电流控制; 解耦控制; 无电感参数

Research on New Decoupling Control Strategy of Three-phase Inverter

Ge Zelong, Cheng Qiang, Zhang Jiuwei

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: With deteriorating of the power grid, power quality improvement by inverter is becoming more and more important. Three-phase inverter, which is the core of inverter, often adopts voltage current double closed-loop control strategy. This method has to calculate AC-side inductor when designing the current feed-forward decoupled ring, but the effect of inductance parameter is often ignored in practical application design. Besides, the non-linear processor of voltage ring has a direct impact on the improvement of the control performance. This paper proposed a decoupling method which is direct current without inductance parameter. Synchronous $d-q$ coordinate non-inductance model is built on the basis of synthesized vectors and PI parameter design of unit power control current ring controller is given. Simulation result of Matlab/simulink verified the validity and feasibility of this method.

Keywords: inverter; direct current control; decoupling control; non-inductive parameter

0 引言

空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 具有谐波畸变率小、直流电压利用率高等优点而广泛应用于逆变器的控制。作为逆变电源的核心部分, 三相逆变器常采用电流前馈解耦的电压电流双闭环控制策略^[1-3], 但该方法在电流解耦时需要精确测量交流侧的电感值, 同时电压外环的非线性问题也尚待解决^[4]。为了解决电流内环的问题, 文献 [5] 在合成矢量的基础上提出了同步旋转 $d-q$ 坐标系下无电感参数的电流解耦控制策略, 该方法消除了电感参数对系统控制性能的影响, 取得了较好的效果。针对电压外环, 文献 [6-7] 提出了电压快速跟踪性能的控制方法。鉴于以上分析, 本文在合成矢量的基础上, 提出一种基于同步旋转 $d-q$ 坐标系直接电流无电感参数解耦控制策略。给出了电流环无电感参数控制器参数设计, 实现了单位功率因素运行。最后, 仿真结果证明了控制策略的正确性和可行性。

1 三相逆变电源数学模型

图 1 为三相逆变电源主电路拓扑结构, 图中主要包括直流电压源、三相逆变桥、滤波电感电容、回路等效阻抗以及三相负载。

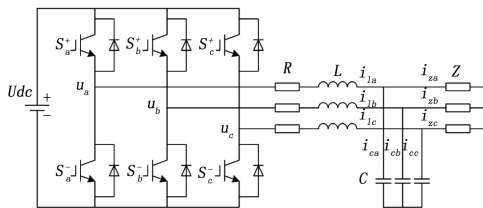


图 1 三相逆变电源主电路

根据 KVL、KCL 定律, 取电感电流、电容电压为状态变量, 建立三相静止坐标系下三相逆变电源数学模型如下:

$$\begin{cases} \frac{di_{ik}}{dt} = \frac{1}{L}u_k - \frac{R}{L}i_{ik} - \frac{1}{L}u_{zk} \\ \frac{du_{ck}}{dt} = \frac{1}{C}i_{ik} - \frac{1}{C}i_{zk} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $k = a, b, c$; u_k, u_{ck}, u_{zk} 分别为交流侧逆变器输出电压、电容电压和负载电压; i_{ik}, i_{ck}, i_{zk} 分别为交流侧电感电流、电容电流和负载电流。

将式 (1) 经过 Clarke、Park 变换可得:

$$\begin{cases} \frac{di^{dq}}{dt} = \frac{1}{L}u^{dq} - \frac{1}{L}uz^{dq} - (\frac{R}{L} + j\omega)il^{dq} \\ \frac{duc^{dq}}{dt} = \frac{1}{C}il^{dq} - \frac{1}{C}iz^{dq} - j\omega uc^{dq} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\chi^{dq} = \chi^d + j\chi^q$, 表示两相同步旋转 $d-q$ 坐标系; ω 为输出负载角频率。

将式 (2) 实部虚部分离, 并且利用拉氏变换将其变换的

收稿日期: 2015-10-23; 修回日期: 2015-11-18。

作者简介: 葛泽龙 (1986-), 男, 安徽临泉人, 硕士研究生, 主要从事逆变器控制技术方向的研究。

s 域, 可得:

$$\begin{cases} u_z^d = \frac{1}{Cs} (i_l^d - i_z^d + \omega C u_z^q) \\ u_z^q = \frac{1}{Cs} (i_l^q - i_z^q - \omega C u_z^d) \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_l^d = \frac{1}{sL + R} (u^d - u_z^d + \omega L i_l^q) \\ i_l^q = \frac{1}{sL + R} (u^q - u_z^q - \omega L i_l^d) \end{cases} \quad (4)$$

由式 (3)、(4) 可以得到 $d-q$ 坐标系下的数学模型如图 2 所示。

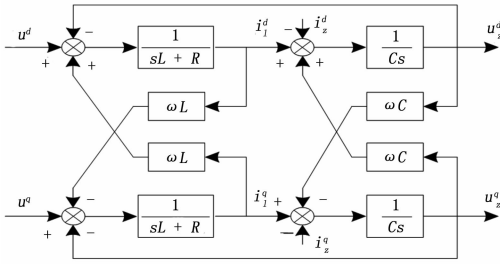


图 2 三相逆变电源 $d-q$ 坐标系下数学模型

2 控制策略

根据两相同步旋转 $d-q$ 坐标系下三相逆变电源的数学模型, 采用前馈解耦 PI 控制策略^[8], 引入电容电压 u_c^d 、 u_c^q 对电感电流 i_l^d 、 i_l^q 进行补偿, 可以得到电流内环的控制方程如下:

$$\begin{cases} u_d = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s})(i_l^{d*} - i_l^d) - \omega L i_l^q + u_c^d \\ u_q = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s})(i_l^{q*} - i_l^q) + \omega L i_l^d + u_c^q \end{cases} \quad (5)$$

由式 (5) 可知, 电流环控制器设计时需要得到电感的精确值才能彻底解耦, 但在实际工程应用常忽略耦合项的影响。随着角频率的增大, 系统的耦合影响加剧, 严重影响控制器的性能。

鉴于此, 文献 [4-5] 通过引入合成矢量的方法, 将双输入双输出模型转换为单输入单输出模型, 从而实现电流环内无电感参数的解耦控制。传统的前馈解耦控制主要是通过电流反馈补偿改造系统的极点, 保持控制器的零点不变。因此也可以通过改造控制器的零点, 不改变系统的极点, 使得两者之间相互抵消达到需要的控制效果, 即为本文无电感参数解耦控制策略。

根据式 (1) 的数学模型, 可以得到电流环两相静止 $\alpha-\beta$ 坐标下合成矢量数学模型

$$L \frac{di_l^{\alpha\beta}}{dt} + R i_l^{\alpha\beta} = u^{\alpha\beta} - u_z^{\alpha\beta} \quad (6)$$

利用微分算子 $d/dt + j\omega$ 代替 d/dt , 将式 (6) 转换到两相同步旋转坐标 $d-q$ 坐标系, 并且利用拉氏变换得到 s 域的表达式:

$$(\frac{d}{dt} + j\omega) L i_l^{dq} + R i_l^{dq} = u^{dq} - u_z^{dq} \quad (7)$$

$$i_l^{dq} = (u^{dq} - u_z^{dq}) \frac{1}{L(s + (\frac{R}{L} + j\omega))} \quad (8)$$

根据式 (8), 可以将 PI 控制器设计为:

$$C_{dq}(s) = \frac{k_{ip}}{s} (s + (\frac{k_{ii}}{k_{ip}} + j\omega)) = k_p (1 + (\frac{k_{ii}}{k_{ip}} + j\omega) \frac{1}{s}) \quad (9)$$

因此可以得到单输入单输出系统:

$$u_{dq} = C_{dq}(s)(i_l^{dq*} - i_l^{dq}) + u_c^{dq} \quad (10)$$

定义:

$$\chi dq = \chi^d + j\chi^q \quad (11)$$

结合式 (9)、(10)、(11), 将实部虚部分离可得:

$$\begin{cases} u_d = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s})(i_l^{d*} - i_l^d) - \frac{\omega k_{ip}}{s}(i_l^{q*} - i_l^q) + u_c^d \\ u_q = (k_{ip} + \frac{k_{ii}}{s})(i_l^{q*} - i_l^q) + \frac{\omega k_{ip}}{s}(i_l^{d*} - i_l^d) + u_c^q \end{cases} \quad (12)$$

比较式 (5)、(12) 可知, 式 (12) 中 $\frac{\omega k_p}{s}(i_q^* - i_q)$ 和 $\frac{\omega k_p}{s}(i_d^* - i_d)$ 代替了式 (5) 中 $\omega L i_q$ 和 $\omega L i_d$, 解耦控制器中不存在电感参数, 根据式 (12) 可以得到如图 3 所示控制器结构图。

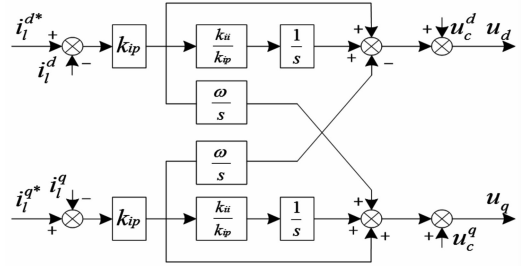


图 3 电流环无电感参数解耦 PI 控制框图

根据以上分析, 得到图 4 所示直接电流解耦控制的框图^[9-11]。其中, $G_h(s) = 1/(1 + T_s s)$ 为数字信号采样延时环节; $k_{PWM}/(1 + 0.5T_s s)$ 为逆变器传递函数, k_{PWM} 为桥路等效增益。

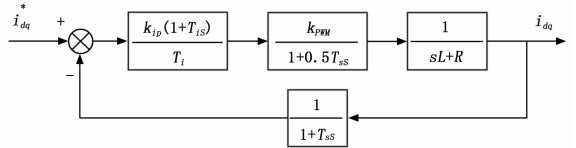


图 4 直接电流解耦控制框图

为了简化分析, 将两个惯性环节合并, 得到电流环的开环传递函数:

$$G_i(s) = \frac{k_{PWM} \cdot k_{ip}}{RT_s s} \frac{1 + T_i s}{(1 + 1.5T_s s)(1 + Ls/R)} \quad (13)$$

考虑到电流环需要有较快的电流跟随性^[12], 将电流环设计 I 型系统。从式 (13) 可以看出, 只需满足 $T_i = L/R$ 即可校正成为 I 型系统, 其传递函数如下:

$$G_i(s) = \frac{k_{PWM} \cdot k_{ip}}{RT_s s(1 + 1.5T_s s)} \quad (14)$$

由此可以得到直接电流解耦控制系统的闭环传递函数:

$$G_{cl}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (15)$$

式中, $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{RT_i}{1.5T_s k_{PWM} k_{ip}}}$; $\omega_n = \sqrt{\frac{k_{PWM} k_{ip}}{1.5RT_s T_i}}$

根据二阶工程最佳参数整定法, 选取阻尼参数 $\xi = 0.707$ 。同时还需要满足解耦控制器中不存在电感参数的条件 $k_{ii}/k_{ip} = R/L$, 得到电流环 PI 控制器 k_{ip} 、 k_{ii} 的表达式为:

$$\begin{cases} k_{ip} = \frac{RT_i}{3T_s k_{PWM}} \\ k_{ii} = \frac{R}{L} k_{ip} \end{cases} \quad (16)$$

考虑到三相逆变器要求在单位功率运行, 因此 q 轴电流为 0, 于是建立如图 5 所示的控制框图。

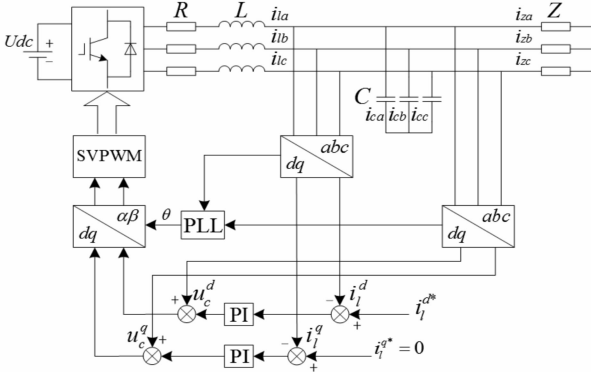


图 5 本文的控制策略框图

3 仿真实验

为了验证文中新型解耦控制策略的正确性和可行性, 在 Matlab/simulink 中搭建仿真模型进行验证。主要相关参数: 三相负载额定功率 10 kW, 相电压 220 V, 频率 50 Hz; 直流侧直流电压源 600 V; 交流侧回路阻抗 0.1 Ω , 滤波电感 3 mH, 滤波电容 1 200 μ F; 开关频率 10 kHz。

图 6 为直接电流无电感参数解耦控制下输出电流波形, 从图中可以看出电感参数在 0.1 s 时由 3 mH 变为 5 mH, 0.2 s 时由 5 mH 变为 3 mH 时电流波形没有发生变化。图 7、图 8 分别为阻性负载满载时三相逆变电源输出的电压电流波形和有功功率和无功功率波形。

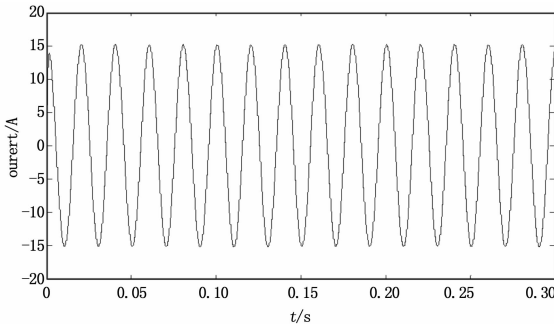


图 6 电感参数变化时三相电流波形

4 结束语

本文对三相逆变电源的数学模型进行了详细分析, 在合成矢量的基础上导出同步 $d-q$ 坐标系下无电感参数的解耦控制策略, 结合 $d-q$ 坐标系下单位功率运行, 提出直接电流无电

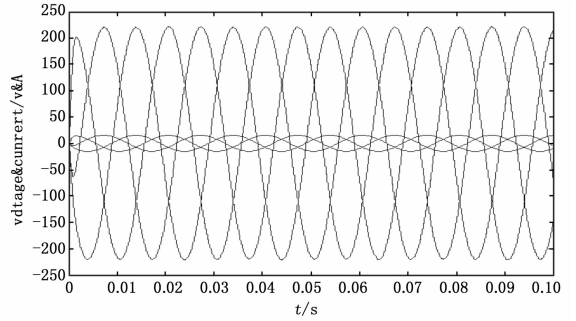


图 7 三相电压电流输出波形

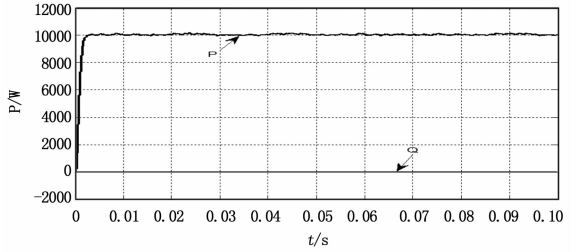


图 8 输出有功功率和无功功率

感参数解耦控制策略。该控制策略结构简单, 消除了电感参数对系统控制性能的影响, 并且电流也能够快速跟踪输出电压。最后通过仿真验证了控制策略的正确性与可行性。

参考文献:

- [1] 邓醉杰, 王 辉, 徐 锋, 等. 三相电压型 PWM 逆变器双闭环控制策略研究 [J]. 防爆电机, 2007 (1): 11-14.
- [2] 王海松, 王 晗, 张建文, 等. LCL 型并网逆变器的分裂电容无源阻尼控制 [J]. 电网技术, 2014 (4): 895-902.
- [3] 王要强, 吴凤江, 孙 力, 等. 带 LCL 输出滤波器的并网逆变器控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2011 (12): 34-39.
- [4] 王恩德, 黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2012 (15): 24-30, 18.
- [5] 邓泽权, 王志新, 陆斌锋, 等. 三相电压型 PWM 逆变器无电感参数控制策略研究 [J]. 电机与控制应用, 2015 (5): 1-5, 27.
- [6] 申张亮, 郑建勇, 梅 军, 等. 基于改进电压空间矢量调制的有源滤波器双滞环电流跟踪控制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2011 (15): 8-14.
- [7] 王栓庆, 王久和, 王立明. 具有快速跟踪能力的电压型 PWM 整流器直接功率控制 [J]. 电气传动, 2007 (5): 27-30.
- [8] 王恒利, 付立军, 肖 飞, 等. 三相逆变器不平衡负载条件下双闭环控制策略 [J]. 电网技术, 2013 (2): 398-404.
- [9] 支宝威, 张晓东. 三相电压型 PWM 整流器双闭环系统校正方法 [J]. 电机与控制应用, 2009 (10): 42-45.
- [10] 芮骐骅, 杜少武, 姜卫东, 等. 三相光伏并网逆变器 SVPWM 电流控制技术研究 [J]. 电力电子技术, 2010 (4): 4-5, 14.
- [11] 孙 亮, 李 龙, 杨明霞. 三相 SVPWM 逆变器的控制系统的研究 [J]. 电力电子技术, 2013 (6): 12-14.
- [12] 朱晓亮, 胡雪峰, 龚春英, 等. 空间矢量直接电流控制三相并网逆变器的研究 [J]. 电力电子技术, 2010 (01): 23-25.