

基于能量流动双 PWM 协调控制

丁博文¹, 范波^{1,2}, 廖志明³, 郭宁¹, 张炜炜¹

(1. 河南科技大学 信息工程学院, 河南 洛阳 471023; 2. 中信重工机械股份有限公司, 河南 洛阳 471039;

3. 洛阳卡瑞起重设备有限公司, 河南 洛阳 471023)

摘要: 基于双 PWM 结构, 根据系统能量流动分析系统在能量平衡状态和能量不平衡状态下系统各部分间的能量关系, 并建立双 PWM 结构能量数学模型; 针对系统输出能量与消耗能量不平衡时造成的直流母线电压波动以及输出功率不匹配的问题, 建立关于直流母线电压以及网侧电流 d 轴分量的约束条件, 保证系统能量能够平滑变化; 采用约束条件对整流器电压外环以及功率内环进行修正, 用以实现整流侧输出能量与逆变侧消耗能量的快速平衡, 达到双 PWM 结构间协调控制的目的; 根据仿真结果表明, 系统在电机功率突变时, 能够实现能量的快速平衡, 并且能够减少直流母线电压波动, 减少网侧谐波分量和直流侧电容。

关键词: 能量流动; 约束条件; 能量平衡; 协调控制

Double PWM Coordinated Control Based on Energy Mathematic Model

Ding Bowen¹, Fan Bo^{1,2}, Liao Zhiming³, Guo Ning¹, Zhang Weiwei¹

(1. College of Electrical Engineering, Henan University of Science and Technology, Luoyang 471023, China;

2. CITIC Heavy Industries Co., Ltd. Luoyang 471039, China;

3. KRC Crane Equipment Co., Ltd. Luoyang 471023, China)

Abstract: Based on double PWM structure, analyses each part of system energy relationship on the basis of system energy flow theory when system in the energy balance state and unbalance state and build energy mathematic model of double PWM. In order to solve the problem that the DC bus voltage fluctuation and the system output power not matches the system input power dues to the system output energy not matches the system input energy, build constraint condition of DC bus voltage fluctuation and grid-side current component in the d axis. The condition can ensure the system energy smoothly varies. Using constraint condition to correct voltage outer loop and power inter loop, realize the output energy of rectifier side can fast match with the loss energy of inverter side. So the double PWM structure can ensure each part coordinated control of system. According to results of simulation, the system can realize system energy fast in balanced state and reduce DC bus voltage fluctuation when the power of load motor suddenly varies. This method also can reduce the harmonic current and capacity of the DC side capacitors.

Keywords: energy flow; constraint condition; energy balance; coordination control

0 引言

随机新能源技术和交流变频技术的发展, 双 PWM 变换结构在整流侧与逆变侧的电路相似, 采用适合的控制策略能够实现系统高功率因数输出, 以及直流电压可调, 抑制网侧谐波等, 所以越来越被国内外专家学者关注, 尤其在新能源领域和交直交变频技术领域有广泛应用^[1]。

双 PWM 变换结构可分为整流侧和逆变侧, 对于整流侧控制方法许多种。大致可分为: 直接功率控制 (Direct Power Control, DPC), 直接电流控制 (Direct Current Control, DCC) 和模型预测控制 (model predictive control, MPC) 等^[2]。直接功率控制采用的是 PWM 整流器 d-q 坐标系下功率数学模型, 并且由于该控制方法具有结构简单, 响应速度快, 固定开关频率等优点被广泛应用于整流侧, 文献^[2]采

用直接功率控制, 在功率内环采用 PI 控制器控制, 控制无功功率为 0。而直接电流控制与直接功率控制不同之处在于系统内环为电流内环直接控制系统的有功电流于无功电流。直接电流控制也具有响应速度快的优点, 但结构相对复杂, 在应对负载功率突变时有一定的局限性^[4]。文献^[5]采用模型预测控制与直接功率控制和直接电流控制不同之处在于系统内环采用模型预测算法替代了 PI 控制器, 虽然模型预测算法简化了系统的结构, 降低了系统的设计难度, 但是往往存在一定的静差难以消除, 并且对系统各部分参数较为敏感。为了体现系统的各部分之间的能量关系并且综合各个控制方法的优缺点, 所以本文整流侧采用直接功率控制。

而对于双 PWM 控制方法也有许多种, 如: 独立控制策略, 主从控制策略等。独立控制策略就是将整流器与逆变器视为对立结构独立控制。这种控制方法较为简单, 设计难度较小但是鲁棒性不强。而主从控制策略, 就是将逆变器作为主要控制部分而把整流器视为从属部分, 根据逆变器输出信息来控制整流器。负载功率前馈就是一种典型的主从控制策略, 文献^[6]使用负载功率前馈, 将负载功率前馈至整流侧, 实现整流器输出功率的提前调节。而文献^[8]采用控制电容电流的方法实现电容在负载功率突变时刻消耗的功率接近于 0, 达到抑制直流母线电压波动的目的, 但是本质上仍旧是主从控制。

收稿日期:2017-02-14; 修回日期:2017-03-10。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U1404512,61473115);河南省重点攻关项目(162102210200)。

作者简介:丁博文(1991-),男,河南洛阳人,硕士研究生,主要从事电力电子与电气传动方向的研究。

范波(1975-),男,河南洛阳人,副教授,硕士研究生导师,主要从事大容量功率变换与高压交流调速系统方向的研究。

虽然对双 PWM 结构的控制方法有许多种, 但是其本质都是基于电流数学模型或者是基于功率数学模型, 并没有从能量的角度分析双 PWM 变换结构。双 PWM 变换结构的优点之一就是能够实现能量的双向流动, 从能量角度更能够说明引起系统输出输入功率不平衡的原因, 从而加以控制。文献 [9] 虽然给出来了系统各部分之间的功率关系, 但是并没有说明系统各部分能量间的关系。

因此本文整流侧采用直接功率控制, 而对于整个双 PWM 变换结构, 推倒其各部分之间的能量关系, 建立系统能量数学模型。根据数学模型设定约束条件对整流器功率内环, 和电压外环进行修正, 保证整流侧与逆变侧的协调控制。最后通过搭建仿真模型进行试验来对其有效性进行验证。

1 d-q 旋转坐标系下双 PWM 结构功率数学模型分析

1.1 d-q 坐标系下 PWM 整流器功率数学模型分析

PWM 整流器拓扑结构如图 1 所示。

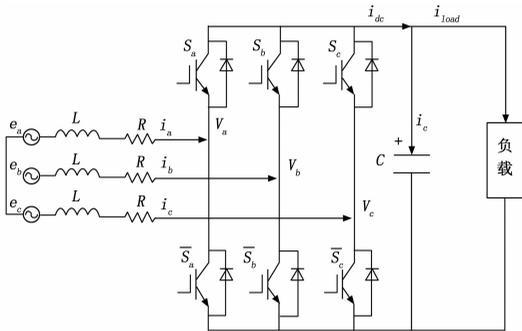


图 1 三相电压型 PWM 整流器主电路

图 1 中, e_a, e_b, e_c 为网侧电动势, L_g 为网侧滤波电感, R 为网侧电阻, C_{dc} 为直流侧电容, S_x 为功率开关器件开关信号, V_a, V_b, V_c 为 PWM 整流器输入电压。

设网侧电动势为 e_s , 则在两相 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下, 可得 $e_\alpha = e_s \cos \omega t, e_\beta = e_s \sin \omega t$ 。若 $\alpha-\beta$ 静止坐标系以同步角频率 ω 旋转, 则成为 $d-q$ 旋转坐标系, 令电源电动势与 d 轴重合并结合瞬时功率理论可得 $d-q$ 旋转坐标系下瞬时功率表达式为:

$$p = e_d i_d \tag{1}$$

$$q = -e_q i_q \tag{2}$$

由文献 [10] 结合式 (1)、(2) 可得 $d-q$ 旋转坐标系下 PWM 整流器功率数学模型。

$$L_g \frac{dp}{dt} = e_d^2 - Rp - \omega L_g q - e_d v_d \tag{3}$$

$$L_g \frac{dq}{dt} = -Rq + \omega L_g p + e_d v_q \tag{4}$$

$$\frac{1}{2} C \frac{d u_{dc}^2}{dt} = p_{dc} - p_{load} \tag{5}$$

式中, p, q 为 PWM 整流器输出的有功功率与无功功率, ω 为电源旋转角频率, e_d, e_q 为电源电动势 $d-q$ 轴上的分量, v_d, v_q 为 PWM 整流器在 $d-q$ 轴上的输入电压分量, p_{dc} 为直流侧功率, p_{load} 为负载功率。

1.2 m-t 坐标轴下三相异步电动机数学模型

对电机控制的方法有许多种, 比如: 直接转矩控制、转子磁链定向控制等。本文采用了按照转子磁链定向的控制方法,

转子磁链定向控制方法是将逆变器与三相异步电机视为一体, 采用矢量控制, 将转子磁链与 $d-q$ 旋转坐标 d 轴重合成为新的旋转坐标系, 可称为 $m-t$ 轴坐标系, 该坐标系旋转速度为定子磁链的同步角频率 ω_1 。由文献 [12] 可得 $m-t$ 坐标系下的三相异步电动机数学模型。

$m-t$ 坐标系下三相异步电机电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{sm} \\ u_{st} \\ u_{rm} \\ u_{rt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sm} \\ i_{st} \\ i_{rm} \\ i_{rt} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sm} \\ \psi_{st} \\ \psi_{rm} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 \psi_{sm} \\ \omega_1 \psi_{st} \\ 0 \\ (\omega_1 - \omega) \psi_r \end{bmatrix} \tag{6}$$

$m-t$ 坐标系下三相异步电机磁链方程为:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sm} \\ \psi_{st} \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sm} \\ i_{st} \\ i_{rm} \\ i_{rt} \end{bmatrix} \tag{7}$$

$m-t$ 坐标系下三相异步电机转矩方程为:

$$T_e = n_p L_m (i_{st} i_{rm} - i_{sm} i_{rt}) \tag{8}$$

$m-t$ 坐标系下三相异步电机运动方程:

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \tag{9}$$

$u_{sm}, u_{st}, u_{rm}, u_{rt}$ 分别为 $m-t$ 旋转坐标系下定子电压分量与转子电压分量, $i_{sm}, i_{st}, i_{rm}, i_{rt}$ 分别为定子电流分量与转子电流分量, $\psi_{sm}, \psi_{st}, \psi_{rm}, \psi_{rt}$ 分别为定子磁链分量与转子磁链分量, ω_1 为同步角频率, ω 为转子角频率, R_s, R_r 分别为定子绕组电阻和转子绕组电阻。 L_m 为定子与转子等效绕组间的互感, $L_m = \frac{3}{2} L_{ms}, L_{ms}$ 为定子间互感; L_s 为定子等效相绕组的自感, $L_s = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{ls} = L_m + L_{ls}, L_{ls}$ 为定子漏感; L_r 为转子等效两相绕组的自感, $L_r = \frac{3}{2} L_{mr} + L_{lr} = L_m + L_{lr}, L_{lr}$ 为转子漏感。 T_e 为电磁转矩, T_L 为负载转矩, n_p 电动机极对数; J 为转动惯量。

根据三相异步电机数学模型设计三相异步电机按照转子磁链定向控制结构, 如图 2 所示。

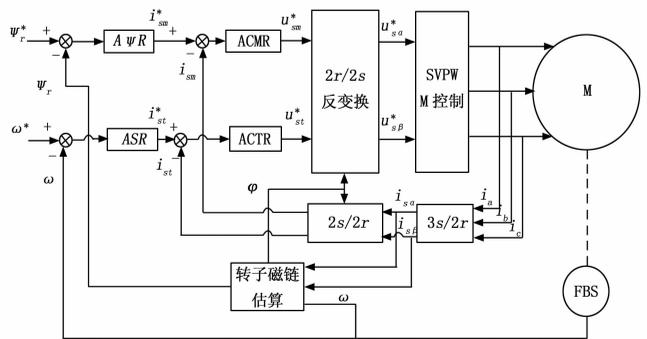


图 2 三相异步电机转子磁链定向控制结构图

图中, $A\psi R$ 为转子磁链控制器, ASR 为转速控制器, $ACMR$ 为磁场电流控制器, $ACTR$ 为转矩电流控制器, FBS 为转速传感器。根据控制结构图可知, 通过控制励磁电流 i_{sm} 和转矩电流 i_{st} 就能够实现对电机转速和转子磁链的控制。根

据前文所述的 PWM 整流器功率数学模型, 负载功率 $P_{load} = u_{dc} i_{load}$ 。本文采用转子磁链定向的方法控制电机, 负载电流 i_{load} 在 $m-t$ 旋转坐标系下被分解为励磁电流 i_{sm} 和转矩电流 i_{st} 。所以可以假设负载电流 i_{load} 在空间上也是以同步角频率旋转, 如图 3 所示。

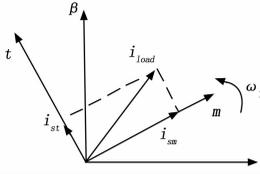


图 3 $m-t$ 坐标系下负载电流

故针对系统采用转子磁链定向方法时, 负载电流可表示为:

$$i_{load} = \sqrt{i_{sm}^2 + i_{st}^2} \quad (10)$$

2 双 PWM 控制结构能量数学模型分析

2.1 双 PWM 控制结构能量数学模型

双 PWM 控制结构中的能量可分为 4 个部分, 分别为: 网侧滤波电感中储存的能量、网侧电阻的耗能、直流侧电容存储的能量以及负载侧电机的耗能。故根据能量平衡原理可得:

$$P = P_L + P_R + P_C + P_M \quad (11)$$

P 为网侧输出的总功率, P_R 为网侧电阻功率, P_L 为网侧滤波电感功率, P_C 为直流侧电容功率, P_M 为负载电机消耗的功率。PWM 整流器采用直接功率控制, 使系统的无功功率为 0。在 $d-q$ 旋转坐标系下, 无功电流 i_q 为 0。所以电网输出电流在 $d-q$ 旋转坐标系下为 i_d 。网侧滤波电感功率为:

$$P_L = \frac{1}{2} L_g \frac{di_d^2}{dt} \quad (12)$$

将式 (12) 一阶倒数离散化为:

$$P_L = \frac{1}{2} L_g \frac{i_d^2(t+1) - i_d^2(t)}{T_s} \quad (13)$$

式 (13) 中, T_s 为系统采样周期。故可用式 (13) 表示一个采样周期能量变化。对于 n 个采样周期电感能量可表示为:

$$E_L = nT_s P_L = \frac{1}{2} nL_g [i_d^2(t+nT_s) - i_d^2(t)] \quad (14)$$

$i_d(t+nT_s)$ 可视为系统在 t 时刻, 期望电流 i_d 在 $t+nT_s$ 时刻的值, 故 $i_d(t+nT_s) = i_d^*(t)$ 。故可改写式 (14) 为:

$$E_L = nT_s P_L = \frac{1}{2} nL_g [i_d^{*2}(t) - i_d^2(t)] \quad (15)$$

直流侧电容功率为:

$$P_C = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{du_{dc}^2}{dt} \quad (16)$$

同理将式 (16) 一阶倒数离散化并求 n 个系统采样周期电容能量为:

$$E_C = nT_s P_C = \frac{1}{2} nC_{dc} [u_{dc}^{*2}(t) - u_{dc}^2(t)] \quad (17)$$

式 (17) 中, $u_{dc}^*(t)$ 为系统在 t 时刻, 期望直流母线电压在在 $t+nT_s$ 时刻的值。

网侧电阻功率为:

$$P_R = i_d^2 R \quad (18)$$

对式 (18) 积分, 积分上限为 $t+nT_s$, 求得 n 个系统采样

周期, 网侧电阻的耗量。

$$E_R = \int_t^{t+nT_s} P_R(t) dt = \int_t^{t+nT_s} R i_d^2(t) dt = \frac{1}{2} [i_d^{*2}(t) + i_d^2(t)] nT_s \quad (19)$$

负载三相异步电机功率为:

$$P_{load} = u_{dc} i_{load} \quad (20)$$

同理可得 n 个系统采样周期, 异步电机耗能为:

$$E_{load} = \int_t^{t+nT_s} P_{load}(t) dt = \int_t^{t+nT_s} u_{dc}(t) i_{load}(t) dt = \frac{1}{2} [u_{dc}^*(t) i_{load}^*(t) + u_{dc}(t) i_{load}(t)] nT_s \quad (21)$$

式 (21) 中, $i_{load}^*(t)$ 为系统在 t 时刻, 期望负载电流在 $t+nT_s$ 时刻的值。根据式 (10) 可表示为:

$$i_{load}^* = \sqrt{i_{sm}^{*2} + i_{st}^{*2}}$$

电网输出功率为 P , 那么同理可得 n 个系统采样周期电网输出的能量为:

$$E = \int_t^{t+nT_s} P(t) dt = \int_t^{t+nT_s} e_d i_d(t) dt = \frac{1}{2} e_d [i_d^{*2}(t) + i_d^2(t)] nT_s \quad (22)$$

那么根据上文分析, 可得系统从 t 时刻至 $t+nT_s$ 的能量变化为:

$$\Delta E = E(t+nT_s) - E(t) = E_L + E_R + E_C + E_{load} \quad (23)$$

若系统处于稳态, 系统输出能量与输入能量平衡则 $i_d^*(t) = i_d(t)$, $u_{dc}^*(t) = u_{dc}(t)$, $i_{load}^*(t) = i_{load}(t)$ 。则此时能量变化为:

$$\Delta E = e_d i_d(t) nT_s = R i_d^2(t) nT_s + u_{dc}(t) i_{load}(t) nT_s \quad (24)$$

即网侧输出的能量全部被网侧电阻和负载电机吸收, 符合能量平衡原理。

2.2 双 PWM 控制结构能量失衡控制原理分析

根据式 (24) 可知系统处于稳态时, 系统能量的输入与输出之间的关系。这种关系能够适用于系统大部分时间。但对于交一直一变变频调速控制系统而言, 交流电机经常会出现刹车制动, 转速突变, 转矩突变等情况, 而在这钟情况下, 系统就不再是稳态, 系统需要一定的时间进行调节恢复至稳态。所以分析系统从变化时刻至恢复至稳定时刻的各部分之间的能量关系是很有必要的。

假设 t 时刻由于负载电机功率突变导致系统处于能量不平衡状态, 系统经过 nT_s 的时间恢复至稳态。根据前文所述得到系统不平衡状态的数学关系式为:

$$(i_d^* - i_d) e_d T_s = L_g (i_d^{*2} - i_d^2) + C_{dc} (u_{dc}^{*2} - u_{dc}^2) + RT_s (i_d^{*2} + i_d^2) + T_s (u_{dc}^* i_{load}^* + u_{dc} i_{load}) \quad (25)$$

整理式 (25) 可得:

$$C_{dc} u_{dc}^2 - T_s u_{dc} i_{load} - C_{dc} u_{dc}^{*2} - T_s u_{dc}^* i_{load}^* = (RT_s - L_g) i_d^2 + i_d e_d T_s - i_d^* e_d T_s + L_g i_d^{*2} + RT_s i_d^{*2} \quad (26)$$

式 (26) 等号左边以直流母线电压 u_{dc} 为变量的函数, 可视为电机负载能量与直流母侧电容能量变化, 即为逆变侧能量的变化。等号右边可视为网侧输出能量与电阻耗能、电感能量的变化, 即为整流侧能量的变化。直流母线电压 u_{dc} 为因变量, 是由于负载突变导致。期望系统在调节状态时, 能量能够以平滑、稳定的状态增加或者减少, 这样能够减少直流母线电压的波动, 故可根据式 (26) 建立关于 u_{dc} 的一元二次

函数为:

$$f(u_{dc}) = C_{dc}u_{dc}^2 - T_s u_{dc} i_{load} - C_{dc}u_{dc}^{*2} - T_s u_{dc}^* i_{load}^* \quad (27)$$

C_{dc} 为正值, 且存在实根。故该函数存在极小值, 即当直流母线电压满足:

$$u_{dc} = \frac{T_s i_{load}}{2C_{dc}} \quad (28)$$

在这个约束条件下, 逆变侧能量变化率最小, 同样整流侧的能量变化率也是最小。

将该约束条件式 (28) 代入式 (26) 可得:

$$i_d^2 - \frac{e_d T_s}{L_g} i_d - i_d^{*2} + \frac{e_d T_s}{L_g} i_d^* + \frac{T_s^2}{4L_g C_{dc}} i_{load}^2 - \frac{C_{dc} u_{dc}^{*2}}{L_g} - \frac{C_{dc} u_{dc}^* i_{load}^*}{L_g} = 0 \quad (29)$$

该式是以变量 i_d 为变量的一元二次方程, 对于该方程中的常量可表示为:

$$M = \frac{e_d T_s}{L_g} i_d^* - i_d^{*2} - \frac{C_{dc} u_{dc}^{*2}}{L_g} - \frac{C_{dc} u_{dc}^* i_{load}^*}{L_g} \quad (30)$$

并且根据能量关系可知 M 始终为正值。将式 (30) 代入式 (29) 可得:

$$i_d^2 - \frac{e_d T_s}{L_g} i_d + \frac{T_s^2}{4L_g C_{dc}} i_{load}^2 + M = 0 \quad (31)$$

解该方程可得关于变量 i_d 的约束条件。并且有且只有一个合适的方程根作为系统的约束条件为:

$$i_d = \frac{e_d T_s}{2L_g} + \sqrt{M - \frac{T_s^2}{4L_g C_{dc}} i_{load}^2} \quad (32)$$

根据式 (28)、(32) 可知, 系统直流母线电压与网侧电流 d 轴分量与负载电流有直接关系。并且可根据该约束条件对整流器电压外环和功率内环进行修正。实现系统能量平滑调节的目的。

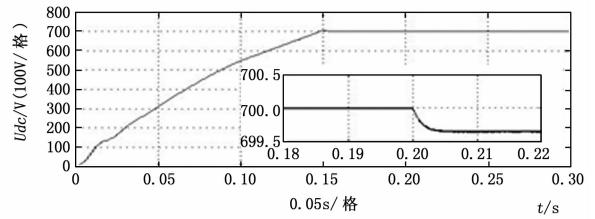
3 仿真分析

在上述理论研究的基础上, 在 Simulink 仿真平台上搭建双 PWM 仿真模型。仿真参数: 整流器相电压有效值 220 V, 网侧电感 $L_g = 15$ mH, 直流侧电容 $C_{dc} = 8\ 000$ uF, 直流母线电压指令值 $u_{dc}^* = 700$ V, 采样频率 $f = 5\ 000$ Hz。逆变器输出频率 50 Hz。三相异步电动机容量 5 000 VA, 采样频率 $f_1 = 5\ 000$ Hz, 转子电感 $L_r = 0.002$ H, 转子电阻 $R_r = 0.816$ Ω , 定子电感 $L_s = 0.002$ H, 定子电阻 $R_s = 0.435$ Ω , 电动机转速指令值 800 rad/s, 磁链指令值 1。

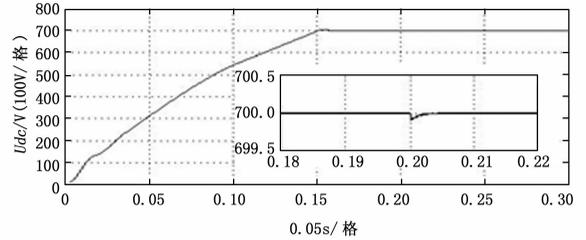
由于双 PWM 控制结构可以分为整流侧和逆变侧两部分, 为了验证仿真的准确性, 所以首先用电阻替代逆变侧的电机和逆变器验证在约束条件下, 对 PWM 整流器功率内环和电压外环的修正的有效性。然后将电阻替换成为逆变器和电机构成双 PWM 结构经行仿真实验, 验证系统整体性能。

对比分析 PWM 整流器采用直接功率控制时, 采用约束条件的系统与不采用约束条件的系统在负载功率变化时的性能。PWM 整流器控制结构分为功率内环和电压外环。所以可以在功率内环有功功率控制环节进行修正以及在电压外环对电压经行修正。负载为 400 Ω 电阻, 在 0.2 s 时, 负载突变为 200 Ω 。如图 4 所示。

图 4 (a) 为电压外环采用 PI 控制器并且并未采用约束条件的控制系统, 0.2 s 时负载功率突变, 直流母线电压压降约



(a) 无修正直流母线电压



(b) 修正后直流母线电压

图 4 负载功率突变直流母线电压波形图

为 0.3 V, 但直流母线电压存在静差难以调节。图 4 (b) 为采用约束条件对电压外环和功率内环进行修正, 在 0.2 s 时负载功率突变, 直流母线电压压降几乎可以忽略不计, 并且不存在静差, 系统能够快速回到稳态。

电网侧谐波分量以及功率因数同样是衡量系统性能的一个重要指标。以网侧 a 相为例, 如图 5 所示。

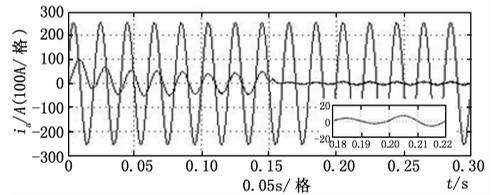


图 5 网侧 a 相电流电压

图 5 中, 当系统稳定, 网侧电压、电流能够实现同相位。并且在负载功率突变时刻, 电压并未出现明显畸变, 能够平滑过度。这就说明系统能够实现高功率因数输出, 并且谐波分量较小。功率因数如图 6 所示。

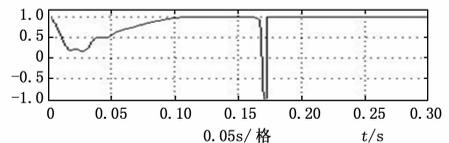
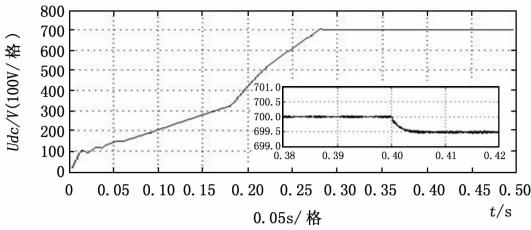


图 6 系统功率因数

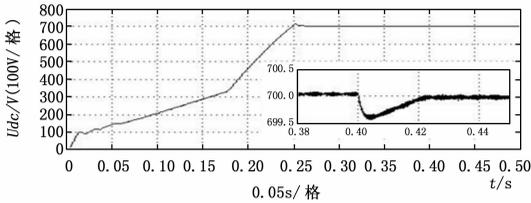
由图 6 所示, 当系统稳定后, 能够实现单位功率因数输出。

根据上述对 PWM 整流器电阻负载的仿真结果可以说明采用约束条件对系统进行修正是能够消除直流母线电压的静差, 抑制直流母线电压的波动, 同时能够减少网侧谐波分量。故本文对双 PWM 控制结构进行仿真分析。系统在 0.4 s 时, 电机转矩突变为 20 N·m。对比分析采用约束条件的控制系统与不采用约束条件的控制系统性能。双 PWM 直流母线电压波动如图 7 所示。

根据电压波动图可知, 采用约束条件对系统进行修正是能



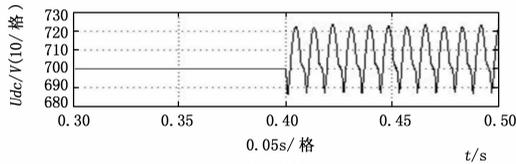
(a) 无修正直流母线电压



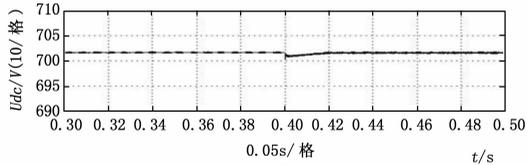
(b) 修正后直流母线电压

图 7 电机转矩突变直流母线电压波形图

够消除由于电机功率突变导致的静差，但相对于前文所述的纯电阻负载，系统调节时间有所增加。将突变后电机转矩升至 $40\text{ N}\cdot\text{m}$ ，同时减少系统直流侧电容为 $2\ 000\ \mu\text{F}$ 。直流母线电压如图 8 所示。



(a) 无修正转矩 $40\text{ N}\cdot\text{m}$



(b) 修正转矩 $40\text{ N}\cdot\text{m}$

图 8 电机转矩 $40\text{ N}\cdot\text{m}$ 直流母线电压波形图

由图 8 可知，电机转矩突变为 $40\text{ N}\cdot\text{m}$ ，同时减少直流侧电容。系统在无修正的情况下，直流母线电压大范围波动。采用约束条件对系统修正，当转矩突变为 $40\text{ N}\cdot\text{m}$ ，由于减少了直流侧电容，修正参数出现一定误差，造成约为 2 V 的静差，但是系统直流母线电压仍旧能够维持稳态。

无论采用哪种控制方法都能够保证三相异步电机的正常运行。但采用约束条件对系统进行修正时，由于三相异步电机类似于阻感负载，直接从直流母线上获得负载电流波动较大。故可根据式 (10) 得到负载电流。

电机转子磁链如图 9 所示。

由图 9 可知电机转子磁链很快趋于稳态，并且电机转矩变化并未对电机磁链造成影响，三相异步电机可以部分等效为直流电机加以控制。但是由于三相异步电机励磁电流与转矩电流间存在一定的耦合性，所以磁链会存在一定的静差，但对系统影响不大。励磁电流与转矩电流如图 10 所示。

由图 10 可知，系统励磁电流很快就趋于常量，建立电机内部磁场。但由于电流间的耦合性， 0.2 s 时，电机转速趋于

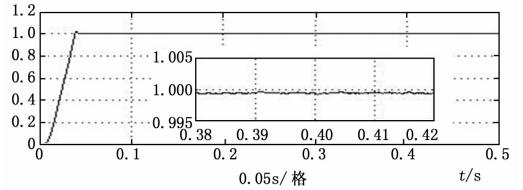
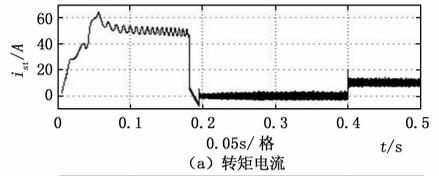
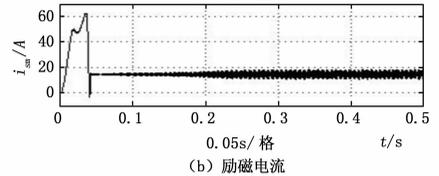


图 9 电机转子磁链波形图



(a) 转矩电流



(b) 励磁电流

图 10 励磁电流与转矩电流

指令值时，转矩电流突降，励磁电流也会随之受到影响，波形毛刺增多，转子磁链产生静差。

电机转速如图 11 所示。

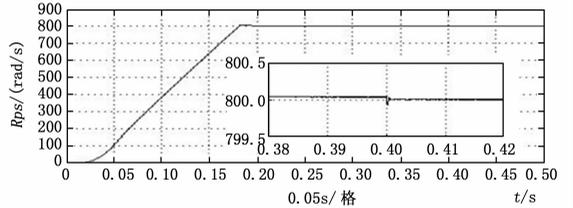


图 11 电机转速

电机转速约在 0.2 s 时趋于指令值，系统存在约为 0.1 转的静差可忽略不计。在 0.4 s 时，电机转矩增大，电机转速降约为 0.1 转也可忽略不计。故在电机功率允许范围内，转矩突变对电机转速的影响不大。

4 结束语

本文详细分析了双 PWM 结构能量流动的特点，并从能量流动角度建立一段时间内系统能量变化的数学模型。在该数学模型的基础上建立约束条件使电机功率突变前后能量能够以平滑的方式进行调整，从而达到抑制直流母线电压波动，减少谐波分量的目的。根据仿真结果表明，采用约束条件对整流侧功率内环以及电压外环进行修正是能够抑制电压波动，减少网侧电流谐波分量，同时能够减少直流侧电容容量，保证电机的正常运行，实现双 PWM 协调控制。

参考文献:

[1] 郑 征, 徐 奔. 双 PWM 变频器电容电流反馈控制的研究 [J]. 电气传动自动化, 2011, 33 (6): 1-5.
 [2] 苏晓东, 焦 姣. 基于瞬时功率理论的电压型 PWM 整流器研究 [J]. 电力电子技术, 2010, 44 (10): 54-56.
 [3] 刘秀翀, 张化光, 褚恩辉, 等. 三相电压型 PWM 整流器功率控制方法 [J]. 电机与控制学报, 2009, 13 (1): 48-49.

- [4] 石健将, 李荣贵, 张平, 等. 基于新型电压电流双闭环控制的轴带发电机 PWM 整流器研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29 (6): 189-194.
- [5] 罗德荣, 姬小豪, 黄晟, 等. 电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制 [J]. 电网技术, 2014, 38 (11): 3111-3114.
- [6] 李昆鹏, 万健如, 宫成, 等. 双 PWM 变换器一体化控制策略 [J]. 电机与控制学报, 2013, 17 (4): 72-78.
- [7] 王秋梅, 尹赞, 宋文祥. 双 PWM 变换器功率前馈控制方法 [J]. 电气传动自动化, 2013, 4 (35): 15-18.
- [8] 戴鹏, 朱方田, 朱荣伍, 等. 电容电流直接控制的双 PWM 协调控制策略 [J]. 电工技术学报, 2011, 26 (1): 176-141.
- [9] 肖雄, 张勇军, 王京, 等. 基于全响应功率补偿的电压型

PWM 整流器直接功率控制 [J]. 电工技术学报, 2015, 4 (30): 113-119.

- [10] 黄静, 杨柏旺, 吴志清, 等. 基于负载功率前馈的 PWM 整流器控制策略 [J]. 电力电子技术, 2014, 48 (11): 61-64.
- [11] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社.
- [12] 阮毅, 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 [M]. 北京: 机械工业出版社.
- [13] 张帆, 刘跃敏, 范波, 等. 三相电压型 PWM 整流器模型预测直接功率控制 [J]. 计算机测量与控制, 2016, 24 (9): 122-129.

(上接第 38 页)

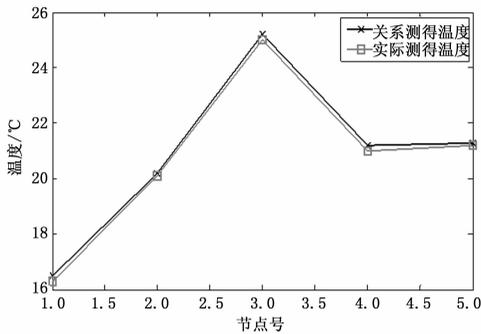


图 6 系统测得温度对比

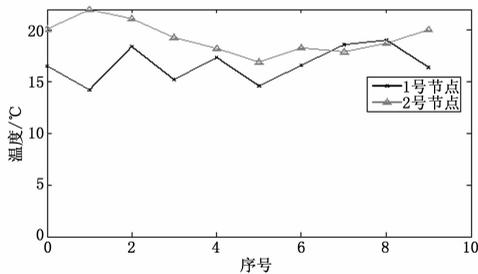


图 7 温度变化曲线

明系统可以实时感知环境温度的变化并进行准确测量。

该方案较之传统方案采用了分布式的布局, 实现了大范围多点数据的测量与采集, 提高了系统的应用范围与效率。但是该方案依然存在着诸多不足有待改进, 其对于温度变化时的测量精度有待改进, 同时系统的测量算法有待进一步改进以提高整个系统的工作效率。

5 结论

本文介绍了分布式温度测量的目的与意义, 设计了基于 RFID 的分布式多点温度测量系统。RFID 标签应用方便, 射频和单片机成本低, 将温度传感器集成在 RFID 标签中使用极大地提升了便捷性。实际使用中只需要在需要测量温度的目标场所贴上一个测温标签就可以实现目标区域的温度测量。方案设计中为了解决温度测量范围广, 测量点多的问题我们采用分布式的设计方案, 进一步为了克服测量过程中存在的误差问题, 设计采用最小二乘法首先对实际温度曲线进行拟合的方式, 该方法可以有效进行温度补偿, 提高了温度测量的精确

度。射频设备之间通信方便, 使用灵活, 迎合了现代管理设备的需要, 提供了一种高效的温度检测方法。

参考文献:

- [1] 韦佳宏. 基于 RFID 的分布式温度测试系统研究 [D]. 大连交通大学, 2008.
- [2] 彭安娜, 袁愿, 冯金垣. 基于 RFID 和 LABVIEW 的分布式温湿度监控系统的设计 [J]. 电子设计工程, 2016, 24 (6): 145-148.
- [3] 韩博, 周越文, 郭学玲, 等. 基于光纤温度传感器的分布式温度测量系统设计 [J]. 测控技术, 2016, 35 (9): 20-24.
- [4] 朱华贵. 分布式多路远程温度检测系统的设计与实现 [J]. 乐山师范学院学报, 2004, 19 (12): 25-27.
- [5] 刘永亮, 赵磊, 甄鹏, 等. 分布式多点温度测量系统的设计与实现 [J]. 微计算机信息, 2008, 24 (25): 145-147.
- [6] 曹海平. 基于单片机和 DS18B20 的分布式多点温度检测系统的设计 [J]. 自动化技术与应用, 2008, 27 (11): 90-92.
- [7] 黄利君, 王选民. 分布式多点远程温度检测系统设计 [J]. 仪表技术, 2009 (7): 10-12.
- [8] 孟庆斌, 潘勇, Meng Qingbin, 等. 基于 CC2430 的分布式无线温度测量系统设计 [J]. 电子测量技术, 2009, 32 (5): 128-130.
- [9] 彭安娜, 袁愿, 冯金垣. 基于 RFID 和 LABVIEW 的分布式温湿度监控系统的设计 [J]. 电子设计工程, 2016, 24 (6): 145-148.
- [10] 张志伟. 由单片机和 DS1825 组成的分布式多点温度检测系统 [J]. 太原师范学院学报 (自然科学版), 2005, 4 (4): 59-61.
- [11] 王欢. 基于 STC89C52RC 和 DS18B20 的远距离多点分布式温度检测系统设计 [J]. 数字通信世界, 2015 (11).
- [12] 张自军. 基于计算机的分布式温度测量系统 [J]. 计量与测试技术, 2005, 32 (7): 44-45.
- [13] 常志勇, 李济顺, 韩红彪. 基于单总线协议的多点测温技术及应用 [J]. 河南科技大学学报 (自然科学版), 2009, 30 (2): 35-37.
- [14] 司禹, 冯鹏, 于双铭, 等. 基于 RFID 温度标签的嵌入式温度监测系统 [J]. 电子技术应用, 2016, 42 (7): 57-59.
- [15] 谢小芳, 黄俊, 谭成宇. 基于 RFID 的电力温度监控系统的软件分析与设计 [J]. 电子技术应用, 2013, 39 (1): 23-26.
- [16] 江昌旭, 王磊, 李桂香, 等. 基于 RFID 的无线多目标温湿度监控系统 [J]. 仪表技术与传感器, 2013 (5): 45-47.
- [17] 张立霞, 张家安, 王高山, 等. 基于 RFID 的印制板制造密闭环境温度监控系统设计 [J]. 现代电子技术, 2015, 440 (9): 106-109.
- [18] 袁江, 曹金伟, 邱自学. 基于 RFID 读写器网络的粮库温湿度分布式监测 [J]. 农业工程学报, 2011, 27 (10): 131-136.