

准 Z 源逆变器驱动永磁同步电机的有限集模型预测控制

杜 强¹, 陈阳琦¹, 邴如宽²

(1. 西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710000;

2. 甘肃龙源风力发电有限公司, 甘肃 酒泉 730050)

摘 要: 针对准 Z 源逆变器(qZSI)驱动永磁同步电机(PMSM)系统的特点, 在两相静止坐标系下, 提出一种有限集模型预测控制策略。由准 Z 源网络电容电压闭环与 PMSM 电磁功率前馈生成电感电流参考值, 通过预测电感电流值并引入子代价函数来确定是否选择直通(ST)状态, 以实现 qZSI 的升压控制。在非直通(NST)状态下, 分别对 8 种开关状态下的 PMSM 定子电流进行预测, 并与转速闭环控制生成的参考电流进行比较, 选择最优的开关状态, 以实现 PMSM 的控制。仿真结果表明, 所提控制策略可实现对 qZSI 的升压及 PMSM 转速的控制, 系统具有良好的稳态及动态性能。

关键词: 永磁同步电机; 有限集模型预测控制; 准 Z 源逆变器; 功率前馈

中图分类号: TM 351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)09-0019-06

Finite Control Set Model Predictive Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Quasi-Z-Source Inverter

DU Qiang¹, CHEN Yangqi¹, BING Rukuan²

(1. CRRC Xi'an YongeJieTong Electric Co., Ltd., Xi'an 710000, China;

2. Gansu LongYuan Wind Power Co., Ltd., Jiuquan 730050, China)

Abstract: According to the characteristics of permanent magnet synchronous motor (PMSM) system using quasi-Z-source inverter (qZSI), a finite control set model predictive control strategy was proposed in two-phase stationary coordinate system. The reference value of inductance current was generated by controlling the capacitance voltage of quasi-Z-source network, and combining with the electromagnetic power feed-forward value of PMSM. By predicting the inductance current value and introducing the sub-cost function, either the shoot-through (ST) case or non-ST (NST) case was determined to realize the boost control of qZSI. In the NST case, the stator current of PMSM was predicted in eight switching states, and compared with the reference current generated by the speed closed-loop control. The optimal switching state was selected to achieve the control of PMSM. The simulation results showed that the proposed control strategy could realize the boost control of qZSI and the speed control of PMSM. The system had good steady-state and dynamic performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); finite control set model predictive control (FCS-MPC); quasi Z-source inverter (qZSI); power feed-forward

0 引 言

永磁同步电机(PMSM)具有体积小、功率密

度大、质量轻、效率高及运行安全可靠等优点, 在各个领域应用越来越广泛^[1]。为了实现 PMSM 调速控制, 变压变频功能的电压源逆变器装置必

作者简介: 杜 强(1993—), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为电力电子变换器及电机与控制技术。

陈阳琦(1993—), 男, 硕士, 助理工程师, 研究方向为电力电子变换器及电机与控制技术。

不可少。相比传统电压源逆变器, Z 源逆变器 (ZSI) 通过引入直通状态实现了类似于两级电路的升压与逆变功能, 具有成本低、转换效率高、可靠性好及输出电能品质高等优点^[2]。仅通过改变 ZSI 中阻抗源网络无源器件的连接方式所构成的准 Z 源逆变器 (qZSI), 在保留 ZSI 优点的同时, 不仅可以抑制起动冲击电流, 还可以减小电容电压应力^[3]。因此, 结合 qZSI 与 PMSM, 可以充分发挥各自的优势, 并提高整个传动系统的效率以及 PMSM 调速范围、减小传统电压源逆变器中因加入死区时间而导致的转矩低频脉动^[4-7]。

文献[8]通过矢量控制实现了对 ZSI 驱动 PMSM 的控制, 但该矢量控制的调制方案中存在调制比和直通占空比相互耦合的问题^[9]。即当直流链电压一定时, 调制比与 PMSM 定子电阻、电感及转矩电流有关, 且会随着转矩电流的增大而增大, 直通占空比的裕量则会减小; 若减小至比系统正常工作所需值低时, 直流链电压就会达不到控制给定值, 进而影响整个控制系统的稳定性。同时, qZSI 阻抗源网络中电容电压至直通占空比的传递函数中将含有右半平面的零点, 为非最小相位系统, 使得控制器的设计复杂化^[10]。有限集模型预测控制 (FCS-MPC) 因兼具控制原理简单、易处理系统非线性约束等优点, 成为了功率变换器及变频调速系统中倍受推崇的一种优化控制方案。目前, 已应用于 PMSM 的模型预测转矩/电流控制^[11-14]、ZSI 的模型预测电流/电压控制^[15-16]等, 均是通过建立各自的被控量预测模型, 并引入相应的价值函数, 进而选择使价值函数最小的开关状态以实现系统优化控制。文献[15-16]在所提 qZSI 的 FCS-MPC 算法中, 对 Z 源网络电感电流给定值的确定是通过系统功率守恒间接求得, 但该算法用于由 qZSI 驱动 PMSM 时, 因其忽略了 PMSM 所消耗的功率随负载转矩、转速等实时变化而有所不足。因此, 实现对 qZSI 的升压控制必须依据系统功率平衡自动生成电感电流参考值。

为此, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下提出一种适用于 qZSI 驱动 PMSM 的 FCS-MPC 策略。分别建立准 Z 源网络电感电流预测模型以及 PMSM 的定子电流预测模型, 通过电容电压闭环生成准 Z 源网络电感电流部分参考值, 而另一部分电流参考值则由

PMSM 的电磁功率前馈计算所得, 以加快系统动态响应、减小电容电压超调。同时, 仅需判断电感电流代价函数便可确定是否选择直通状态。若未选择直通状态, 则需对 8 种开关状态下的 PMSM 定子电流及相应价值函数进行在线计算, 从而选择最优开关状态以保证 PMSM 能够无静差跟踪给定电流; 反之, 直接将所有开关状态置 1, 以保证直通状态的正常插入, 且该直通状态并不会影响逆变器的有效矢量输出, 仅是将部分零矢量作用状态转换为直通状态。最后通过 MATLAB/Simulink 验证了所提控制策略的有效性。

1 qZSI 驱动 PMSM 的数学模型

qZSI 驱动 PMSM 系统的主电路结构如图 1 所示, 主要由直流电压源、qZSI (准 Z 源网络级联三桥臂逆变器) 及 PMSM 构成。其中, 准 Z 源网络由二极管 VD、电感 L_1 、 L_2 及电容 C_1 、 C_2 构成。

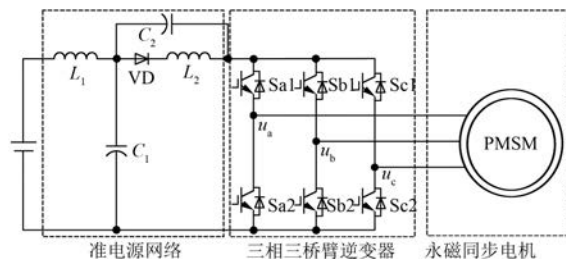


图 1 qZSI 驱动 PMSM 系统拓扑永磁同步电机

1.1 qZSI 数学模型

准 Z 源逆变器具有直通和非直通 2 种工作状态, 具体等效电路分别如图 2(a)、图 2(b) 所示。

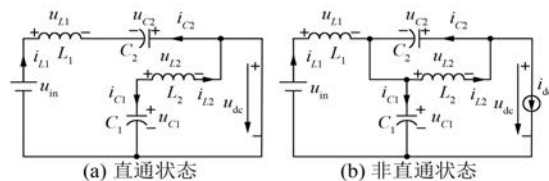


图 2 qZSI 工作等效电路

根据基尔霍夫电压定律, 直通与非直通状态下准 Z 源网络电感电压的表达式分别为

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} + u_{C2} \\ u_{L2} = u_{C1} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} - u_{C1} \\ u_{L2} = -u_{C2} \end{cases} \quad (2)$$

2.1 预测模型

根据式(1)、式(2),采用前向欧拉逼近法,可得直通与非直通状态下 qZSI 电感电流的表达式,分别为

$$i_{L1_ST}^p(k+1) = i_{L1}(k) + \frac{T_s}{L_1} [u_{in}(k) + u_{C2}(k)] \quad (8)$$

$$i_{L1_NST}^p(k+1) = i_{L1}(k) + \frac{T_s}{L_1} [u_{in}(k) - u_{C1}(k)] \quad (9)$$

同理,根据式(7)可得 PMSM 定子电流的电流预测表达式:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^p(k+1) = i_{\alpha}(k) + \frac{T_s}{L_s} \{-R_s i_{\alpha}(k) + \psi_f p \omega_r(k) \sin[p\theta_r(k)] + u_{\alpha}(k)\} \\ i_{\beta}^p(k+1) = i_{\beta}(k) + \frac{T_s}{L_s} \{-R_s i_{\beta}(k) - \psi_f p \omega_r(k) \cos[p\theta_r(k)] + u_{\beta}(k)\} \end{cases} \quad (10)$$

2.2 代价函数

为了实现 qZSI 升压控制,引入代价函数:

$$g_{iL} = |i_{L1_ref}(k+1) - i_{L1_ST}^p(k+1)| - |i_{L1_ref}(k+1) - i_{L1_NST}^p(k+1)| \quad (11)$$

式中: $i_{L1_ref}(k+1)$ —— $k+1$ 时刻电感电流参考值。

对于 qZSI 驱动 PMSM 系统,除了考虑 PMSM 将电能转换为机械能外,还需考虑逆变器的开关损耗。同时,系统消耗的功率也随着 PMSM 转速和电磁转矩的变化而实时变化。因此,依据系统功率平衡,同时采用闭环控制方法,可得电感电流的参考值。

具体地,选择电容电压闭环控制,引入 PMSM 电磁功率前馈,可得电感参考电流表达式:

$$i_{L1_ref} = k_p(u_{C1_ref} - u_{C1}) + k_i \int (u_{C1_ref} - u_{C1}) dt + k_{pm} P_M / u_{in} \quad (12)$$

式中: k_p 、 k_i ——电容电压闭环控制器的比例系数和积分系数;

u_{C1_ref} ——电容电压参考值;

k_{pm} ——电磁功率前馈系数;

P_M ——PMSM 电磁功率, $P_M = T_e \times \omega_r$ 。

同时,为了实现对 PMSM 的定子电流控制,引入价值函数:

$$g_i = |i_{\alpha_ref}(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta_ref}(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (13)$$

式中: $i_{\alpha_ref}(k+1)$ 、 $i_{\beta_ref}(k+1)$ —— $k+1$ 时刻 PMSM 定子电流参考值在 α 、 β 轴上的分量。

考虑 PMSM 在非弱磁工况下,定子电流励磁分量参考值 i_{d_ref} 一般设置为零,而转矩分量参考值 i_{q_ref} 则由转速闭环生成,进而可得定子电流参考值在 α 、 β 轴上的分量表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_ref} \\ i_{\beta_ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta_r) & -\sin(p\theta_r) \\ \sin(p\theta_r) & \cos(p\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d_ref} \\ i_{q_ref} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$i_{d_ref} = k_{p1}(\omega_{r_ref} - \omega_r) + k_{i1} \int (\omega_{r_ref} - \omega_r) dt \quad (15)$$

式中: ω_{r_ref} ——电容电压参考值;

k_{p1} 、 k_{i1} ——电机转速闭环控制器的比例系数和积分系数。

2.3 控制算法

综上所述,由 qZSI 驱动 PMSM 的控制流程如图 4 所示。

对电机的电流、转速以及 qZSI 电感电流、电容电压等各个物理量进行采样,同时由电机电磁功率反馈和电容电压闭环生成电感电流参考值,并依据电感电流预测模型得到直通及非直通状态下的电感电流预测值。计算电感电流代价函数,确定是否选择直通状态,若选择直通状态则直接将所有开关置 1,否则依据电机定子电流预测模型对电机电流进行预测,并计算各开关状态下的预测值与给定值的差值,从而选择使价值函数最小的开关状态 $S(x_{opt})$ 。 $S(x_{opt})$ 对应的开关状态如表 1 所示。通过上述控制流程可实现 qZSI 的升压和对 PMSM 的控制。

3 仿真与分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建系统仿真模型,并采用 S-Function 编写 FCS-MPC 算法。设置电源电压 $u_{in} = 240$ V; 准 Z 源网络电感 $L_1 = L_2 = 4$ mH、电容 $C_1 = C_2 = 1\ 000$ μ F; PMSM 额定转速 $n = 2\ 000$ r/min、极对数 $p = 4$ 、定子电阻 $R_s = 0.958\ 5$ Ω 、定子电感 $L_s = 5.25$ mH、转子磁通 $\psi_f = 0.182\ 7$ Wb、摩擦因数 $B_m = 0.000\ 303\ 5$ N·m·s、转动惯量 $J = 0.000\ 632\ 9$ kg·m²、额定转矩 $T_e =$

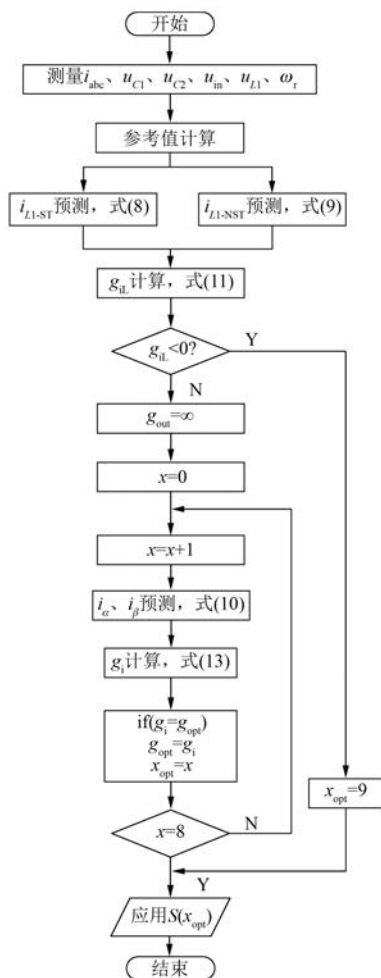


图4 qZSI 驱动 PMSM 的 FCS-MPC 流程

10 N·m;同时,设置 FCS-MPC 的控制周期 $T_s = 25 \mu\text{s}$ 、电磁功率前馈系数 $k_{pm} = 0.85$ 、电容 C_1 的电压参考值 $u_{C1_ref} = 300 \text{ V}$ 、电机转速 $n_{ref} = 2000 \text{ r/min}$ 、负载转矩 T_L 在 0.1~0.2、0.2~0.3、0.3~0.4 s 的值分别为 8、10、5 N·m。PMSM 侧、qZSI 侧仿真结果分别如图 5~图 7 所示。

由图 5(a) 可以看出,稳态时电机转速为 2000 r/min;当负载转矩突然增大或减小时,电机转速需相应地经过一个减小或增大的超调暂态过程后方可达到稳态,以此实现对转速的无静差跟踪。由图 5(b) 可以看出,当负载转矩发生变化时,通过调节定子电流转矩分量给定值便可实现电机电磁转矩与负载转矩相平衡。由图 5(c) 可以看出,定子电流三相对称,且随负载转矩的增大而增大。

由图 6 可以看出,稳态时直流链电压幅值为

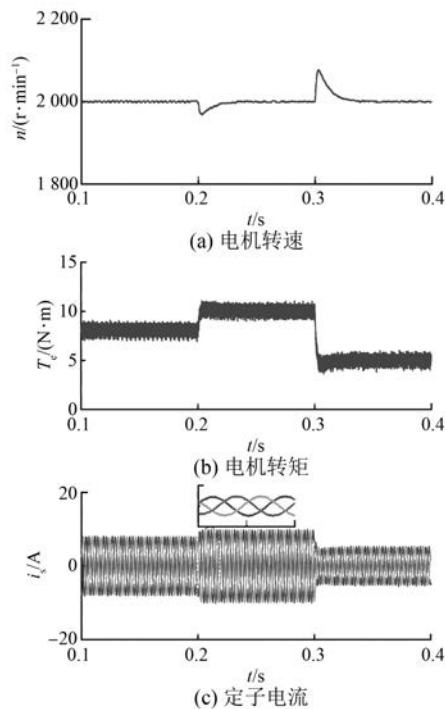


图5 PMSM 侧仿真结果

360 V,且在负载转矩突变时维持不变,几乎无超调;在 0.001 s 内共插入 7 个直通状态,33 个非直通状态,且每次直通时间均为一个控制周期 $25 \mu\text{s}$ 。

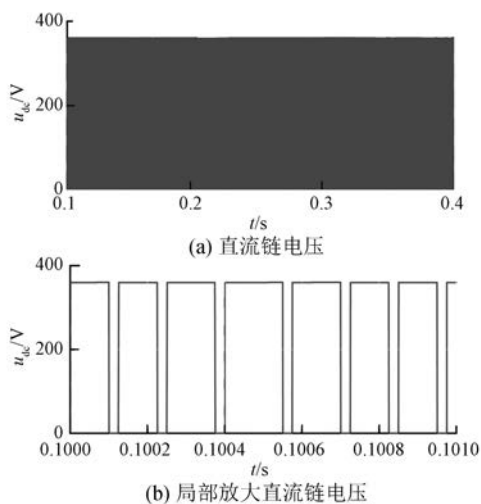


图6 qZSI 侧直流链电压仿真结果

由图 7(a) 可以看出,电容电压被稳定控制在 300 V,且在负载转矩发生变化时,因 PMSM 电磁功率前馈的引入,使得电容电压超调不超过 2 V,并经过约 0.025 s 便可快速地恢复到稳态,从而保证系统具有良好的稳态和动态性能。由图 7(b) 可以看出,直流侧功率随电机负载的变化而变化,

即准 Z 源网络电感电流随之变化。因为电感电流参考值通过准 Z 源网络电容电压闭环及电机电磁功率前馈生成,所以该参考值保证了直通状态的有效插入,进而使 PMSM 被正常驱动。由图 7(c) 可以看出,线电压输出为两电平,且在 0.1~0.2 s 内 Sa1 的开关次数为 736 次,即此时的平均开关频率约为 7 360 Hz。

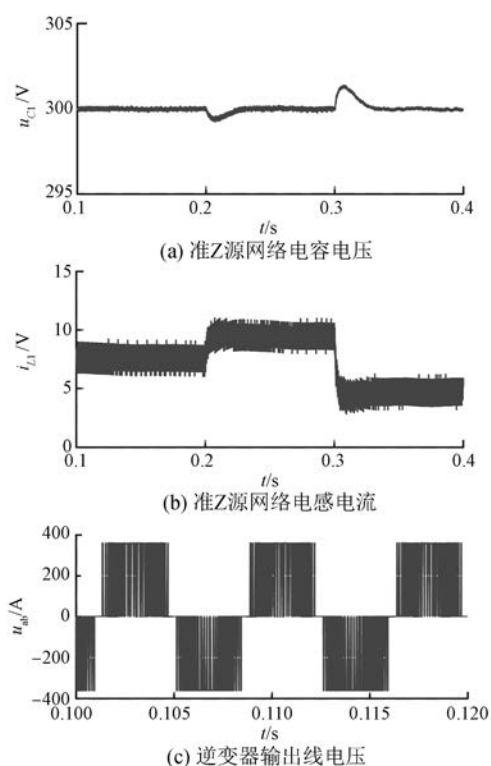


图 7 qZSI 侧电容电压、电感电流和逆变器输出线电压仿真结果

4 结 语

本文在 $\alpha\beta$ 坐标系下提出一种适用于 qZSI 驱动 PMSM 系统的 FCS-MPC 策略。该控制策略避免了 dq 坐标系下基本电压矢量需坐标变换以及传统调制策略中调制比和直通占空比之间相耦合的问题。同时,通过电容电压闭环及 PMSM 电磁功率前馈生成准 Z 源网络电感电流参考值,有效保证直通状态的正常插入以此实现 qZSI 升压控制,在加快系统动态响应速度的同时,减小了电容电压超调。另外,FCS-MPC 无需复杂的调制算法,通过对 PMSM 定子电流的预测和控制即可实现对其转矩和转速的控制,且代价函数中无需调整权重因子,简化了控制器的设计过程。

【参考文献】

- [1] 张晓光,张亮,侯本帅.永磁同步电机优化模型预测转矩控制[J].中国电机工程学报,2017,37(16): 4800.
- [2] PENG F Z. Z-source inverter[J].IEEE Transactions on Industry Applications,2003,39(2): 504.
- [3] 蔡春伟,曲延滨,盛况.准 Z 源逆变器的暂态建模与分析[J].电机与控制学报,2011,15(10): 7.
- [4] 薛必翠,丁新平,张承慧,等.准 Z 源逆变器交流调速系统及部分 PAM/PWM 控制策略[J].电工技术学报,2012,27(10): 142.
- [5] 甘世红,王家毅,褚建新,等.燃料电池新能源船舶高电压 Z 源电力推进系统[J].电机与控制学报,2018,22(10): 112.
- [6] 胡斯登,梁梓鹏,范栋琦,等.基于 Z 源变换器的电动汽车超级电容-电池混合储能系统[J].电工技术学报,2017,32(8): 247.
- [7] 彭国彬,姜燕,刘平,等.应用 qZSI 的车用 IPMSM 驱动系统能效优化控制[J].机械工程学报,2017,53(16): 70.
- [8] 薛平.电动汽车电机驱动用 Z 源逆变器的实验研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2013.
- [9] 杜强.基于准 Z 源逆变器的三相光伏并网控制研究[D].兰州:兰州交通大学,2018.
- [10] 王晓刚,肖立业.Z 源逆变器直流链电压滑模控制研究[J].电机与控制学报,2015,19(2): 1.
- [11] 牛峰,李奎,王尧.永磁同步电机模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2015,19(12): 60.
- [12] 徐向前,徐文静,杨士慧.基于预测模型的永磁同步电机直接转矩控制[J].电机与控制应用,2017,44(1): 29.
- [13] 包广清,何婷,刘小宝.永磁同步电机有限集模型预测直接转矩控制[J].电机与控制应用,2018,45(2): 19.
- [14] 徐楠,吕彦,谢后晴.永磁同步电机改进预测电流控制[J].电机与控制应用,2017,44(7): 42.
- [15] BAKEER A, ISMEIL M A, ORABI M. A powerful finite control set-model predictive control algorithm for quasi Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics,2016,12(4): 1371.
- [16] BAYHAN S, ABU R H. Model predictive control of quasi-Z source four-leg inverter[C]//IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,2015.

收稿日期: 2019-06-10