

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

曾礼,杜强,陈阳琦.
双向准Z源逆变器驱动永磁同步电
机的快速有限集模型预测控制.
电机与控制应用,2021,48(8):28.



SEARI
上電科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

双向准 Z 源逆变器驱动永磁同步电机的快速有限集模型预测控制

曾 礼, 杜 强, 陈阳琦

(西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710000)

摘 要: 双向准 Z 源逆变器驱动永磁同步电机(PMSM)系统在兼具 Z 源逆变器和 PMSM 优点的同时,还可实现能量的双向流动。针对双向准 Z 源逆变器驱动 PMSM 系统的特点,提出一种快速矢量选择有限集模型预测电流控制(FCS-MPCC)策略。由双向准 Z 源网络直流链电压闭环与 PMSM 电磁功率前馈生成电感电流参考值,由电机转速闭环生成电机电流参考值。通过预测直通(ST)及非直通(NST)状态下的电感电流值并引入电感电流子代价函数以确定是否选择 ST 状态,进而实现对直流链电压的控制。在 NST 状态下,结合空间电压矢量脉宽调制策略,仅使目标电压矢量所在扇区的 4 个矢量参与 PMSM 定子电流预测和代价函数计算,以选择最优的开关状态,在实现对 PMSM 转速控制的同时减小在线计算量。仿真结果表明,所提控制策略可实现对双向准 Z 源逆变器的升压及 PMSM 牵引或制动工况下的转速控制,系统具有良好的稳态及动态性能。

关键词: 双向准 Z 源逆变器; 永磁同步电机(PMSM); 有限集模型预测控制; 快速矢量选择

中图分类号: TM 464; TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)08-0028-08

doi: 10.12177/emca.2021.058

Fast Finite Control Set-Model Predictive Control for PMSM Driven by Bidirectional Quasi-Z-Source Inverter

ZENG Li, DU Qiang, CHEN Yangqi

(CRRC Xi'an Yonge JieTong Electric Co., Ltd., Xi'an 710000, China)

Abstract: The bidirectional quasi-Z-source inverter (qZSI) driven by permanent magnet synchronous motor (PMSM) not only has the advantages of both the Z-source inverter and the PMSM, but also realizes the bidirectional flow of energy. According to the characteristics of the system, a fast vector selection finite control set-model predictive current control (FCS-MPCC) strategy is proposed. The reference value of inductance current is generated by controlling the DC link voltage of quasi-Z-source network with the electromagnetic power feed-forward value of PMSM. The reference motor current is generated by the speed closed-loop control. By predicting the inductor current value and calculating the inductor current subcost function in the shoot-through (ST) case and non-shoot-through (NST) case, either the ST case or NST case is chosen to realize the control of DC link voltage. In the NST case, combined with the space voltage vector pulse width modulation strategy, only the four vectors of the sector where the target voltage vector is located participate in the PMSM stator current prediction and cost function calculation to select the optimal switching state. It can reduce the amount of online calculation while controlling the speed of the PMSM. The simulation results show that the proposed control strategy can realize the boost control of the bidirectional qZSI and the speed control of the PMSM under traction or braking conditions, and the system has good steady-state and dynamic performance.

收稿日期: 2021-03-29; 收到修改稿日期: 2021-06-07

作者简介: 曾 礼(1975—),男,高级工程师,研究方向为牵引电传动系统。

杜 强(1993—),男,硕士,工程师,研究方向为功率变换器及其控制技术。

陈阳琦(1993—),男,硕士,工程师,研究方向为功率变换器及其控制技术。

Key words: bidirectional quasi Z-source inverter; permanent magnet synchronous motor (PMSM); finite control set-model predictive control (FCS-MPC); fast vector selection

0 引言

Z 源逆变器(ZSI)作为单级式 DC/AC 拓扑结构,不仅可以实现升压和逆变控制,而且允许直通(ST)、无需死区时间,具有电压调节范围宽、输出电压畸变小及可靠性高等优点^[1]。基于 ZSI 改进的准 Z 源逆变器(qZSI),在保留 ZSI 优点的同时,可以抑制起动冲击电流,减小电容电压应力^[2]。通过给 qZSI 二极管并联可控器件构成双向 qZSI,克服了 qZSI 轻载或电感量较小运行时,其电感电流工作于断续模式的非正常工作状态的缺点,并且还可以实现能量的双向流动^[3]。当其应用于电机驱动系统时,可实现再生能量的回馈,避免能量以电阻热量或其他形式耗散。永磁同步电机(PMSM)因具有体积小、功率密度大、质量轻、效率高及运行安全可靠等优点在工业应用中正逐步替代异步电机^[4-6]。将双向 qZSI 与 PMSM 相结合,可充分发挥各自的优势,提高整个传动系统的效率以及 PMSM 的调速范围、减小转矩低频脉动^[7-10]。

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、动态响应快等优点,成为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。FCS-MPC 通过建立被控量的预测数学模型和代价函数,遍历所有开关状态来计算被控量下一时刻的值,最后采用使代价函数最小的开关状态。已有学者将 FCS-MPC 应用于 ZSI 光伏并/离网网逆变器^[11]、三相四桥臂 qZSI^[12-13]、储能型 qZSI^[14]及 qZSI 驱动 PMSM 的调速系统^[15-16]等,被控系统具有良好的静、动态性能。另外,对于 PMSM,相较于模型预测转矩控制,模型预测电流控制代价函数的量纲一致,可避免权重系数的设计问题^[17]。

针对双向 qZSI 驱动 PMSM 系统提出一种快速 FCS-MPC 策略。分析了系统工作原理,推导了双向 qZSI 的电感电流和 PMSM 的三相电流数学表达式,并利用前向欧拉公式得到其预测模型;其次,结合 SVPWM 算法,设计了系统的快速 FCS-MPC 策略。通过阻抗源网络电容电压闭环及

PMSM 的电磁功率前馈得到电感电流给定值,利用电感电流代价函数确定是否选择 ST 状态。在非直通(NST)状态下,仅需目标矢量所在扇区中的 4 种开关状态参与 PMSM 定子电流及代价函数的在线计算。最后,通过 MATLAB/Simulink 验证所提控制策略的有效性。

1 双向 qZSI 驱动 PMSM 的工作原理及数学模型

1.1 工作原理

双向 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、双向 qZSI(双向准 Z 源网络级联三桥臂逆变器)及 PMSM 构成。其中,双向准 Z 源网络由功率管 S_1 、电感 L_1 、 L_2 及电容 C_1 、 C_2 构成。由于功率管 S_1 的存在,可以实现能量双向流动。当系统处于牵引工况时,PMSM 为电动机,能量从直流电源流向 PMSM,当系统处于制动工况时,PMSM 为发电机,能量从 PMSM 反馈到直流电源。

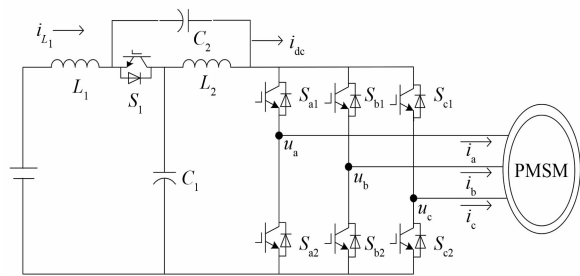


图 1 双向 qZSI 驱动 PMSM 系统拓扑

在 2 种工况下,双向 qZSI 具有 ST 和 NST 2 种工作状态,具体等效电路及工作波形分别如图 2(a)、图 2(b)所示。在牵引工况时,qZSI 功率因数为正,电感电流为正值,直流链电流为正的脉冲波,ST 状态时,幅值最大。在制动工况时,qZSI 功率因数为负值,电感电流为负值,直流链电流为负值的脉冲波,ST 状态时,幅值最大。

1.2 双向 qZSI 数学模型

ST 状态时,开关 S_1 断开。此时,电感电压 u_{L1} 和 u_{L2} 、直流链电压 u_{dc} 及开关 S_1 电压分别为

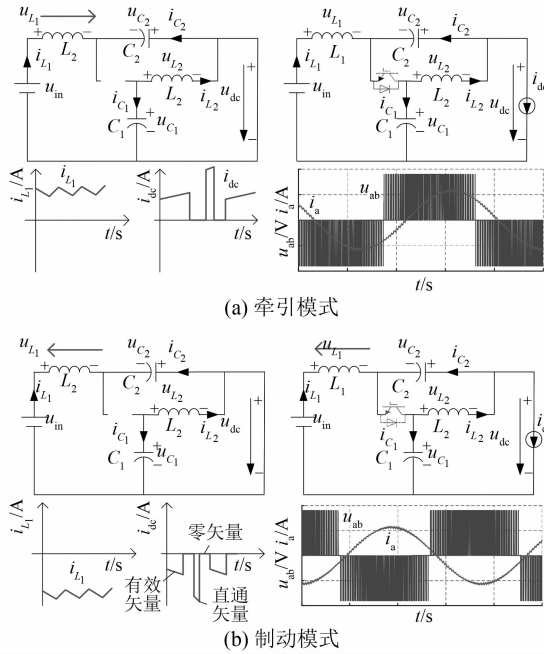


图2 系统工作等效电路

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} + u_{C2} \\ u_{L2} = u_{C1} \\ u_{dc} = 0 \\ u_{S1} = u_{C1} + u_{C2} \end{cases} \quad (1)$$

NST 状态时,开关 S_1 闭合。此时,电感电压 u_{L1} 和 u_{L2} 、直流链电压 u_{dc} 及开关 S_1 电压分别为

$$\begin{cases} u_{L1} = u_{in} - u_{C1} \\ u_{L2} = -u_{C2} \\ u_{dc} = u_{C1} + u_{C2} \\ u_{S1} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

假设控制周期为 T_s ,ST 时间为 T_{sh} ,稳态条件下电感电压在一个开关周期内的平均值为 0,即:

$$\begin{cases} (u_{in} + u_{C2})T_{sh} + u_{C1}(T_s - T_{sh}) = 0 \\ u_{C1}T_{sh} - u_{C2}(T_s - T_{sh}) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可求得稳态时准 Z 源网络电容电压 u_{C1} 和 u_{C2} 表达式分别为

$$\begin{cases} u_{C1} = \frac{1-D}{1-2D}u_{in} \\ u_{C2} = \frac{D}{1-2D}u_{in} \end{cases} \quad (4)$$

式中: D 为 ST 占空比, $D=T_{sh}/T_s$ 。

结合式(2)和式(4)得到直流链电压幅值为

$$u_{dc} = \frac{1}{1-2D}u_{in} \quad (5)$$

逆变器侧输出电压矢量可表示为

$$u = \frac{3}{2}u_{dc}(S_a + e^{j2\pi/3}S_b + e^{-j2\pi/3}S_c) \quad (6)$$

$$\text{其中: } S_x = \begin{cases} \text{NST} & \begin{cases} 1, & S_{x1} \text{ 开、} S_{x2} \text{ 关} \\ 0, & S_{x1} \text{ 关、} S_{x2} \text{ 开, } x=a, b, c. \end{cases} \\ \text{ST} & 1, S_{x1} \text{ 开、} S_{x2} \text{ 开} \end{cases}$$

根据式(6),可得到 qZSI 的 9 种开关状态及其所对应电压矢量,如表 1 所示。

表 1 qZSI 逆变器开关状态及其对应电压矢量

状态	S_1	S_{a1}	S_{b1}	S_{c1}	S_{a2}	S_{b2}	S_{c2}	u
S(1)	1	0	0	0	1	1	1	0
S(2)	1	1	0	0	0	1	1	$2u_{dc}/3$
S(3)	1	1	1	0	0	0	1	$u_{dc}/3 + j\sqrt{3}u_{dc}/3$
S(4)	1	0	1	0	1	0	1	$-u_{dc}/3 + j\sqrt{3}u_{dc}/3$
NST S(5)	1	0	1	1	1	0	0	$-2u_{dc}/3$
S(6)	1	0	0	1	1	1	0	$-u_{dc}/3 - j\sqrt{3}u_{dc}/3$
S(7)	1	1	0	1	0	1	0	$u_{dc}/3 - j\sqrt{3}u_{dc}/3$
S(8)	1	1	1	1	0	0	0	0
ST S(9)	0	1	1	1	1	1	1	0

1.3 PMSM 数学模型

表贴式 PMSM 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + p\omega_r \psi_f \begin{bmatrix} -\sin(p\theta_r) \\ \cos(p\theta_r) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: u_α 、 u_β 为定子电压在 $\alpha\beta$ 坐标系中的 α 、 β 轴分量; i_α 、 i_β 为定子电流在 $\alpha\beta$ 坐标系中的 α 、 β 轴分量; θ_r 为转子转过的机械角度; L_s 为定子电感; R_s 为定子电阻; ψ_f 为转子永磁体磁链; ω_r 为电机机械转速; p 为电机极对数。

2 双向 qZSI 驱动 PMSM 的快速 FCS-MPC

2.1 阻抗源电感电流预测控制

为了实现对电机转速和电流的控制,需要保证双向 qZSI 的直流链电压稳定,直流链电压将影响逆变器的输出电压。qZSI 直流链电压为脉冲方波信号,无法直接检测与反馈控制^[18]。但基于

式(2)可以看出直流链电压为 2 个电容电压之和,因此可以通过 u_{C_1} 和 u_{C_2} 实现直流链电压控制。另外,引入 PMSM 电磁功率前馈以加快直流链电压调节的动态响应,进而得到电感参考电流表达式为

$$i_{L_{1-ref}} = k_p(u_{dc-ref} - u_{dc}) + k_i \int (u_{dc-ref} - u_{dc}) dt + \frac{3}{2} k_{pm} p \psi_f i_q / u_{in} \quad (8)$$

式中: u_{dc-ref} 为直流链电压参考值; k_p 、 k_i 为直流链电压闭环控制器的比例系数和积分系数; k_{pm} 为电磁功率前馈系数;

依据式(1)、式(2),并采用前向欧拉逼近法,可得到 ST 与 NST 状态下双向 qZSI 电感电流的表达式分别为

$$i_{L_{1-ST}}^p(k+1) = i_{L_1}(k) + \frac{T_s}{L_1} (u_{in}(k) + u_{C_2}(k)) \quad (9)$$

$$i_{L_{1-NST}}^p(k+1) = i_{L_1}(k) + \frac{T_s}{L_1} (u_{in}(k) - u_{C_1}(k)) \quad (10)$$

为了实现双向 qZSI 升压控制,引入如式(11)所示的代价函数,若 $g_{i_L} < 0$,则选择 ST 状态,否则在 NST 状态下进行 PMSM 预测电流控制。 g_{i_L} 表达式为

$$g_{i_L} = |i_{L_{1-ref}}(k+1) - i_{L_{1-ST}}^p(k+1)| - |i_{L_{1-ref}}(k+1) - i_{L_{1-NST}}^p(k+1)| \quad (11)$$

式中: $i_{L_{1-ref}}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻电感电流参考值,可由式(8)计算。

2.2 电机电流预测控制

当直流链电压幅值控制恒定时,通过调节逆变器输出电压和频率便可实现对电机转矩和转速的控制。PMSM 转矩电流分量参考值 i_{q-ref} 由转速闭环生成,进而便可得到定子电流参考值在 α 、 β 轴上的分量表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha-ref} \\ i_{\beta-ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(p\theta_r) & -\sin(p\theta_r) \\ \sin(p\theta_r) & \cos(p\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d-ref} \\ i_{q-ref} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$i_{q-ref} = k_{p1}(n_{r-ref} - n_r) + k_{i1} \int (n_{r-ref} - n_r) dt \quad (13)$$

式中: n_{r-ref} 为电机转速参考值; k_{p1} 、 k_{i1} 为电机转速闭环控制器的比例系数和积分系数。

同理,根据式(7)可得 PMSM 定子电流的预测表达式为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^p(k+1) \\ i_{\beta}^p(k+1) \end{bmatrix} = \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_s}\right) \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k) \end{bmatrix} + \frac{T_s}{L_s} \begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} + \psi_f p \omega_r(k) \frac{T_s}{L_s} \begin{bmatrix} \sin(p\theta_r(k)) \\ -\cos(p\theta_r(k)) \end{bmatrix} \quad (14)$$

同时,为实现对 PMSM 的定子电流控制,引入的代价函数:

$$g_i = |i_{\alpha-ref}(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1)| + |i_{\beta-ref}(k+1) - i_{\beta}^p(k+1)| \quad (15)$$

式中: $i_{\alpha-ref}(k+1)$ 、 $i_{\beta-ref}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻 PMSM 定子电流参考值分别在 α 、 β 轴上的分量。

为了减小在线计算量,参考 SVPWM 调制算法,规定每个扇区内仅 2 个有效矢量和 2 个零矢量参与计算,这样一个计算周期内,开关状态由 8 次遍历降低至 4 次遍历,在线计算量减半。qZSI 电压空间矢量如图 3 所示。以第 I 扇区为例进行说明,当目标电压矢量位于第 I 扇区时,仅使电压矢量 U_4 、 U_6 、 U_0 、 U_7 参与 PMSM 电流预测和代价函数计算,无需遍历其他扇区的有效电压矢量。为此,首先要求得 k 时刻的最优电压矢量 $U(k)$,令 $i_{\alpha-ref}(k+1)$ 、 $i_{\beta-ref}(k+1)$ 的电流值与给定值一致,则可求的 $U(k)$ 在 α 、 β 轴上的分量表达式为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha}(k) \\ u_{\beta}(k) \end{bmatrix} = L_s \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^p(k+1) - i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}^p(k+1) - i_{\beta}(k) \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}(k) \end{bmatrix} + p \omega_r(k) \psi_f \begin{bmatrix} -\sin(p\theta_r(k)) \\ \cos(p\theta_r(k)) \end{bmatrix} \quad (16)$$

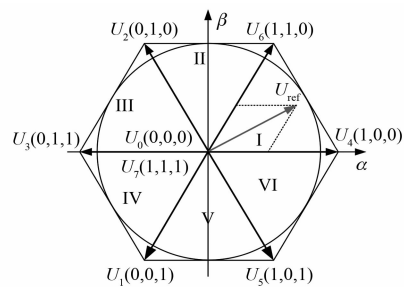


图 3 电压空间矢量图

定义变量 u_{r1} 、 u_{r2} 、 u_{r3} 分别为

$$\begin{cases} u_{r1} = u_{\beta-ref} \\ u_{r2} = u_{\alpha-ref} - u_{\beta-ref} / \sqrt{3} \\ u_{r3} = -u_{\alpha-ref} - u_{\beta-ref} / \sqrt{3} \end{cases} \quad (17)$$

并定义扇区指针 N :

$$N = \text{sgn}(u_{r1}) + 2\text{sgn}(u_{r2}) + 4\text{sgn}(u_{r3}) \quad (18)$$

式中： $\text{sgn}(u_{ri}) = \begin{cases} 1, & u_{ri} > 0 \\ 0, & u_{ri} \leq 0 \end{cases}, i = 1, 2, 3。$

同理,可以得到其他扇区下参与控制计算的电压矢量如表 2 所示。

表 2 参与控制的电压矢量						
N	3	1	5	4	6	2
S	I	II	III	IV	V	VI
计算	$U_4、U_6、U_6、U_2、U_2、U_3、U_3、U_1、U_1、U_5、U_5、U_4、$					
矢量	$U_0、U_7、U_0、U_7、U_0、U_7、U_0、U_7、U_0、U_7、U_0、U_7$					

2.3 控制算法

综上所述,由双向 qZSI 驱动 PMSM 的控制结构和控制流程分别如图 4 和图 5 所示。

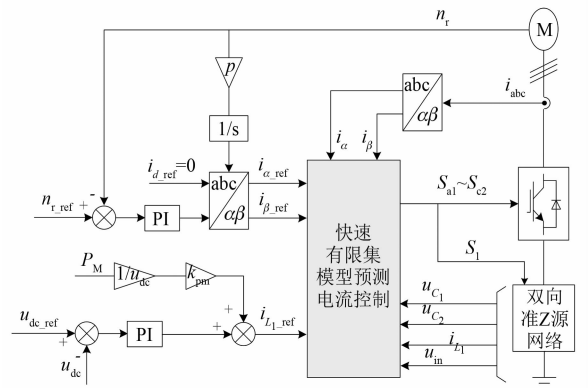


图 4 双向 qZSI 驱动 PMSM 的快速 FCS-MPC 结构

对 PMSM 的定子电流、转速以及双向 qZSI 电感电流、电容电压等物理量进行采样。由直流链电压闭环及 PMSM 电磁功率前馈生成电感电流参考值。依据电感电流预测模型得到 ST 及 NST 状态下的电感电流预测值,并计算电感电流代价函数,以确定是否选择 ST 状态,若选择 ST 状态则直接将所有开关置 1。反之,依据定子电流参考值计算目标电压矢量,并依据该目标矢量确认参与在线计算的基本电压空间矢量。通过 PMSM 转速闭环生成内环电流参考值,通过快速 FCS-MPC 在 4 种开关状态下选择最优开关状态,从而实现定子电流的跟踪。通过上述控制流程便可实现双向 qZSI 的升压和 PMSM 转速的控制。

3 仿真与分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建双向 qZSI 驱动 PMSM 系统仿真模型,系统仿真参数如表 3 所示。

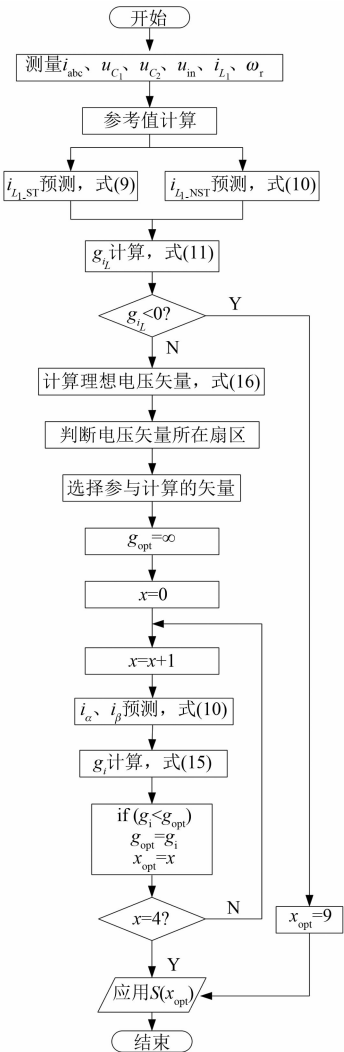


图 5 双向 qZSI 驱动 PMSM 的快速 FCS-MPC 流程

表 3 系统仿真参数参数

参数名称	参数值
输入电压 u_{in}/V	220~250
准 Z 源网络电感 $L_1、L_2/mH$	4
准 Z 源网络电容 $C_1、C_2/\mu F$	2 000
PMSM 极对数 p	4
定子电阻 R_s/Ω	0.958 5
定子电感 L_s/mH	5.25
转子磁通 ψ_f/Wb	0.182 7
摩擦因数 $B_m/(N \cdot m \cdot s)$	0.000 303 5
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 632 9
控制周期 $T_s/\mu s$	25
直流链电压参考值 u_{dc_ref}/V	360
磁功率前馈系数 k_{pm}	0.95

3.1 系统稳态运行仿真分析

设置电源电压 $u_{in} = 240 V$,电机转速参考值 $n_{ref} = 2\ 000\ r/min$ 、负载转矩 T_m 在 $0.1 \sim 0.2\ s$ 、

0.2~0.3 s 的值分别为 10 及 -10 N·m, 其中, 电机在 0.1~0.2 s 为牵引稳态, 0.2~0.3 s 为制动稳态。分别对基于快速矢量选择的 FCS-MPC 及传统枚举的 FCS-MPC 下的系统进行仿真, 结果如图 6、图 7 所示。由于 2 种控制策略下的波形完全一致, 因此仅对直流链电压和逆变器输出线电压进行对比, 其他均为基于快速矢量选择 FCS-MPC 下的波形。

图 6 为系统稳态运行时 PMSM 侧仿真结果。图 6(a) 为电机转速波形, 可以看到牵引/制动工况下稳态时电机转速均为 2 000 r/min, 与参考转速值一致。图 6(b) 为电机电磁转矩波形, 电机电磁转矩与负载转矩相等, 分别为 10 N·m 和 -10 N·m, 进而保证电机恒速运转。图 6(c) 为电机定子电流波形, 定子电流为三相对称的正弦波, 由于牵引及制动工况下转矩幅值和转速相同, 因此 2 种工况下电流幅值及频率一致。图 6(d) 为基于快速矢量选择 FCS-MPC 和枚举法的 FCS-MPC 下的逆变器输出线电压波形(包括牵引及制动阶段的对比), 可以看到 2 种控制下波形完全一致、控制效果相同。

图 7 为系统稳态运行时双向 qZSI 侧仿真结果。图 7(a) 为阻抗源网络的电感电流波形, 电感电流在牵引工况约为 10 A, 再生制动工况下约为 -10 A, 实现了能量的双向流动控制; 图 7(b) 和图 7(c) 分别为电容电压和直流链电压波形, 电容电压 u_{c1} 稳态值为 300 V, 直流链电压幅值实测为 360 V, 与参考电压一致。图 7(d) 为基于快速矢量选择 FCS-MPC 和枚举法的 FCS-MPC 下的局部放大直流链电压波形(包括牵引及制动阶段的对比), 可以看到在 0.001 s(40 个控制周期)内插入了 7 个 ST 状态, 每次 ST 时间为一个控制周期。2 种控制下波形完全一致、控制效果相同, 说明 2 种控制方法的本质相同。

以上仿真结果表明所提 FCS-MPC 可使系统实现对给定值的无静差跟踪, 具有良好的稳态性能。同时, 与基于枚举法的 FCS-MPC 策略相比, 在取得相同控制效果的同时可以减小在线计算量。

3.2 系统暂态运行仿真分析

设置电源电压 u_{in} 在 225~250 V 之间变化。设置牵引工况(0~0.2 s)、再生制动工况(0.2~

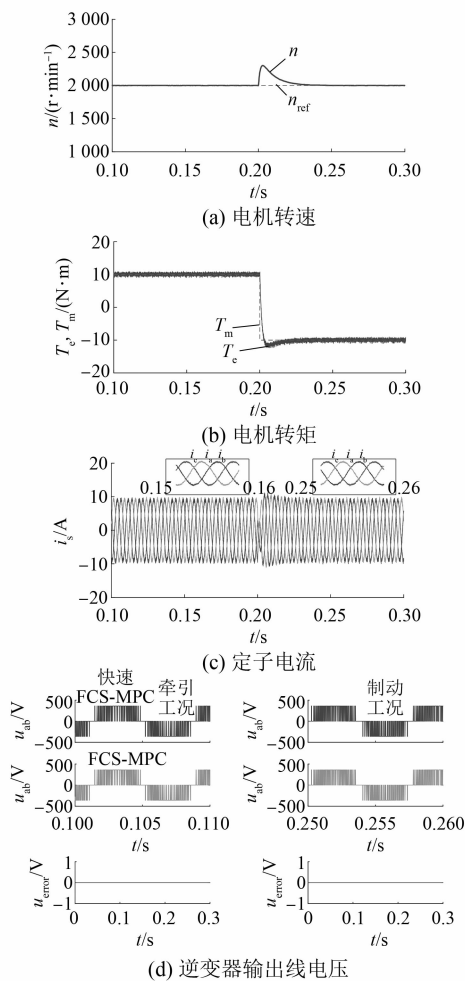


图 6 系统稳态运行 PMSM 侧仿真结果

0.4 s) 下的负载转矩分别为 8、-8 N·m。电机转速给定值如图 8(a) 所示, 从 200 r/min 在 0.1 s 内线性升高至 2 000 r/min, 随后从 2 000 r/min 在 0.13 s 内线性下降至 400 r/min。分别对基于快速矢量选择的 FCS-MPC 及传统枚举的 FCS-MPC 下的系统进行仿真, 结果如图 8 和图 9 所示。2 种控制策略下的波形完全一致, 因此仅对直流链电压和逆变器输出线电压进行对比, 其他均为基于快速矢量选择 FCS-MPC 下的波形。

图 8 为系统暂态运行时 PMSM 侧仿真结果。图 8(a) 为电机转速的波形图, 可以看到实际转速可以良好地跟踪给定转速值, 当负载转矩突然阶跃时, 电机转速经过一个超调暂态过程后快速恢复到给定转速参考值。图 8(b) 为电机电磁转矩的波形图, 在转速指令线性上升阶段, 电机实际电磁转矩大于负载转矩, 进而实现系统牵引加速运

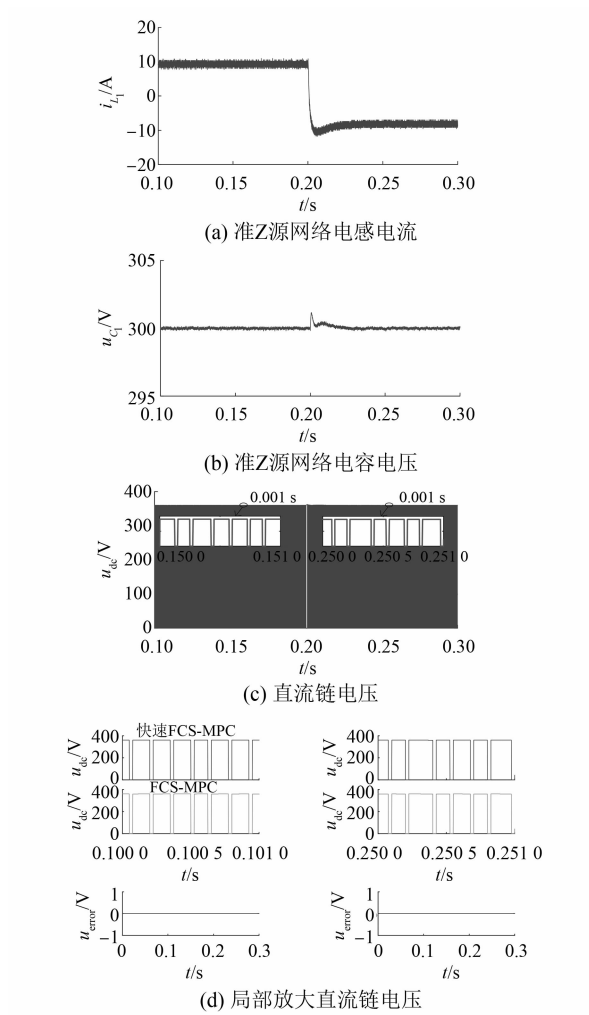


图7 系统稳态运行双向 qZSI 侧仿真结果

行;在转速指令恒定时,电机电磁转矩与负载转矩相等;在转速指令线性下降阶段,电机实际电磁转矩大于负载转矩,进而实现系统制动减速运行。图 8(c)为电机定子电流的波形, PMSM 定子电流三相对称,幅值在加减速阶段大于稳态阶段,其频率随转速的增大而增大,随转速的减小而减小。图 8(d)为基于快速矢量选择 FCS-MPC 和枚举法的 FCS-MPC 下的逆变器输出线电压波形,包括加速、转矩阶跃及减速阶段的对比,可以看到 2 种控制下波形完全一致、控制效果相同。

图 9 为系统暂态运行时双向 qZSI 侧仿真结果。图 9(a)为阻抗源网络的电感电流波形,可以看到直流侧功率随电机负载转矩和转速指令值的变化而变化。当转矩一定时,电感电流随着系统加速而增大,随着减速而减小;恒速运行时,电感

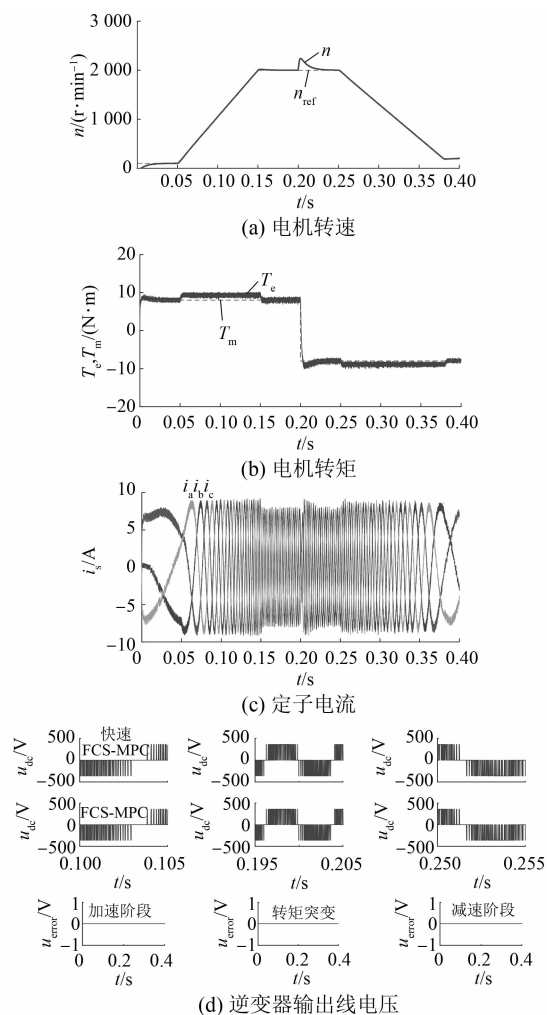


图8 系统暂态运行 PMSM 侧仿真结果

电流保持不变。图 9(b)为电源电压及电容电压,电容电压随着输入电压的变化而变化,以实现了对直流链电压的跟踪控制。图 9(c)为直流链电压波形,直流链电压幅值为 360 V,且在输入电压、电机转速逐步变化及负载转矩突变时维持不变,几乎无超调。图 9(d)为基于快速矢量选择 FCS-MPC 和枚举法的 FCS-MPC 下的局部放大直流链电压波形,包括加速、转矩阶跃及减速阶段的对比,可以看到 2 种控制下波形完全一致、控制效果相同,表明 2 种控制方法的本质相同。

以上仿真结果表明,在暂态过程中所提 FCS-MPC 可使系统实现对给定值的无静差跟踪,具有良好的暂态性能。同时,与基于枚举法的 FCS-MPC 策略相比,在取得相同控制效果的情况下可以减小在线计算量。

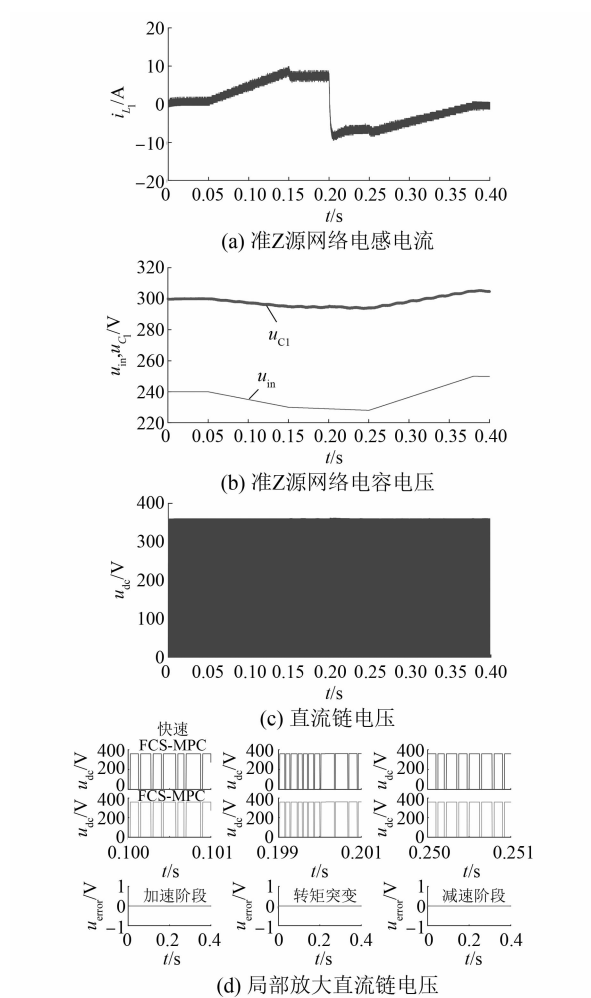


图9 系统暂态运行双向 qZSI 侧仿真结果

4 结 语

本文提出一种适用于双向 qZSI 驱动 PMSM 系统的快速 FCS-MPC 策略。通过预测 ST 及 NST 状态下的电感电流,并引入子代价函数以选择是否插入 ST 状态,进而实现双向 qZSI 的升压控制。另外,在 NST 状态下,快速 FCS-MPC 仅需遍历 4 种开关状态对 PMSM 定子电流进行预测和代价函数计算,进而选择最优开关状态实现对其转矩和转速的控制。在取得和传统枚举 FCS-MPC 控制效果的同时,所提控制策略可以减小在线计算量。仿真结果表明了上述控制方法的正确性,系统具有良好的动、静态性能。

【参考文献】

[1] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions

on Industry Applications, 2003, 39(2): 504.

- [2] 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.
- [3] 周玉栋,许海平,曾莉莉,等. 电动汽车双向阻抗源逆变器控制系统设计[J]. 中国电机工程技术学报, 2009, 29(36): 101.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 甘世红,王家毅,褚建新,等. 燃料电池新能源船舶高升压 Z 源电力推进系统[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(10): 112.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] BAYHAN S, ABU-RUB H, BALOG R S. Model predictive control of quasi-Z source four-leg inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(7): 4506.
- [13] BAYHAN S, TRABELSI M, ABU-RUB H, et al. Finite-control-set model-predictive control for a quasi-Z-Source four-leg inverter under unbalanced load condition[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2560.
- [14] 方番,李媛,肖先勇,等. 储能型准 Z 源逆变器的有限集模型预测控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2133.
- [15] 杜强,陈阳琦,邝如宽. 准 Z 源逆变器驱动永磁同步电机的有限集模型预测控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(9): 19.

(下转第 43 页)

- [4] CHEN Y, YANG M, LONG J, et al. A moderate online servo controller parameter self-tuning method via variable-period inertia identification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (12): 12165.
- [5] NIU L, XU D, YANG M, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 849.
- [6] 王伟然, 吴嘉欣, 张懿, 等. 永磁同步电机模糊自适应积分反步控制 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 724.
- [7] JUNG J, LEU V Q, DO T D, et al. Adaptive PID speed control design for permanent magnet synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 900.
- [8] CHAOU H, KHAYAMY M, OKOYE O. Adaptive RBF network based direct voltage control for interior PMSM based vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(7): 5740.
- [9] 侯利民, 申鹤松, 阎馨, 等. 永磁同步电机调速系统 H_∞ 鲁棒控制 [J]. 电工技术学报, 2019, 34 (7): 1478.
- [10] WU B, HSU P. Robust controller design for CNC servo motors against the variation of external loading via the H_∞ /QFT approach [C]//2015 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM), 2015.
- [11] HOROWITZ I. Fundamental theory of automatic linear feedback control systems [J]. IRE Transactions on Automatic Control, 1959, 4(3): 5.
- [12] 赵长安, 贺风华. 多变量鲁棒控制系统 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2011.
- [13] GARCIA-SANZ M. Robust control engineering: practical QFT solutions [M]. Los Angeles: CRC Press, 2017.
- [14] 张达方, 唐猛. 基于 QFT 的变负载特性下的电机速度控制器设计 [J]. 机械设计与制造, 2013 (6): 158.

(上接第 15 页)

- [15] LUO A, TANG C, SHUAI Z, et al. Fuzzy-PI-based direct-output-voltage control strategy for the STATCOM used in utility distribution systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56 (7): 2401.

(上接第 35 页)

- [16] MAHMOUDI H, ALEENEJAD M, AHMADI R. Modulated model predictive control for a Z-source based permanent magnet synchronous motor drive system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8307.
- [17] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66.
- [18] 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.

欢迎订阅 2022 年《电机与控制应用》

2021 年在邮局漏订的读者, 可联系编辑部补订, 具体请咨询编辑部

地址: 上海市武宁路 505 号《电机与控制应用》编辑部

邮编: 200063

电话: 021-62574990-462

邮箱: eec@seari.com.cn

国内邮发代号: 4-199

每册定价: 15.00 元

全年定价: 180.00 元