

准 Z 源逆变器自适应级联模型预测控制^①

吴 春^② 杨佳磊^③

(浙江工业大学信息工程学院 杭州 310023)

摘 要 针对准 Z 源逆变器(qZSI)系统中有限集模型预测控制(FCS-MPC)策略存在权重系数调整繁琐和控制性能依赖于准确模型参数的问题,提出一种适用于 qZSI 的自适应级联模型预测控制(AS-MPC)策略。该策略根据被控对象的优先级,依次计算各自对应的代价函数,从而消除了权重系数。同时,针对负载电气参数摄动,将其当做系统总扰动,用自适应方法进行估计并更新控制律,因此所提策略无需依赖准确负载电气参数,从而提高了系统对负载电气参数摄动的鲁棒性。实验结果表明,AS-MPC 策略无需设计权重系数,结构简单,且电感电流、电容电压和输出电流控制性能优异,输出电流谐波小,动态响应快,对参数摄动鲁棒性强。

关键词 准 Z 源逆变器(qZSI);有限集模型预测控制(FCS-MPC);自适应级联模型预测控制(AS-MPC);权重系数;参数鲁棒性

0 引 言

2002 年,文献[1]提出了 Z 源逆变器(Z-source inverter,ZSI),作为一种具有升压功能逆变器拓扑,它的出现有效解决了传统电压源逆变器(voltage-source inverter,VSI)输出相电压幅值受输入母线电压限制的局限性。ZSI 作为一种单级式逆变器拓扑,其电压调节范围宽,允许上下桥臂同时导通以实现升压功能,避免了由死区引起的输出波形畸变。因此,ZSI 在光伏系统中具有非常广泛的应用^[2-3]。然而,ZSI 的阻抗网络存在电容电压应力大、启动时冲击电流大、输入电流断续等缺点^[4]。准 Z 源逆变器(quasi-ZSI,qZSI)改进了 Z 源逆变器,其在继承 ZSI 优点的基础上,具有电容电压应力小、输入电流连续等优点^[5]。

有限集模型预测控制具有控制方法简单、无需调制、响应速度快、能同时处理多变量和非线性约束

等优点,在电力电子、电机控制等领域得到了广泛的应用^[6]。目前,已有不少研究者将有限集模型预测控制(finite control set-model predictive control,FCS-MPC)应用于 qZSI 系统中^[7-8],并取得了良好的控制效果。文献[7]计算了由电感电流、电容电压和输出相电流三者组合而成的且包含 3 个权重系数的代价函数,以此来获得下一个控制周期的最优开关状态。但是,权重系数的选取往往基于经验调试,当存在多个权重项的时候,选择一组合适的权重系数具有不小的难度^[9]。

为了消除模型预测控制中权重系数,文献[10]将一种级联模型预测控制(sequential-model predictive control,S-MPC)策略应用于电机控制中,该策略首先计算转矩的代价函数,选择转矩误差最小的两个开关状态,然后将这两个开关状态代入到磁链代价函数,选择使磁链误差最小的开关状态作为下一个控制周期的最优开关状态。文献[11]和文献[12]分别将 S-MPC 策略应用于三电平逆变器和

① 国家自然科学基金面上项目(61973274)和浙江省自然科学基金(LQ18E070005)资助项目。

② 男,1987 年生,博士,讲师;研究方向:电机及电力电子控制技术;E-mail:wuchun@zjut.edu.cn

③ 通信作者,E-mail:191422757@qq.com

(收稿日期:2020-11-25)

交流/交流变换器中,通过将所选取被控对象的代价函数进行先后计算,从而消除了模型预测控制中的权重系数。

由于模型预测控制的性能依赖于精确的模型参数^[13-14],因此基于模型预测控制设计的准 Z 源逆变器,其控制性能依赖于模型精度。在文献[15,16]的研究中,均是以精确模型参数为前提条件,然而在很多场合,设计者无法获得准确参数,并且参数还会随着温度、磁场饱和程度等的变化而改变,使得控制性能下降。为了解决模型预测控制依赖准确参数的问题,国内外学者对此展开了研究^[17-19]。文献[20]通过在线参数辨识方法,实时更新模型,但复杂的参数辨识方法会增加系统的计算量。文献[21,22]采用自适应控制方法解决了模型预测控制依赖精确模型参数的弊端,使系统具有较强鲁棒性。

本文针对 qZSI 系统中控制变量多、参数易摄动的特点,提出一种适用于 qZSI 的自适应级联模型预测控制(adaptive sequential-model predictive control, AS-MPC)策略。首先推导 qZSI 中电感电流、电容电压和输出电流的离散模型,并根据控制对象优先级设计 S-MPC 策略实现对上述 3 个控制量的有效控制。同时,引入负载电气参数摄动自适应控制律,对系统总扰动进行实时估计,削弱负载电气参数误差对系统控制性能的影响。并且,为了消除数字控制器中输出延迟所带来的负面影响,加入延迟补偿策略。另外,利用矢量角补偿法来获得输出电流的未

来参考值^[23]。最后通过实验验证了所提出的 AS-MPC 策略在 qZSI 中的可行性,同时分析其稳态性能、动态性能以及参数自适应能力。

1 qZSI 数学模型

qZSI 系统的拓扑结构如图 1 所示,主要由直流电源、准 Z 源阻抗网络、三相逆变桥和 RL 负载等组成。qZSI 可分为非直通状态和直通状态两种工作状态。其中,非直通状态类似 VSI 的工作状态,而直通状态指上下桥臂同时导通从而实现直流母线升压目的。表 1 列出 qZSI 中所有可能的开关状态及其在 α 、 β 轴上电压分量,表中为逆变器侧母线峰值电压。

由 PARK 变换可得:

$$\begin{cases} V_d = V_\alpha \cos(\theta) + V_\beta \sin(\theta) \\ V_q = -V_\alpha \sin(\theta) + V_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (1)$$

式中, θ 为 d 轴与 α 轴之间的夹角, V_d 、 V_q 为 d 、 q 轴上的电压分量。在 d 、 q 轴同步旋转坐标系上,输出电压方程为

$$\begin{cases} V_d = Ri_{od} + L \frac{di_{od}}{dt} - \omega Li_{oq} \\ V_q = Ri_{oq} + L \frac{di_{oq}}{dt} + \omega Li_{od} \end{cases} \quad (2)$$

式中, R 、 L 为负载相电阻和相电感, i_{od} 、 i_{oq} 为输出电流在 d 、 q 轴上的电流分量, ω 表示角频率。

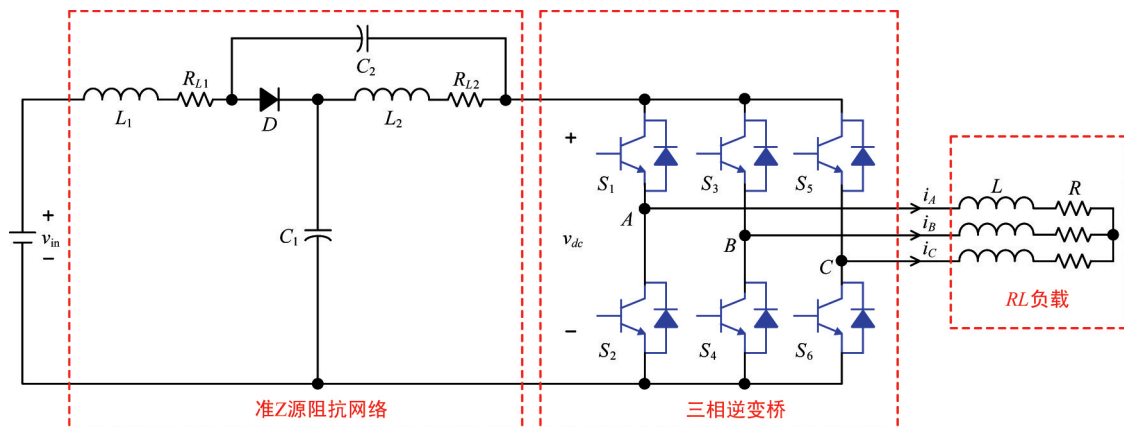


图 1 qZSI 拓扑结构

表 1 开关状态表

状态	输出电压	$S_1, S_3, S_5,$ S_2, S_4, S_6	V_α	V_β
非直通	V_0	0,0,0,1,1,1	0	0
	V_1	1,0,0,0,1,1	$2V_{dc}/3$	0
	V_2	1,1,0,0,0,1	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
	V_3	0,1,0,1,0,1	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
	V_4	0,1,1,1,0,0	$-2V_{dc}/3$	0
	V_5	0,0,1,1,1,0	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
直通	V_6	1,0,1,0,1,0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
	V_7	1,1,1,1,1,1	0	0

令系统采样周期为 T_s , 用前向欧拉公式对式(2)在第 k 时刻离散化, 得到预测模型:

$$\begin{cases} i_{od}(k+1) = i_{od}(k) + \frac{T_s}{L}(V_d(k) - Ri_{od}(k) + \omega Li_{oq}(k)) \\ i_{oq}(k+1) = i_{oq}(k) + \frac{T_s}{L}(V_q(k) - Ri_{oq}(k) - \omega Li_{od}(k)) \end{cases} \quad (3)$$

式中, $i_{od}(k)$ 、 $i_{oq}(k)$ 为第 k 个采样时刻的电流采样值在 d 、 q 轴上的分量, $i_{od}(k+1)$ 、 $i_{oq}(k+1)$ 为第 $(k+1)$ 个采样时刻的电流预测值在 d 、 q 轴上的分量。

(1) 当 qZSI 处于非直通状态时, 逆变桥可以等效为一个电流源 $i_{inv}(k)$, 该电流源可以表示为开关状态的函数。此时直流电源 $v_{in}(k)$ 与阻抗电感给负载和阻抗电容供电, 二极管 D 正向导通, 等效电路如图 2(a) 所示。电感电流和电容电压可以表示为

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(k)}{dt} = v_{in}(k) - R_{L1}i_{L1}(k) - v_{C1}(k) \\ C_1 \frac{dv_{C1}(k)}{dt} = i_{L1}(k) - i_{inv}(k) \end{cases} \quad (4)$$

式中, L_1 、 C_1 分别为阻抗网络中的电感值和电容值, R_{L1} 为电感 L_1 的杂散电阻, $i_{L1}(k)$ 和 $v_{C1}(k)$ 分别为第 k 个采样时刻电感电流和电容电压的采样值, $i_{inv}(k) = i_A(k)S_A + i_B(k)S_B + i_C(k)S_C$, $i_A(k)$ 、 $i_B(k)$ 和 $i_C(k)$ 为第 k 个采样时刻 A 相、B 相和 C 相的电流值。

用前向欧拉公式对式(4)在第 k 时刻离散化, 得到预测模型如式(5)所示。

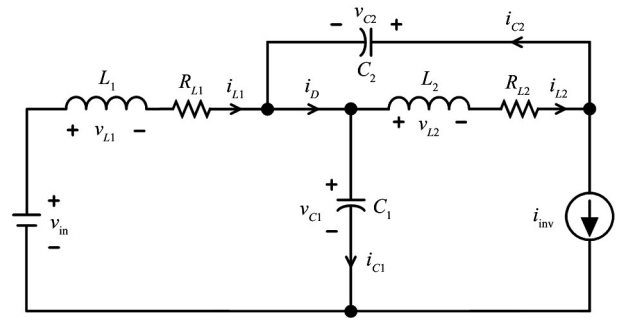
$$\begin{cases} i_{L1}(k+1) = \frac{T_s}{L_1}(v_{in}(k) - v_{C1}(k)) + \left(1 - \frac{T_s}{L_1}R_{L1}\right)i_{L1}(k) \\ v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_1}(i_{L1}(k) - i_{inv}(k)) \end{cases} \quad (5)$$

(2) 当 qZSI 处于直通状态时, 逆变桥上下桥臂同时导通。此时, 直流电源 v_{in} 和阻抗电容同时给阻抗电感充电, 二极管 D 反向截止, 等效电路如图 2(b) 所示。电感电流和电容电压可以表示为

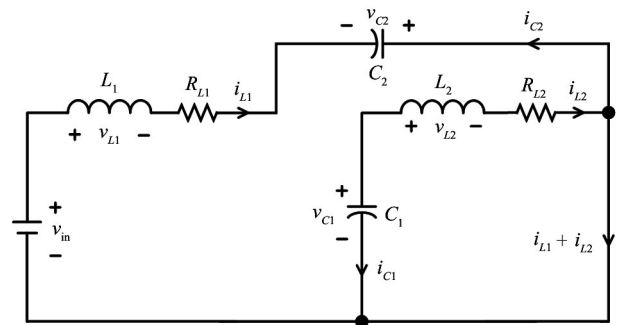
$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}(k)}{dt} = v_{C1}(k) - R_{L1}i_{L1}(k) \\ C_1 \frac{dv_{C1}(k)}{dt} = -i_{L1}(k) \end{cases} \quad (6)$$

用前向欧拉公式对式(6)在第 k 时刻离散化得:

$$\begin{cases} i_{L1}(k+1) = \frac{T_s}{L_1}v_{C1}(k) + \left(1 - \frac{T_s}{L_1}R_{L1}\right)i_{L1}(k) \\ v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) - \frac{T_s}{C_1}i_{L1}(k) \end{cases} \quad (7)$$



(a) 非直通状态



(b) 直通状态

图 2 两种状态下 qZSI 等效电路

2 qZSI 的传统 FCS-MPC 控制策略

由于在 qZSI 系统中,输入电感电流、电容电压和输出电流都需要控制,因此在 FCS-MPC 策略中,qZSI 的代价函数需要 3 个权重系数,如式(8)所示^[7]。

$$g = \lambda_i (i_{od_ref}(k) - i_{od}(k+1))^2 + \lambda_i (i_{oq_ref}(k) - i_{oq}(k+1))^2 + \lambda_L (i_{Ll_ref}(k) - i_{Ll}(k+1))^2 + \lambda_C (v_{Cl_ref}(k) - v_{Cl}(k+1))^2 \quad (8)$$

式中, $v_{Cl_ref}(k)$ 和 $i_{Ll_ref}(k)$ 分别是电容电压参考值和电感电流参考值; $i_{od_ref}(k)$ 和 $i_{oq_ref}(k)$ 为输出电流参考值; λ_i 、 λ_L 、 λ_C 分别为输出电流、电感电流和电容电压的权重系数,只有选取合适的权重系数,qZSI 才能正常工作。

对于图 1 中负载参数已知的独立负载,通过式(9)可以得到控制对象各个控制量的参考值。

$$\begin{cases} i_{Ll_ref}(k) = \frac{P_{o_ref}}{v_{in}(k)} \\ I_{om_ref} = \sqrt{\frac{2P_{o_ref}}{3R}} \\ v_{Cl_ref}(k) = \frac{v_{dc} + v_{in}(k)}{2} \end{cases} \quad (9)$$

式中, P_{o_ref} 、 I_{om_ref} 分别为参考输出功率、参考输出电流的相电流幅值。

3 级联模型预测控制策略设计

由式(8)可知,传统 FCS-MPC 中代价函数存在 3 个权重系数,由于缺乏合适的权重系数整定原则,因此增加了系统调试的难度。S-MPC 策略的出现很好地解决了 FCS-MPC 权重难以整定的问题,对于存在多个被控对象的系统,提供了一种简单且实用的方法。

3.1 级联模型预测控制策略设计

由于阻抗网络中电感电流的特殊性,当 qZSI 处于非直通状态时,电感电流下降;当 qZSI 处于直通状态时,电感电流上升。由此,可以根据电感电流的预测值来判断下一个控制周期是否为直通状态^[8]。

若判断下一个控制周期为直通状态,则直接输出直通矢量;若为非直通状态,根据级联模型预测控制的原理,先计算式(10)中电容电压的代价函数,从 7 个非直通矢量中选出 2 个最优电压矢量,然后将这 2 个电压矢量代入式(10)中输出电流的代价函数中计算得到 1 个最优电压矢量,用于下一个控制周期。由此可见,S-MPC 可以消除 MPC 中的权重系数。图 3 为 qZSI 的 S-MPC 策略整体控制框图。

$$\begin{cases} g_C = (v_{Cl_ref}(k) - v_{Cl}(k+1))^2 \\ g_i = (i_{od_ref}(k) - i_{od}(k+1))^2 + (i_{oq_ref}(k) - i_{oq}(k+1))^2 \end{cases} \quad (10)$$

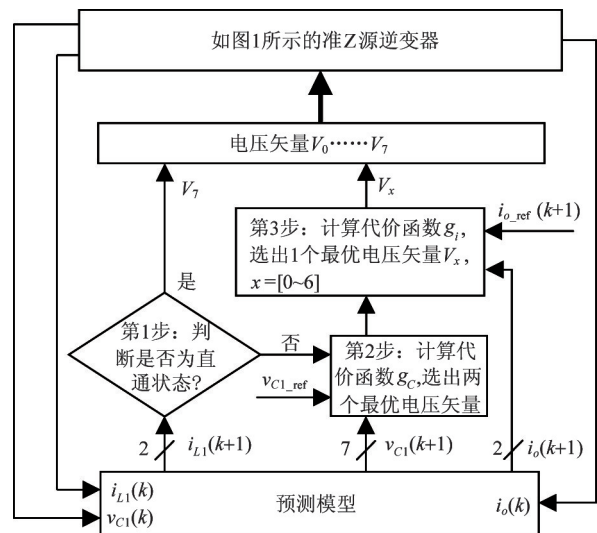


图 3 qZSI 的 S-MPC 策略整体控制框图

3.2 数字控制延时补偿

考虑到数字控制中存在大量的计算,计算所得的最优开关状态会在下一个控制周期中输出,而在这之前将继续使用前一个开关状态,这将导致系统输出延时,影响系统的控制性能。本文采用第 $(k+2)$ 个采样时刻的预测值进行代价函数计算,以补偿输出延时。补偿方法如图 4 所示。起始时采样 t_k 时刻的系统变量 $x(k)$;在预测计算前,应用前一个控制周期 t_{k+1} 计算得到的最优开关状态 $S(k)$;在当前开关状态 $S(k)$ 的基础上,利用式(3)、(5)、(7)估算 t_{k+1} 时刻的状态 $x(k+1)$;然后将该估算值作为起点,利用式(11)、(12)、(13)对 t_{k+2} 时刻所有开关状态下预测值 $x_{p1}(k+2) \sim x_{pn}(k+2)$ 进行计算。

$$\begin{cases} i_d(k+2) = i_d(k+1) + \frac{T_s}{L_d}(V_d(k+1) \\ - Ri_d(k+1) + \omega L_q i_q(k+1)) \\ i_q(k+2) = i_q(k+1) + \frac{T_s}{L_q}(V_q(k+1) \\ - Ri_q(k+1) - \omega L_d i_d(k+1)) \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(k+2) = \frac{T_s}{L_1}(v_{in}(k) - v_{C1}(k+1)) \\ + \left(1 - \frac{T_s}{L_1}R_{L1}\right)i_{L1}(k+1) \\ v_{C1}(k+2) = v_{C1}(k+1) \\ + \frac{T_s}{C_1}(i_{L1}(k+1) - i_{inv}(k+1)) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(k+2) = \frac{T_s}{L_1}v_{C1}(k+1) + \left(1 - \frac{T_s}{L_1}R_{L1}\right)i_{L1}(k+1) \\ v_{C1}(k+2) = v_{C1}(k+1) - \frac{T_s}{C_1}i_{L1}(k+1) \end{cases} \quad (13)$$

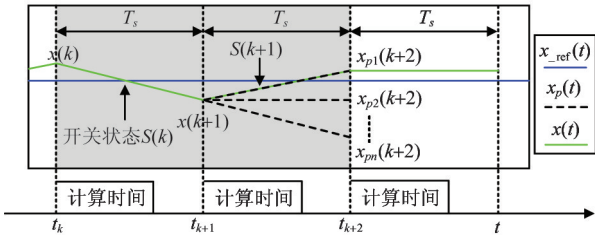


图 4 延时补偿控制策略

最后,根据代价函数式(15)计算下一控制周期的最优开关状态 $S(k+1)$,并在下一个控制周期 t_{k+1} 开始时刻直接输出。另外为了进一步提高系统控制性能,利用矢量角补偿法来计算输出电流未来参考值,式(14)为计算输出电流未来参考值的公式^[23]。

$$i_{o_ref}(k+2) = i_{o_ref}(k)e^{2j\omega T_s} \quad (14)$$

式中, $i_{o_ref}(k)$ 为当前时刻输出电流参考矢量, $i_{o_ref}(k+2)$ 为输出电流矢量的第 $(k+2)$ 时刻参考值。

通过式(14)可计算第 $(k+2)$ 时刻的 d 、 q 轴参考值 $i_{od_ref}(k+2)$ 、 $i_{oq_ref}(k+2)$,将代价函数式(10)修改为

$$\begin{cases} g_C = (v_{C1_ref}(k) - v_{C1}(k+2))^2 \\ g_i = (i_{od_ref}(k+2) - i_{od}(k+2))^2 \\ + (i_{oq_ref}(k+2) - i_{oq}(k+2))^2 \end{cases} \quad (15)$$

4 参数自适应模块及 Lyapunov 证明

由于 MPC 控制对控制量的预测,需要准确的电气参数信息。实际可能不方便获得准确的负载电气参数 R 和 L ,且实际运行过程中,电阻会随着温度上升而增加,电感会随着磁场饱和影响而下降。因此,设计对负载参数变化具有强鲁棒性的自适应的级联模型预测控制具有实际意义。

考虑到实际过程中电阻和电感值会发生变化,可假设电阻和电感模型为

$$\begin{cases} R = R_o(1 + k_R) \\ \frac{1}{L} = \frac{(1 + k_L)}{L_o} \end{cases} \quad (16)$$

式中, R_o 和 L_o 为 MPC 算法中所使用的电阻和电感值, k_R 、 k_L 分别为电阻和电感的误差系数。

将式(16)代入式(3)得电流真实值递推式:

$$\begin{cases} i_{od}(k+1) = i_{od}(k) + \frac{T_s}{L_o}(V_d(k) - e_d(k)) \\ i_{oq}(k+1) = i_{oq}(k) + \frac{T_s}{L_o}(V_q(k) - e_q(k)) \end{cases} \quad (17)$$

式中, $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$ 为 d 、 q 轴上的总扰动,其表达式为

$$\begin{cases} e_d(k) = -\omega L_o i_{oq}(k) - k_L V_d(k) \\ + (R_o + k_R R_o + k_L R_o + k_L k_R R_o) i_{od}(k) \\ e_q(k) = \omega L_o i_{od}(k) - k_L V_q(k) \\ + (R_o + k_R R_o + k_L R_o + k_L k_R R_o) i_{oq}(k) \end{cases} \quad (18)$$

根据自适应控制的思想,可将式(3)的预测模型改为参数自适应预测模型:

$$\begin{cases} i_{od}^P(k+1) = i_{od}^M(k) + \frac{T_s}{L_o}(V_d(k) - \hat{e}_d(k)) \\ i_{oq}^P(k+1) = i_{oq}^M(k) + \frac{T_s}{L_o}(V_q(k) - \hat{e}_d(k)) \end{cases} \quad (19)$$

式中,上标 P 、 M 分别表示预测值和采样值, $\hat{\cdot}$ 表示估计值,设计 d 、 q 轴总扰动自适应律:

$$\begin{cases} \hat{e}_d(k+1) = \hat{e}_d(k) - T_s K_e (i_{od}^M(k) - i_{od}^P(k)) \\ \hat{e}_q(k+1) = \hat{e}_q(k) - T_s K_e (i_{oq}^M(k) - i_{oq}^P(k)) \end{cases} \quad (20)$$

式中, K_e 为估计器增益, $i_{od}^P(k)$ 、 $i_{oq}^P(k)$ 为第 $(k-1)$ 时刻输出电流预测值。

由式(19)、(20)可知,AS-MPC 不仅无需负载电阻信息,还可以对负载电感的误差做出补偿。

Lyapunov 稳定性证明定义总扰动估计的误差为

$$\begin{cases} \tilde{e}_d \triangleq e_d - \hat{e}_d \\ \tilde{e}_q \triangleq e_q - \hat{e}_q \end{cases} \quad (21)$$

当系统处于稳态时,有 e_d 、 \hat{e}_q 为常值,且分别收敛于 V_d 、 V_q ,因此可认为 $\dot{e}_d = 0$ 、 $\dot{e}_q = 0$ 。将误差项对时间求导并结合式(19)、(20),可得:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_d = -\dot{\hat{e}}_d \approx -\frac{\hat{e}_d(k+1) - \hat{e}_d(k)}{T_s} \\ = K_e (i_{od}^M(k) - i_{od}^P(k)) \\ = K_e (i_{od}^M(k) - i_{od}^M(k-1) - \frac{T_s}{L_o} (V_d(k-1) - \hat{e}_d(k-1))) \\ \dot{\tilde{e}}_q = -\dot{\hat{e}}_q \approx -\frac{\hat{e}_q(k+1) - \hat{e}_q(k)}{T_s} \\ = K_e (i_{oq}^M(k) - i_{oq}^P(k)) \\ = K_e (i_{oq}^M(k) - i_{oq}^M(k-1) - \frac{T_s}{L_o} (V_q(k-1) - \hat{e}_q(k-1))) \end{cases} \quad (22)$$

忽略电流采样误差,由式(17)可得:

$$\begin{cases} i_{od}^M(k) - i_{od}^M(k-1) = \frac{T_s}{L_o} (V_d(k-1) - e_d(k-1)) \\ i_{oq}^M(k) - i_{oq}^M(k-1) = \frac{T_s}{L_o} (V_q(k-1) - e_q(k-1)) \end{cases} \quad (23)$$

将式(23)代入式(22),并结合式(21)最终整理可得:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{e}}_d \approx -\frac{K_e T_s \tilde{e}_d}{L_o} \\ \dot{\tilde{e}}_q \approx -\frac{K_e T_s \tilde{e}_q}{L_o} \end{cases} \quad (24)$$

选取正定标量函数:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{e}_d)^2 + \frac{1}{2}(\tilde{e}_q)^2 \quad (25)$$

其对时间的导数为

$$\dot{V} = \tilde{e}_d \dot{\tilde{e}}_d + \tilde{e}_q \dot{\tilde{e}}_q = -\frac{T_s K_e (\tilde{e}_d)^2}{L} - \frac{T_s K_e (\tilde{e}_q)^2}{L} \quad (26)$$

因为 L_o 、 L_s 、 $(\tilde{e}_d)^2$ 、 $(\tilde{e}_q)^2$ 均大于 0,所以只要满足 K_e 大于 0,则使 \dot{V} 负定。根据 Lyapunov 稳定判据,总扰动估计值会渐进稳定。

5 实验结果

为验证本文提出的 AS-MPC 策略有效性,搭建了如图 5 所示的 qZSI 的实验平台。

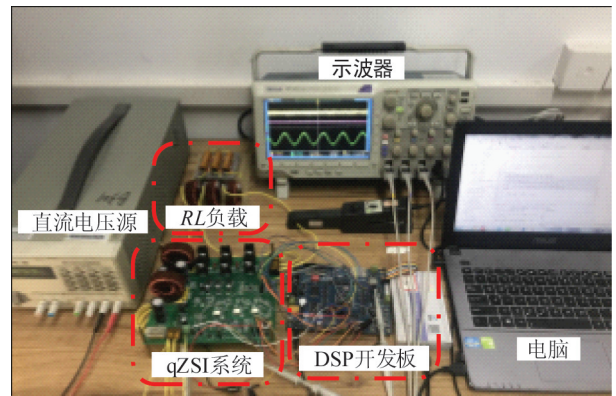


图 5 样机实验平台

所搭建实验平台,功率管选用 MOSFEST,型号为 IRF640N,图 1 阻抗网络中 D 选用肖特基二极管 MBR10200,驱动芯片为 IR2110,控制芯片为 TMS320F28335 DSP。qZSI 系统主要参数见表 2,系统输出电压频率为 50 Hz。

基于 $v_{in} = 30$ V, $P_{o_ref} = 60$ W, $v_{dc} = 40$ V,由式(9)计算可得 $i_{L1_ref} = 2$ A、 $J_{om_ref} = 2$ A、 $v_{C1_ref} = 35$ V 的条件下,比较 S-MPC 和 AS-MPC 两者控制性能。

5.1 延时补偿实验

在 AS-MPC 策略下进行延时补偿对比实验,比较不加延时补偿与加延时补偿系统的性能,实验结果如图 6 所示。由于电感电流在直通时上升斜率大,在非直通时下降斜率小,当未加延时补偿时,延

表 2 qZSI 系统实验参数

参数	数值
电源电压 v_{in}/V	30
qZSI 电感 $L_1, L_2/\mu H$	2000
qZSI 电感 $C_1, C_2/\mu F$	470
电感 L_1 的杂散电阻/ Ω	0.128
负载电阻 R_o/Ω	10.0
负载电感 L_o/mH	3.0
采样周期 $T_s/\mu s$	25
估计器增益 K_e	4000

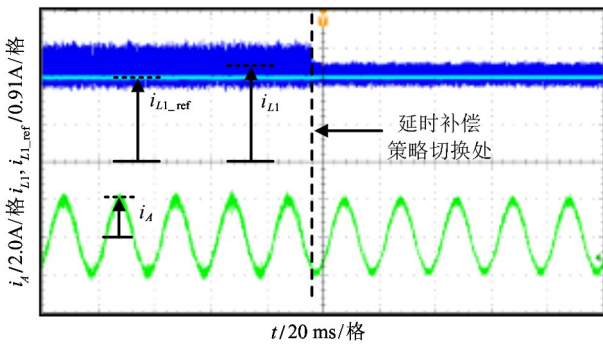


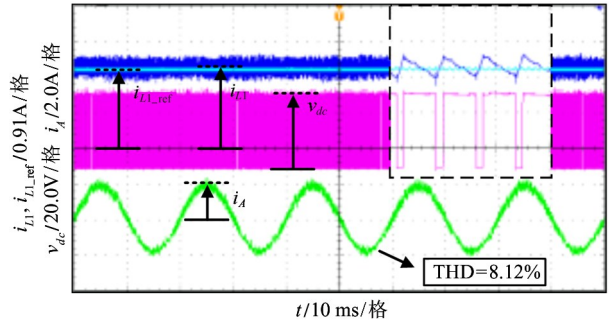
图 6 在 qZSI 系统中,AS-MPC 延时补偿实验结果

迟一个采样周期输出开关状态会导致电感电流的纹波较大,且平均值明显超过了电感电流参考值,输出电流谐波也略大。通过延时补偿后,电感电流纹波减小且平均值与参考值更接近,输出电流的谐波也得到了改善。

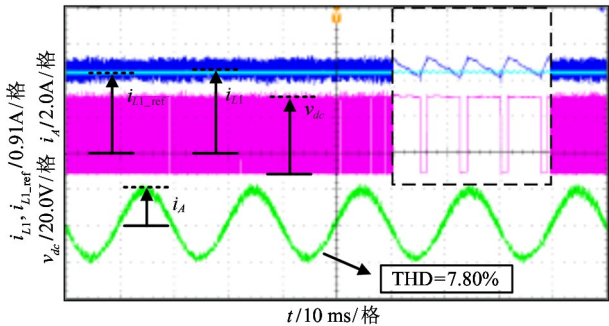
5.2 稳态性能实验

图 7(a) 和 (b) 分别为 S-MPC 策略和 AS-MPC 策略的稳态性能实验对比,两者算法中所使用的电气参数一致,均为表 2 中参数。由实验对比结果可知,两种控制策略的各个控制对象均得到了良好的控制。其中,S-MPC 策略的输出电流总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 为 8.12%,AS-MPC 策略的输出电流 THD 为 7.80%。由于本 qZSI 系统中负载电感小,所以实验中输出电流 THD 较高。

本系统 S-MPC 算法设计过程中未考虑参数误差和未建模动态误差,而在 AS-MPC 策略中将所有未知信息当作总扰动。因此,AS-MPC 具有更优异的稳态控制性能。



(a) S-MPC 策略



(b) AS-MPC 策略

图 7 S-MPC 和 AS-MPC 稳态工作实验结果

5.3 动态性能实验

在动态性能实验中,当参考输出功率 P_{o_ref} 从 60 W 阶跃至 45 W,其他条件不变的情况下,验证 S-MPC 与 AS-MPC 控制策略的动态性能,实验结果如图 8 所示。从图 8 中可以看出,两种控制策略下的电感电流随着给定功率下降而快速减小,输出电流幅值也相应减小。同时从图 8(b) 可知,估计量 e_d 和 e_q 具有较快的收敛能力,从而验证了 S-MPC 和 AS-MPC 策略都具有快速的动态性能。

5.4 参数自适应对比实验

为验证 AS-MPC 策略的参数鲁棒性,设计了电阻、电感参数不匹配实验。

5.4.1 负载电阻 R 的参数自适应对比实验

考虑到在实际运行中,电阻会随着温度改变而发生变化。为模拟电阻不匹配现象,在 S-MPC 的 DSP 程序中,设置 $R_o = 20 \Omega$ 为实际电阻 2 倍, $L_o = 3 mH$ 。然而,AS-MPC 实现中,电阻相关项被当做综合扰动,无需电阻参数,因此两种控制策略实验对比如图 9(a) 和 (b) 所示。虽然两种控制策略都能实现对输入电流、电容电压和输出电流的稳定控制,但

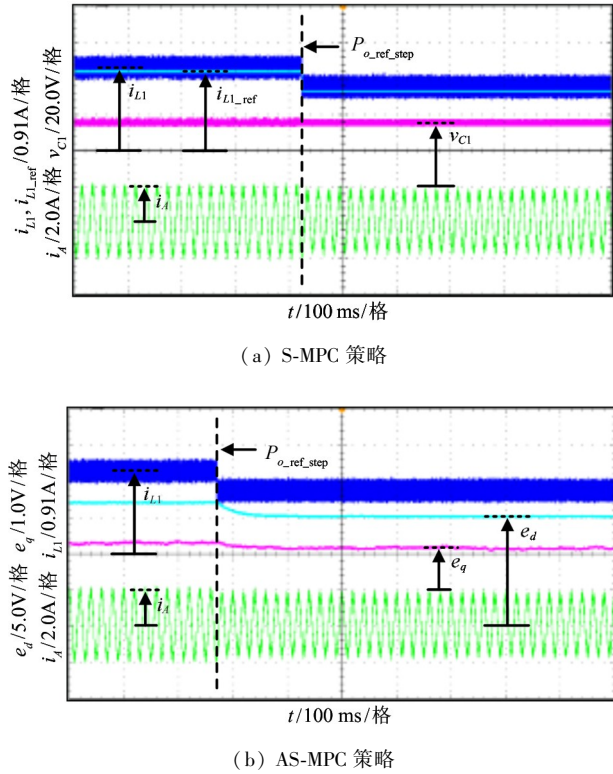


图8 S-MPC和AS-MPC动态实验,输出功率从60W阶跃至45W实验结果

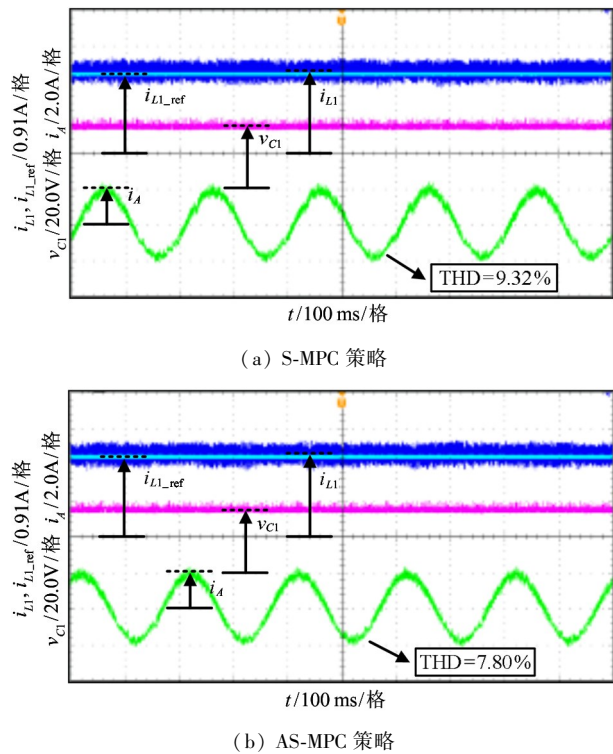


图9 $R_o = 20 \Omega$ 条件下S-MPC和AS-MPC的实验结果

是,S-MPC控制输出电流THD为9.32%,而AS-MPC控制输出电流THD为7.80%。由此可见,相比S-

MPC,AS-MPC方法无需电阻参数,同时对电阻摄动具有强鲁棒性。

5.4.2 负载电感L的参数自适应对比实验

在实际的工作过程中,不仅负载电阻会发生变化,负载电感也会随着磁场饱和程度不同而改变。在S-MPC和AS-MPC算法中,设置 $R_o = 10 \Omega, L_o = 2 \text{ mH}$,其余条件一致,比较两者控制性能,实验结果如图10(a)和(b)所示。由图10可知,当电感参数与实际参数不匹配时,两种控制策略均能实现输入电流、电容电压和输出电流的稳定控制。但是,图10(a)中采用S-MPC策略,输出相电流的THD为8.57%;图10(b)为采用AS-MPC策略,输出相电流的THD为8.21%。由此可知,相比S-MPC策略,AS-MPC策略对负载电感的摄动同样具有较强的鲁棒性。

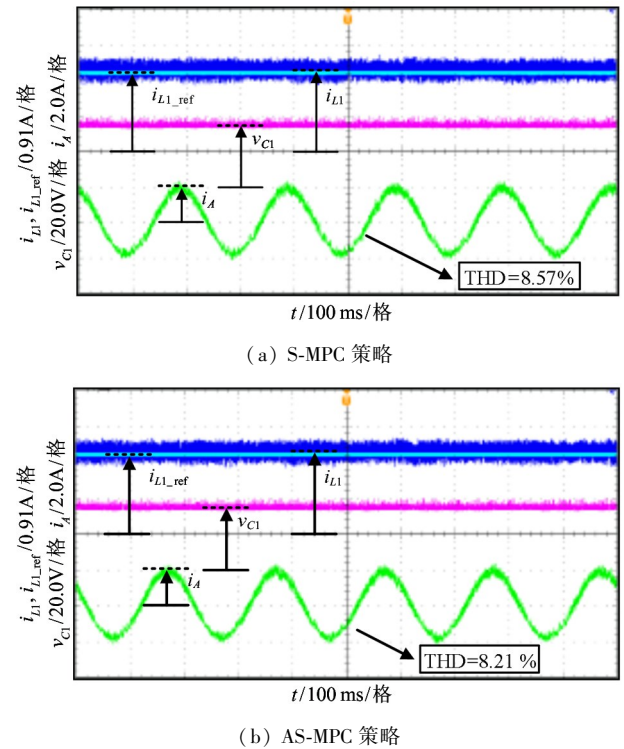


图10 $L_o = 2 \text{ mH}$ 条件下S-MPC和AS-MPC的实验结果

6 结论

针对传统FCS-MPC策略需要设计权重系数的问题以及控制性能依赖于精确模型参数的缺点,本文提出一种适用于qZSI的AS-MPC策略。通过被控对象的优先级,依次计算各自对应的代价函数,并

将参数误差当作总扰动,采用自适应方法进行估计,从而消除了权重系数并实现对负载电气参数扰动具有强鲁棒性。同时,考虑 AS-MPC 数字控制系统存在输出延时以及参考指令滞后的问题,给出延时补偿方法和矢量角参考指令补偿方法。实验结果表明,所提出的 AS-MPC 策略具有无权重系数、结构简单、对参数扰动鲁棒性强、输出电流谐波低、动态响应快速等特点。

参考文献

- [1] Peng F Z. Z-source inverter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(2): 504-510
- [2] 金舜, 钟彦儒, 程为彬. 新颖的 SVPWM 过调制策略及其在三电平逆变器中的应用[J]. *中国电机工程学报*, 2006, 26(20): 84-90
- [3] 杨水涛, 丁新平, 张帆, 等. Z-源逆变器在光伏发电系统中的应用[J]. *中国电机工程学报*, 2008, 28(17): 112-118
- [4] 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): 2133-2144
- [5] 李媛, 彭方正. Z 源/准 Z 源逆变器在光伏并网系统中的电容电压恒压控制策略[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(5): 62-69
- [6] Vzaquez S, Leon J I, Franquelo L G, et al. Model predictive control: a review of its applications in power electronics[J]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2014, 8(1): 16-31
- [7] Mosa M, Balog R S, Abu-Rbu H. High-performance predictive control of quasi-impedance source inverter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(4): 3251-3262
- [8] Bakker 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): 1371-1379
- [9] Zhang Y, Zhang B, Yang H, et al. Generalized sequential model predictive control of IM drives with field-weakening ability[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(9): 8944-8955
- [10] Norambuena M, Rodriguez J, Zhang Z, et al. A very simple strategy for high-quality performance of AC machines using model predictive control[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019, 34(1): 794-800
- [11] Liu X D, Zhang Z B, Gao Feng, et al. Sequential direct model predictive control for grid-tied three-level NPC power converters[C]// *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, Shenzhen, China, 2018: 1-5
- [12] Zhang J, Li L, Norambuena M, et al. Sequential model predictive control of direct matrix converter without weighting factors[C]// *IECON 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Washington, USA, 2018: 1477-1482
- [13] Young H A, Perez M A, Rodriguez J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(5): 3100-3107
- [14] Chen Z Y, Qiu J Q, Jin M J. Adaptive finite-control-set model predictive current control for IPMSM drives with inductance variation[J]. *IET Electric Power Applications*, 2017, 11(5): 874-884
- [15] Rovere L, Formentint A, Gaeta A, et al. Sensorless finite-control set model predictive control for IPMSM drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(9): 5921-5931
- [16] Nalakath S, Preindl M, Babak N M, et al. Low speed position estimation scheme for model predictive control with finite control set[C]// *IECON 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, Italy, 2016: 2839-2844
- [17] Liu K, Zhang Q, Chen J, et al. Online multiparameter estimation of nonsalient-pole PM synchronous machines with temperature variation tracking[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(5): 1776-1788
- [18] Underwood S J, Husain I. Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(7): 2435-2443
- [19] 王伟华, 肖曦. 基于电感辨识的 PMSM 电流自适应增量预测控制[J]. *电机与控制学报*, 2014, 18(2): 75-82
- [20] 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): 66-73
- [21] 陈卓易, 邱建琪, 金孟加. 内置式永磁同步电机无位置传感器自适应集总电动势模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5659-5669
- [22] 陈卓易, 邱建琪, 金孟加. 永磁同步电机有限集无参数模型预测控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(1): 19-26
- [23] 陆治国, 王友, 廖一茜. 基于光伏并网逆变器的一种矢量角补偿法有限控制集模型预测控制研究[J]. 电网技术, 2018, 42(2): 548-554

Adaptive sequential-model predictive control for quasi-Z-source inverter

Wu Chun, Yang Jialei

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023)

Abstract

To solve the problems of the complex design of weighting factors and the control performance depending on accurate model parameters of the finite control set-model predictive control (FCS-MPC) strategy for a quasi-Z-source inverter (qZSI), an adaptive sequential-model predictive control (AS-MPC) strategy is proposed. In AS-MPC strategy, according to the priorities of the selected control objects, the corresponding cost functions are sequentially calculated. By this way, the weighting factors can be eliminated in AS-MPC. In addition, for the parameter perturbation of the load, the total disturbances are modeled accounting for the parameter errors and estimated using an adaptive control method. Therefore, AS-MPC strategy does not rely on accurate parameters, which improves the parameter robustness of the system. The experimental results show that AS-MPC strategy does not need to design the weight factors. Besides, the inductor current, capacitor voltage and output current can achieve excellent control performances, including low output current harmonic, fast dynamic response, and strong robustness against load's parameter perturbation.

Key words: quasi-Z-source inverter (qZSI), finite control set-model predictive control (FCS-MPC), adaptive sequential-model predictive control (AS-MPC), weighting factor, parameter robustness