

中压并网变流器的模型预测直接电流控制

原帅¹, 赵彦平²

(1. 国网山西省电力公司输电检修分公司, 山西 太原 030032;

2. 国网山西省电力公司检修分公司, 山西 太原 030032)

摘要: 为了提高三电平中点钳位型中压并网变流器的控制性能, 设计了一种新颖的模型预测直接电流控制(MPDCC)策略。新型MPDCC控制器基于虚拟电阻较好地处理了LCL滤波器谐振问题。同时, MPDCC控制器具有较长的预测范围, 故基于虚拟电阻的参考项在每个步长内与状态轨迹一起被预测, 从而使得控制器做出更准确的决策, 获取更高的控制精度。利用仿真平台和实验设备进行了仿真研究和实验验证, 结果表明, 所提出的方法在电网电压扰动下能表现出较好的稳态特性, 同时动态性能也较优。

关键词: 并网变流器; 模型预测控制; 电流控制; 滤波器谐振

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20843

Model Predictive Direct Current Control of Medium Voltage Grid-connected Converter

YUAN Shuai¹, ZHAO Yanping²

(1. State Grid Shanxi Electric Power Company Power Transmission Overhaul Branch,

Taiyuan 030032, Shanxi, China; 2. State Grid Shanxi Electric Power Company

Overhaul Branch, Taiyuan 030032, Shanxi, China)

Abstract: In order to improve the control performance of the three-level neutral-point-clamped medium voltage grid-connected converter, a novel model predictive direct current control (MPDCC) strategy was designed. The new MPDCC controller better handled the LCL filter resonance problem based on virtual resistors. At the same time, the MPDCC controller has the long prediction horizons, so the reference terms based on the virtual resistance were predicted together with the state trajectories in each step, so that the controller got more accurate decisions and obtained higher control precision. The simulation research and experimental verification were carried out by the simulation platform and experimental equipment. The results show that the proposed method has better steady-state characteristics under the grid voltage distortion, and the dynamic performances are also excellent at the same time.

Key words: grid-connected converter; model predictive control(MPC); current control; filter resonance

近年来,随着数字计算的发展,模型预测控制(model predictive control, MPC)在电力电子领域逐渐成为了研究热点^[1-2],其主要优点是能够以较为直接的方式处理输入、状态和输出约束、非线性动态等。MPC目前已经广泛用于电机驱动^[3]、逆变电源^[4]和变流器^[5]等。MPC控制方案中,有限控制集MPC是使用最广泛的^[6],其无需脉宽调制器,而是将控制任务作为在线优化问题来处理,将有限开关状态代入预测模型进行计算,并选择使成本函数最小的开关状态输出即可。同时,预测范围可在多个步长上扩展提高控制性

能,且不会使计算负担过大^[7-8]。此外,有学者专为控制中压感应电机提出了模型预测直接转矩控制^[9-11],其与有限控制集MPC类似,控制器直接输出开关状态无需调制器,同时通过轨迹扩展概念,提高预测范围,从而实现了低开关频率,特别适用于中压系统。

由于LCL滤波器较L滤波器的谐波衰减效果更好,故得到了广泛应用,尤其适用于低开关频率的中压并网变流器^[12]。但LCL滤波器存在谐振的问题。对此,目前有被动阻尼^[13]、多闭环控制^[14]、虚拟电阻和主动阻尼^[15]等解决方案。此外,

基金项目: 国家电网公司科技项目(SG52053190322W)

作者简介: 原帅(1994—),男,硕士,工程师,Email:yuanshuai199408@126.com

并网变流器控制器设计中还需要考虑的是电网电压扰动问题,因为电网电压扰动也会降低系统性能。目前已有学者在低压并网变流器中引入MPC控制^[16-17],但涉及中压系统的论述较少。文献[18]针对中点钳位型逆变器,开发了一种有限控制集MPC控制策略,并结合了数字滤波器来解决谐振问题。文献[19]中提出了用于三电平逆变器的模型预测控制器,其主要优点是实现了固定开关频率。但两种方案中的预测范围都较短,只有一个步长,故控制性能受限。

基于上述文献研究,本文设计了一种新型的模型预测直接电流控制(model predictive direct current control,MPDCC)策略。新型MPDCC控制器通过虚拟电阻增加了谐振点的阻尼,同时实现了较宽的预测范围,将虚拟电阻相关项与状态轨迹一起预测,能使得在线优化更为准确。同时,由于控制器带来了较高的谐振阻尼和谐波衰减律,故即使在存在电网电压扰动的情况下,系统的开关频率仍可以设置得非常低。

1 中压并网变流器的配置和控制目标

图1为经LCL滤波器并网的中压变流器配置。

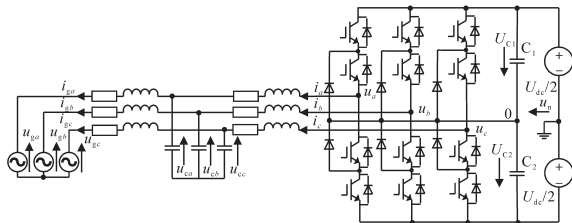


图1 中压并网变流器配置图

Fig.1 Configuration diagram of the medium voltage grid-connected converter

变流器的开关状态可表述如下:

$$S_{abc} = [S_a \ S_b \ S_c]^T \in \{-1,0,1\}^3 \quad (1)$$

式中: S_{abc} 为变流器开关状态矢量; S_a, S_b 和 S_c 为变流器的三相关关状态。

变流器直流侧上、下电容电压 U_{C1} 和 U_{C2} 之和等于总直流链路电压 U_{dc} ,而中点电位的定义为 $u_n=(U_{C1}-U_{C2})/2$,在平衡条件下, $u_n=0$ 。分别定义变流器三相输出电流、并网电流、电容电压和电网电压为 $i_{abc}=[i_a \ i_b \ i_c]^T$, $i_{gabc}=[i_{ga} \ i_{gb} \ i_{gc}]^T$, $u_{cabc}=[u_{ca} \ u_{cb} \ u_{cc}]^T$ 和 $u_{gabc}=[u_{ga} \ u_{gb} \ u_{gc}]^T$ 。定义三相坐标系至 $\alpha-\beta$ 坐标系的变换如下:

$$\xi = \frac{2}{3} P \xi_{abc} \quad (2)$$

其中 $\xi_{abc}=[\xi_a \ \xi_b \ \xi_c]^T$ $\xi=[\xi_\alpha \ \xi_\beta]^T$

$$P = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: ξ_{abc} 为三相坐标系下矢量; ξ 为对应 $\alpha-\beta$ 坐标系下矢量; P 为变换矩阵。

进一步, P 的转置即为反变换,如下式所示:

$$\xi_{abc} = P^T \xi \quad (4)$$

将 $i_{abc}, i_{gabc}, u_{cabc}$ 和 u_{gabc} 变换至 $\alpha-\beta$ 坐标系下后有:
 $i_{abc}=[i_\alpha \ i_\beta]^T$, $i_{gabc}=[i_{g\alpha} \ i_{g\beta}]^T$, $u_c=[u_{c\alpha} \ u_{c\beta}]^T$ 和 $u_g=[u_{g\alpha} \ u_{g\beta}]^T$ 。

并网变流器的控制器设计目标是控制电网电流,进而使输送到电网或从电网中提取的有功和无功功率调节到设定值。这对于新型MPDCC控制器而言也一样。MPDCC控制器作用下的变流器输出电流具有相对平坦的谐波频谱,定义输出电流允许带宽为 δ_i , δ_i 与输出电流的谐波畸变率近似成正比。

在s域,并网电流 $i_g(s)$ 对应变流器输出电流 $i(s)$ 的传递函数为

$$\frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{1}{s^2 L_g C + s R_g C + 1} \quad (5)$$

式中: C 为滤波电容; L_g 为网侧滤波电感; R_g 为并网电阻。

另外,谐振频率为

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_g C}} \quad (6)$$

在谐振频率点,衰减仅能靠电感上的寄生电阻,故将传统电流控制算法直接施加于变流器时,则会出现谐振问题,使并网电流发生谐波畸变。因此,将虚拟电阻融入到MPDCC控制器中,以消除 f_1 附近的谐波。由于变流器的中点电位随开关状态和变流器输出电流变化而波动,因此还需将其控制在规定的边界内,边界的带宽用 δ_{u_n} 表示。考虑中点电位控制后的控制矢量 y 可定义为

$$y = [i_{abc}^T \ u_n]^T = [i_a \ i_b \ i_c \ u_n]^T \quad (7)$$

由于中压变流器的效率是一个重要指标,故新型MPDCC控制器设计还需要考虑变流器的平均开关频率,通常不应超过500 Hz。

2 新型MPDCC控制器设计

2.1 控制模型

控制器设计前需建立一个离散控制模型,即首先需对变流器进行建模。中点电位 u_n 的动态依赖于开关状态 S_{abc} 和变流器电流 i_{abc} ,可表述如下:

$$\frac{du_n}{dt} = \frac{1}{2C_{dc}} |S_{abc}|^T i_{abc} \quad (8)$$

其中 $|S_{abc}| = [|S_a| |S_b| |S_c|]^T$

式中: C_{dc} 为 C_1 和 C_2 的容值。

对于三相三线系统,有 $i_a + i_b + i_c = 0$,故 u_n 仅在开关状态中的一个或两个等于零时发生变化。进一步可总结出 S_{abc} 调节 u_{abc} 和 u_n 的表达式为

$$u_m = \begin{cases} \frac{S_m U_{dc}}{2} & S_m \in \{-1, 1\} \\ u_n & S_m = 0 \end{cases} \quad m \in \{a, b, c\} \quad (9)$$

进行坐标变换如下:

$$u = \frac{2}{3} P u_{abc} \quad (10)$$

为了简洁,设 f_u 为映射,有 $u = f_u(S_{abc}, U_{dc}, u_n)$ 。接下来对电量动态进行建模,设状态向量 x 为

$$x = [i^T \quad i_g^T \quad u_c^T \quad u_g^T]^T = [i_\alpha \quad i_\beta \quad i_{g\alpha} \quad i_{g\beta} \quad u_{c\alpha} \quad u_{c\beta} \quad u_{g\alpha} \quad u_{g\beta}]^T \quad (11)$$

故状态方程可以写为

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu = Ax + Bf_u(S_{abc}, U_{dc}, u_n) \quad (12)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & -\frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & -\frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & -\frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

$$\omega = 2\pi f$$

式中: L, R 分别为变流器侧电感和电阻; f 为电网频率。

为了实现模型预测,需将推导的模型进行离散化,设 T_s 表示采样周期, k 为当前步长。考虑到式(8)和式(12)的差异,考虑使用了两个耦合离散时间域模型。基于正向欧拉离散化方法,有:

$$\frac{du_n}{dt} \approx \frac{1}{T_s} [u_n(k+1) - u_n(k)] \quad (15)$$

$$u_n(k+1) \approx \frac{T_s}{2C_{dc}} |S_{abc}(k)|^T [P^T O_{3 \times 6}] x(k) + u_n(k) \quad (16)$$

式中: $O_{3 \times 6}$ 为 3×6 的零矩阵。

基于式(12)可得:

$$x(k+1) = Fx(k) + Gf_u[S_{abc}(k), U_{dc}(k), u_n(k)] \quad (17)$$

其中

$$F = e^{AT}, \quad G = A^{-1}(F - I_{8 \times 8})B \quad (18)$$

式中: F, G 分别为常值矩阵; $I_{8 \times 8}$ 为 8×8 的单位矩阵。

离散控制矢量 $y(k)$ 为

$$y(k) = \{[P^T O_{3 \times 6}] x(k) + u_n(k)\}^T \quad (19)$$

式(16)~式(19)构成了离散时间域预测模型。

2.2 谐振阻尼设计

为了抑制谐振,需引入谐振阻尼。为此,对无源阻尼电阻进行算法模拟,即设置虚拟电阻。

图2为引入阻尼后的LCL滤波器框图。图中假设变流器输出基频电流参考值 $i_f^*(s)$ 近似等于实际电流 $i(s)$, 同时将电网侧电阻 R_g 忽略不计。图2a中阻尼电阻 R_c 与LCL滤波器级联, 而图2b中则是并联关系。

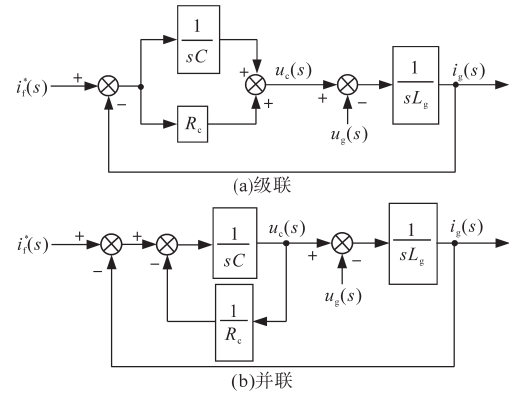


图2 引入阻尼电阻的LCL滤波器框图

Fig.2 Block diagram of the LCL filter with damping resistor

基于图2a可得:

$$i_f^*(s) - i_g(s) = \frac{sCu_c(s)}{sR_c C + 1} \quad (20)$$

基于式(20)进一步可推导出:

$$i_f^*(s) + sR_c C [i_f^*(s) - i_g(s)] - i_g(s) = sCu_c(s) \quad (21)$$

如果将 R_c 移除,则考虑加入一个单独项 $i_{vr}^*(s)$ 来模拟其效果。

$$i_f^*(s) + i_{vr}^*(s) - i_g(s) = sCu_c(s) \quad (22)$$

$$i_{vr}^*(s) = sR_{vr} C i_c(s) \quad (23)$$

式中: R_{vr} 为级联虚拟电阻; i_c 为电容电流。

类似的,对于图2b,有:

$$\mathbf{i}_f^*(s) - \mathbf{i}_g(s) = \frac{sR_c C \mathbf{u}_c(s) + \mathbf{u}_c(s)}{R_c} \quad (24)$$

$$\mathbf{i}_f^*(s) - \frac{\mathbf{u}_c(s)}{R_c} - \mathbf{i}_g(s) = sC \mathbf{u}_c(s) \quad (25)$$

采用相同的原理引入并联虚拟电阻如下:

$$\mathbf{i}_{vr}^*(s) = -\frac{\mathbf{u}_c(s)}{R_{vr}} \quad (26)$$

将式(23)和式(26)转换到连续时间域,可得:

$$\mathbf{i}_{vr}^*(s) = R_{vr} C \frac{d\mathbf{i}_c}{dt} \quad (27)$$

$$\mathbf{i}_{vr}^* = -\frac{\mathbf{u}_c}{R_{vr}} \quad (28)$$

可将式(27)、式(28)融入到MPDCC算法中以实现谐振频率点 f_i 处的阻尼。

2.3 电网电压扰动补偿设计

为了补偿电网电压谐波,本文采用了基于虚拟电阻的谐波衰减策略。直观上,由电网电压扰动引起的并网电流谐波可以理解为电容上没有相同的扰动导致的。因此,可通过模拟网侧电感级联的电阻来降低谐波电流。图3为引入虚拟电阻 R_{lg} 的LCL滤波器框图,由于寄生电阻 R_g 相对较小,故可忽略。

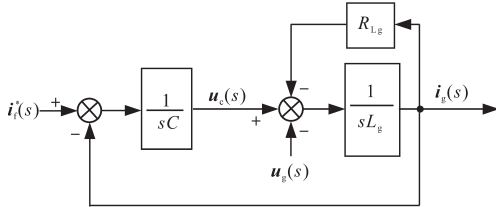


图3 引入虚拟电阻的LCL滤波器框图

Fig.3 Block diagram of the LCL filter with virtual resistor

基于图3可导出以下表达式:

$$\frac{\mathbf{i}_f^*(s) - sR_{lg} C \mathbf{i}_g(s) - \mathbf{i}_g(s)}{sC} - \mathbf{u}_g(s) = sL_g \mathbf{i}_g(s) \quad (29)$$

如果将 R_{lg} 移除,则考虑加入一个单独项 $\mathbf{i}_{vh}^*(s)$ 来模拟其效果。

$$\frac{\mathbf{i}_f^*(s) + \mathbf{i}_{vh}^*(s) - \mathbf{i}_g(s)}{sC} - \mathbf{u}_g(s) = sL_g \mathbf{i}_g(s) \quad (30)$$

$$\mathbf{i}_{vh}^*(s) = -sR_{vh} C \mathbf{i}_g(s) \quad (31)$$

式中: R_{vh} 为虚拟谐波衰减电阻。

将式(31)转换到连续时间域,可得:

$$\mathbf{i}_{vh}^* = -R_{vh} C \frac{d\mathbf{i}_g}{dt} \quad (32)$$

式(32)可融入到MPDCC算法中以实现电网电压扰动补偿。

2.4 算法流程设计

如前所述,MPDCC控制器的控制目标是调节输出电流和中点电位,同时最小化变流器的平均开关频率。MPDCC控制器的预测范围采用变量 N_s 进行描述, N_s 包含若干事件序列。而事件分为两类,分别是“S”和“E”,当“S”事件发生时,控制器升级开关状态;当“E”事件发生时,开关状态保持,状态和输出轨迹延长,直到预测违反约束为止,即算法中以可变的步长扩展预测范围。在一个序列里,“S”事件的数量定义为 N_s ,对于一个用索引“ j ”描述的给定序列,则开关状态升级的点发生在 $k+l'_n, n \in \{0, 1, 2, \dots, N_s-1\}$ 。例如对于事件序列 $M_s = \text{“SESESE”}$,则 $l'_0 \triangleq 0, \forall j$ 。

设 dq 轴输出电流参考为 $\mathbf{i}_{dq}^*(k)$,其在第 k 个步长提供给控制器,并通过下式在第 $k+l$ 个步长转换到 $a-b-c$ 坐标系。

$$\mathbf{i}_{abc}^*(k+l) = \mathbf{P}^T \mathbf{K}^T(k+l) \mathbf{i}_{dq}^*(k+l) \quad (33)$$

$$\mathbf{i}_{dq}^*(k+l) \triangleq \mathbf{i}_{dq}^*(k) \quad \forall l \in \{0, 1, \dots, N_p\} \quad (34)$$

其中

$$\mathbf{K}(k+l) = \begin{bmatrix} \cos[\theta(k+l)] & \sin[\theta(k+l)] \\ -\sin[\theta(k+l)] & \cos[\theta(k+l)] \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\theta(k+l) = \theta(k) + T_s \omega l$$

式中: $\mathbf{K}(k+l)$ 为 $\alpha-\beta$ 坐标系到 $d-q$ 坐标系的变换矩阵; $\theta(k+l)$ 为相角; $\theta(k)$ 则为在第 k 个步长用锁相环计算得到的。

考虑到尽量避免数值微分计算,故将式(27)加入到算法中以增加谐振阻尼。基于预测的状态轨迹,在每次预测范围内的多个步长处更新谐振阻尼参考分量,即由式(11)和式(35)可得:

$$\mathbf{i}_{dqvr}^*(k+l) = -\frac{1}{R_{vr}} \mathbf{K}(k+l) \begin{bmatrix} x_5(k+l) \\ x_6(k+l) \end{bmatrix} \quad (36)$$

相反,电网电压扰动补偿分量被处理为在每次预测中固定,即仅在第 k 个步长处计算如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dqvh}^*(k+l) &\triangleq \mathbf{i}_{dqvh}^*(k) \\ &= -\frac{R_{vr} C}{T_s} \left\{ \mathbf{K}(k) \begin{bmatrix} x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} - \mathbf{K}(k-1) \cdot \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} x_3(k-1) \\ x_4(k-1) \end{bmatrix} \right\} \\ &\quad \forall l \in \{0, 1, \dots, N_p\} \end{aligned} \quad (37)$$

同时,在整个预测过程中,认为基波电流参考 $i_{dq}^*(k)$ 是不变的,即有:

$$i_{dq}^*(k+l) \triangleq i_{dq}^*(k) \quad \forall l \in \{0,1,\dots,N_p\} \quad (38)$$

综合式(36)~式(38)可得:

$$i_{dq}^*(k+l) = i_{dq}^*(k) + i_{dqvh}^*(k) + i_{dqvr}^*(k+l) \quad (39)$$

最后,由式(39)和式(33)可计算出三相电流参考值 $i_{abc}^*(k)$ 。 $i_{dq}^*(k)$ 的值决定了传递到电网的有功功率和无功功率的平均值。但值得注意的是, $i_{dq}^*(k)$ 需要根据变流器与电网电流之间的相移和直流分量调整,从而有:

$$i_{dt}^* = (1 - \omega^2 L_g C + \frac{R_g}{R_{vr}}) \frac{2p^*}{3u_{gd}} + \frac{u_{gd}}{R_{vr}} \quad (40)$$

$$i_{qt}^* = \omega (R_g C + \frac{L_g}{R_{vr}}) \frac{2p^*}{3u_{gd}} + \omega C u_{gd} \quad (41)$$

式中: p^* 为有功功率参考值; u_{gd} 为标称 d 轴电网电压,而 q 轴电网电压为0。

进一步,考虑总直流链路电压 U_{dc} 未固定的实际应用中,可增设外部PI控制闭环,基波电流参考生成过程如图4所示,然后PI调节器输出即可生成 $p^*(k)$ 。

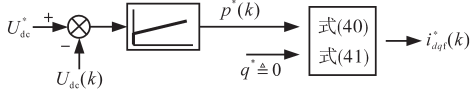


图4 基波电流参考生成

Fig.4 Fundamental current reference generation

图5为新型MPDCC控制器框图。

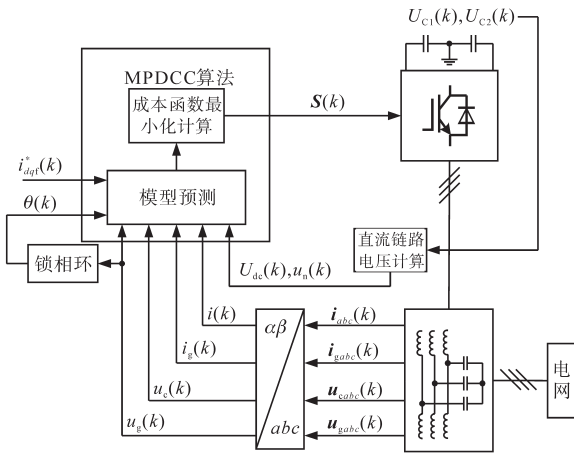


图5 新型MPDCC控制器框图

Fig.5 Block diagram of the new MPDCC controller

新型MPDCC算法流程如下:

1)初始化一个“后进先出”堆栈,该堆栈由前一个步长的开关状态 $S_{abc}(k-1)$ 、测量得到的状态向量 $x(k)$ 、测量得到的中点电位 $u_n(k)$ 和预测范围 M_s 组成。

2)根据测得的 $x(k)$ 、基于式(36)~式(39)计算 dq 轴电流参考值 $i_{dq}^*(k)$ 。

3)将顶部节点从堆栈中取出。对于“S”,则基于测得的或预测的装填矢量 $x(k+l_n)$ 升级预测参考电流值, $i_{dq}^*(k+l_n) = i_{dq}^*(k) + i_{dqvh}^*(k) + i_{dqvr}^*(k+l_n)$, 其中 $n \in \{0,1,2,\dots,N_s-1\}$ 。对于每个可应用于第 $k+l_n$ 个步长的开关状态,使用预测模型预测 $k+l_n+1$ 的状态量、中点电位和输出。对于“E”,则在保持开关状态的同时,对状态、中点电位和输出轨迹进行扩展。

4)将候选序列 $M_j(k) = [S_{abc}^j(k) \dots S_{abc}^j(k+N_p^j-1)]$ 代入如下所示的成本函数进行计算。

$$C(j) = \frac{1}{N_p^j} \sum_{l=0}^{N_p^j-1} \|S_{abc}^j(k+l) - S_{abc}^j(k+l-1)\|_1 \quad (42)$$

5)计算得到使所设计成本函数最小的序列。

$$j = \operatorname{argmin} C(j) \quad (43)$$

6)应用开关状态 $S_{abc}(k) = S_{abc}^j(k)$, 然后准备进行下一次运算。

3 仿真分析

为了验证前述MPDCC控制器的设计,基于Matlab/Simulink平台开展了仿真研究。系统主要参数为:变流器额定容量 $6.72 \text{ MV} \cdot \text{A}$, 额定电压 $U_g = 3 \text{ kV}$, 额定电流 $I_g = 1.29 \text{ kA}$, 额定频率 $f_g = 50 \text{ Hz}$, 直流电压 $U_{dc} = 5 \text{ kV}$, 直流电容 $C_{dc} = 10 \text{ mF}$, 变流器侧滤波电感 $L = 0.567 \text{ mH}$ 和寄生电阻 $R = 10 \text{ m}\Omega$, 网侧滤波电感 $L_g = 0.567 \text{ mH}$ 和寄生电阻 $R_g = 10 \text{ m}\Omega$, 滤波电容 $C = 1.1 \text{ mF}$, 谐振频率 $f_1 = 205 \text{ Hz}$, 采样周期 $T_s = 100 \mu\text{s}$, 中点电位控制带宽 $\delta_{vn} = 3\%$ 。

稳态下设置有功和无功功率参考 $p^* = 1$ (标么值) 和 $q^* = 0$, 为了验证电网电压扰动下的控制性能,将幅值为0.015(标么值)的五次和七次谐波添加到电网电压中,使电网电压的THD为2.1%。图6为设置预测范围 $M_s = \text{“ESE”}$, $R_{vr} = 0.5$ (标么值), $R_{vh} = 0$ 和输出电流允许带宽 $\delta_i = 0.194$ (标么值) 的稳态仿真结果。如图6所示,谐振阻尼明显抑制了谐振频率点 f_1 处的谐波,但电网电压谐波对变流器输出电流和并网电流的影响依然存在,两者的谐波峰值均在 250 Hz 和 350 Hz 出现,前者THD为13.62%,后者的THD为5.84%。

进一步,在控制器中将 R_{vh} 从0增加至0.35(标么值),仿真结果如图7所示。对比图6d和图7d可以看出,对电网电压扰动补偿的设计是有效

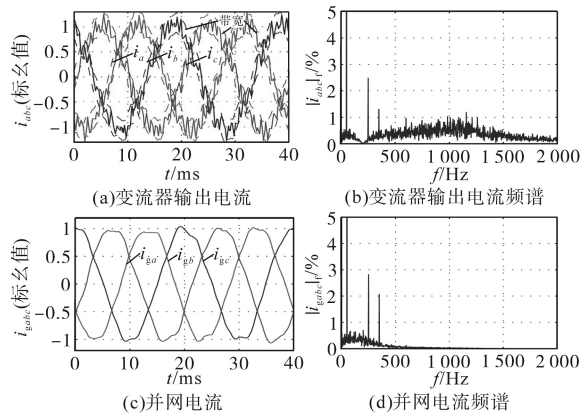


图6 稳态仿真波形($R_{th}=0$)

Fig.6 Steady-state simulation waves ($R_{th}=0$)

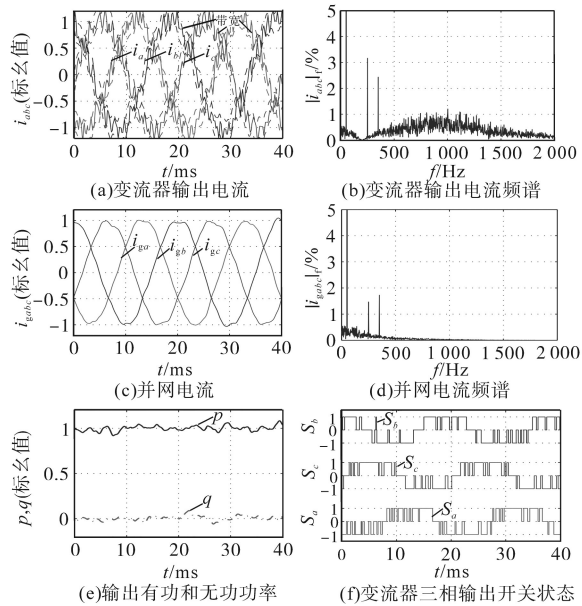


图7 稳态仿真波形($R_{th}=0.35$ (标么值))

Fig.7 Steady-state simulation waves ($R_{th}=0.35$ (标么值))

的,并网电流频谱中 250 Hz 和 350 Hz 处的峰值显著减小。图 7a 和图 7c 所示的变流器输出电流和并网电流 THD 分别为 14.83% 和 4.37%,即并网电能质量有所提高。同时,谐振频率点 f_1 处的谐波依然被有效抑制,说明设置 R_{th} 对谐振阻尼无影响,两者是解耦的,这也是 MPDCC 算法的优势之一。从图 7e 可看出,有功和无功功率都得到很好的调节,纹波较小。图 7f 为变流器三相输出开关状态仿真波形,其平均开关频率为 344 Hz。

4 实验验证

为了进一步验证所设计的 MPDCC 控制器及仿真分析,搭建了小功率三电平并网变流器原理样机,控制器基于 TI 公司的 DSP(TMS320F28335) 芯片结合 Altera 公司的 CycloneIII 实现,中点钳位

三电平逆变电路由英飞凌公司的 IGBT 三电平集成模块(F3L300R07PE4)搭建,电网由加州仪器公司的可编程电源 MX30-3Pi 模拟,并网电流 THD 测定由横河公司的功率分析仪 WT1800 测定。系统主要参数为:变流器额定容量为 1.68 kV·A,额定电压 $U_g=240$ V,额定电流 $I_g=4.04$ kA,额定频率 $f_g=50$ Hz,直流电压 $U_{dc}=400$ V,直流电容 $C_{dc}=390$ mF,变流器侧滤波电感 $L=14.5$ mH 和寄生电阻 $R=0.25 \Omega$,网侧滤波电感 $L_g=14.5$ mH 和寄生电阻 $R_g=0.25 \Omega$,滤波电容 $C=43.3 \mu\text{F}$,谐振频率 $f_1=205$ Hz,采样周期 $T_s=100 \mu\text{s}$,中点电位控制带宽 $\delta_{vn}=3\%$ 。实验系统参数标么值和仿真系统标么值基本一致,同时保持了相同的稳态工作点和预测范围,即 $p^*=1$ (标么值), $q^*=0$ 和 $M_s="ESE"$,故可以直接与仿真结果对应。此外,实验中所设置的三相电网电压频谱和 THD 与仿真保持了一致。

4.1 稳态实验结果

首先,进行了稳态实验,波形如图 8 所示。考虑到实验中传感器误差,数字延迟等的影响,实验中将输出电流允许带宽 δ_i 从 0.194(标么值)缩小为 0.184(标么值),以保持和仿真一致。图 8a 为变流器三相输出开关状态,图 8b 为变流器输出

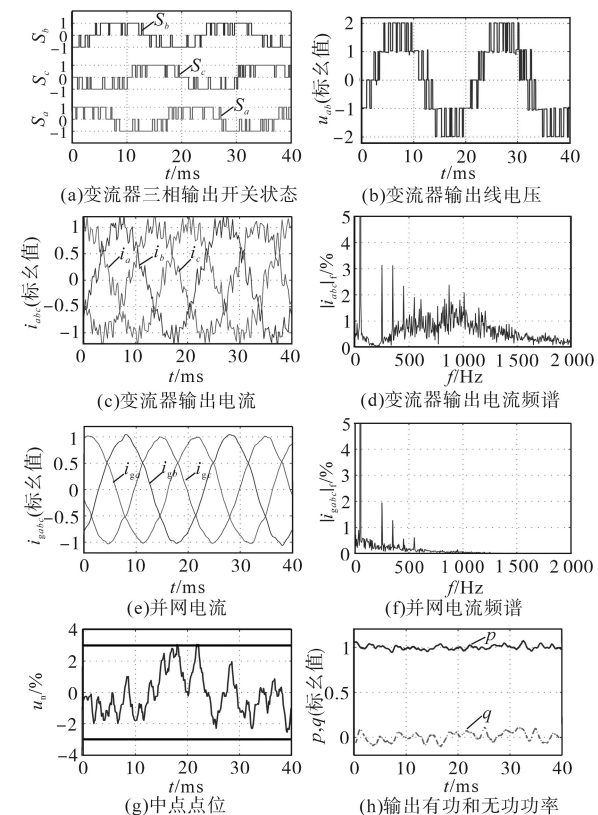


图8 稳态实验波形

Fig.8 Steady-state experimental waves

线电压 u_{ab} 的波形,图中所示,算法避免了开关状态的大幅度改变,同时线电压保持了平衡,这表明中点电位由控制器进行了适当地调节,测算得到的平均开关频率为 341 Hz。图 8c 和图 8d 为变流器输出电流及其频谱,图 8e 和图 8f 为并网电流及其频谱,图 8 中可看出,和仿真分析一样,谐振阻尼有效抑制了 f_1 附近的谐波,而因为设置了电网电压扰动补偿,变流器输出电流和并网电流 THD 分别为 16.35% 和 4.4%,与仿真保持了基本一致。图 8g 为中点电位 u_n 的实验波形,图中所示中点电位被控制在 $\pm 3\%$ 边带内。图 8h 为有功和无功功率波形,两者均被适当地调节到参考值附近,仅存在少量波纹。

4.2 动态实验结果

其次,进行了动态实验,实验设计在 $t \approx 20$ ms 时,有功功率参考 p^* 从 1 (标么值) 降到 0,然后在 $t \approx 40$ ms 时恢复。图 9a 和图 9b 为变流器输出电流和并网电流的动态响应,图中显示两者均能快速响应并且没有超调。图 9c 为有功和无功功率的动态响应波形,其中有功功率在动态发生后 3.5 ms 即达到预期参考值。动态实验结果表明,所设计的 MPDCC 控制器实现了良好的动态响应。

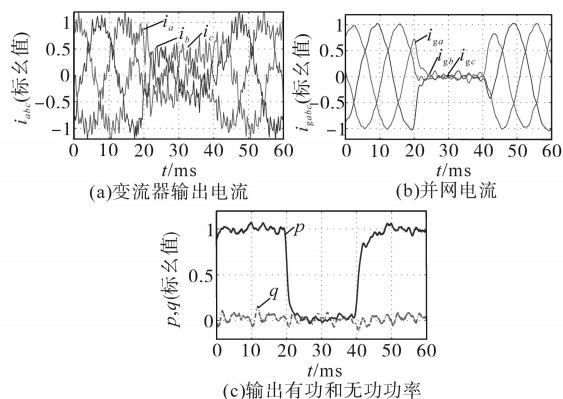


图9 动态实验波形

Fig.9 Dynamic experimental waves

5 结论

针对三电平中点钳位型中压并网变流器的控制性能提高问题,设计了一种具有可变预测范围的新型 MPDCC 控制策略。经过设计分析、仿真和实验研究,可总结主要结论如下:1)控制器基于离散预测模型实现,然后增加了谐振阻尼设计和电网电压扰动补偿设计,以抑制谐振点附近谐波和电网电压扰动带来的谐波,可有效提高电能质量;2)MPDCC 算法采用基于堆栈的事件型算

法流程设计,可有效扩展预测范围,降低平均开关频率,尤其适用于中压电力电子设备;3)仿真和实验结果验证了在新型 MPDCC 控制器作用下,系统的动静态性能优良,并网电能质量可得到保证;4)进一步的研究方向是设计容错运行控制策略。

参考文献

- [1] 赵争鸣,施博辰,朱义诚. 高压大容量电力电子混杂系统控制技术综述[J]. 高电压技术,2019,45(7):2017-2027.
- [2] 张颖,雷鸣宇,杨子龙,等. 改进连续集模型预测控制策略在平抑光伏功率波动中的应用[J]. 电网技术,2019,43(5):1543-1549.
- [3] 周雅夫,张霖,王翰涛,等. 车用永磁同步电机 FCS-MPC 方法研究[J]. 电力电子技术,2019,53(1):42-45.
- [4] 周科,刘伯鸿,李茂青. 光伏并网逆变器的改进模型预测控制研究[J]. 电气传动,2018,48(11):67-70.
- [5] 陈伟丽,刘沛津,彭莉峻,等. 一种基于改进模型预测控制算法的空间矢量 PWM 虚拟磁链直接功率控制策略[J]. 电测与仪表,2019,56(14):110-115.
- [6] 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.
- [7] Geyer T, Quevedo D E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015,30(3):1633-1644.
- [8] 宋文胜,蒋蔚,刘碧,等. 单相级联 H 桥整流器简化模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报,2019,39(4):1127-1138.
- [9] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control—part I: concept, algorithm, and analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6):1894-1905.
- [10] Geyer T, Papafotiou G, Morari M. Model predictive direct torque control—part II: implementation and experimental evaluation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6):1906-1915.
- [11] 林宏民,吴晓新,乐胜康,等. 基于三电平优化矢量的异步电机模型预测直接转矩控制[J]. 电机与控制学报,2016,20(8):83-91.
- [12] 吕志鹏,吴鸣,宋振浩,等. 高阶无源滤波器对比分析[J]. 电力自动化设备,2019,39(6):54-60.
- [13] 赵文强,陈国柱. 改进型 LCL 滤波器拓扑在有源滤波器中的应用[J]. 机电工程,2008,25(12):39-42.
- [14] 张红洁,董祖晨,何晓明,等. 适用于不同类型滤波器光伏逆变器控制策略研究[J]. 智慧电力,2018,46(2):20-27.
- [15] 黄亚申,汪海宁,马志保,等. 并网逆变器系统的谐振抑制研究综述[J]. 电源学报,2018,16(4):143-156.
- [16] Almer S, Mariethoz S, Morari M. Sampled data model predictive control of a voltage source inverter for reduced harmonic distortion

(下转第 39 页)

