

基于球形解码算法的逆变器模型 预测控制策略研究

徐瑞,潘三博

(上海电机学院 电气学院,上海 200000)

摘要:针对将多步长模型预测控制应用于逆变器控制,造成解决方案数量成倍增加、导致计算困难问题,介绍了一种基于改进球形解码算法的模型预测控制策略。控制策略将控制器模型的优化问题以向量的形式重新构造并将其表示为一个整数二次规划;再通过改进球形解码算法进一步缩小解决方案的数量,寻找最佳的切换序列。控制策略对于降低计算复杂度、降低电流畸变率、提升逆变器的稳态性能和工作效率,有参考价值。

关键词:模型预测控制;逆变器;球形解码算法;多步长预测

中图分类号:TM921 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed22237

Research on MPC Strategy of Inverter Based on Spherical Decoding Algorithm

XU Rui, PAN Sanbo

(College of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 200000, China)

Abstract: Aiming at the problem that the application of multi-step model predictive control (MPC) to inverter control results in a doubling of the number of solutions to lead to computational difficulties, an MPC strategy based on the improved spherical decoding algorithm was introduced. In the control strategy, the optimization for the controller model was reconstructed by means of vector, and was expressed as an integer-quadratic programming; and then the quantity of the solutions would be further reduced by the improved spherical decoding algorithm in order to figure out the best switching sequence. The control strategy is of considerable referential importance in simplifying the calculation, reducing the current distortion, improving the inverter's steady-state performance and increasing its working efficiency.

Key words: model predictive control(MPC); inverter; spherical decoding algorithm; multi step prediction

逆变器控制方法中研究最多的课题之一就是电流控制。在过去的几十年里,有两种传统控制方法得到了广泛的研究,分别是滞环控制和基于脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)的线性控制方法。

滞环电流控制的基本思路是每当电流达到边界条件时,可改变逆变器的开关状态来确保电流处于滞环带内部^[1]。这种方法在概念上比较简单,但存在谐振问题^[2]。对于基于PWM的线性控制,这种控制方案的性能取决于控制器的设计参数和参考电流频率^[3]。虽然比例积分(proportional

integral, PI)控制器可能确保连续参考信号的稳态误差为0,但存在明显误差。随着参考电流频率增高,误差随之增大。

随着对更高效率功率变换器的追求,近几年模型预测控制(model predictive control, MPC)在电力电子领域取得快速发展。在电力电子领域,最直接有效同时容易应用的预测控制器就是使用单步预测,调节多个变量跟踪其各自的参考值^[4]。直接MPC参考跟踪的优化问题跟踪是基于整数决策变量的。这意味着当预测长度延长时,可能的解决方案的数量会成倍增加,难以计

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61973209)

作者简介:徐瑞(1995—),男,硕士研究生,Email:2868499391@qq.com

通讯作者:潘三博(1974—),男,博士,副教授,Email:pansb@sdju.edu.cn

算^[5-7]。通常认为单步预测可以满足大部分需求,这种观念源于多步预测导致潜在解的组合数量巨大。而逆变器驱动系统多步预测会带来很客观的性能提升。可通过降低开关频率或总需求失真(total demand distortion, TDD),或同时降低两者来提升逆变器的稳态性能^[8-10]。

本文提出了一种控制策略,改进多步长MPC由于成倍增加的解决方案的数量造成的计算困难问题,从而实现对逆变器的多步长预测控制,提升逆变器的工作效率及稳定性。

1 设计方案

控制策略在直接模型预测控制的基础上,将控制器模型的优化问题以向量的形式重新构造并将其表示为一个整数二次规划。由于三相逆变器电压电平数量有限,整数搜索空间减小。在初步优化的基础上,本控制方法通过对基于分支定界技术的球形解码算法的改进,进一步缩小解决方案的数量,最终对优化问题进行求解,寻找最佳的切换序列。

1.1 控制器目标

本文以感应电机作为负载的三相逆变器电路示意图如图1所示。

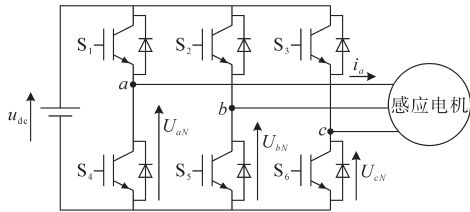


图1 三相逆变器电路示意图

Fig.1 The schematic of three-phase inverter circuit

图1中,为了简化,中点电位固定为零。每相逆变器产生的电压为 $-\frac{u_{dc}}{2}$, 0和 $\frac{u_{dc}}{2}$, 对应开关位置 u_a , u_b 和 u_c 。总直流母线电压用 u_{dc} 表示,并认为是一恒定值。 $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$ 表示三相开关的状态。在正交坐标系中作用于电机的电压为

$$\mathbf{u}_s = \frac{u_{dc}}{2} \tilde{\mathbf{K}} \mathbf{u} \quad (1)$$

其中

$$\mathbf{u}_s = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T \quad \tilde{\mathbf{K}} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

式中: $u_{s\alpha}$, $u_{s\beta}$ 为定子电压在 α , β 轴的分量。

定子电流 $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ 和转子磁链 $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ 作为状态变量。转子的角速度被视为一个(相对缓慢变化的)变量。

电流控制器的目标是通过改变三相逆变器的开关位置调节定子电流,使之随参考值 $\mathbf{i}_s^* = [i_{s\alpha}^* \ i_{s\beta}^*]^T$ 的变化而变化。实现该目标的控制基本原理如图2所示。

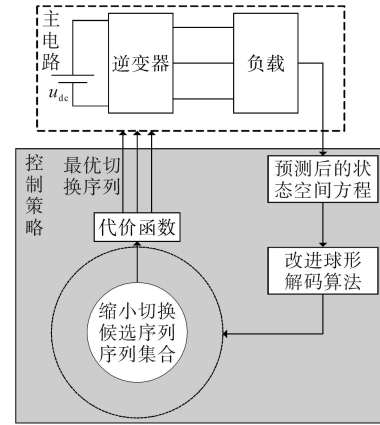


图2 控制原理图

Fig.2 Control schematic diagram

1.2 控制器模型

对预测模型的推导,可以很方便地引入状态矢量驱动模型,即

$$\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta}]^T \quad (2)$$

定子电流作为系统输出矢量,即

$$\mathbf{y} = \mathbf{i}_s = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T \quad (3)$$

而三相开关位置 $\mathbf{u}$ 构成输入矢量,由控制器提供。通过以上参数,可以得到状态方程:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{D}\mathbf{x}(t) + \mathbf{M}\mathbf{u}(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s} & 0 & \frac{X_m}{\tau_r F} & \omega_r \frac{X_m}{F} \\ 0 & -\frac{1}{\tau_s} & -\omega_r \frac{X_m}{F} & \frac{X_m}{\tau_r F} \\ \frac{X_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{X_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M} = \frac{u_{dc}}{2} \frac{X_r}{F} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{K}} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$F = X_s X_r - X_m^2$$

$$X_s = X_{ls} + X_m \quad X_r = X_{lr} + X_m$$

式中: τ_r, τ_s 分别为转子、定子时间常数; X_{ls}, X_{lr}, X_m 分别为定子、转子和互感电抗。

2 优化问题

2.1 代价函数

一般通过代价函数的最小化,得到合适的开关切换序列。

代价函数 J 表示如下:

$$J = \sum_{l=k}^{k+N_p-1} [\|y^*(l+1) - y(l+1)\|_Q^2 + \lambda_\mu \|\Delta u(l)\|_2^2] \quad (6)$$

其中 $\Delta u(l) = u(l) - u(l-1)$

式中: k 为时间步长; N_p 为预测时间步长; λ_μ 为权重系数; Q 为参考值与反馈值间产生的误差形成的惩罚矩阵。

式(6)中,第二部分表示对开关变化的限制。开关只能在上一个周期中上升或下降一个单位,因此 $\|\Delta u(l)\|_2^2 \leq 1$, 它表示了三相逆变器系统中三相桥臂 a, b, c 的开关位置。

由式(6)可知,代价函数由输出跟踪误差和系统的开关量两部分组成。前者对应于负载电流的总需量畸变,后者表现为开关频率。一般情况下,为了降低高阶系统中负载电流的脉动,将会增加跟踪误差的权重,而相应的减少逆变器电流和电容电压权重。输出跟踪误差和开关量都包含在代价函数中,两者之间的权衡问题通过对权重系数 λ_μ 的改变进行调整。

$$U(k) = [u^T(k) \ u^T(k+1) \ \cdots \ u^T(k+N_p-1)] \quad (7)$$

式中: $U(k)$ 表示预测控制器所需要决定的三相逆变器的桥臂开关状态位置的顺序。

式(7)代表控制器给出的三相逆变器的开关切换序列。基于参考跟踪的直接 MPC 的优化问题可以被描述为

$$U_{\text{opt}}(k) = \arg \minimize J \quad (8)$$

$$x(l+1) = Ax(l) + Bu(l) \quad (9)$$

$$y(l+1) = Cx(l+1) \quad (10)$$

$$\Delta u(l) = u(l) - u(l-1) \quad (11)$$

$$U(k) \in U \quad (12)$$

$$\|\Delta u(l)\|_\infty \leq 1 \quad \forall l=k, k+1, \dots, k+N_p-1 \quad (13)$$

其中 $A = I_4 + DT_s$ $B = MT_s$

式中: I_4 为四阶单位矩阵; T_s 为周期系数; U 为逆变器开关切换序列集合。

2.2 整数二次规划

以向量形式重新构造优化问题(11),并将其表示为一个整数二次规划。由于逆变器电压电平数量有限,整数搜索空间减小。

由式(11)和式(9)可得新的代价函数形式:

$$J = [U(k)]^T H U(k) + 2[\zeta(k)]^T U(k) + \theta(k) \quad (14)$$

其中

$$H = s^T \tilde{Q} s + \lambda_\mu W^T W \quad (15)$$

$$[\zeta(k)]^T = -[Y^*(k) - \varpi x(k)]^T \tilde{Q} s - \lambda_\mu [Eu(k-1)]^T W \quad (16)$$

$$\theta(k) = \|Y^*(k) - \varpi x(k)\|_Q^2 + \lambda_\mu \|Eu(k-1)\|_2^2 \quad (17)$$

式中: $\tilde{Q}$ 为跟踪误差的对角惩罚矩阵; $Y^*(k)$ 为输出参考轨迹; 矩阵 s, ϖ, W 和 E 的定义如下:

$$s = \begin{bmatrix} CB & 0_{n_y \times 3} & \cdots & 0_{n_y \times 3} \\ CAB & CB & \cdots & 0_{n_y \times 3} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & \cdots & CB \end{bmatrix} \quad \varpi = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ \cdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} I_3 & 0_{3 \times 3} & \cdots & 0_{3 \times 3} \\ -I_3 & I_3 & \cdots & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & -I_3 & \cdots & 0_{3 \times 3} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & \cdots & I_3 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} I_3 \\ 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} \\ \cdots \\ 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}$$

式中: n_y 为输出变量的个数; I_3 为三阶单位矩阵。

通过配方法,式(14)可以重写为

$$J = [U(k) + H^{-1}\zeta(k)]^T H [U(k) + H^{-1}\zeta(k)] + \text{const}(k) \quad (18)$$

式(18)中的常数项与开关切换序列无关,将代价函数进一步简化得到:

$$U_{\text{opt}} = \arg \minimize [U(k) + H^{-1}\zeta(k)]^T H [U(k) + H^{-1}\zeta(k)] \quad (19)$$

服从于式(12)和式(13)。

由于矩阵 H 是正定矩阵,因此可以直接对式(19)求解得到:

$$U_{\text{unc}}(k) = -H^{-1}\zeta(k) \quad (20)$$

由式(19)和式(20)得到代价函数:

$$J = [U(k) - U_{\text{unc}}(k)]^T H [U(k) - U_{\text{unc}}(k)] \quad (21)$$

当 $\lambda_\mu > 0$, 由于 H (根据定义) 是对称正定的, 存在唯一的可逆下三角矩阵 $Z \in \mathbb{R}^{3N_p \times 3N_p}$, 满足:

$$Z^T Z = H \quad (22)$$

令 $\bar{U}_{\text{unc}}(k) = ZU_{\text{unc}}(k)$, 式(17)中的代数函数可以写成:

$$J = [ZU(k) - \bar{U}_{\text{unc}}(k)]^T [ZU(k) - \bar{U}_{\text{unc}}(k)] \quad (23)$$

综上, MPC 与跟踪参考值的问题现在可以描述为整数二次规划。最佳的切换序列, 通过最小

化的代价函数式(23)、约束式(12)和式(13)得到:

$$U_{\text{opt}}(k) = \text{argminimize}(\|ZU(k) - \bar{U}_{\text{unc}}(k)\|_2^2) \quad (24)$$

3 球形解码算法求解优化

3.1 改进的球形解码算法

该算法的基本思想是迭代考虑候选序列^[11],即 $U(k) \in U$, 球面半径 $\rho(k) > 0$, 集中在 $\bar{U}_{\text{unc}}(k)$:

$$\|\bar{U}_{\text{unc}}(k) - ZU(k)\|_2 \leq \rho(k) \quad (25)$$

满足开关约束式(13)。

用于球形解码的一个关键特性,由于 Z 是三角形的,所以识别满足式(25)的候选序列非常简单^[12]。由于 Z 是下三角,式(25)可以改写为

$$\rho^2(k) \geq [\bar{u}_{\text{unc},1}(k) - z_{(1,1)}u_1(k)]^2 + [\bar{u}_{\text{unc},2}(k) - U(k)u_1(k) - z_{(2,2)}u_2(k)]^2 + \dots \quad (26)$$

式中: $\bar{u}_{\text{unc},i}(k)$ 为指 $\bar{U}_{\text{unc}}(k)$ 的第 i 个元素; $u_i(k)$ 为 $u(k)$ 的第 i 个元素; $z_{(ij)}$ 为 Z 的 ij 项。

式(25)的解集可以通过以下方式找到:要确定 $U(k)$, 该算法需要在时间步长 k 中使用的半径初始值设为 $\rho(k)$ 。一方面,半径 $\rho(k)$ 应尽可能小,使我们能够尽可能多地消除许多候选切换序列。另一方面, $\rho(k)$ 不能太小,以确保解决方案集不是空的。应选择初始半径为基础。

切换序列 $U_{\text{ini}}(k)$ 表达式如下所示:

$$U_{\text{ini}}(k) = \begin{bmatrix} 0_{3 \times 3} & I_3 & 0_{3 \times 3} & \dots & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & 0_{3 \times 3} & I_3 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & \dots & \dots & 0_{3 \times 3} & I_3 \\ 0_{3 \times 3} & \dots & \dots & 0_{3 \times 3} & I_3 \end{bmatrix} U_{\text{opt}}(k-1) \quad (27)$$

被猜测的切换序列 $U_{\text{ini}}(k)$ 通过将上一周期的最优切换序列向后移动一个周期并以最后的开关状态得到。因此, $U_{\text{ini}}(k)$ 是满足目标条件的解决方案。

$\rho(k)$ 给出的初始值设置为

$$\rho(k) = (\|\bar{U}_{\text{unc}}(k) - ZU_{\text{ini}}(k)\|_2) \quad (28)$$

在每一个时间步长 k , 控制器首先使用当前状态 $x(k)$ 、参考值 $Y^*(k)$ 、以前的开关位置 $u(k-1)$ 和以前的 $U_{\text{opt}}(k-1)$ 、 $\bar{U}_{\text{unc}}(k)$ 计算 $U_{\text{ini}}(k)$ 、 $\rho(k)$, 见式(27)和式(28)。

算法的流程图如图3所示,其中 $v_{(i,1:i)}$ 为 U 的第 i 行, 1 到 i 列的元素组成的行矩阵; $u_{1:i}$ 为 $u(k)$ 的第 1 到 i 行组成的列矩阵。由图3可以看出,从

第一个分量开始,通过考虑集合 U 中允许的单项开关位置,逐个分量的构建开关序列 $U(k)$ 。如果关联的平方距离小于当前的 $\rho^2(k)$ 值,那么继续下一个分量。一旦到达最后一个分量即 $U_{3N_p}(k)$, 意味着 $U(k)$ 是全维的,那么 $U(k)$ 就是候选解。如果 $U(k)$ 满足切换约束,并且距离小于当前最优值,则更新现有最优解 $U_{\text{opt}}(k)$ 和半径 $\rho(k)$ 。

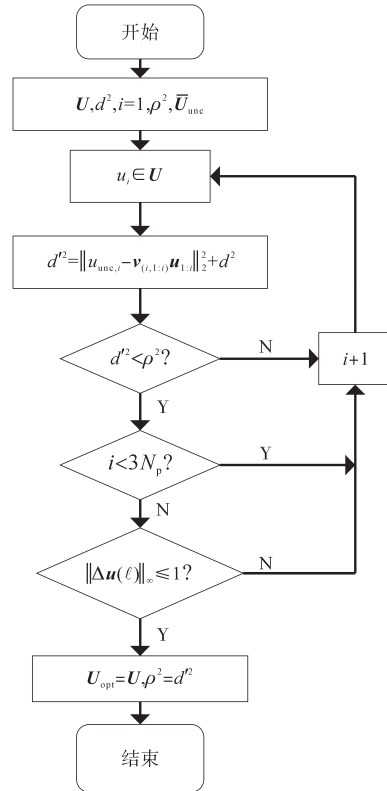


图3 球形解码算法流程图

Fig.3 Flow chart of spherical decoding algorithm

3.2 改进球形解码算法中搜索树的遍历

令预测步长 $N_p = 2$, 分析该算法的工作过程。该算法的优化问题是找到可能的逆变器开关切换序列 U 中的集合长度为 $3N_p$ 的最优切换序列 $U_{\text{opt}}(k)$ 。

集合 U 是跨越深度为 $3N_p$ 的树, 每个节点后连接了三个子节点。等级 i 上的节点对应于关于 U 中的第 i 个元素进行的切换决策。具体来说,从级别 i 的结点开始的分支与 u_i 有关。依次访问从根节点到树叶之一的树对应于唯一的开关切换序列。

当设置的预测步长为 $N_p = 2$ 的情况下,在图4中展示了搜索树的搜索过程。从 $i = 1$ 处的根节点开始,算法评估 $u_1 \in U$ 。选择 $u_1 = -1$ 超过球体的半径,并且对 $u_1 = -1$ 开始的子树进行修剪。 $u_1 = 0$ 的选择在球体内部,从该位置继续向下一

树枝进行搜索,算法进行到级别2,而并不去对 $u_1 = 1$ 的分支进行探索,即将该分支修剪舍弃。算法的探索方向在途中用箭头表示。

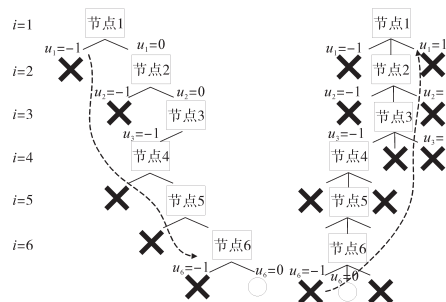


图4 预测范围为2的球形解码算法对搜索树遍历可视化
Fig.4 The sphere decoding algorithm with a prediction range of 2 visualizes the search tree traversal

在对六个节点进行依次探索之后,得到了第一个可用的逆变器开关候选序列 $U=[0\ 0\ -1\ 0\ 0\ 0]^T$,该开关位置的候选序列来自于试探性的开关位置 $u(k)=[0\ 0\ -1]^T$ 和 $u(k+1)=[0\ 0\ 0]^T$ 。该候选序列中对应的元素所对应的叶子节点用圆形表示。如图4右半部分所示,在进行下一次的节点搜索之前,球体的半径已经被减小,球体缩进。再到目前为止访问的节点上搜索剩余节点所代表的开关切换序列,同时,在搜索树中沿着树枝的方向朝着树的根节点继续探索。由于算法的严格球面搜索和深度的搜索过程,在探索最小节点数之后的大部分情况下,找到了最优的切换序列。

3.3 搜索树中探索节点数量分析

在多个不同的基本周期中,记录算法在每个时间周期中需要调查的节点数量。表1为以平均和最大的节点数作为预测范围的函数。

表1 在搜索树中探索的节点数量

Tab.1 The number of nodes explored in the search tree

预测步长	下限	探索节点平均数量	探索节点最大数量	上限
1	3	3.18	7	12
2	6	6.39	13	364
3	9	9.56	22	9 861
5	15	16.72	49	7.17×10^6
10	30	37.21	249	1.03×10^{14}

图5为在预测步长为10时,每个周期中改进算法在工作过程中所需要探测的平均节点数的统计图。由图5可知,直方图的高度绝大多数分布在概率30%以下。对于本算法,在80%的情况下,对于寻找最佳切换序列的优化问题可以通过

只对一个候选序列进行搜索来解决。

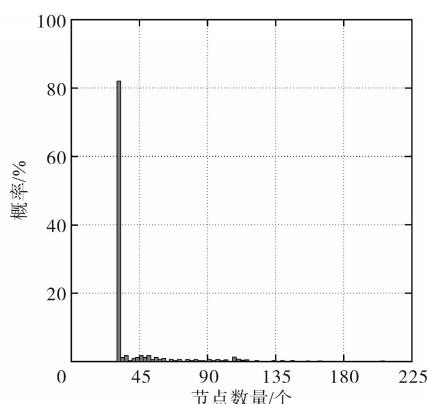


图5 节点数目分布图

Fig.5 The distribution diagram of the number of nodes

4 仿真与实验

4.1 权重系数的选择

为了说明权重系数 λ_μ 对系统稳态性能的影响,将控制策略的预测步长固定为5,改变权重系数的值,得到相应的谐波失真情况及开关频率变化情况如图6、图7所示,对应 λ_μ 的增加,代价函数中开关频率所占的权重增加,从而降低开关频率,但相应的,总谐波失真和跟踪误差会增大。从图6、图7中可以看出,当 $10^{-2} \leq \lambda_\mu \leq 1$ 时,改变 λ_μ 值可以起到平衡开关损耗和系统稳态性能的作用。因此,权衡两种因素,最终选取 $\lambda_\mu = 0.15$ 。

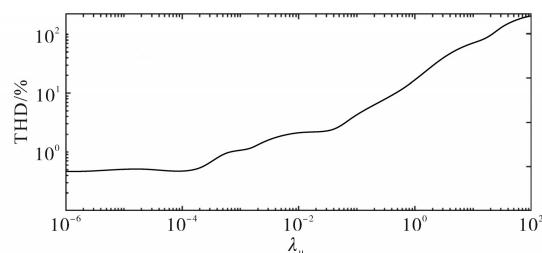


图6 总谐波失真随权重系数的变化

Fig.6 Change of total harmonic distortion with weight coefficient

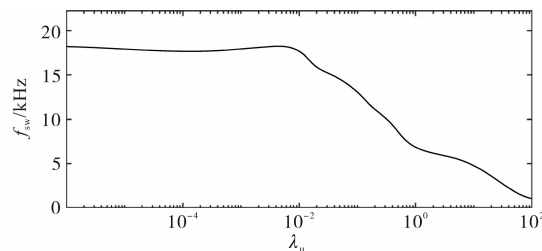


图7 开关频率随权重系数的变化

Fig.7 Change of switching frequency with weight coefficient

4.2 基于改进球形解码算法模型预测控制的逆变器系统仿真

为了验证上述理论分析的合理性与可行性,

在Matlab/Simulink上进行仿真验证。主要仿真参数如下所示:直流电源电压 $U=715$ V,参考电流幅值 $I=280$ A,参考电流频率 100π rad/s,求解器类型为固定步长,求解器为ode5,固定步长范围 $1e-6$,采样周期 $T_s=25e-6$ s。

为了证明多步长预测带来的优越性能,设预测步长 $N=4$ 并保持不变。仿真实验结果如图8、图9所示。

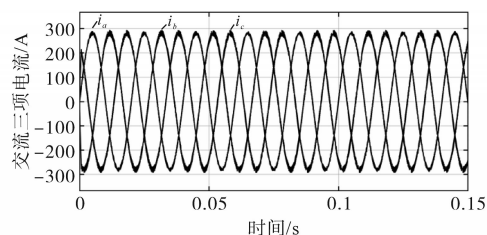


图8 交流侧三相电流

Fig.8 Three-phase currents on the AC side

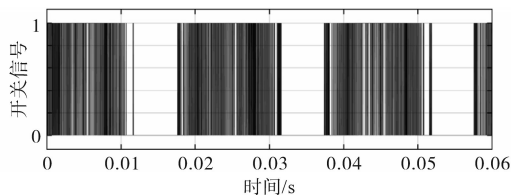


图9 开关状态

Fig.9 Switch status

交流测单相电流如图8所示。可以看出电流波形平滑,而电流的跟踪精度较高。

图9为开关状态,可以看出不存在重复的开关模式,因此电流谐波在不同次数下都比较平坦。

4.3 仿真结果及分析

图10为 $N=1$ 时传统模型预测控制下的逆变器系统负载电流的FFT分析结果,THD为5.20%。图11为 $N=4$ 时改进球形解码算法模型预测控制下逆变器系统负载电流的FFT分析结果,THD为2.34%,较传统模型预测控制减小2.86%,降低了电流的畸变程度。

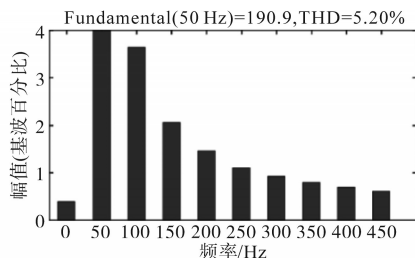


图10 传统模型预测控制负载电流频谱分析

Fig.10 Load current spectrum analysis of traditional model predictive control

新型控制系统的Bode图如图12所示,在0~400 Hz之间曲线拟合度精度很高,因此在中低频

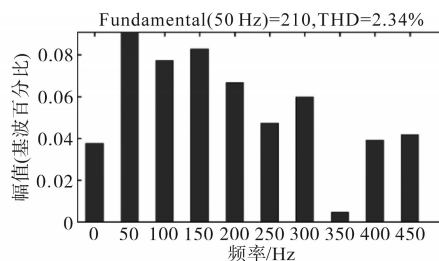


图11 改进模型预测控制负载电流频谱分析

Fig.11 Load current spectrum analysis of improved model predictive control

阶段会有较好的零相移、单位增益特性,而在高频段,幅值补偿快速下降到-28 dB以下维持系统稳定。证明了球形解码算法的稳定性,能够实现对电流参考值的准确跟踪,实现逆变的效果。

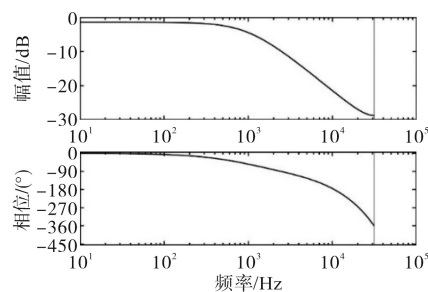


图12 系统Bode图

Fig.12 Bode diagram of the system

基于球形解码算法的多步长模型预测控制与传统模型预测控制在不同预测步长下的计算时间比较如图13所示。随着预测步长的增加,基于球形解码算法的模型预测控制的计算优势越发明,计算时间远远低于传统模型预测控制。

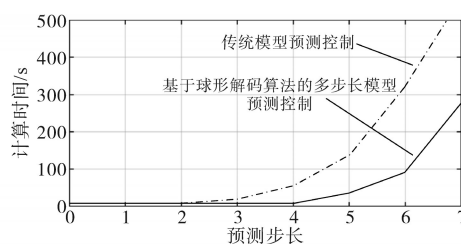


图13 2种控制方法在不同预测步长中的计算时间比较

Fig.13 Comparison of calculation time with two kind of control method in different prediction steps

因此该算法应用于MPC中,带来计算优势的同时并不以牺牲最优为代价。该控制策略在极大地降低计算量的同时依旧拥有直接MPC的精确跟踪参考值,有效解决谐振问题等优点。

4.4 实验结果及分析

在上述仿真的基础上搭建逆变器系统平台进行实验,给定放电功率165 kW,示波器测量实际功率:168.7 kW,实验结果如图14、图15所示。

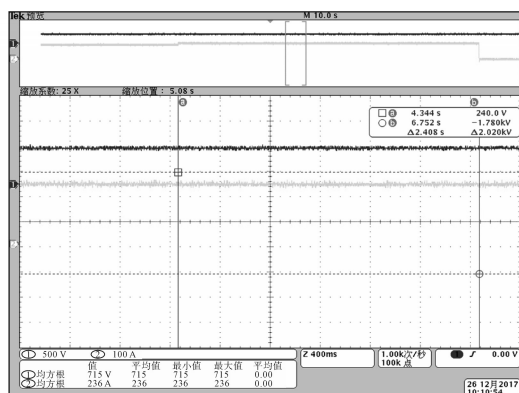


图14 直流侧电流电压

Fig.14 DC side current and voltage

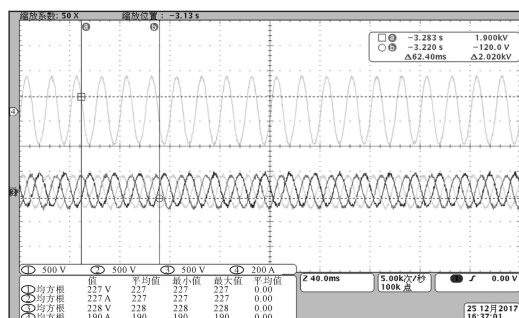


图15 交流侧单相电流和三相电压

Fig.15 Single-phase current and three-phase voltage on the AC side

直流侧电压电流如图14所示,直流侧电压715 V,直流侧电流236 A。交流侧电流、电压如图15所示。交流侧三相电压227 V,A相电流有效值190 A,交流侧电压、电流呈现良好的正弦波形,达到预期效果。

5 结论

本文提出了一种基于改进球形解码算法的逆变器MPC控制策略。该策略在直接模型预测控制的基础上,通过基于分支定界技术的改进球形解码算法,缩小解决方案的数量,最终对优化问题进行求解,寻找最佳切换序列,实现对逆变器控制。

1)本文采用整数二次规划对三相逆变器系统进行建模,将球形解码算法应用到模型中,缩小开关序列集合,在得到最优切换序列过程中缩短计算时间,减小计算复杂度。

2)本文提出的改进球形解码算法模型预测控制与传统模型预测控制相比可以将THD降低2.86%,降低电流畸变率,提升逆变器的稳态性能和工作效率。

参考文献

[1] 刘梁.基于电流闭环的并网逆变器的研究[D].哈尔滨:哈尔

滨理工大学,2011.

- Liu Liang. Grid connected inverter based on current closed loop [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2011.
- [2] Belhadji L, Aliouane K, Ghennam T, *et al.* A new space vector current control of the three phase PWM rectifier[C]//Proc IEEE Power Engineering, 2007:60-65.
- [3] 段文,吕斌,高峰,等.一种电压源逆变器双零矢量模型预测控制方法[J].电气传动,2016,46(7):55-60.
- Duan Wen, Lu Bin, Gao Feng, *et al.* A double-zero vector model predictive control method for voltage source inverter[J]. Electric Drive, 2016,46(7):55-60.
- [4] 胡朦朦,吴雷.三相逆变器并联的模型预测直接磁链控制[J].电气传动,2017,47(8):25-28.
- Hu Mengmeng, Wu Lei. Model predictive direct flux control of three-phase inverters in parallel[J]. Electric Drive, 2017, 47 (8):25-28.
- [5] Moonhyun Lee, Jong-Woo Kim, Jih-Sheng Lai. Single inductor dual Buck-Boost inverter based on half-cycle PWM scheme with active clamping devices[J].Power Electronics, IET, 2019, 12(5):1011-1020.
- [6] 席裕庚,李德伟,林妹.模型预测控制现状与挑战[J].自动化学报,2013,39(3):222-236.
- Xi Yugeng, Li Dewei, Lin Shu. Current situation and challenges of model predictive control[J]. Acta Automatic Sinica, 2013,39(3):222-236.
- [7] 朱经纬,付文轩.模块化多电平变换器模型预测控制策略研究[J].电气传动,2017,47(5):18-21.
- Zhu Jingwei, Fu Wenxuan. Research on model predictive control strategy of modular multilevel converter[J]. Electric Drive, 2017,47(5):18-21.
- [8] 韩金刚,马治远,赵铭,等.模型预测控制三相逆变器的研究[J].电工电能新技术,2014,33(7):33-37,54.
- Han Jingang, Ma Zhiyuan, Zhao Ming, *et al.* Research on model predictive control of three-phase inverter[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33 (7):33-37,54.
- [9] Tomlinson M, Mouton T, Kennel R, *et al.* Model predictive control with a fixed switching frequency for a 5-level flying capacitor converter[C]// Ecce Asia Downunder. 2013.
- [10] Vazquez S, Leon J I, Franquelo L G, *et al.* Model predictive control: a review of its applications in power electronics[J]. Industrial Electronics Magazine IEEE, 2014, 8(1):16-31.
- [11] Horn R A, Johnson C R. Matrix analysis[M]. EK: Cambridge University Press, 1985.
- [12] 王宁,李君,金宁.一种改进的球形解码算法[J].中国计量学院学报,2011,22(4):386-390,402.
- Wang Ning, Li Jun, Jin Ning. An improved sphere decoding algorithm[J]. Journal of China Jiliang University, 2011, 22(4): 386-390,402.

收稿日期:2020-07-29

修改稿日期:2020-09-29