

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240097

并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型 预测控制策略

金楠, 王正伟, 郭磊磊, 李琰琰, 吴振军

(郑州轻工业大学电气信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要: 为解决并网变换器有限控制集模型预测控制输出电流纹波较大的问题, 提出一种并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略。首先, 该方法通过构建各扇区的电压误差方程, 对各扇区电压矢量误差进行量化评估。其次, 在各扇区电压误差最大的位置上设计虚拟矢量, 以减小电流控制误差。然后, 通过所提的多步递进优化方法进一步量化分析含有虚拟矢量的各扇区电压矢量误差, 并在电压误差最大的位置设计虚拟矢量, 进一步减小控制误差。使用该方法进行多次优化, 并确定最终优化虚拟矢量, 有效减小了输出电流纹波。最后, 为降低计算负担设计了扇区判断简化搜索方案, 将每个大扇区分为6个小扇区, 从而减少候选电压矢量个数, 提高了系统的动态响应速度。通过对比实验验证了所提方法的有效性。

关键词: 并网变换器; 模型预测控制; 多步递进优化; 虚拟矢量

A low complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy for grid connected converters

JIN Nan, WANG Zhengwei, GUO Leilei, LI Yanyan, WU Zhenjun

(School of Electrical Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: There is a problem of large output current ripple in the finite control set model predictive control of a grid-connected converter. Thus a low-complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy is proposed. First, this method quantitatively evaluates the voltage vector error of each sector by constructing the voltage error equation for each sector. Secondly, virtual vectors are designed at the positions of maximum voltage errors in each sector to minimize current control errors. Then, the voltage vector errors of each sector are further quantified and analyzed by the proposed multi-step progressive optimization method, and the virtual vectors are designed at the positions of the largest voltage error, further reducing the control error. The multiple optimizations are used to determine optimal virtual vectors, reducing the current ripples efficiently. Finally, to alleviate the computational burden, a simplified sector determination search strategy is devised. Each major sector is subdivided into six smaller sectors, thereby reducing the number of candidate voltage vectors and enhancing the system's dynamic response speed. The effectiveness of the proposed method is validated by experiment.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. U2004166).

Key words: grid-connected converter; model predictive control; multi-step progressive optimization; virtual vector

0 引言

近年来, 光伏发电、风力发电等一系列新能源发电技术不断发展^[1-3]。并网变换器作为新能源并网

发电系统的核心设备, 其控制策略被广泛研究^[4]。有限控制集模型预测控制(finite-control-set model predictive control, FCS-MPC)作为一种新兴的控制方法, 具有动态响应速度快, 控制易于实现, 能够实现多目标控制等优点, 被广泛关注^[5]。

传统的并网变换器 FCS-MPC 策略, 在每个采样周期内为每个可能的开关状态计算一个代价函

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(U2004166); 河南省优秀青年科学基金项目资助(242300421074)

数,得到最小代价函数所对应的单个开关状态应用于变换器。由于该方法在每个采样周期内只使用了一个电压矢量,电流纹波较大^[6-7]。为解决该问题,目前主要有两类方法。

第一类方法主要通过硬件方面的改造提高控制性能。如文献[8-10]使用三电平并网变换器或多电平并网变换器获得更多备选电压矢量,进而优化控制效果。文献[11-12]将L型滤波器替换为LC或LCL型滤波器,或通过变换器输出侧串联大电感减小电流纹波,提高控制性能。但这些硬件方面的改进一方面会增加并网变换器的尺寸和成本,另一方面需要设计更复杂的参数。

第二类方法主要通过优化传统FCS-MPC策略,改善控制效果。其中,通过增加虚拟矢量扩充电压矢量备选集,进而减小实际电压与预测电压之间的误差,改善控制效果,该方法是较为常见的优化方法。文献[13-14]提出一种双矢量调制模型预测控制,通过在每个控制周期内同时使用两个电压矢量,以提高控制效果。文献[15-17]提出了三矢量以及多矢量调制模型预测控制策略,通过在每个控制周期内同时使用3个电压矢量以及多个电压矢量,进一步减小电流控制误差,降低输出电流的总谐波畸变率(total harmonics distortion, THD)。此类运用多矢量提升控制效果的方法本质上均为生成占空比不固定的虚拟矢量,因此需要通过代价函数反复计算每个电压矢量的作用时间,且电压矢量作用时间的计算方法不统一,运算量较大,计算复杂。

文献[18]通过将零序信号引入调制波中,并与三角载波进行比较,优化开关序列,降低了并网电流THD。文献[19-20]通过引入虚拟矢量优化了传统FCS-MPC高控制误差及过调制能力。但此类方法与双矢量和三矢量模型预测控制类似,均需要反复通过代价函数计算矢量作用时间,计算过程较为复杂。文献[21-22]通过离散空间矢量调制策略生成大量的虚拟电压矢量,扩充了电压矢量备选集,减小实际电压与预测电压之间的误差,优化控制效果。此类方法生成的虚拟矢量位置固定,因此可以直接通过几何关系表示,矢量作用时间计算相对简单。然而此类方法并没有从理论上阐明虚拟电压矢量的位置对控制效果的影响,过多的虚拟电压矢量还会增加计算量。

针对以上问题,本文提出一种多步递进优化方法,从理论上分析了优化虚拟矢量的设计方法,并设计了最终优化虚拟矢量,有效减小了并网电流纹波,提高了控制效果。本文主要工作如下。

1) 提出一种并网变换器低复杂度多步递进优

化虚拟矢量模型预测控制策略。使用所提多步递进优化方法对传统FCS-MPC中各扇区电压矢量误差进行量化评估,并设计了一次优化矢量模型预测控制(first optimization of virtual vector model predictive control, OVMP-1)。

2) 为进一步优化控制效果,在OVMP-1的基础上继续进行多步递进优化,并设计了二次优化矢量模型预测控制(second optimization of virtual vector model predictive control, OVMP-2)。

3) 权衡优化效果与计算负担,确定了最终优化虚拟矢量模型预测控制(optimal virtual vector model predictive control, OVV-MPC)。

4) 通过将每一个大扇区细分为6个小扇区,缩小参考电压矢量所在的范围,减少了候选电压数量,减小了控制器运算负担。

5) 对传统FCS-MPC和所提方法进行了对比实验,验证了所提方法的有效性。

1 传统FCS-MPC方法

两电平并网逆变器的系统结构如图1所示。

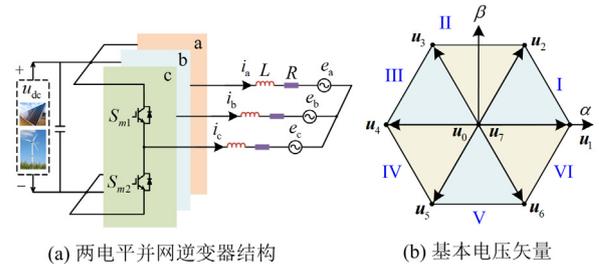


图1 两电平并网变换器结构及其电压矢量

Fig. 1 Structure and voltage vectors of two-level grid-connected inverters

图1(a)中: u_{dc} 为变换器的直流侧母线电压; L 为滤波电感; R 为滤波电感的寄生电阻; i_a 、 i_b 、 i_c 为变换器输出的三相电流; e_a 、 e_b 、 e_c 为三相并网电压; S_{m1} 和 S_{m2} 分别为上、下两桥臂的开关管,其中 $m = a, b, c$ 。两电平并网变换器共有8种开关状态,分别对应8个基本电压矢量,即 $u_0 \sim u_7$,其在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的分布如图1(b)所示。

两电平并网变换器在 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = u_\alpha - Ri_\alpha - e_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = u_\beta - Ri_\beta - e_\beta \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_α 、 i_β 分别为逆变器输出电流的 α 、 β 轴分

量; u_α 、 u_β 分别为逆变器输出电压的 α 、 β 轴分量;
 e_α 、 e_β 分别为并网电压的 α 、 β 轴分量。

利用欧拉公式对式(1)进行离散化可以得到

$$\begin{cases} \frac{L}{T}[i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k)] = u_\alpha - Ri_\alpha - e_\alpha \\ \frac{L}{T}[i_\beta(k+1) - i_\beta(k)] = u_\beta - Ri_\beta - e_\beta \end{cases} \quad (2)$$

式中: T 为采样周期; $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 分别为 k 时刻电流的 α 、 β 轴分量; $i_\alpha(k+1)$ 、 $i_\beta(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的电流预测值的 α 、 β 轴分量。对式(2)整理得

$$\begin{cases} i_\alpha(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right)i_\alpha(k) + \frac{T}{L}[u_\alpha(k) - e_\alpha(k)] \\ i_\beta(k+1) = \left(1 - \frac{RT}{L}\right)i_\beta(k) + \frac{T}{L}[u_\beta(k) - e_\beta(k)] \end{cases} \quad (3)$$

式中: $u_\alpha(k)$ 、 $u_\beta(k)$ 分别为 k 时刻逆变器输出电压的 α 、 β 轴分量; $e_\alpha(k)$ 、 $e_\beta(k)$ 分别为 k 时刻并网电压的 α 、 β 轴分量。

为了使变换器获得最优的电压矢量, 定义式(4)为代价函数, 通过式(4)评估参考电流与预测电流之间的误差, 将 8 个电压矢量分别代入式(3), 得到 8 个电压矢量分别对应的电流预测值。将 8 个电压矢量对应的电流预测值代入式(4), 并选择使代价函数 H 最小的电压矢量在下一个周期作用于变换器。

$$H = |i_{\alpha\text{ref}} - i_\alpha(k+1)| + |i_{\beta\text{ref}} - i_\beta(k+1)| \quad (4)$$

式中, $i_{\alpha\text{ref}}$ 、 $i_{\beta\text{ref}}$ 分别为电流参考值的 α 、 β 轴分量。

由于传统 FCS-MPC 策略在每一个控制周期中只使用了一个电压矢量, 导致其电流控制效果较差, 输出电流纹波较大。为此, 本文提出一种并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略, 通过多步递进优化的方法设计了优化虚拟矢量以减小电流纹波, 优化控制效果。

2 并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略

2.1 多步递进优化方法原理

为了减小电流纹波、优化控制效果, 通常在图 1(b)所示的电压矢量图中增加虚拟矢量。然而, 如何合理增加虚拟矢量以获得最优控制效果, 目前仍缺乏理论研究。本文提出一种多步递进优化方法, 从理论上分析了虚拟矢量的设计方法, 并通过仿真和实验验证了其可行性。

基于无差拍原理推导出参考电压 u_{ref} , 如式(5)所示。

$$\begin{cases} u_{\alpha\text{ref}} = \frac{L}{T}[i_{\alpha\text{ref}} - i_\alpha(k+1)] + Ri_\alpha(k+1) + e_\alpha(k+1) \\ u_{\beta\text{ref}} = \frac{L}{T}[i_{\beta\text{ref}} - i_\beta(k+1)] + Ri_\beta(k+1) + e_\beta(k+1) \end{cases} \quad (5)$$

式中: $u_{\alpha\text{ref}}$ 、 $u_{\beta\text{ref}}$ 分别为参考电压 u_{ref} 的 α 、 β 轴分量, 基于式(5), 定义参考电压与实际电压之间误差的代价函数 G_j , 如式(6)所示。

$$G_j = (u_{\alpha\text{ref}} - u_{\alpha j})^2 + (u_{\beta\text{ref}} - u_{\beta j})^2 \quad (6)$$

式中, $u_{\alpha j}$ 、 $u_{\beta j}$ 分别为电压矢量 $u_0 \sim u_7$ 的 α 、 β 轴分量, $j = 0 \sim 7$ 。

根据式(6)计算出 u_0 、 u_1 和 u_2 这 3 个电压矢量分别作用时的电压误差代价函数, 如式(7)所示。

$$\begin{cases} G_0 = u_{\alpha\text{ref}}^2 + u_{\beta\text{ref}}^2 \\ G_1 = \left(u_{\alpha\text{ref}} - \frac{2}{3}u_{\text{dc}}\right)^2 + u_{\beta\text{ref}}^2 \\ G_2 = \left(u_{\alpha\text{ref}} - \frac{1}{3}u_{\text{dc}}\right)^2 + \left(u_{\beta\text{ref}} - \frac{\sqrt{3}}{3}u_{\text{dc}}\right)^2 \end{cases} \quad (7)$$

根据 FCS-MPC 的控制原理, 当 u_{ref} 位于扇区 I 时, 应选择 $\min\{G_0, G_1, G_2\}$ 对应的电压矢量为最优矢量, 用于控制并网变换器。定义 λ_1 为传统 FCS-MPC 在扇区 I 内选取的最小电压误差代价函数, 如式(8)所示。

$$\lambda_1 = \min\{G_0, G_1, G_2\} \quad (8)$$

同理, 其余扇区的最小电压误差代价函数均可用上述方法表示, 将 I—VI 扇区的代价函数统称为 λ_k , $k = 1 \sim 6$ 。本文通过在电压矢量六边形内遍历 u_{ref} , 根据传统 FCS-MPC 策略下的最小电压误差代价函数 λ_k 与参考电压矢量 u_{ref} 之间的关系生成相应的可视化三维图, 如图 2 所示。

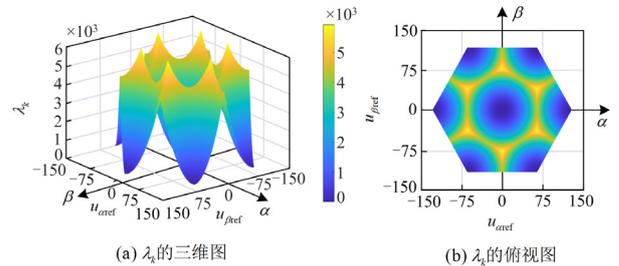


图 2 FCS-MPC 中 λ_k 的可视化图

Fig. 2 Visualization of λ_k in FCS-MPC

2.2 一次优化虚拟矢量模型预测控制

图 2(a)中, 最高的 6 个点均为最小电压误差代价函数 λ_k 在各扇区的最大值, λ_k 越大代表该坐标点

所对应的电压误差越大。图 2(b)为图 2(a)的俯视图,展示了传统 FCS-MPC 在 $\alpha\beta$ 平面上电压误差最大的位置,即图 2(b)中黄色最亮的位置。

为了准确获取传统 FCS-MPC 在 $\alpha\beta$ 平面上电压误差最大的位置,通过 Matlab 中的 max 函数,将图 2(b)中电压误差最大的坐标点筛选出来,得到图 3(a)中红色的点($\mathbf{u}_{p1} \sim \mathbf{u}_{p6}$)。以 \mathbf{u}_{p1} 为例,其坐标为 (66.67, 38.49), 将 \mathbf{u}_{p1} 的坐标用 u_{dc} 表示,得 $\mathbf{u}_{p1}(\sqrt{3}u_{dc}/3, \sqrt{3}u_{dc}/9)$, 其中 $u_{dc} = 200$ V。根据该坐标,可准确判断其在电压矢量六边形中的位置。同理, $\mathbf{u}_{p2} \sim \mathbf{u}_{p6}$ 均可由上述方式表示,如表 1 所示。

若在 $\alpha\beta$ 平面上电压误差最大的位置添加虚拟电压矢量,则能最有效地减小电压误差,提升控制效果。图 3(b)中 $\mathbf{u}_{p1} \sim \mathbf{u}_{p6}$ 即为所设计的一次优化虚拟矢量。

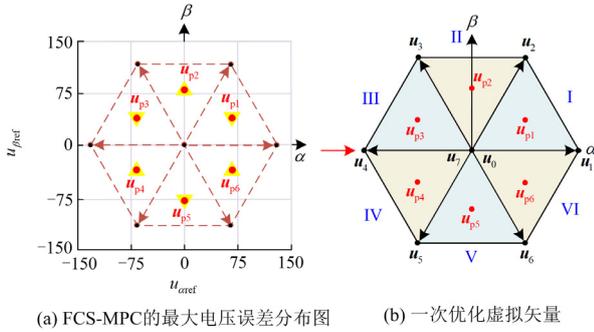


图 3 一次优化虚拟矢量分布图

Fig. 3 Diagram of the first optimized virtual vectors

表 1 一次优化虚拟矢量

Table 1 First optimization of virtual vectors

$\mathbf{u}_{p1} \sim \mathbf{u}_{p6}$	合成公式
$\mathbf{u}_{p1}(u_{dc}/3, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p1} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_1/3 + \mathbf{u}_2/3$
$\mathbf{u}_{p2}(0, 2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p2} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_2/3 + \mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{p3}(-u_{dc}/3, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p3} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_3/3 + \mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{p4}(-u_{dc}/3, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p4} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_4/3 + \mathbf{u}_5/3$
$\mathbf{u}_{p5}(0, -2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p5} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_5/3 + \mathbf{u}_6/3$
$\mathbf{u}_{p6}(u_{dc}/3, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{p6} = \mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_6/3 + \mathbf{u}_1/3$

为避免电压和电流突变,本文通过同一扇区中的 3 个基本电压矢量合成所设计的一次优化虚拟矢量。以 \mathbf{u}_{p1} 为例, \mathbf{u}_{p1} 与 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 之间的关系表示为式(9)。其中, d_{p0} 、 d_{p1} 、 d_{p2} 分别为合成虚拟矢量 \mathbf{u}_{p1} 时基本电压矢量 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 的占比,满足式(10)。

$$d_{p0}\mathbf{u}_0 + d_{p1}\mathbf{u}_1 + d_{p2}\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{p1} \quad (9)$$

$$d_{p0} + d_{p1} + d_{p2} = 1 \quad (10)$$

在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下,式(9)可表示为

$$\begin{cases} d_{p0}u_{\alpha 0} + d_{p1}u_{\alpha 1} + d_{p2}u_{\alpha 2} = u_{\alpha p1} \\ d_{p0}u_{\beta 0} + d_{p1}u_{\beta 1} + d_{p2}u_{\beta 2} = u_{\beta p1} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $u_{\alpha 0}$ 、 $u_{\beta 0}$ 分别为 \mathbf{u}_0 的 α 、 β 轴分量; $u_{\alpha 1}$ 、 $u_{\beta 1}$ 分别为 \mathbf{u}_1 的 α 、 β 轴分量; $u_{\alpha 2}$ 、 $u_{\beta 2}$ 分别为 \mathbf{u}_2 的 α 、 β 轴分量; $u_{\alpha p1}$ 、 $u_{\beta p1}$ 分别为 \mathbf{u}_{p1} 的 α 、 β 轴分量。

将 \mathbf{u}_{p1} 与 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下所对应的坐标值代入式(11),可得

$$\begin{cases} d_{p0} \times 0 + d_{p1} \times \frac{2}{3}u_{dc} + d_{p2} \times \frac{1}{3}u_{dc} = \frac{1}{3}u_{dc} \\ d_{p0} \times 0 + d_{p1} \times 0 + d_{p2} \times \frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{9}u_{dc} \end{cases} \quad (12)$$

联立式(9)、式(10)、式(12)可得: $d_{p0} = 1/3$,

$d_{p1} = 1/3$, $d_{p2} = 1/3$, 则 \mathbf{u}_{p1} 的合成公式为

$$\mathbf{u}_{p1} = \frac{1}{3}\mathbf{u}_0 + \frac{1}{3}\mathbf{u}_1 + \frac{1}{3}\mathbf{u}_2 \quad (13)$$

同理, $\mathbf{u}_{p2} \sim \mathbf{u}_{p6}$ 均可由上述方式求得,如表 1 所示。此时,电压矢量备选集则由初始的 8 个基本电压矢量扩充至 14 个电压矢量,即 8 个基本电压矢量和 6 个一次优化虚拟矢量。将 14 个电压矢量分别代入式(3)得到对应的电流预测值。将电流预测值分别代入式(4),并选择使代价函数 H 最小的电压矢量在下一个周期作用于变换器,以上过程即为 OVMPC-1 策略。

2.3 二次优化虚拟矢量模型预测控制

为进一步提高控制性能,在 OVMPC-1 的基础上继续采用多次递进优化的方法筛选出 OVMPC-1 策略控制效果最差的矢量点。此时,扇区 I 中共有 4 个电压矢量即 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 、 \mathbf{u}_{p1} 。由式(6)和式(13)可得,扇区 I 中虚拟矢量 \mathbf{u}_{p1} 作用时的电压误差代价函数 G_{p1} 可表示为

$$G_{p1} = \left(u_{\alpha \text{ref}} - \frac{1}{3}u_{dc} \right)^2 + \left(u_{\beta \text{ref}} - \frac{\sqrt{3}}{9}u_{dc} \right)^2 \quad (14)$$

定义 σ_1 为 OVMPC-1 策略在扇区 I 内选取的最小电压误差代价函数,如式(15)所示。

$$\sigma_1 = \min\{G_0, G_1, G_2, G_{p1}\} \quad (15)$$

同理,其余扇区的最小电压误差代价函数均以上述方法表示。将 I—VI 扇区的最小电压误差代价函数统称为 σ_k , σ_k 与参考电压矢量 \mathbf{u}_{ref} 之间的关系生成相应的可视化三维图,如图 4 所示。

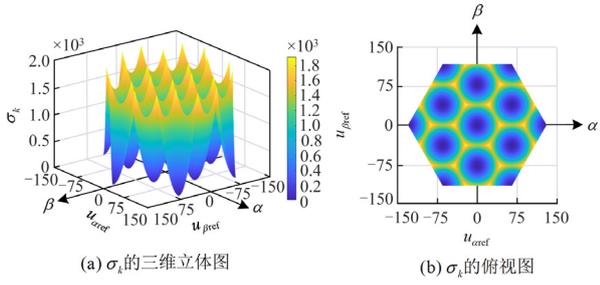


图 4 OVMPC-1 中 σ_k 的可视化三维图
Fig. 4 Visualization of σ_k in OVMPC-1

与 OVMPC-1 类似, 图 4(a)中最高的点对应图 4(b)中黄色最亮的点, 即为 OVMPC-1 中电压误差最大的位置。为确定其在 $\alpha\beta$ 平面上的具体坐标, 将图 4(b)中电压误差最大的坐标点筛选出来, 得到图 5(a)中绿色的点 ($\mathbf{u}_{q1} \sim \mathbf{u}_{q24}$)。以 \mathbf{u}_{q1} 、 \mathbf{u}_{q3} 为例, 其坐标分别为(44.44, 0)、(111.11, 38.49)。将 \mathbf{u}_{q1} 、 \mathbf{u}_{q3} 的坐标分别用 u_{dc} 表示, 即 \mathbf{u}_{q1} 坐标为 $(2u_{dc}/9, 0)$, \mathbf{u}_{q3} 坐标为 $(5u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/9)$ 。根据该坐标, 可准确判断其在电压矢量六边形中的位置, 如图 5(b)所示。

为进一步减小并网电流纹波, 提升控制效果, 将 $\mathbf{u}_{q1} \sim \mathbf{u}_{q24}$ 定义为二次优化虚拟矢量。

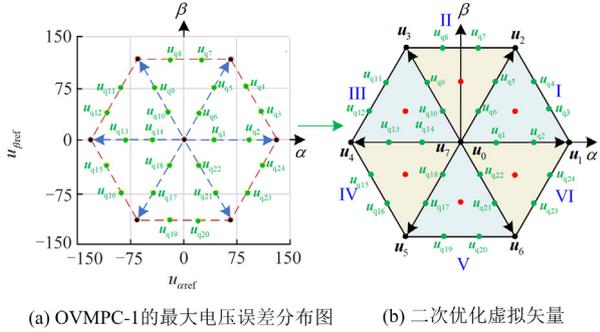


图 5 二次优化虚拟矢量分布图

Fig. 5 Distribution of the secondary optimized virtual vectors

二次优化虚拟矢量的合成方法与一次优化虚拟矢量的合成方法一致, 均为通过同一扇区 3 个相邻的电压矢量合成。以 \mathbf{u}_{q3} 为例, \mathbf{u}_{q3} 与 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 之间的关系如式(16)所示。其中 d_{q0} 、 d_{q1} 、 d_{q2} 分别为合成虚拟矢量 \mathbf{u}_{q3} 时基本电压矢量 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 的占空比, 满足式(17)。

$$d_{q0}\mathbf{u}_0 + d_{q1}\mathbf{u}_1 + d_{q2}\mathbf{u}_2 = \mathbf{u}_{q3} \quad (16)$$

$$d_{q0} + d_{q1} + d_{q2} = 1 \quad (17)$$

在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下, 式(16)可表示为

$$\begin{cases} d_{q0}u_{\alpha 0} + d_{q1}u_{\alpha 1} + d_{q2}u_{\alpha 2} = u_{\alpha q3} \\ d_{q0}u_{\beta 0} + d_{q1}u_{\beta 1} + d_{q2}u_{\beta 2} = u_{\beta q3} \end{cases} \quad (18)$$

式中, $u_{\alpha q3}$ 、 $u_{\beta q3}$ 分别为 \mathbf{u}_{q3} 的 α 、 β 轴分量。将 \mathbf{u}_{q3} 与 \mathbf{u}_0 、 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下所对应的坐标值代入式(18), 可得

$$\begin{cases} d_{q0} \times 0 + d_{q1} \times \frac{2}{3}u_{dc} + d_{q2} \times \frac{1}{3}u_{dc} = \frac{5}{9}u_{dc} \\ d_{q0} \times 0 + d_{q1} \times 0 + d_{q2} \times \frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{9}u_{dc} \end{cases} \quad (19)$$

联立式(16)、式(17)、式(19)可得: $d_{q0} = 0$ 、 $d_{q1} = 2/3$ 、 $d_{q2} = 1/3$, 则 \mathbf{u}_{q3} 的合成公式为

$$\mathbf{u}_{q3} = \frac{2}{3}\mathbf{u}_1 + \frac{1}{3}\mathbf{u}_2 \quad (20)$$

同理, 其余二次优化虚拟矢量均可由上述方式求得, 具体合成公式如表 2 所示。

表 2 二次优化虚拟矢量

Table 2 Secondary optimized virtual vectors

$\mathbf{u}_{q1} \sim \mathbf{u}_{q24}$	合成公式
$\mathbf{u}_{q1}(2u_{dc}/9, 0)$	$\mathbf{u}_{q1} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_1/3$
$\mathbf{u}_{q2}(4u_{dc}/9, 0)$	$\mathbf{u}_{q2} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_1/3$
$\mathbf{u}_{q3}(5u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q3} = 2\mathbf{u}_1/3 + \mathbf{u}_2/3$
$\mathbf{u}_{q4}(4u_{dc}/9, 2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q4} = \mathbf{u}_1/3 + 2\mathbf{u}_2/3$
$\mathbf{u}_{q5}(2u_{dc}/9, 2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q5} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_2/3$
$\mathbf{u}_{q6}(u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q6} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_2/3$
$\mathbf{u}_{q7}(u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/3)$	$\mathbf{u}_{q7} = 2\mathbf{u}_2/3 + \mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{q8}(-u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/3)$	$\mathbf{u}_{q8} = \mathbf{u}_2/3 + 2\mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{q9}(-2u_{dc}/9, 2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q9} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{q10}(-u_{dc}/9, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q10} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{q11}(-4u_{dc}/9, 2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q11} = 2\mathbf{u}_3/3 + \mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{q12}(-u_{dc}/3, \sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q12} = \mathbf{u}_3/3 + 2\mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{q13}(-4u_{dc}/9, 0)$	$\mathbf{u}_{q13} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{q14}(-2u_{dc}/9, 0)$	$\mathbf{u}_{q14} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{q15}(-u_{dc}/3, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q15} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_3/3$
$\mathbf{u}_{q16}(-4u_{dc}/9, -2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q16} = 2\mathbf{u}_5/3 + \mathbf{u}_4/3$
$\mathbf{u}_{q17}(-2u_{dc}/9, -2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q17} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_5/3$
$\mathbf{u}_{q18}(-u_{dc}/9, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q18} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_5/3$
$\mathbf{u}_{q19}(-u_{dc}/9, -\sqrt{3}u_{dc}/3)$	$\mathbf{u}_{q19} = 2\mathbf{u}_5/3 + \mathbf{u}_6/3$
$\mathbf{u}_{q20}(u_{dc}/9, -\sqrt{3}u_{dc}/3)$	$\mathbf{u}_{q20} = \mathbf{u}_5/3 + 2\mathbf{u}_6/3$
$\mathbf{u}_{q21}(2u_{dc}/9, -2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q21} = \mathbf{u}_0/3 + 2\mathbf{u}_6/3$
$\mathbf{u}_{q22}(u_{dc}/9, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q22} = 2\mathbf{u}_0/3 + \mathbf{u}_6/3$
$\mathbf{u}_{q23}(4u_{dc}/9, -2\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q23} = 2\mathbf{u}_6/3 + \mathbf{u}_1/3$
$\mathbf{u}_{q24}(u_{dc}/3, -\sqrt{3}u_{dc}/9)$	$\mathbf{u}_{q24} = \mathbf{u}_6/3 + 2\mathbf{u}_1/3$

此时, 电压矢量备选集则由 OVMPC-1 策略的 14 个电压矢量扩充至 38 个电压矢量, 即 8 个基本

电压矢量、6个一次优化虚拟矢量和24个二次优化虚拟矢量。将所有电压矢量分别代入式(3)得到对应的电流预测值。将电流预测值分别代入式(4), 并选择使代价函数 H 最小的电压矢量在下一个周期作用于变换器, 以上过程即为 OVMPC-2 策略。

2.4 最终优化虚拟矢量模型预测控制

为达到更好的控制效果, 理论上可以采用所提方法不断寻找虚拟矢量, 不断优化控制效果。然而, 随着虚拟矢量的不断增加, 寻优次数成倍增加, 从而给控制器带来较大的计算负担。因此, 需要权衡计算负担与控制效果之间的关系。

根据所提方法不断优化, 并得出每个过程所对应的 Matlab/Simulink 仿真波形及频谱分析, 如图 6

所示。其中, 参考电流为 6 A, 滤波电感为 5 mH, 其余参数均与实验一致。图 6 表明, 所设计的 OVMPC-1、OVMPC-2、三次优化虚拟矢量模型预测控制(third optimization of virtual vector model predictive control, OVMPC-3)相比于传统 FCS-MPC 的控制效果均有较为明显的提升。然而, OVMPC-3 策略相比于 OVMPC-2 策略, 并网电流 THD 仅降低 9.7%, 虚拟矢量个数由 30 个增加至 85 个, 寻优迭代次数增加近 3 倍, 控制器的计算负担大幅增加。因此, 权衡 OVMPC-2 与 OVMPC-3 的计算负担与控制效果, 最终确定截止到二次优化的过程即为 OVV-MPC 策略, 最终优化虚拟矢量即为 6 个一次优化虚拟矢量和 24 个二次优化虚拟矢量, 共 30 个虚拟矢量。

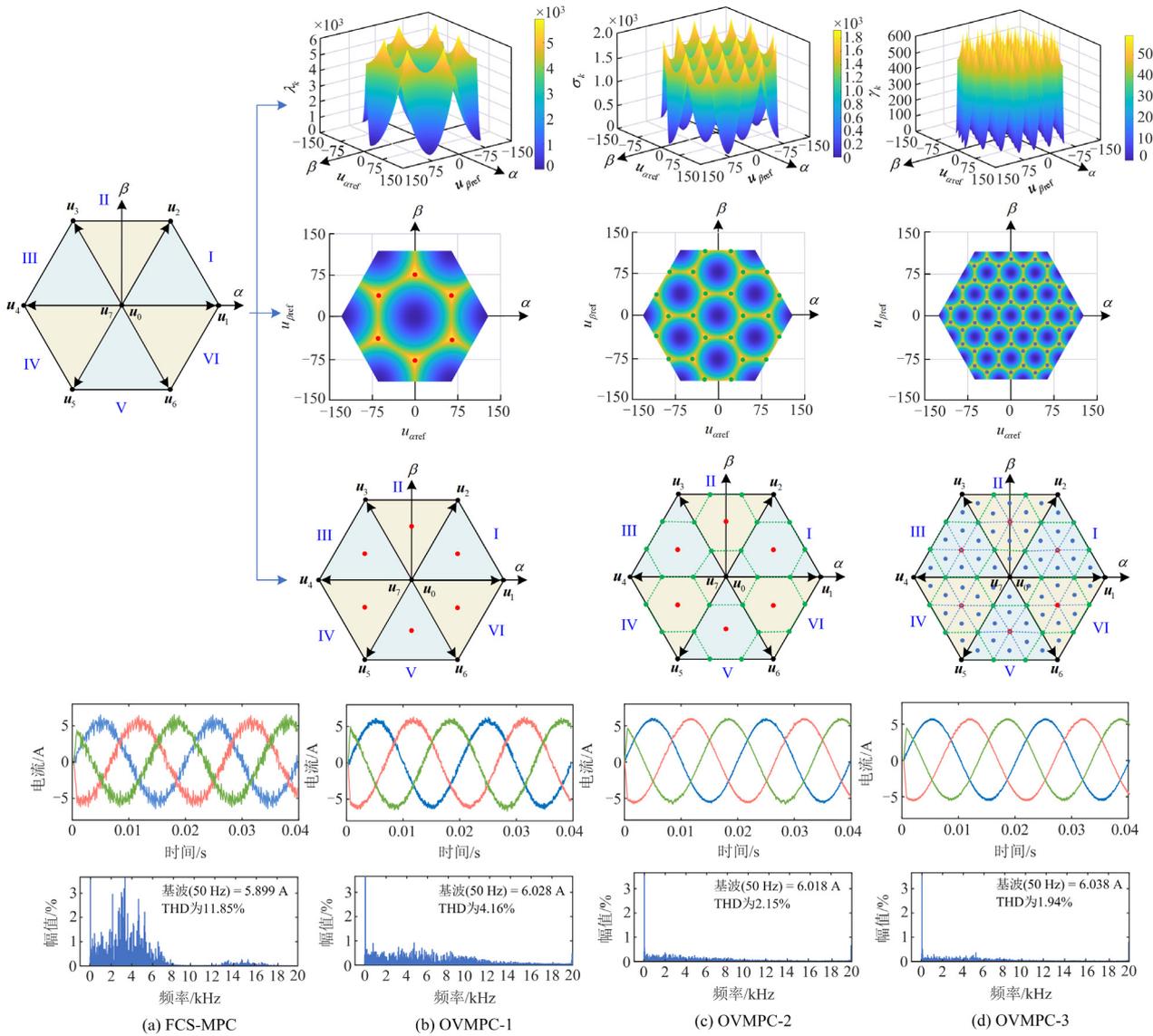


图 6 并网电流波形及其频谱对比

Fig. 6 Comparison of grid-connected current waveforms and their spectrum

3 扇区判断简化搜索策略

传统的两电平并网变换器 FCS-MPC 策略共有 8 个电压矢量。因此，在每一个采样周期中，若要获取最优电压矢量，需要寻优迭代 8 次。与传统 FCS-MPC 相比，所提 OVV-MPC 策略共增加了 30 个虚拟矢量。若对每一个电压矢量进行寻优比较，则获取最优电压矢量需要迭代 38 次。虽然能够保证系统能有较好的控制效果，但是会给控制器带来较大的计算负担，从而使系统动态性能下降。

为减小控制器的计算负担，提高系统的动态响应速度，本文提出一种扇区判断简化搜索策略。通过在每个扇区中构造 3 条辅助线段，如图 7 中的 l_1 、 l_2 、 l_3 ，将每个扇区划分为 6 个相同的小扇区，并通过比较参考电压矢量 u_{ref} 与辅助线的位置关系，确定 u_{ref} 所在的小扇区。从而将候选电压矢量个数由 38 个减少为 3 个，减小了控制器的计算负担。

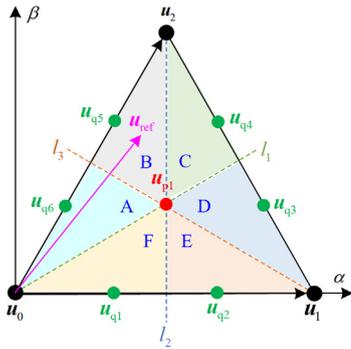


图 7 第一扇区分割图

Fig. 7 First sector segmentation map

本文以第一扇区为例，如图 7 所示，具体过程如下。

1) 细分扇区。通过线段 l_1 、 l_2 、 l_3 将每个大扇区分为 6 个相同的小扇区，即 A~F。其中，线段 l_2 、 l_3 的线性方程分别如式(21)、式(22)所示。

$$u_\alpha = f_{l_2}(u_\beta) = \frac{1}{3}u_{dc} \quad (21)$$

$$u_\beta = f_{l_3}(u_\alpha) = -\sqrt{3}u_\alpha + \frac{2\sqrt{3}}{9}u_{dc} \quad (22)$$

2) 由参考电压矢量 u_{ref} 的相角初步判定 u_{ref} 的大致范围。由式(5)可得 u_{ref} 的相角为

$$\theta = \arctan \frac{u_{\beta ref}}{u_{\alpha ref}} \quad (23)$$

若 $30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 A、B、C，

若 $0 \leq \theta < 30^\circ$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 D、E、F。

3) 将 $u_{\alpha ref}$ 、 $u_{\beta ref}$ 分别与 l_2 、 l_3 的线性方程进行比较，进一步确定 u_{ref} 所在的小扇区。以 u_{ref} 位于小扇区 A、B、C 为例，当 u_{ref} 位于小扇区 A、B、C 时，将 $u_{\alpha ref}$ 代入式 (22)，得到 $f_{l_3}(u_{\alpha ref})$ 。若 $u_{\beta ref} \leq f_{l_3}(u_{\alpha ref})$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 A；若 $u_{\beta ref} > f_{l_3}(u_{\alpha ref})$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 B、C。为进一步判断 u_{ref} 位于小扇区 B 或 C，将 $u_{\beta ref}$ 代入式(21)，得到 $f_{l_2}(u_{\beta ref})$ 。若 $u_{\alpha ref} \leq f_{l_2}(u_{\beta ref})$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 B；若 $u_{\alpha ref} > f_{l_2}(u_{\beta ref})$ ，则 u_{ref} 位于小扇区 C。具体流程如图 8 所示。

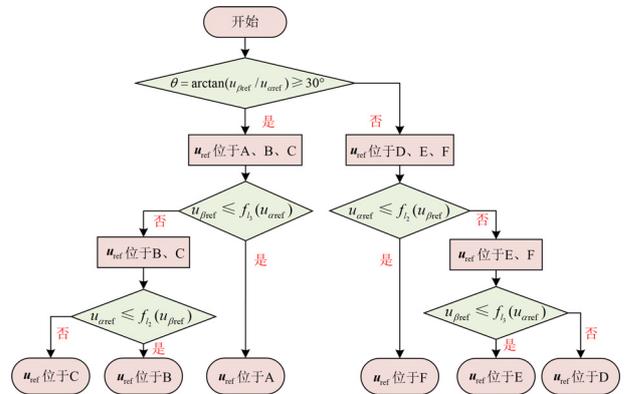


图 8 所提扇区判断简化搜索策略流程图

Fig. 8 Simplified search strategy flowchart for sector determination proposed

同理，若 u_{ref} 位于其余扇区，均可用上述方式判断。

从以上过程可以看出，确定 u_{ref} 所在的小扇区后，每一个小扇区中仅有 3 个候选电压矢量，即一个基本电压矢量和两个所设计的虚拟电压矢量。因此，在每一个采样周期中，若要获取最优电压矢量，最多仅需要迭代 3 次，从而保证了系统既有较低的计算量，又有较快的动态响应速度。

所提 OVV-MPC 策略的执行框图如图 9 所示，步骤如下所述。

1) 通过式(6)—式(13)，对 FCS-MPC 策略进行初步优化，找出 FCS-MPC 中每个扇区控制效果最差的矢量点，将这些矢量点定为一次优化虚拟矢量。通过增加一次优化虚拟矢量，减小电流控制误差，初步提高控制效果。

2) 通过式(14)—式(20)，继续采用所提多步递进优化方法，筛选出 OVMP-1 中每个扇区控制效果最差的矢量点，并将这些矢量点定为二次优化虚拟

矢量。通过增加二次优化虚拟矢量,进一步降低并网电流 THD,提高控制效果。

3) 通过图 6 对比二次优化与三次优化的控制效果及计算负担,最终确定截止到二次优化的过程即为 OVV-MPC,最终优化虚拟矢量为 6 个一次优化虚拟矢量和 24 个二次优化虚拟矢量。

4) 将每一个大扇区细分为 6 个小扇区。通过(21)~(23)判断出 u_{ref} 所在的小扇区,将候选电压矢量个数降为 3 个,从而减小控制器的计算负担,保证了系统能有较快的动态响应速度。

5) 将候选电压矢量代入式(3),生成相应的电流预测值。将电流预测值代入代价函数式(4),选择使代价函数式(4)最小的电压矢量应用于变换器。

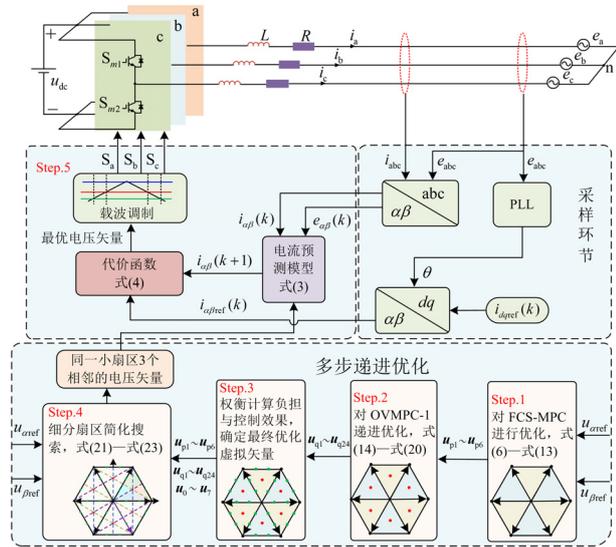


图 9 所提 OVV-MPC 策略执行框图

Fig. 9 Diagram of the proposed OVV-MPC strategy

4 实验验证

为验证所提方法的有效性,通过图 10 所示的实验平台分别对传统 FCS-MPC、文献[21]所提的 DVSM、文献[22]所提的 SVM²PC 和所提控制策略进行比较。



图 10 实验平台

Fig. 10 Experimental platform

该平台采用数字信号处理器 DSP28335 作为主控制器。直流侧采用双向直流电源 APL-II,交流侧采用三相可编程交流电源 Ametek MX30。通过横河 DLM4058 示波器记录实验波形,实验中使用的参数如表 3 所示。

表 3 实验参数

Table 3 Experimental parameters

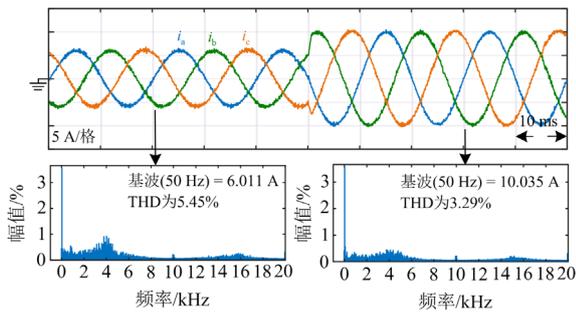
系统参数	数值
直流侧电压 u_{dc}/V	200
交流侧电压有效值 e/V	50
滤波电感 L/mH	3, 5, 9
寄生电阻 R/Ω	0.01~0.03
采样频率 f/kHz	15

4.1 实验对比

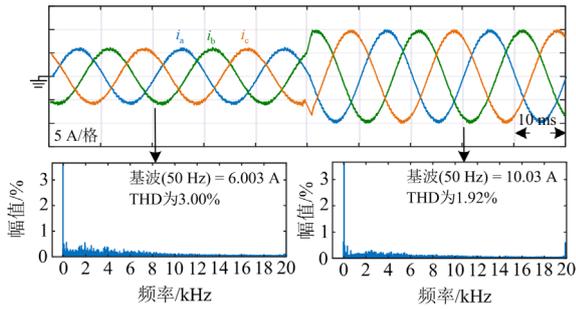
将本文所提方法与传统 FCS-MPC、文献[21]所提的 DVSM 和文献[22]所提的 SVM²PC 控制性能进行对比,在参考电流从 6 A 增加至 10 A 的情况下进行对比实验。

图 11 为所提方法与传统 FCS-MPC、文献[21]所提的 DVSM 和文献[22]所提的 SVM²PC 在滤波电感为 9 mH 时的并网电流及频谱分析结果。对比图 11(a)与图 11(d)可知,所提方法相比于传统 FCS-MPC,当参考电流为 6 A 时,并网电流 THD 由 5.45% 降为 3.16%,同比降低 42%;当参考电流为 10 A 时,并网电流 THD 由 3.29% 降为 2.11%,同比降低 36%。可以看出,所提方法相较于传统 FCS-MPC 的并网电流效果有较大提升。对比图 11(c)与图 11(d)可知,所提方法相比于 SVM²PC,当参考电流为 6 A 时,并网电流 THD 由 3.53% 降低为 3.16%,同比降低 11%;当参考电流为 10 A 时,并网电流 THD 由 2.25% 降为 2.11%,同比降低 14%。所提方法相较于 SVM²PC 的并网电流效果仍有一定的提升。对比图 11(b)与图 11(d)可知, DVSM 的并网电流 THD 与本文所提策略的并网电流 THD 较为接近,但所提方法的电压矢量个数为 38 个,而 DVSM 策略使用了 74 个电压矢量。由此可见,本文所提方法能在使用较少电压矢量的前提下达到更好的电流控制效果。

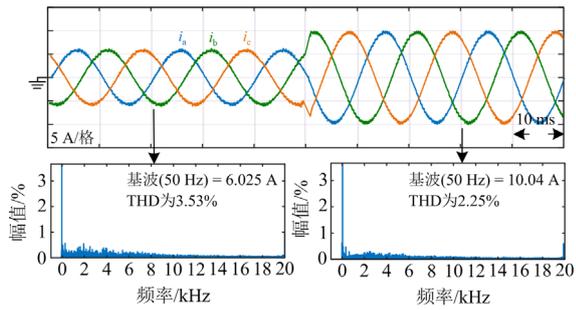
图 12 表明,在滤波电感为 5 mH 的情况下,当参考电流为 6 A 和 10 A 时,所提 OVV-MPC 策略相比于传统 FCS-MPC 策略并网电流 THD 分别降低 66% 和 65%。图 13 表明,在滤波电感为 3 mH 的情况下,当参考电流为 6 A 和 10 A 时,所提 OVV-MPC 策略相比于传统 FCS-MPC 策略下的并网电流 THD 分别降低 68% 和 60%。



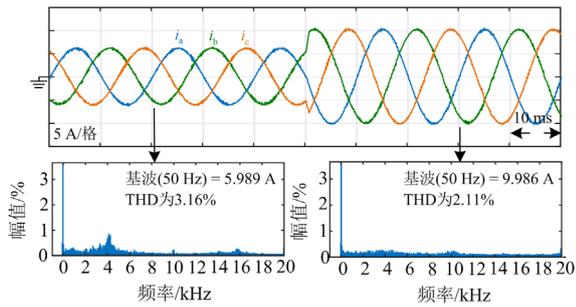
(a) FCS-MPC



(b) DVSM



(c) SVM²PC

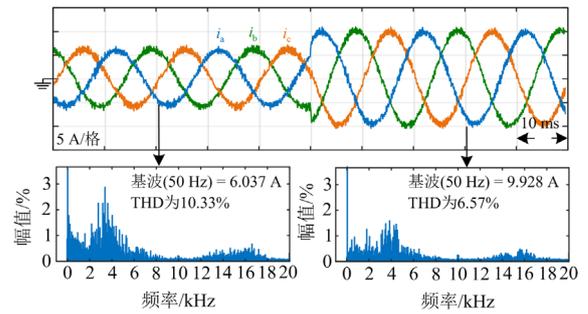


(d) OVV-MPC

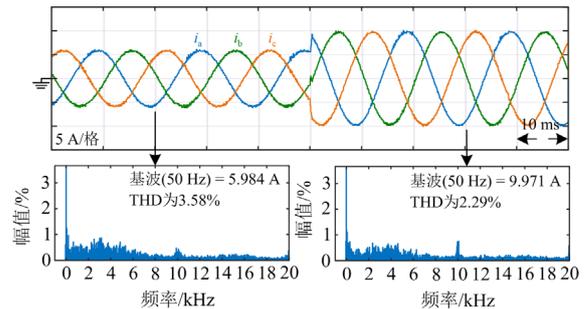
图 11 滤波电感为 9 mH 时的并网电流及频谱分析

Fig. 11 Grid-connected current and spectrum analysis when the filter inductance is 9 mH

实验结果表明，在相同的滤波电感条件下，所提 OVV-MPC 策略比传统的 FCS-MPC 策略具有更好的并网电流性能。所提 OVV-MPC 策略在滤波电感为 3 mH 时表现出的并网电流性能，与传统 FCS-

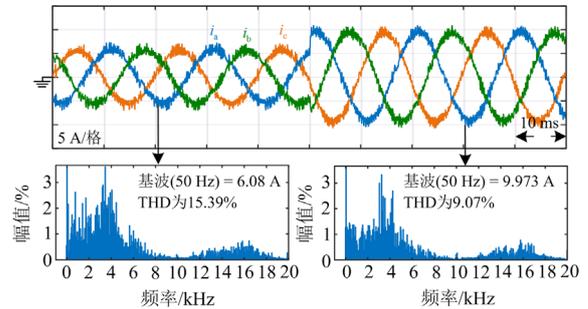


(a) FCS-MPC

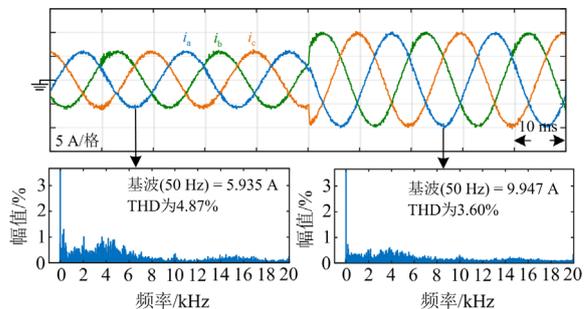


(b) OVV-MPC

图 12 滤波电感为 5 mH 时的并网电流及频谱分析
Fig. 12 Grid-connected current and spectrum analysis when the filter inductance is 5 mH



(a) FCS-MPC



(b) OVV-MPC

图 13 滤波电感为 3 mH 时的并网电流及频谱分析
Fig. 13 Grid-connected current and spectrum analysis when the filter inductance is 3 mH

MPC 策略在滤波电感为 9 mH 时表现出的并网电流性能接近,再次证明了所提方法的有效性。

4.2 并网电流控制误差对比

图 14 为传统 FCS-MPC、DVSM、SVM²PC 与所提出的 OVV-MPC 策略在 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系下的并网电流控制误差对比, $E_{i\alpha}$ 、 $E_{i\beta}$ 分别代表并网电流控制误差 α 、 β 轴分量。蓝色面积越小,代表其并网电流控制误差越小,控制性能越好。图 14 表明,在两轮优化后,所提 OVV-MPC 的控制性能明显优于传统 FCS-MPC。所提方法与 DVSM、SVM²PC 相比,电流控制误差较为接近,但本文所提方法有更快的动态响应速度及更短的程序执行时间。

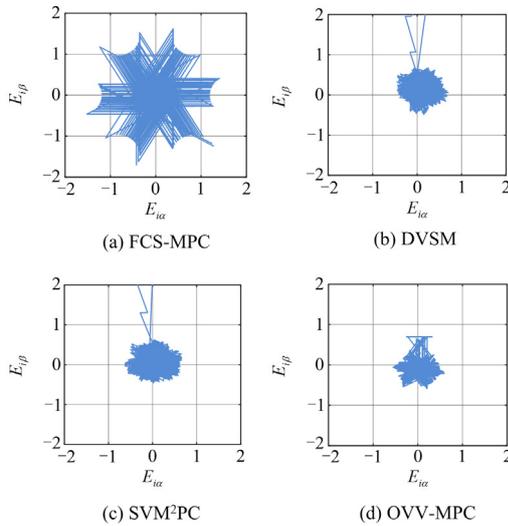
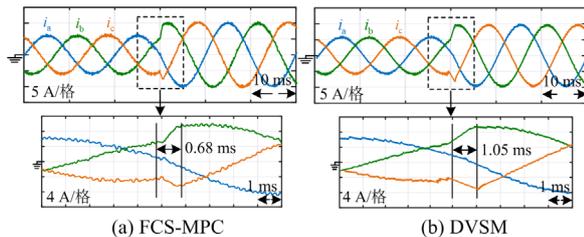


图 14 并网电流控制误差对比

Fig. 14 Comparison of grid-connected current control errors

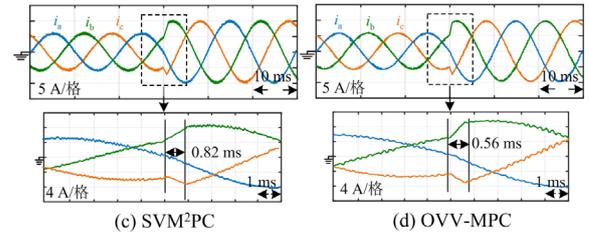
4.3 动态响应对比

图 15 为滤波电感为 9 mH, 并网电流从 6 A 阶跃到 10 A 的情况下 FCS-MPC、DVSM、SVM²PC 和所提 OVV-MPC 策略的动态响应对比结果。图 15 表明,与传统的 FCS-MPC 相比,所提策略将动态响应时间从 0.68 ms 缩短到 0.56 ms,动态响应速度提高了 17.6%。与 DVSM 相比,所提策略将动态响应时间从 1.05 ms 缩短到 0.56 ms,同比提高了 47%。与 SVM²PC 相比,所提策略将动态响应时间从 0.82 ms 缩短到 0.56 ms,同比提高 32%。上述实验结果表明,所提方法不仅能够有效降低并网电流 THD,



(a) FCS-MPC

(b) DVSM



(c) SVM²PC

(d) OVV-MPC

图 15 动态响应对比

Fig. 15 Comparison of dynamic response

而且能保持较快的动态响应。

4.4 控制性能对比

表 4 总结了当滤波电感为 9 mH, 参考电流为 6 A 时, FCS-MPC、DVSM、SVM²PC 和所提 OVV-MPC 的 THD、动态响应和执行时间对比。表 4 表明,本文所提方法与传统 FCS-MPC 相比,THD 更低、动态响应速度更快。与 DVSM 及 SVM²PC 相比,THD 较为接近,但本文所提方法具有更快的动态响应速度,以及更短的代码执行时间,再次证明了所提方法的有效性。

表 4 控制性能对比

Table 4 Control performance comparison

指标	FCS-MPC	DVSM	SVM ² PC	OVV-MPC
THD/%	5.45	3.00	3.53	3.16
动态响应/ms	0.68	1.05	0.82	0.56
执行时间/ μ s	27.1	38.6	33.4	29.8

5 结论

本文针对传统 FCS-MPC 输出电流纹波较大的问题,提出一种并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略。通过构建电压误差方程,并生成相应的可视化分析图,设计了优化虚拟矢量,从而对传统 FCS-MPC 迭代优化,有效减小了并网电流纹波,并为增加优化虚拟矢量提供了理论依据。同时,为减小计算负担,设计了扇区判断简化搜索方案,通过将每个大扇区分割为 6 个小扇区,减少了候选电压矢量数量,从而保证了系统既能有较好的控制效果,又能有较快的动态响应速度。所提方法不仅为虚拟矢量的扩充提供了理论依据,还为模型预测控制应用于新能源并网发电系统提供了新思路。

参考文献

- [1] 唐成虹,董存,戴睿鹏,等.基于模型预测控制的光伏场站快速协同无功电压控制[J].电力系统保护与控制,2023,51(17):80-90.
TANG Chenghong, DONG Cun, DAI Ruipeng, et al. Fast cooperative reactive voltage control for photovoltaic stations based on model predictive control[J]. Power System

- Protection and Control, 2023, 51(17): 80-90.
- [2] 李可雨, 王峰, 蔡德胜, 等. 新能源发电协同参与配电网无功优化控制技术[J]. 供用电, 2023, 40(4): 15-22.
LI Keyu, WANG Feng, CAI Desheng, et al. Optimized reactive power control technology in distribution network considering new energy resource aggregation[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(4): 15-22.
- [3] 朱慧敏, 苑舜, 李春来. 含储能环节的光伏电站虚拟同步发电机控制策略与分析[J]. 电测与仪表, 2023, 60(5): 45-50.
ZHU Huimin, YUAN Shun, LI Chunlai. Control strategy and analysis of virtual synchronous generator of photovoltaic power plant with energy storage link[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(5): 45-50.
- [4] HARBI I, RODRIGUEZ J, LIEGMANN E, et al. Model-predictive control of multilevel inverters: challenges, recent advances, and trends[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10845-10868.
- [5] 胡林强, 雷万钧, 代宇琦, 等. 三相电压源整流器有限控制集扩充方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(5): 1961-1973.
HU Linqiang, LEI Wanjuan, DAI Yuqi, et al. Research on finite control set expansion method of three-phase voltage source rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(5): 1961-1973.
- [6] TARISCIOTTI L, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2): 1610-1620.
- [7] RODRIGUEZ J, PONTT J, CÉSAR A SILVA, et al. Predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [8] LIU Tong, CHEN Alian, HUANG Yaopeng, et al. Multivector model predictive current control for paralleled three-level T-type inverters with circulating current elimination[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 8042-8052.
- [9] 冯海博, 杨兴武, 刘海波, 等. 基于多变量校正的 MMC 快速有限集模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 26-36.
FENG Haibo, YANG Xingwu, LIU Haibo, et al. Finite control set model predictive control strategy for an MMC based on multi-variable fast adjusting[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 26-36.
- [10] 朱敏龙, 宋慧庆, 李宇航, 等. NPC 型三电平逆变器可视化三矢量无模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(10): 110-122.
ZHU Minlong, SONG Huiqing, LI Yuhang, et al. Visualized three-vector model-free predictive control strategy for an NPC three-level inverter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(10): 110-122.
- [11] KARAMANAKOS P, NAHALPARVARI M, GEYER T, et al. Fixed switching frequency direct model predictive control with continuous and discontinuous modulation for grid-tied converters with LCL filters[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2021, 29(4): 1503-1518.
- [12] ZHAO Zhuoli, GONG Shaoqing, YANG Qinggang, et al. An improved FCS-MPC strategy for low-frequency oscillation stabilization of PV-based microgrids[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2023, 14(4): 2376-2390.
- [13] JIN Nan, CHEN Mo, GUO Leilei, et al. Double-vector model-free predictive control method for voltage source inverter with visualization analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10066-10078.
- [14] ZHOU Hanbin, HUANG Liansheng, YANG Jian, et al. Low-complexity double-vector model predictive control with minimum root mean square error for three-phase three-level inverters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(6): 5809-5819.
- [15] 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.
- [16] GONZÁLEZ-PRIETO A, MARTÍN C, GONZALEZ-PRIETO I, et al. Hybrid multisector FCS-MPC for six-phase electric drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(8): 8988-8999.
- [17] ZHANG Xiaoguang, ZHANG Han, YAN Kang. Hybrid vector model predictive control for open-winding PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4322-4333.
- [18] XU Junzhong, SOEIRO THIAGO, GAO Fei, et al. Carrier-based modulated model predictive control strategy for three-phase two-level VSIs[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1673-1687.
- [19] XIAO Dan, ALAM K S, NORAMBUENA M, et al. Modified modulated model predictive control strategy for a grid-connected converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(1): 575-585.
- [20] LIN Hongjian, NIU Shuangxia, XUE Zhiwei, et al. A simplified virtual-vector-based model predictive control technique with a control factor for three-phase SPMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7546-7557.
- [21] MOON H C, LEE J S, LEE K B, et al. A robust deadbeat finite set model predictive current control based on discrete space vector modulation for a grid-connected voltage source inverter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 1719-1728.
- [22] SCHUETZ D, OSÓRIO C R D, MACCARI L A, et al. Space vector modulated model predictive control for grid-tied converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2023, 19(1): 414-425.

收稿日期: 2024-01-22; 修回日期: 2024-06-29

作者简介:

金楠(1982—), 男, 博士, 教授, 研究方向为并网变换器模型预测控制; E-mail: Jinnan@zzuli.edu.cn

王正伟(1998—), 男, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为并网变换器模型预测控制。E-mail: 332201060066@email.zzuli.edu.cn

(编辑 许威)