

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200886

基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制策略

周左, 汪洋, 李正明

(江苏大学电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013)

摘要: 以 Vienna 整流器为研究对象, 针对传统有限集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC)系统中存在的稳态功率脉动较大的问题, 提出一种基于占空比控制的模型预测控制(duty-cycle-control-based model predictive control, DC-MPC)策略。首先, 根据功率误差最小化原则构建价值函数, 通过在线评估备选矢量对价值函数的影响选择最优矢量。然后, 将控制周期划分为两个区间, 引入第二矢量来提高系统的稳态性能, 减小功率脉动。此外, 利用冗余开关状态解决了 Vienna 整流器中点电位波动问题。与传统模型预测控制相比, 消除了权重系数整定过程, 控制结构更为简单。最后, 通过 Vienna 整流模型的仿真分析与实验测试验证所提策略的有效性。

关键词: Vienna 整流器; 模型预测; 占空比控制; 价值函数; 中点电位

Model predictive control strategy of a Vienna rectifier based on duty cycle control

ZHOU Zuo, WANG Yang, LI Zhengming

(College of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: There is a problem of large steady-state power pulsation in a traditional Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) system. To solve this, a Duty Cycle control-based Model Predictive Control (DC-MPC) strategy is proposed for a Vienna rectifier in this paper. First, the cost function is constructed according to the principle of minimizing power error, and the optimal vector is selected by evaluating online the influence of the candidate vectors on the value function. Then, the control period is divided into two intervals, and a second vector is introduced to improve the steady-state performance of the system and reduce power pulsation. In addition, the problem of Neutral-Point (NP) voltage oscillation is solved using a redundant switching state. Compared with the traditional model predictive control, the weight coefficient tuning process is eliminated, and the control structure is simpler. Finally, the effectiveness of the proposed strategy of the Vienna rectifier model is verified through simulation and experiment.

This work is supported by the National Key Research and Development Project of China (No. 2017YFB0103200).

Key words: Vienna rectifier; model predictive; duty cycle control; cost function; neutral-point voltage

0 引言

电动汽车比传统燃油汽车更加清洁、高效, 在全球范围内获得了广泛关注和迅速发展^[1-5]。三相整流器作为电动汽车充电设备的核心部分, 其性能的优劣决定着电网侧电能质量以及电动汽车的使用寿命。因此, 在新一代电动汽车的发展背景下, 对三相整流器的功率密度、转换效率和谐波含量等方面提出了更加苛刻的要求。

Vienna 整流器比传统的三相整流器, 开关管数

量更少, 开关电压应力低且不存在死区时间引起的电流谐波, 成为了电动汽车充电桩整流器的研究热点^[6-11]。其不仅继承了传统三相整流器结构简单的优势, 而且具有高电流质量、高功率因数等特点。此外, 三电平的拓扑结构使得 Vienna 整流器具有更宽泛的矢量选择范围, 但同时也存在中点电位波动的问题。中点电位波动不仅会导致功率器件应力增大, 甚至在大功率场合会增加电流谐波含量, 影响用电质量。

模型预测控制是一种通过价值函数判断未来控制周期最优控制效果的控制策略, 具有较强的鲁棒性^[12-17]。同时, 模型预测控制可进行多目标寻优从而

更易解决多电平整流器的中点电压不平衡问题^[18-19]。其中, 有限控制集模型预测控制(FCS-MPC)通过在线评估每个矢量对价值函数的影响, 选择最优矢量作用于下个控制周期。文献[20]将 FCS-MPC 应用到 Vienna 整流器模型预测电流控制中, 建立多目标价值函数, 通过调节权重系数以达到电流控制和中点电位的平衡的目的。但这种控制方法需要较高的采样频率, 且权重系数的引入增强了系统对参数的依赖性。为了消除权重系数, 文献[21]提出了基于冗余短矢量预判的 Vienna 整流器模型预测电流控制, 并通过划分扇区有效减少了备选矢量, 降低了系统运算负担。但这种控制方式在一个控制周期里只采用了一个控制矢量, 系统稳态性能较差。

综上所述, 本文提出了一种基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制(DC-MPC)策略。首先, 依据 Vienna 整流器的数学模型构建功率误差价值函数, 通过矢量筛选获得对中点电位平衡有利的备选矢量, 选择备选矢量中使价值函数最小化的矢量作为最优矢量。然后引入双矢量占空比控制的概念, 利用占空比计算模块得到第二作用矢量, 通过分配最优矢量和第二矢量在一个控制周期内的作用时间得到作用于 Vienna 整流器的开关状态。通过仿真对比, 双矢量控制比传统 FCS-MPC 控制策略对预测参考值的跟踪更准确, 被控量波动更小。最后通过实验验证了所提 DC-MPC 控制策略的正确性。

1 Vienna 整流器数学模型

三相 VIENNA 整流器的拓扑结构如图 1 所示^[22-23]。图 1 中, $e_x (x = a, b, c)$ 为电网电动势, i_x 为电网电流, L 为电网侧输入滤波电感, R 为等效输入电阻, S_x 为双向可控开关, C_p 、 C_n 为直流侧电容器, R_L 为母线负载。

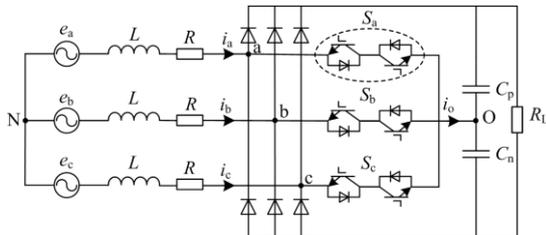


图 1 三相 Vienna 整流器电路拓扑

Fig. 1 Topology of three-phase Vienna rectifier

假设三相电网电压稳定且对称, 根据 KVL 定律, Vienna 整流器在三相参考坐标系下的交流侧电压方程可以表示为

$$e_x = L \frac{di_x}{dt} + Ri_x + u_{x0} + u_{on} \quad (x = a, b, c) \quad (1)$$

式中: u_{on} 为输出中性点 O 与电网中性点 N 之间的电压; u_{x0} 为整流器各相输入电压, 其值与开关状态 S_x 和输入电流 i_x 有关。

直流侧数学模型可以表示为

$$i_o = C \frac{du_o}{dt} = \sum_{x=a,b,c} S_x i_x \quad (2)$$

式中: i_o 为直流侧中点电流; u_o 为直流侧中点电压。

当直流母线上下电容均压时, 即 $u_{cp} = u_{cn} = u_{dc}/2$, Vienna 整流器每相对于直流母线中点 O 能够输出三种不同的电平(p,o,n), 即

$$u_{x0} = \begin{cases} u_{dc}/2 & S_x = 0, i_x > 0 \\ 0 & S_x = 1 \\ -u_{dc}/2 & S_x = 0, i_x < 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_{dc} 为直流侧输出电压; S_x 为表示开关状态的函数, 值为 0 表示 x 相桥臂关断, 值为 1 则表示 x 相桥臂开通。因此, 除去输出电平同时为正(ppp)和同时为负(nnn)的两种不存在状态, Vienna 整流器共有 25 个空间电压矢量, 如图 2 所示。

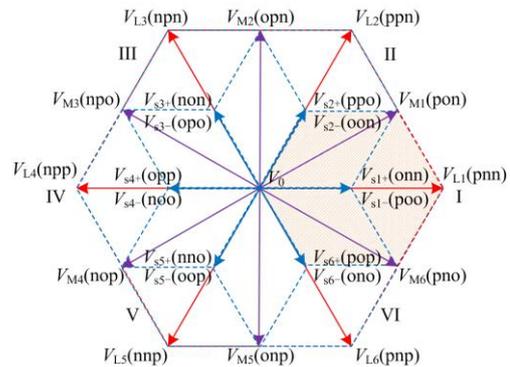


图 2 Vienna 整流器空间电压矢量图

Fig. 2 Topology of Vienna rectifier space voltage vector

2 传统有限集模型预测直接功率控制

根据坐标变换, Vienna 整流器交流侧输入电流在 $\alpha\beta$ 坐标系下的微分表达式为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

对于平衡的三相电网电压, 电网电压的瞬时变化率可以表示为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} -e_\beta \\ e_\alpha \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, ω 为电网电压角频率。

根据三相瞬时功率理论, 以交流侧电压、电流 $e_{\alpha,\beta}$ 和 $i_{\alpha,\beta}$ 为状态变量, 有功功率和无功功率可以表示为

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

假设系统的采样周期为 T_s , 根据式(4)一式(6)可以得到第 k 个采样周期瞬时功率变化率为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \omega \begin{bmatrix} -q \\ p \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} |e|^2 + u_m \\ u_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $u_m = -e_\alpha u_\alpha - e_\beta u_\beta$; $u_n = -e_\beta u_\alpha + e_\alpha u_\beta$ 。

根据欧拉公式对 Vienna 整流器功率微分方程式(7)进行离散化, 可以得到系统有功功率和无功功率在 $k+1$ 时刻的预测值为

$$\begin{bmatrix} p^{k+1} \\ q^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p^k \\ q^k \end{bmatrix} + T_s \left(\omega \begin{bmatrix} -q^k \\ p^k \end{bmatrix} - \frac{R}{L} \begin{bmatrix} p^k \\ q^k \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} |e|^2 + u_m \\ u_n \end{bmatrix} \right) \quad (8)$$

在传统三电平整流器直接功率控制中, 价值函数的构建除了要考虑整流器功率的跟踪性能, 还需考虑中点电位平衡问题。将式(2)离散化可以得到直流侧中点电位的预测模型为

$$u_o^{k+1} = u_o^k + \frac{\sum_{x=a,b,c} S_x i_x}{C} T_s \quad (9)$$

价值函数表达式为

$$J = (p^{\text{ref}} - p^{k+1})^2 + (q^{\text{ref}} - q^{k+1})^2 + \lambda (u_o^{k+1})^2 \quad (10)$$

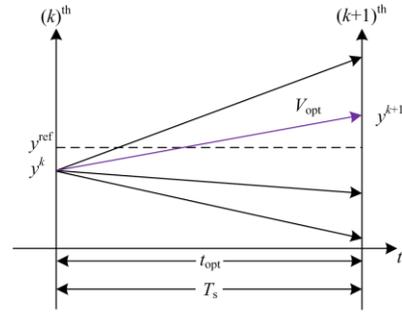
式中: p^{ref} 为有功功率参考值; q^{ref} 为无功功率参考值; λ 为权重系数, 通过调节 λ 以实现功率跟踪和中点电位平衡的多目标控制。

3 基于占空比控制的模型预测控制

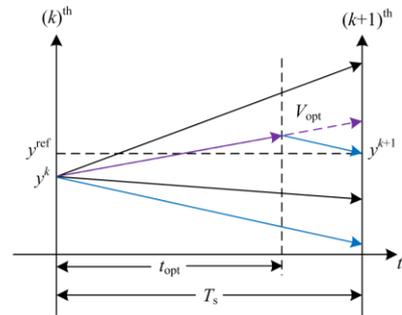
3.1 基本原理

传统 FCS-MPC 在一个控制周期中仅采用单一矢量控制, 矢量作用示意图如图 3(a)所示。当出现最优矢量作用后的预测值与参考值仍差距较大的情况时, 被控量会产生较大的波动, 影响系统稳态性能。为了解决这一问题, 本文将控制周期划分为两个区间, 引入第二矢量和最优矢量共同作用, 提出了基于占空比控制的模型预测控制(DC-MPC)策略。通过分配最优矢量和第二矢量的作用时间灵活调节被控量的预测值, 实现其对参考值的准确跟踪, 矢量作用示意图如图 3(b)所示。

图 4 给出了 Vienna 整流器基于占空比控制的模型预测控制策略系统框图。图中, 功率内环采用本文所提的模型预测控制, 电压外环采用 PI 控制, PI 输出为有功功率的参考值 p^{ref} , 实施 q^{ref} 固定为零的控制策略。该策略主要由矢量筛选、在线优化、占空比计算等部分组成。



(a) 传统FCS-MPC控制策略矢量作用示意图



(b) DC-MPC控制策略矢量作用示意图

图 3 两种控制策略矢量作用示意图

Fig. 3 Schematic diagram of vector action of two control strategies

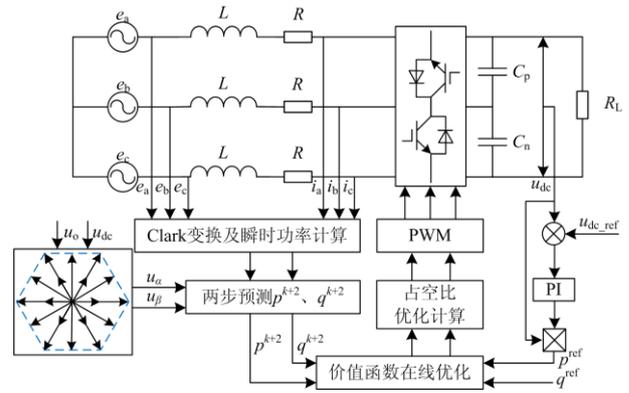


图 4 Vienna 整流器 DC-MPC 控制框图

Fig. 4 Block diagram of Vienna rectifier DC-MPC

3.2 矢量筛选

在传统的三电平 FCS-MPC 中, 权重系数的整定非常繁琐, 且当某一控制目标急剧变化时, 可能导致控制集中, 无法兼顾多目标控制。因此, 为了消除权重系数, 本文设计了一种基于冗余开关状态预判的矢量筛选控制策略, 通过预判中点电位的大小与中点电流的流向, 选择合适的冗余矢量达到控制中点电位平衡的目的。下面将具体介绍矢量筛选的过程。

首先根据 Vienna 整流器输入电流的极性可将

基本电压矢量划分为 6 个扇区, 如图 2 所示, 每个扇区中包含 8 个矢量。以扇区 I 为例, 扇区 I 中包含零矢量(ooo)、冗余短矢量(onn,poo)、非冗余短矢量(oon,ono)、中矢量(pon)和长矢量(pnn)。

文献[24]对 Vienna 整流器中点电位振荡的原因进行了详细的分析, 当长矢量和零矢量作用时, 直流侧中点电流 $i_o=0$, 因此对中点电位没有影响。而冗余短矢量作用时因为 i_o 的存在, 会对中点电位产生不同方向的偏移效果, 所以只需要调节冗余短矢量的作用时长就可以达到调节中点电位的目的。以扇区 I 为例, 冗余短矢量(onn,poo)对中点电位的等效作用效果如图 5 所示。

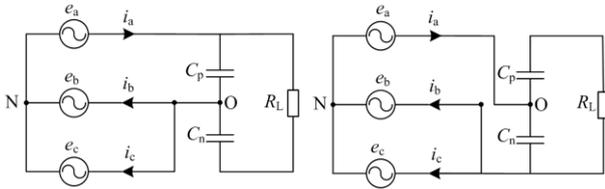


图 5 扇区 I 中冗余短矢量对中点电位的影响
Fig. 5 Effect of redundant short vectors on the NP voltage in sector I

当短矢量(onn)作用时, S_a 导通, S_b 、 S_c 关断, 电源通过 L 对电容 C_n 充电, 中点电位增大; 当短矢量(poo)作用时, S_a 关断, S_b 、 S_c 导通, 电源通过 L 对电容 C_p 充电, 电容 C_n 对负载放电, 中点电位减小。同理分析可以得到其他扇区冗余短矢量对中点电位的作用效果, 列于表 1 中。

表 1 冗余短矢量对中点电位的影响

Table 1 Effect of redundant short vectors on the NP voltage

短矢量	中点电流	中点电位	短矢量	中点电流	中点电位
poo	$-i_a$	减小	onn	i_a	增加
ppo	i_c	增大	oon	$-i_c$	减小
opo	$-i_b$	减小	non	i_b	增加
opp	i_a	增大	noo	$-i_a$	减小
oop	$-i_c$	减小	nno	i_c	增加
pop	i_b	增大	ono	$-i_b$	减小

根据上述分析, 在矢量筛选时, 应先判定中点电位的状态, 以扇区 I 为例, 当中点电压 $u_o > 0$ 时, 备选矢量应排除短矢量(onn), 选择对抑制中点电位有利的短矢量(poo)作为备选矢量。因此, 当最优矢量为短矢量时, 可以根据当前 u_o 的状态来选择合适的短矢量, 从而实现 Vienna 整流器的中点电位平衡控制, MPC 价值函数则只需要考虑功率控制, 式(10)可以改写为

$$J = (p^{\text{ref}} - p^{k+1})^2 + (q^{\text{ref}} - q^{k+1})^2 \quad (11)$$

除此之外, 在最优电压矢量筛选时仅考虑非零矢量产生的价值函数值, 因此备选矢量中也不包含零矢量, 备选个数由 8 个减少到 6 个。在消除了权重系数的同时, 也减少了滚动优化的备选矢量数量。

3.3 占空比优化计算

价值函数进行滚动优化获得最优矢量后, 需要分配最优矢量和第二矢量的作用时间。传统的双矢量控制通常采用零矢量作为第二矢量, 通过分配最优矢量和零矢量的作用时间, 使价值函数达到最小化^[25-26]。假设功率斜率在相当小的采样周期内保持不变, 则在控制周期结束时有功功率和无功功率可以表示为

$$\begin{cases} p^{k+1} = p^k + k_{pv}t_v + k_{pz}t_z \\ q^{k+1} = q^k + k_{qv}t_v + k_{qz}t_z \\ t_v + t_z = T_s \end{cases} \quad (12)$$

式中: k_{pv} 和 k_{pz} 分别为最优矢量和零矢量作用时有功功率 p 的斜率; k_{qv} 和 k_{qz} 分别为最优矢量和零矢量作用时无功功率 q 的斜率; t_v 为最优矢量的作用时间; t_z 为第二矢量的作用时间。利用式(7)可以得到斜率 k_{pv} 、 k_{pz} 、 k_{qv} 和 k_{qz} 的表达式为

$$\begin{cases} k_{pz} = \frac{dp}{dt} \Big|_{v=V_0} = -\omega q - \frac{R}{L}p + \frac{1}{L}|e|^2 \\ k_{pv} = \frac{dp}{dt} \Big|_{v=V_{\text{opt}}} = k_{pz} + \frac{1}{L}u_m \\ k_{qz} = \frac{dq}{dt} \Big|_{v=V_0} = \omega p - \frac{R}{L}q \\ k_{qv} = \frac{dq}{dt} \Big|_{v=V_{\text{opt}}} = k_{qz} + \frac{1}{L}u_n \end{cases} \quad (13)$$

根据式(12)可以将功率预测值和参考值之间的误差表示为

$$\begin{cases} p_{\text{err}} = p^{\text{ref}} - (p^k + k_{pv}t_v + k_{pz}t_z) \\ q_{\text{err}} = q^{\text{ref}} - (q^k + k_{qv}t_v + k_{qz}t_z) \end{cases} \quad (14)$$

以最小功率误差定义价值函数, 并使价值函数最小化, 即

$$\begin{cases} J = p_{\text{err}}^2 + q_{\text{err}}^2 \\ \frac{\partial J}{\partial t_v} = 0 \end{cases} \quad (15)$$

通过式(15)可以求出最优矢量的最优作用时间为

$$t_v = \frac{(p^{\text{ref}} - p^k)(k_{pv} - k_{pz}) + (q^{\text{ref}} - q^k)(k_{qv} - k_{qz})}{(k_{pv} - k_{pz})^2 + (k_{qv} - k_{qz})^2} + \frac{T_s(k_{pz}^2 + k_{qz}^2 - k_{pv}k_{pz} - k_{qv}k_{qz})}{(k_{pv} - k_{pz})^2 + (k_{qv} - k_{qz})^2} \quad (16)$$

计算出 t_v 和 t_z , 就可以在固定的开关频率下产生脉宽调制(PWM)开关信号。但基于式(16)的作用时间可能会出现负的或者超过 T_s 的情况, 此时零矢量并不是最佳的第二矢量。因此, 本文扩大第二矢量的选择范围, 使第二矢量既可以是零矢量, 也可以是非零矢量。

选择第二矢量时, 首先假定第二矢量为零矢量, 根据式(16)计算最优矢量的作用时间 t_v , 判断 t_v 是否在区间 $[0, T_s]$, 若不在则第二矢量为非零矢量。计算最优矢量 V_{opt} 所在扇区的剩余 5 个备选矢量的功率斜率, 并代入式(16)中计算 t_v , 选择使 t_v 在 $[0, T_s]$ 区间内的矢量作为第二矢量, 若备选矢量都不满足条件, 则判断 t_v 的值, 若 $t_v \in (T_s, +\infty)$, 则令 $t_v = T_s$, 使最优矢量作用整个控制周期; 若 $t_v \in (-\infty, 0)$, 则令 $t_v = 0$, 使零矢量作用整个控制周期。控制流程图如图 6 所示。

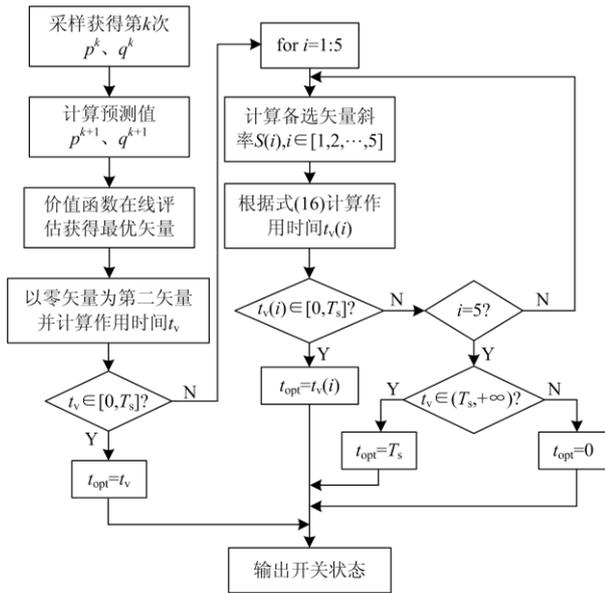


图 6 占空比优化计算流程图

Fig. 6 Flow chart of optimal calculation of duty ratio

3.4 延时补偿

理想情况下控制系统的采样、控制策略运算、脉冲输出等步骤不存在时间延时, 但在 MPC 的实际数字实现中存在一定的计算耗时。因此, 为了减少控制延时, 本文对控制系统进行了延迟补偿。首先根据式(8)计算得到 $k+1$ 时刻的功率预测值 p^{k+1} 、 q^{k+1} , 然后基于 p^{k+1} 和 q^{k+1} 计算各开关状态下对应的 $k+2$ 时刻的预测值。然后用 $k+2$ 时刻的值替换式(11)中 $k+1$ 时刻的值, 将价值函数改写为

$$J = (p^{ref} - p^{k+2})^2 + (q^{ref} - q^{k+2})^2 \quad (17)$$

每个矢量的作用时间仍然可以用(16)来计算。

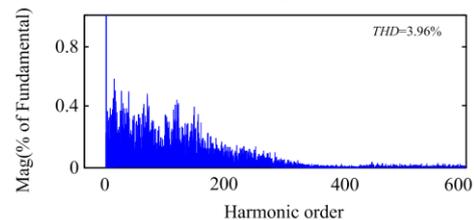
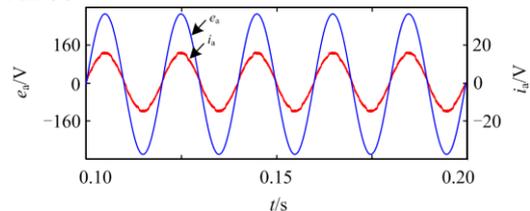
4 仿真分析与实验验证

4.1 仿真分析

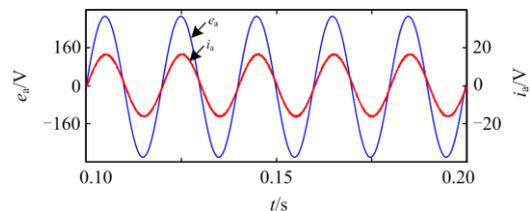
为了验证所提 DC-MPC 控制策略的性能, 以传统 FCS-MPC 为基准进行了仿真分析。仿真参数如下: 电网电压有效值为 220 V, 滤波电感 $L=4$ mH, 线路等效电阻 $R=0.1 \Omega$, 直流侧给定电压为 600 V, 直流侧电容 $C=1$ 100 μ F, 传统 FCS-MPC 的采样频率为 20 kHz, 所提 DC-MPC 的采样频率为 10 kHz。

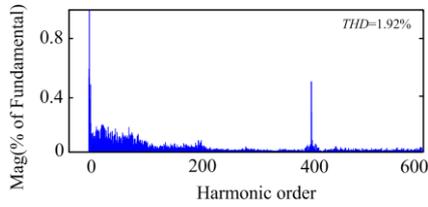
首先, 针对 Vienna 整流器在传统 FCS-MPC 和所提 DM-MPC 控制策略下的稳态性能进行分析。图 7 分别给出了两种不同控制算法下网侧 a 相电压、电流的稳态仿真波形。仿真结果表明, 两种控制策略下网侧电流与电压基本同相位, 功率因数较高, 验证了所提算法的有效性。为了进一步分析两种控制算法下的输入电流质量, 将电流波形进行 FFT 分析可以得到, 图 7(a)中电流 THD 为 3.96%, 而图 7(b)中电流 THD 仅为 1.92%。故所提 DC-MPC 控制策略能够有效地减小网侧输入电流谐波, 提高电流质量。

图 8 中给出了闭环控制条件下负载突变时的动态仿真结果。初始负载为 50 Ω , 当 $t=0.2$ s 时负载产生突变, 从图 8 中可以看出, 两种控制算法都能快速跟踪功率参考值, 但所提 DC-MPC 功率纹波较小, 稳态性能较好, 且能够实现对中点电位的有效平衡控制。



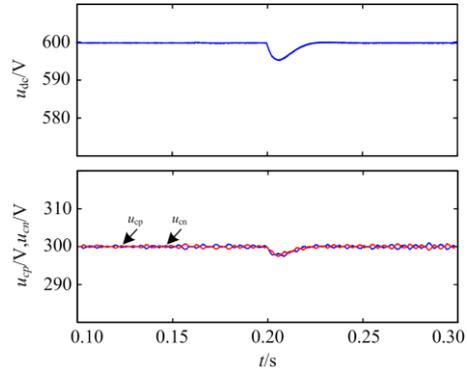
(a) 传统FCS-MPC控制策略





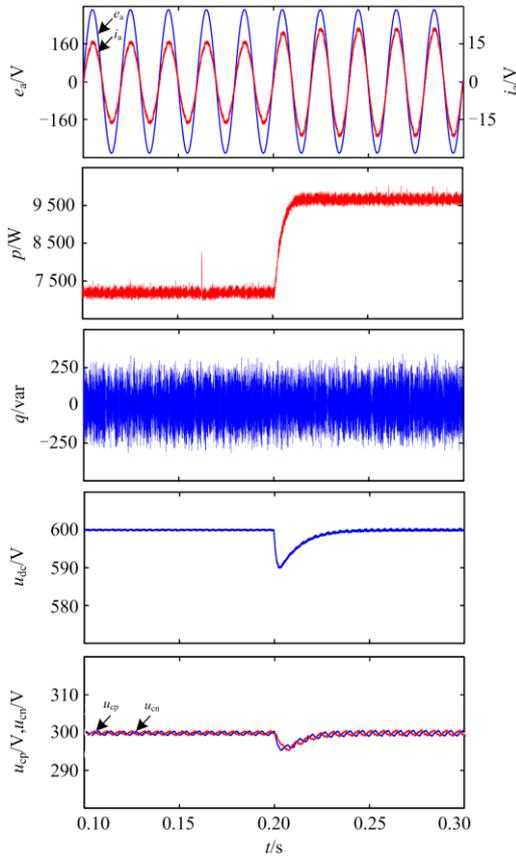
(b) 所提DC-MPC控制策略

图 7 网侧 a 相电压、电流稳态仿真分析
Fig. 7 Analysis of a phase voltage and current steady-state simulation

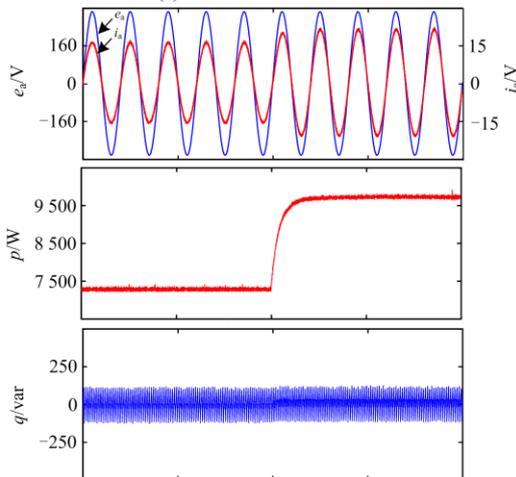


(b) 所提DC-MPC控制策略

图 8 负载突变时两种控制策略动态仿真分析
Fig. 8 Dynamic simulation analysis of two control algorithms under sudden load changes



(a) 传统FCS-MPC控制策略



4.2 实验验证

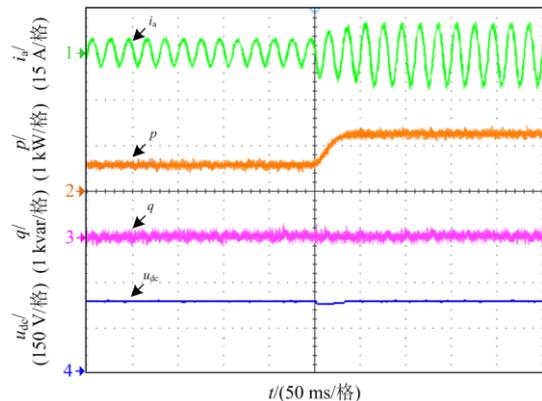
为了检验上文提出的 DC-MPC 控制策略的有效性, 搭建了 Vienna 整流器实验平台, 考虑到实验的安全性, 模拟电网侧输入电压峰值为 80 V, 具体实验参数如表 2 所示。

表 2 实验参数

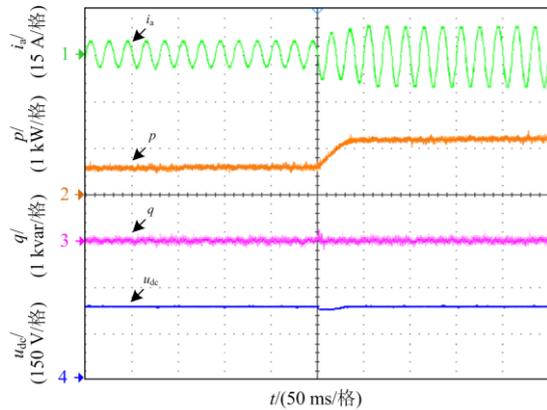
Table 2 Experimental parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
电网电压峰值	80 V	直流侧电容	4 700 μ F
滤波电感	3 mH	线路等效电阻	0.1 Ω
直流侧给定电压	240 V	采样频率	20/10 kHz

实验波形如图 9 所示, 当负载突变时, 有功功率、无功功率在两种算法控制下都能快速跟踪参考值, 输出电压经过较小的波动后, 也很好地稳定在 240 V 附近。图 9(a)为传统 FCS-MPC 输入电流、有功功率、无功功率和输出电压的实验波形, 其中稳态输入电流 THD 为 4.95%。图 9(b)为所提 DC-MPC 控制策略的实验波形, 电流 THD 降低到 2.84%, 有功和无功功率纹波也明显减小。与 FCS-MPC 相比, 所提 DC-MPC 控制策略实现了较小的电流畸变和



(a) 传统FCS-MPC控制策略



(b) 所提DC-MPC控制策略

图9 两种控制策略动态实验图

Fig. 9 Dynamic experimental diagram of two control algorithms

功率脉动, 在继承了传统 FCS-MPC 良好的动态性能的基础上, 稳态性能得到了优化。

5 结论

Vienna 整流器广泛地应用于电动汽车充电领域中, 提高其控制性能对电网侧电能质量和电动汽车的使用寿命具有重要意义。基于此, 本文提出了基于占空比控制的模型预测直接功率控制策略, 即通过将控制周期划分为两个区间, 采用双矢量控制来实现被控量对预测参考值的准确跟踪, 并利用冗余开关状态解决了中点电位波动问题。通过仿真实验得出以下结论:

1) 相比传统 FCS-MPC 的单矢量控制, 采用双矢量控制能够有效减小系统功率脉动和电流谐波含量, 提高 Vienna 整流器的稳态性能。

2) 利用冗余开关状态有效解决了中点电位波动问题, 消除了功率控制和中点电位平衡控制之间的权重系数, 简化了控制结构。

参考文献

- [1] 颜湘武, 赵帅帅, 董清, 等. 电动汽车充电机性能综合评估[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(1): 164-171.
YAN Xiangwu, ZHAO Shuashuai, DONG Qing, et al. Comprehensive evaluation of electric vehicle charger performance[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(1): 164-171.
- [2] 王满商, 李正明, 汪洋. 考虑电动汽车不确定性因素的配电网分布式电源优化布置[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(1): 67-72.
WANG Manshang, LI Zhengming, WANG Yang. Distribution network distributed power supply configuration considering the uncertainties of electric vehicle[J]. Power

- System Protection and Control, 2019, 47(1): 67-72.
- [3] ZHANG J, LIU C, YUAN R, et al. Design scheme for fast charging station for electric vehicles with distributed photovoltaic power generation[J]. Global Energy Interconnection, 2019, 2(2): 150-159.
- [4] HUANG Z, FANG B L, DENG J. Multi-objective optimization strategy for distribution network considering V2G-enabled electric vehicles in building integrated energy system[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020, 5(1): 48-55. DOI: 10.1186/s41601-020-0154-0.
- [5] 常小强, 宋政湘, 王建华. 基于蒙特卡罗算法的电动汽车充电负荷预测及系统开发[J]. 高压电器, 2020, 56(8): 1-5.
CHANG Xiaoqiang, SONG Zhengxiang, WANG Jianhua. Electric vehicle charging load prediction and system development based on Monte Carlo algorithm[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(8): 1-5.
- [6] KOLAR J W, ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(1): 456-467.
- [7] 韦微, 陈新, 樊轶, 等. 单周期控制的三相三电平 VIENNA 整流器输出中点电位分析及控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(15): 29-37.
WEI Zhi, CHEN Xin, FAN Yi, et al. Study and analysis of neutral-point potential and control methods for one-cycle controlled three-phase three-level VIENNA rectifiers[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(15): 29-37.
- [8] 宋卫章, 黄骏, 钟彦儒, 等. 带中点电位平衡控制的 Vienna 整流器滞环电流控制方法[J]. 电网技术, 2013, 37(7): 1909-1914.
SONG Weizhang, HUANG Jun, ZHONG Yanru, et al. A hysteresis current control method with neutral point potential balancing control for Vienna rectifier[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1909-1914.
- [9] 马辉, 谢运祥, 施泽宇, 等. VIENNA 整流器滑模直接功率及中点电位平衡控制策略[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 11-20.
MA Hui, XIE Yunxiang, SHI Zeyu, et al. Sliding-node based direct power control and neutral point potential balance control for Vienna rectifier[J]. Electric Machine and Control, 2016, 20(8): 11-20.
- [10] 马辉, 危伟, 鄢圣阳, 等. Vienna 整流器的滑模预测直接功率控制[J]. 电力电子技术, 2019, 53(1): 103-106.
MA Hui, WEI Wei, YAN Shengyang, et al. A sliding mode control based on predictive DPC strategy for

- vienna rectifier[J]. *Power Electronics*, 2019, 53(1): 103-106.
- [11] LI X, SUN Y, WANG H, et al. A hybrid control scheme for three-phase Vienna rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(1): 629-640.
- [12] 李治艳, 李琛. 基于模型预测控制的 SAPF 控制策略研究[J]. *高压电器*, 2019, 55(10): 105-110.
- LI Zhiyan, LI Shen. Research on control strategy of sapf based on model predictive control[J]. *High Voltage Apparatus*, 2019, 55(10): 105-110.
- [13] RODRIGUEZ J, KAZMIERKOWSKI M P, ESPINOZA J R, et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2013, 9(2): 1003-1016.
- [14] KOURO S, CORTES P, VARGAS R, et al. Model predictive control — a simple and powerful method to control power converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(6): 1826-1838.
- [15] VAZQUEZ S, SANCHEZ J A, CARRASCO J M, et al. Model based direct power control for three-phase power converters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(4): 1647-1657.
- [16] JIANG Y, ZHAO H, GUO D. Direct power control of three phase PWM rectifier using model predictive control[C] // 2015 3rd International Conference on Computer and Computing Science (COMCOMS), October 22-24, 2015, Hanoi, Vietnam: 45-48.
- [17] SONG W S, DENG Z X, WANG S L, et al. A simple model predictive power control strategy for single phase PWM converters with modulation function optimization[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2016, 31(7): 5279-5289.
- [18] 王永辉, 何帅彪, 冯瑾涛, 等. 考虑中点电压平衡的三相四开关变换器模型预测电压控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2019, 47(12): 31-39.
- WANG Yonghui, HE Shuaibiao, FENG Jintao, et al. Model predictive voltage control of three-phase four-switch converter in island mode considering capacitor voltage balancing control[J]. *Power System Protection and Control*, 2019, 47(12): 31-39.
- [19] KHORASGANI S M H, IZADINIA A, KARSHENAS H R. Finite control set model predictive control for DC voltage balancing in Vienna rectifier[C] // 2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Shiraz, May 10-12, 2016, Shiraz, Iran: 687-692.
- [20] 杜贵平, 杜发达. 有限集模型预测控制在 VIENNA 整流器中的应用[J]. *华南理工大学学报: 自然科学版*, 2018, 46(10): 9-14.
- DU Guiping, DU Fada. Application of finite set model predictive control in VIENNA rectifier[J]. *Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition*, 2018, 46(10): 9-14.
- [21] 张锦, 於锋, 高磊, 等. Vienna 整流器模型预测电流控制优化方案研究[J]. *电源学报*, 2020, 18(5): 110-117.
- ZHANG Jin, YU Feng, GAO Lei, et al. Research on optimization scheme for model predictive current control of Vienna rectifier[J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(5): 110-117.
- [22] DANG C, TONG X, SONG W, et al. Cost function-based modulation scheme of model predictive control for VIENNA rectifier[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(14): 3646-3655.
- [23] ZHU W J, CHEN C S, DUAN S X. Model predictive control with improved discrete space vector modulation for three-level Vienna rectifier[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(8): 1998-2004.
- [24] 丁文龙, 刘家君, 段彬, 等. VIENNA 整流器中点电位振荡抑制与平衡控制研究[J]. *中国电机工程学报*, 2017, 37(24): 7284-7293, 7443.
- DING Wenlong, LIU Jiajun, DUAN Bin, et al. Investigation of neutral-point voltage oscillation suppression and balancing control in VIENNA rectifiers[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2017, 37(24): 7284-7293, 7443.
- [25] 张虎, 张永昌, 杨达维. 基于双矢量模型预测直接功率控制的双馈电机并网及发电[J]. *电工技术学报*, 2016, 31(5): 69-76.
- ZHANG Hu, ZHANG Yongchang, YANG Dawei. Two-vectors-based model predictive direct power control of doubly fed induction generator for grid connection and power regulation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(5): 69-76.
- [26] ZHANG Y, XIE W, LI Z, et al. Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(11): 5343-5351.

收稿日期: 2020-07-26; 修回日期: 2020-09-16

作者简介:

周左(1996—), 女, 硕士研究生, 主要从事电动汽车充电技术方面的研究工作; E-mail: 794064095@qq.com

汪洋(1978—), 男, 副教授, 主要从事分布式发电技术的研究工作;

李正明(1958—), 男, 教授, 主要从事电力系统电能质量分析与控制的研究工作。

(编辑 周金梅)