

电网不平衡下三相PWM整流器模型预测 直接控制策略

杨晓霞¹, 曾飞², 缪惠宇², 袁晓冬², 曹钰晨³, 秦嘉盛³

(1. 中国电力科学研究院有限公司, 北京 100192; 2. 国网江苏省电力公司电力科学研究院, 江苏 南京 210005; 3. 中国矿业大学 电气工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要:随着分布式光伏发电的高比例接入电网, 分布式发电单相并网加剧了电网不平衡。此外, 直流用电设备在工业、建筑领域日益增多, 电网不平衡下, 如何降低三相PWM整流器交流二次谐波对直流系统供电稳定性的影响成为必须面对的问题。电网电压不平衡下常规控制策略需要正负序分量提取环节计算功率补偿值, 通过引入拓展无功功率理论降低控制复杂度, 减少计算量的同时达到相同控制目标。针对传统FCS-MPDPC滚动优化时间长、功率脉动大、开关频率不固定的问题, 使用一种定开关频率在线计算最优电压矢量的FSF-MPDPC。针对FSF-MPDPC最佳电压矢量作用下实际无功功率出现高频振荡现象, 提出了一种抑制无功功率变化率的控制策略, 有效减小三相PWM整流器网侧电流的高频纹波与总谐波畸变率。最后, 通过在Simulink仿真平台与实验室条件下搭建的实验平台验证了算法的有效性与可行性。

关键词:三相PWM整流器; 电网电压不平衡; 模型预测直接功率控制

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed26479

Model Predictive Direct Control Strategy for Three-phase PWM Rectifier Under Unbalanced Power Grid

YANG Xiaoxia¹, ZENG Fei², MIAO Huiyu², YUAN Xiaodong², CAO Yuchen³, QIN Jiasheng³

(1. China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China; 2. Electric Power Science Research Institute, State Grid Jiangsu Electric Power Company, Nanjing 210005, Jiangsu, China; 3. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, Jiangsu, China)

Abstract: With the high proportion of distributed photovoltaic power generation connected to the power grid, the single-phase grid connection of distributed power generation has exacerbated the imbalance of the power grid. In addition, the number of DC electrical equipment is increasing in the industrial and construction fields. Under the imbalance of the power grid, how to reduce the adverse impact of the AC second harmonic of the three-phase PWM rectifier on the stability of DC system power supply has become a problem that must be faced. Under voltage imbalance in the power grid, conventional control strategies require the extraction of positive and negative sequence components to calculate power compensation values. The extended reactive power theory was introduced to reduce control complexity, reduce computational complexity, and achieve the same control objectives. To address the issues of long rolling optimization time, large power ripple, and variable switching frequency in traditional FCS-MPDPC, a fixed switching frequency FSF-MPDPC was used to calculate the optimal voltage vector online. A control strategy was proposed to suppress the rate of change of reactive power, effectively reducing the high-frequency ripple and total harmonic distortion of the grid side current of the three-phase PWM rectifier, in response to the high-frequency oscillation phenomenon of actual reactive power under the optimal voltage vector of FSF-MPDPC. Finally, the effectiveness and feasibility of the algorithm were verified through experimental platforms built on Simulink simulation platform and laboratory conditions.

基金项目: 国家电网有限公司总部管理科技项目(5400-202318247A-1-1-ZN)

作者简介: 杨晓霞(1982—), 女, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为综合能源、微电网、新能源发电等领域技术研究、标准制定及技术咨询, Email: 150073870@qq.com

Key words: three-phase PWM rectifier; voltage imbalance in the power grid; model predictive direct power control (MPDPC)

风光制氢主要受到风速变化的影响,风速的频繁波动会导致风电输出功率的不稳定,而电力的频繁波动会导致电解槽频繁启停,降低其性能和寿命,同时减少氢气的产量^[1-3]。整流器可以将交流电能转化为直流电能,传统整流一般采用不控整流或相控整流,其存在功率因数低、效率低、网侧电流谐波含量高的问题^[4-5]。此外,由于新能源发电、非线性负荷大量接入电网,电网产生了各种电能质量问题,引起了学者的广泛关注^[6-9]。随着电力电子器件的高速发展,全控型器件代替了传统的半控型器件或不控型器件。由此,PWM整流器改善了传统整流器谐波污染严重的缺点^[10],可以获得正弦的网侧电流与单位功率因数运行,广泛应用于有源电力滤波器^[11]、静止无功发生器^[12]、高压直流输电^[13]以及风能、太阳能等可再生能源发电并网系统等^[14-16]场合。

PWM整流器的性能优势一般是基于三相平衡电网而言,但是实际电网可能出现不平衡状态^[17],比如幅值不平衡、相位突变、电网故障、频率失稳、参数不平衡等^[18]。基于平衡电网的控制策略如果不加以修正直接用于不平衡电网会出现直流侧电压波动或网侧电流畸变严重等问题。

电网电压不平衡是三相三线制供电系统最常遭遇的不平衡工况,因此研究电网电压不平衡下的PWM整流器控制策略可以有效提高PWM整流器在恶劣工况下的运行稳定性。

文献[19]将新定义无功功率代替传统无功功率,分析了两者的数量关系,采用FCS-MPDPC达到恒定的有功功率控制。但在每个控制周期只施加一个电压矢量导致运行性能不佳。文献[20]提出了一种低复杂度模型预测直接功率控制,有效减小了有功功率纹波,给出了在不平衡电网条件下的最佳电压选取规则和计算最佳持续时间。通过增加FCS-MPDPC电压矢量可以有效提升运行性能,但选取规则与持续时间计算的过程复杂。

针对上述问题,本文提出了一种定开关频率在线计算最优电压矢量的FSF-MPDPC(MPDPC-I)。针对MPDPC-I最佳电压矢量作用下实际无功功率出现高频振荡现象,导致网侧电流含有大量高次谐波,提出了一种抑制无功功率变化率

控制策略(MPDPC-II),MPDPC-II有效减小网侧电流的高频纹波与总谐波畸变率。最后,通过在Simulink仿真平台与实验室条件下搭建的实验平台验证了算法的有效性与可行性。

1 三相PWM整流器的工作原理

图1给出了三相PWM整流器拓扑图, e_a, e_b, e_c 分别为三相电网电压; L, R 分别为网侧滤波电感与等效附加阻抗; $S_1 \sim S_6$ 为功率开关器件; C, R_L 分别为直流侧储能电容与负载电阻。

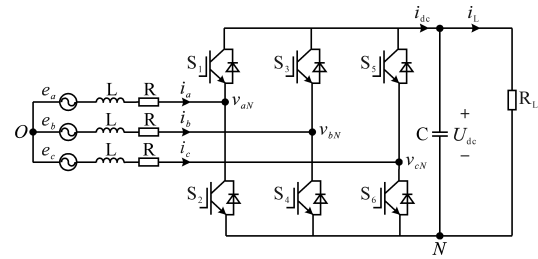


图1 三相PWM整流器拓扑图

Fig.1 Topology of three-phase PWM rectifier

在两相静止坐标系下,三相PWM整流器数学模型为

$$\mathbf{e} = R\mathbf{i} + L \frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{v} \quad (1)$$

式中: $\mathbf{e}, \mathbf{i}, \mathbf{v}$ 分别为电网电压、网侧电流、整流器交流电压。

传统交流侧视在功率 S 可以根据瞬时功率理论求得:

$$S = \frac{3}{2} (\mathbf{i}^* \mathbf{e}) \quad (2)$$

式中:“*”代表共轭复矢量。

有功功率 P 与无功功率 Q 分别定义为视在功率 S 的实部与虚部:

$$P = \text{Re}(S) = \frac{3}{2} \text{Re}(\mathbf{i}^* \mathbf{e}) \quad (3)$$

$$Q = \text{Im}(S) = \frac{3}{2} \text{Im}(\mathbf{i}^* \mathbf{e}) \quad (4)$$

本文引入拓展无功功率理论,将传统无功功率 Q 的定义替换为新无功功率 Q^{nov} :

$$Q^{\text{nov}} = \frac{3}{2} \text{Re}(\mathbf{i}^* \mathbf{e}') \quad (5)$$

式中:“'”代表变量延迟 90° 电角度的延迟量。

三相三线制不平衡电网下,电网电压可以分解为正序分量与负序分量:

$$\mathbf{e} = \mathbf{e}^+ + \mathbf{e}^- = \mathbf{e}_{dq}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{e}_{dq}^- e^{-j\omega t} \quad (6)$$

同理,对网侧电流也可由对应的正负序分量构成:

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^+ + \mathbf{i}^- = \mathbf{i}_{dq}^+ e^{j\omega t} + \mathbf{i}_{dq}^- e^{-j\omega t} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{e}^+, \mathbf{i}^+$ 分别为电网电压和网侧电流的正序分量,正序分量按角频率 ω 逆时针旋转; $\mathbf{e}^-, \mathbf{i}^-$ 分别为电网电压和网侧电流的负序分量,负序分量按角频率 ω 顺时针旋转。

电网电压延迟量 $\mathbf{e}'$ 由式(5)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}' &= \mathbf{e}_{dq}^+ e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} + \mathbf{e}_{dq}^- e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \\ &= -j\mathbf{e}_{dq}^+ e^{j\omega t} + j\mathbf{e}_{dq}^- e^{-j\omega t} = -j\mathbf{e}^+ + j\mathbf{e}^- \end{aligned} \quad (8)$$

将式(6)与式(7)代入式(3),得到电网电压不平衡下有功功率表达式为

$$\begin{aligned} P &= \frac{3}{2} \text{Re}(\mathbf{i}^* \mathbf{e}) \\ &= P_0 + P_{c2} \cos(2\omega t) + P_{s2} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$\begin{cases} P_0 = \frac{3}{2} (\mathbf{i}_{dq}^+ \odot \mathbf{e}_{dq}^+ + \mathbf{i}_{dq}^- \odot \mathbf{e}_{dq}^-) \\ P_{c2} = \frac{3}{2} (\mathbf{i}_{dq}^+ \odot \mathbf{e}_{dq}^- + \mathbf{i}_{dq}^- \odot \mathbf{e}_{dq}^+) \\ P_{s2} = \frac{3}{2} (\mathbf{i}_{dq}^+ \otimes \mathbf{e}_{dq}^- - \mathbf{i}_{dq}^- \otimes \mathbf{e}_{dq}^+) \end{cases} \quad (10)$$

相应的,新无功功率 Q^{nov} 可以表示为

$$\begin{aligned} Q^{\text{nov}} &= \frac{3}{2} \text{Re}(\mathbf{i}^* \mathbf{e}') \\ &= Q_0^{\text{nov}} + Q_{c2}^{\text{nov}} \cos(2\omega t) + Q_{s2}^{\text{nov}} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (11)$$

其中

$$\begin{cases} Q_0^{\text{nov}} = \frac{3}{2} (\mathbf{i}_{dq}^+ \otimes \mathbf{e}_{dq}^+ - \mathbf{i}_{dq}^- \otimes \mathbf{e}_{dq}^-) \\ Q_{c2}^{\text{nov}} = \frac{3}{2} (-\mathbf{i}_{dq}^+ \otimes \mathbf{e}_{dq}^- + \mathbf{i}_{dq}^- \otimes \mathbf{e}_{dq}^+) \\ Q_{s2}^{\text{nov}} = \frac{3}{2} (\mathbf{i}_{dq}^+ \odot \mathbf{e}_{dq}^- + \mathbf{i}_{dq}^- \odot \mathbf{e}_{dq}^+) \end{cases} \quad (12)$$

可以注意到 $P_{c2}=Q_{s2}, P_{s2}=-Q_{c2}$ 。即新无功功率的二倍频分量波动幅值与有功功率的二倍频分量波动幅值相同,利用控制策略消除有功功率的二倍频分量也就消除了新无功功率的二倍频分量。综上,定义新的无功功率可以有效降低控制复杂度。

2 MPDPC-I 控制策略

MPDPC-I 相较于 FCS-MPDPC,无需遍历有限控制集寻找最佳电压矢量,只需要对代价函数求解偏导数即可得到最佳电压矢量的表达式。

相较于传统的 FCS-MPDPC, MPDPC-I 缩减滚动优化的时间,减轻了微处理器的运算负担,且开关频率固定。

对式(3)、式(5)进行求导,获得功率动态模型为

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2} (i_\alpha \frac{de_\alpha}{dt} + e_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{de_\beta}{dt} + e_\beta \frac{di_\beta}{dt}) \\ \frac{dQ^{\text{nov}}}{dt} = \frac{3}{2} (i_\alpha \frac{de'_\alpha}{dt} + e'_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{de'_\beta}{dt} + e'_\beta \frac{di_\beta}{dt}) \end{cases} \quad (13)$$

电网电压不平衡下电网电压及其延迟量的导数信息为

$$\begin{cases} \frac{de_\alpha}{dt} = -\omega e_\beta \\ \frac{de_\beta}{dt} = \omega e_\alpha \\ \frac{de'_\alpha}{dt} = -\omega e'_\beta \\ \frac{de'_\beta}{dt} = \omega e'_\alpha \end{cases} \quad (14)$$

联立式(1)、式(13)、式(14)可以得到:

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{3}{2L} (e_\alpha^2 + e_\beta^2 - e_\alpha v_\alpha - e_\beta v_\beta) - \frac{R}{L} P - \omega Q^{\text{nov}} \\ \frac{dQ^{\text{nov}}}{dt} = \frac{3}{2L} (e'_\alpha e_\alpha + e'_\beta e_\beta - e'_\alpha v_\alpha - e'_\beta v_\beta) - \frac{R}{L} Q^{\text{nov}} + \omega P \end{cases} \quad (15)$$

令 dP/dt 为 A , dQ^{nov}/dt 为 B 。将式(15)进行离散化,得到 $k+1$ 时刻的功率预测值 P^{k+1} 和 $Q^{\text{nov},k+1}$ 如下式所示:

$$\begin{cases} P^{k+1} = P^k + T_s A \\ Q^{\text{nov},k+1} = Q^{\text{nov},k} + T_s B \end{cases} \quad (16)$$

式中: T_s 为采样周期; $P^k, Q^{\text{nov},k}$ 分别为 k 时刻的有功功率与无功功率。

MPDPC 的本质是直接控制瞬时有功功率与瞬时无功功率来达到直流侧电压给定值与网侧电流正弦化,由式(16)得到有功功率与无功功率的预测值,通过构建预测功率与给定功率的偏差来判定整流器交流电压矢量的优劣,定义代价函数 g 为

$$g = (P^{\text{ref}} - P^{k+1})^2 + (Q^{\text{ref}} - Q^{\text{nov},k+1})^2 \quad (17)$$

式中: $P^{\text{ref}}, Q^{\text{ref}}$ 分别为有功功率和新无功功率给定值。

通过观察式(17)可以得到代价函数 g 是关于

整流器交流电压矢量 $\mathbf{v}$ 的一个函数,因此通过代价函数 g 分别对 v_α, v_β 求偏导数,令偏导数为0得到代价函数的极小值点,即

$$\begin{cases} \frac{\partial g(v_\alpha, v_\beta)}{\partial v_\alpha} = 0 \\ \frac{\partial g(v_\alpha, v_\beta)}{\partial v_\beta} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

通过求解式(18)可以在线求解最佳电压矢量 $\mathbf{v}_{\text{opt}}$ 的分量 $v_{\alpha_{\text{opt}}}$ 和 $v_{\beta_{\text{opt}}}$,表达式为

$$\begin{cases} v_{\alpha_{\text{opt}}} = e_\alpha + \frac{W_3(A_\alpha + B_\alpha) - W_2(A_\beta + B_\beta)}{k(e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta)^2} \\ v_{\beta_{\text{opt}}} = e_\beta + \frac{-W_2(A_\alpha + B_\alpha) + W_1(A_\beta + B_\beta)}{k(e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta)^2} \end{cases} \quad (19)$$

其中

$$\begin{cases} k = 3T_s/2L \\ W_1 = e_\alpha^2 + e'_\alpha{}^2 \\ W_2 = e_\alpha e_\beta + e'_\alpha e'_\beta \\ W_3 = e_\beta^2 + e'_\beta{}^2 \end{cases} \quad (20)$$

$$\begin{cases} A_\alpha = -e_\alpha \Delta P^k - e'_\alpha \Delta Q^{\text{nov},k} \\ B_\alpha = T_s e_\alpha \left(-\frac{R}{L} P^k - \omega Q^{\text{nov},k} \right) + T_s e'_\alpha \left(-\frac{R}{L} Q^{\text{nov},k} + \omega P^k \right) \\ A_\beta = -e_\beta \Delta P^k - e'_\beta \Delta Q^{\text{nov},k} \\ B_\beta = T_s e_\beta \left(-\frac{R}{L} P^k - \omega Q^{\text{nov},k} \right) + T_s e'_\beta \left(-\frac{R}{L} Q^{\text{nov},k} + \omega P^k \right) \end{cases} \quad (21)$$

式中: W_1, W_2, W_3 为待求方程的系数项; $A_\alpha, B_\alpha, A_\beta, B_\beta$ 为待求方程的非系数项。

图2为MPDPC-I控制流程图。

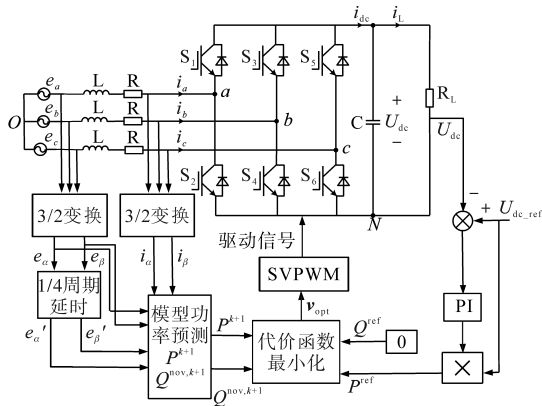


图2 MPDPC-I 控制流程图

Fig.2 MPDPC-I control flowchart

由图2可以看到MPDPC-I无需 dq 坐标变换,省去了锁相环环节和正负序分量分离环节。通

过采样电网电压、网侧电流和计算电网电压延迟量来预测 $k+1$ 时刻的有功功率与新无功功率,由功率守恒原理来确定有功功率和新无功功率的给定值。其中有功功率给定值由直流母线电压外环PI控制器输出和直流母线电压给定值得到,新无功功率给定值设定为0。再由式(19)在线求解最佳的整流器电压矢量,再送入SVPWM模块实现定开关频率输出。

3 MPDPC-II 策略

由式(19)在线计算所得的最佳电压矢量可以使代价函数 g 最小,即瞬时有功功率误差 ΔP 与瞬时新无功功率误差 ΔQ^{nov} 的平方和最小。但是代价函数的选取是基于新无功功率定义,无法保证实际无功功率 Q 时刻为0。事实上,实际无功功率在新无功功率定义下表达式为

$$Q = \frac{2A \sin \varphi}{1 - A^2} P^{\text{ref}} \quad (22)$$

其中

$$A = \frac{dP}{dt} = |e_{dq}^+|/|e_{dq}^-|$$

式中: φ 为 e_{dq}^+ 与 e_{dq}^- 之间的夹角。

由式(21)得到实际无功功率 Q 存在二倍频波动,波动幅值与电网不平衡度和系统运行有功功率有关。采用MPDPC-I并不能减小实际无功功率的波动,其波动峰值与波动频率为固定值。

同时,最佳电压矢量的选取会直接影响 Q 的变化速度,而在构建代价函数中忽视了这一点。最佳电压矢量作用时可能会导致 Q 出现剧烈波动,甚至影响 Q 的增减趋势。网侧电流会受 Q 高频振荡的影响而产生较大电流纹波,进而影响网侧电流的THD,从而降低系统的稳定性和效率。因此,在设计控制策略时,需综合考虑无功功率动态变化对系统性能的全面影响。

因此,针对MPDPC-I代价函数忽略无功功率变化率的问题,提出一种有效抑制无功功率变化率的控制方法,即MPDPC-II。

联立式(1)、式(4)、式(14)可得 Q 的变化率如下式所示:

$$\frac{dQ}{dt} = 1.5 \left[e_\beta \left(\frac{e_\alpha - v_\alpha}{L} + \omega i_\beta \right) - e_\alpha \left(\frac{e_\beta - v_\beta}{L} - \omega i_\alpha \right) \right] \quad (23)$$

将最佳电压矢量 $\mathbf{v}_{\text{opt}}$ 代入式(23),可得:

$$\frac{dQ}{dt} = 1.5 \left[\omega P + \frac{e_\beta}{L} (W_1 Q_2 - W_2 Q_1) - \frac{e_\alpha}{L} (W_2 Q_2 - W_3 Q_1) \right] \quad (24)$$

其中

$$\begin{cases} Q_1 = -e_\alpha \Delta P^k - e'_\alpha \Delta Q^{\text{nov},k} + T_s \omega i_\beta (e'_\alpha e_\beta - e_\alpha e'_\beta) \\ Q_2 = -e_\beta \Delta P^k - e'_\beta \Delta Q^{\text{nov},k} + T_s \omega i_\alpha (e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta) \end{cases} \quad (25)$$

v_{α_opt} 与 v_{β_opt} 对 dQ/dt 的影响可以将其归纳为两类:一是与功率误差相关的高频脉动部分,二是电网电压和网侧电流的稳态分量。稳态分量由电网运行条件决定,为定值且其系数包含了 T_s 项,因此,无功功率的动态特性主要由功率误差的高频变化决定。

通过加入限制因子 η 来达到限制无功功率变化率,则新的功率误差为

$$\begin{cases} \Delta P_{\text{new}}^k = \eta(P^{\text{ref}} - P^k) \\ \Delta Q_{\text{new}}^k = \eta(-Q^{\text{nov},k}) \end{cases} \quad (26)$$

式中: η 为小于1的正常数。

考虑含有 η 时,式(19)变为

$$\begin{cases} v_{\alpha_opt} = e_\alpha + [W_3(A_\alpha^{\text{new}} + \mu A_\alpha^{\text{comp}}) - W_2(A_\beta^{\text{new}} + \mu A_\beta^{\text{comp}}) - \\ W_3 B_\alpha - W_2 B_\beta] / k(e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta)^2 \\ v_{\beta_opt} = e_\beta + [-W_2(A_\alpha^{\text{new}} + \mu A_\alpha^{\text{comp}}) + W_1(A_\beta^{\text{new}} + \mu A_\beta^{\text{comp}}) - \\ W_2 B_\alpha + W_1 B_\beta] / k(e_\alpha e'_\beta - e'_\alpha e_\beta)^2 \end{cases} \quad (27)$$

其中

$$\begin{cases} A_\alpha^{\text{new}} = \eta A_\alpha \\ A_\beta^{\text{new}} = \eta A_\beta \end{cases} \quad (28)$$

$$\begin{cases} A_\alpha^{\text{comp}} = (1 - \eta) A_\alpha \\ A_\beta^{\text{comp}} = (1 - \eta) A_\beta \end{cases} \quad (29)$$

式中: μ 为权重因子; A^{new} 为抑制无功功率波动项; A^{comp} 为服从功率给定补偿项。

当 $\mu=1$ 时,式(27)与式(19)表达式完全相同,此条件下,系统能够实现对瞬时有功和新无功功率的稳定控制,但未对无功功率的变化率施加控制,导致在网侧电流峰值时出现较为明显的波动。当 $\mu=0$ 时,此时系统的瞬时有功和新无功功率会在功率给定值附近波动,且 η 的引入有效地平缓了无功功率的变化速度,进而有效减少了网侧电流的 THD。

通过将 A 分解为 A^{new} 与 A^{comp} ,并通过动态调节 μ 来达到控制目标。抑制无功功率变化率算法控制流程图如图3所示。

当处理器进入中断后,由式(27)计算最佳电压矢量,此时对应 $\mu=0$ 。得到最佳电压矢量后将其带入式(16),得到在下一个控制周期时的系统理论有功功率值 $P(k+1)$ 。设立一个可接受有功

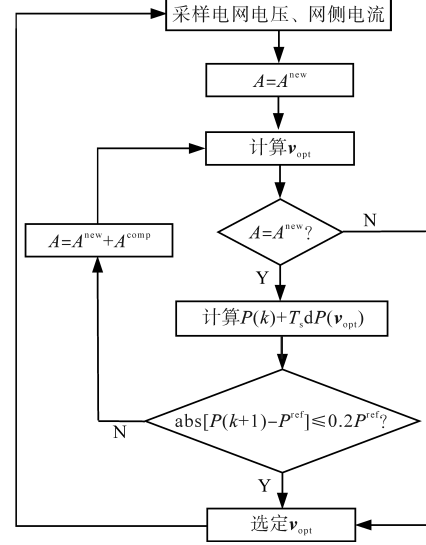


图3 MPDPC-II 控制算法流程图

Fig.3 MPDPC-II control algorithm flowchart

功率波动区间,若 $P(k+1)$ 在可接受功率区间内则直接输出最佳电压矢量并产生开关驱动信号。若在区间外,则需要重新计算最佳电压矢量,此时对应 $\mu=1$,并将计算得到的最佳电压矢量直接输出。

4 PWM 整流器仿真与实验验证

为了验证抑制无功功率变化率控制策略的可行性与有效性,搭建仿真模型,Simulink 中搭建的仿真平台参数如表1所示。

表1 PWM 整流器仿真参数

Tab.1 PWM rectifier simulation parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
A 相电网电压	50 V	滤波电感	4 mH
B, C 相电网电压	60 V	直流侧负载电阻	65 Ω & 50 Ω
直流侧电压给定值	160 V	采样频率	10 kHz
直流母线电容容值	3 200 μF		

图4、图5分别为本文提出的两种 MPDPC 控制策略下无功功率仿真波形,可以看到 MPDPC-II 施加了抑制无功功率变化率策略,使得无功功率波形相较于 MPDPC-I 更加平滑且波动幅值降低。图6为 dq 双闭环控制下无功功率仿真波形,可以看出,由于采用的传统双闭环控制,其控制带宽较模型预测控制窄,无功功率变化率波动幅度较大,未能得到有效控制。从图中可以看出,其高频纹波较小,低频波动幅值较大。

图7~图12选取三种控制策略下的 A 相网侧电流进行分析。MPDPC-I 的网侧电流正负峰值处会有明显的振荡,这是最佳电压矢量的选取忽

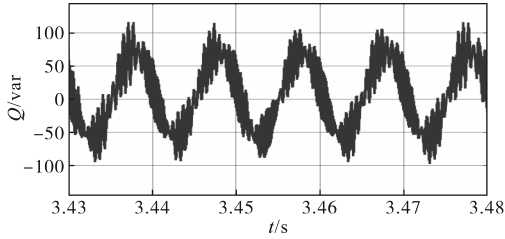


图4 MPDPC-I 无功功率仿真波形图

Fig.4 MPDPC-I reactive power simulation waveform

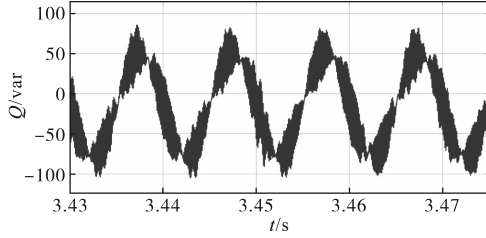


图5 MPDPC-II 无功功率仿真波形图

Fig.5 MPDPC-II reactive power simulation waveform

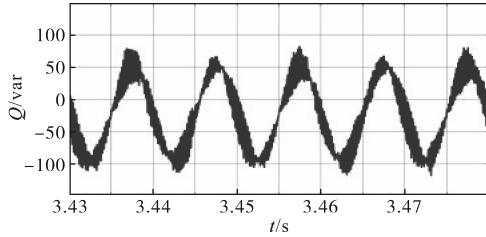


图6 dq 双闭环控制无功功率仿真波形图

Fig.6 Reactive power simulation waveform of dq-frame dual closed-loop control

略了无功功率的变化率,导致了无功功率在单位时间内会出现急剧变化。MPDPC-II 在最佳电压矢量的选取中人为限制了无功功率的变化率,相较于MPDPC-I,整体电流波形更为正弦,无明显振荡。而dq 双闭环控制下,电流的低频谐波增大,高次谐波含量较低,这也可以从无功功率变化的波形上得以验证,低频谐波高是由于dq 控制的电流环带宽较模型预测控制窄所致。与MPDPC-I 相比,MPDPC-II 能够有效降低网侧电流THD和减小电流纹波,综合性能更优。但与dq 双闭环控制相比,两种模型预测控制策略的网侧电流THD仍相对较高,还有一定的优化空间。

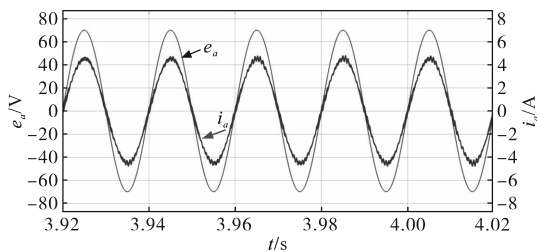


图7 MPDPC-I 网侧电压电流仿真波形图

Fig.7 MPDPC-I grid-side voltage and current simulation waveforms

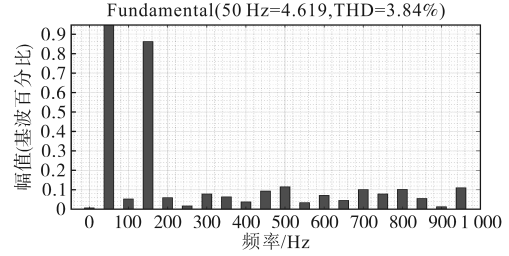


图8 MPDPC-I 网侧电流FFT分析图

Fig.8 FFT analysis of grid-side current in MPDPC-I

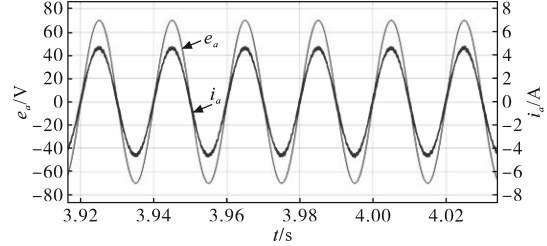


图9 MPDPC-II 网侧电流仿真波形图

Fig.9 MPDPC-II grid-side current simulation waveforms

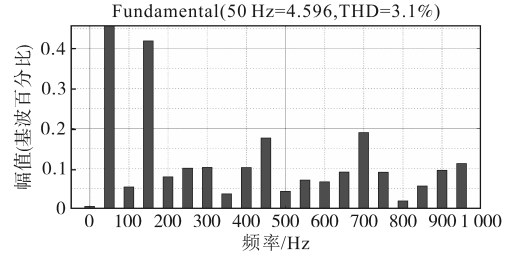


图10 MPDPC-II 网侧电流FFT分析图

Fig.10 FFT analysis of grid-side current in MPDPC-II

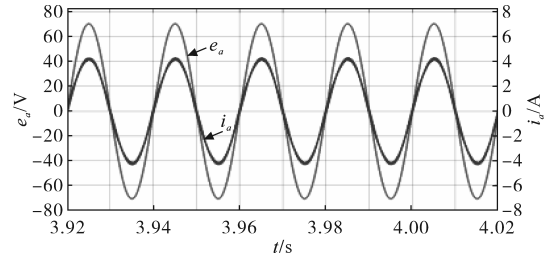


图11 dq 双闭环控制网侧电压电流仿真波形图

Fig.11 Grid-side voltage and current simulation waveforms of dq-frame dual closed-loop control

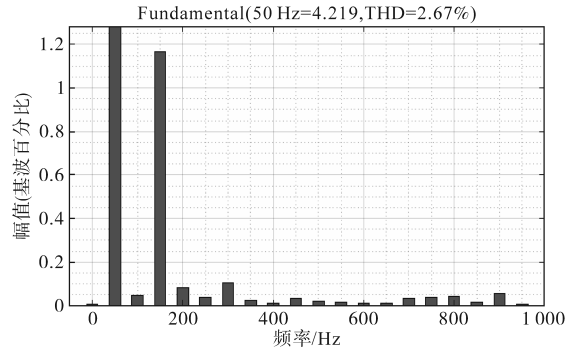


图12 dq 双闭环控制网侧电流FFT分析图

Fig.12 FFT analysis of grid-side current in dq-frame dual closed-loop control

在实验室条件下搭建了实验平台,实验平台

如图13所示。其中,信号处理主要由型号为TMS320F28335的DSP芯片完成,DSP读取FPGA双口RAM中的采集的数据,进行算法的运算,计算出最佳电压矢量。信号输出主要由FPGA芯片XC3S500E完成,可在进行更多电平变换器实验时弥补DSP芯片EPWM输出数量不足的缺陷。

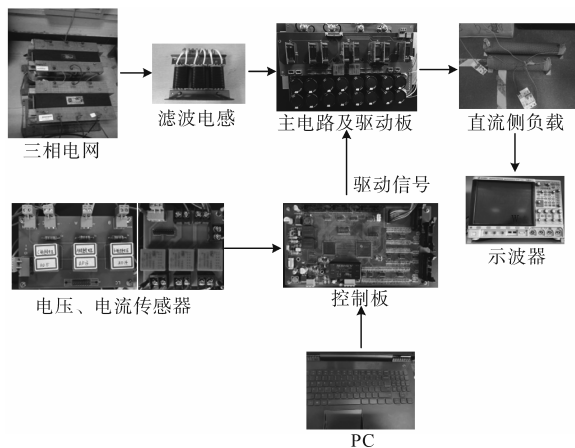


图13 PWM整流器实验平台

Fig.13 PWM rectifier experimental platform

MPDPC-I, MPDPC-II的网侧电流实验波形和FFT图如图14~图17所示。由图14~图17可得MPDPC-II的网侧电流的整体电流纹波均小于MPDPC-I, 电流波形更加正弦化, 无明显毛刺。实验结果表明, MPDPC-II可以有效降低网侧电流THD并提升稳态性能。

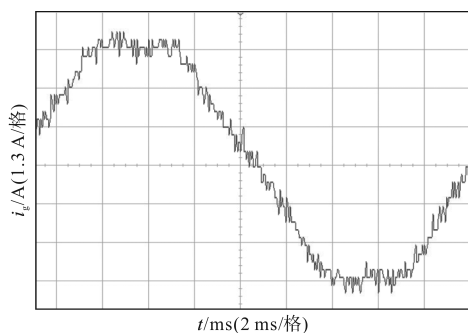


图14 MPDPC-I网侧电流实验波形图

Fig.14 Experimental waveform of grid-side current in MPDPC-I

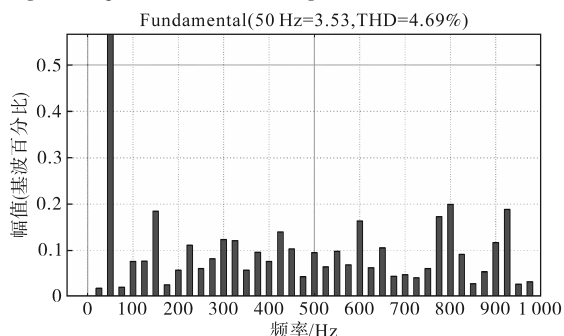


图15 MPDPC-I网侧电流FFT图

Fig.15 FFT analysis of grid-side current in MPDPC-I

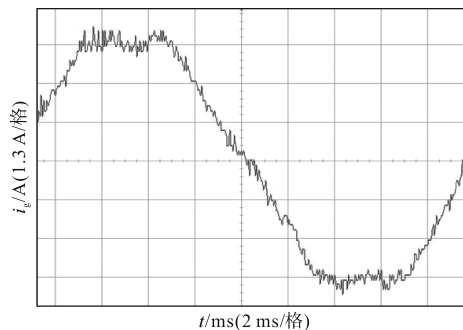


图16 MPDPC-II网侧电流实验波形图

Fig.16 Experimental waveform of grid-side current in MPDPC-II

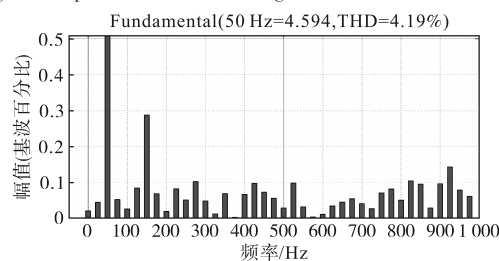


图17 MPDPC-II网侧电流FFT图

Fig.17 FFT analysis of grid-side current in MPDPC-II

5 结论

针对FCS-MPDPC滚动优化时间长、控制功率脉动大、开关频率不固定的问题,使用一种定开关频率在线计算最优电压矢量的FSF-MPDPC,该控制策略通过求解代价函数的偏导数在线求解最佳电压矢量的表达式,无需滚动优化环节。针对FSF-MPDPC最佳电压矢量作用下实际无功功率出现高频振荡现象,提出了一种抑制无功功率变化率控制策略,有效减小了网侧电流的纹波与总谐波畸变率。

参考文献

- [1] 李宇明,徐砚文,王焕焕,等. 机器学习辅助非贵金属基过渡金属磷化物电解水制氢研究[J/OL]. 燃料化学学报(中英文):(2025-02-13)[2025-02-26]. <https://link.cnki.net/urlid/14.1410.TQ.20250213.0911.006>.
- LI Yuming, XU Yanwen, WANG Huanhuan, et al. Machine learning assisted non-noble metal-based transition metal phosphides for hydrogen production via water electrolysis[J/OL]. Journal of Fuel Chemistry and Technology:(2025-02-13)[2025-02-26]. <https://link.cnki.net/urlid/14.1410.TQ.20250213.0911.006>.
- [2] 章小卫,苏星宇,周京华,等. 可再生能源电解水制氢电源并联方案研究[J]. 太阳能学报,2025,46(1):353-362.
- ZHANG Xiaowei, SU Xingyu, ZHOU Jinghua, et al. Research on parallel scheme of hydrogen production from electrolytic water based on renewable energy generation[J]. Acta Energaie So-

- laris Sinica, 2025, 46(1): 353-362.
- [3] 刘忠, 黄彦铭, 朱光明, 等. 含风-光-电氢混合储能的多微电网系统容量优化配置方法[J]. 发电技术, 2025, 46(2): 240-251.
- LIU Zhong, HUANG Yanming, ZHU Guangming, et al. Optimal capacity configuration method for multi-microgrid system utilizing wind-solar-electric-hydrogen hybrid energy storage[J]. Power Generation Technology, 2025, 46(2): 240-251.
- [4] 王涛. 三相电平整流器输入电流特性分析及优化[D]. 武汉: 华中科技大学, 2021.
- WANG Tao. Analysis and optimization of input current characteristics for three-phase three-level rectifier[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2021.
- [5] 宋崇辉, 李坤, 边春元, 等. 加入死区作用范围闭环的三电平整流器谐波抑制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(5): 76-84.
- SONG Chonghui, LI Kun, BIAN Chunyuan, et al. Harmonic suppression of three-level rectifier with closed-loop dead-zone effect compensation[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(5): 76-84.
- [6] 李志军, 张俊杰, 贾杨. 基于自适应有源阻尼的宽频域谐振抑制器[J]. 南方电网技术, 2024, 18(10): 95-106, 160.
- LI Zhijun, ZHANG Junjie, JIA Yang. Wide-band resonance suppressor based on adaptive active damping[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(10): 95-106, 160.
- [7] 方响, 俞登科, 王亿, 等. 基于模糊解耦线性自抗扰控制的混合微电网直流母线电压波动抑制策略[J]. 南方电网技术, 2024, 18(10): 116-129.
- FANG Xiang, YU Dengke, WANG Yi, et al. Suppression strategy of DC bus voltage fluctuation in hybrid microgrid based on fuzzy decoupling linear active disturbance rejection control[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(10): 116-129.
- [8] 马立红, 梁亚峰, 邱剑洪, 等. 锁相锁幅控制技术及其在孤立海岛微电网的应用[J]. 南方电网技术, 2024, 18(9): 97-105.
- MA Lihong, LIANG Yafeng, QIU Jianhong, et al. Phase-amplitude-locked-loop control technology and its application in isolated island microgrid[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(9): 97-105.
- [9] 苏寅生, 周挺辉, 赵利刚, 等. 电力电子设备谐波对主网的影响分析与对策探索[J]. 南方电网技术, 2024, 18(2): 47-56.
- SU Yinsheng, ZHOU Tinghui, ZHAO Ligang, et al. Impact analysis and countermeasure exploration of power electronic equipment harmonics on main grid[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(2): 47-56.
- [10] 毛兵, 彭继明. 浅谈PWM控制技术在电气传动系统的应用[J]. 中国设备工程, 2021(21): 153-155.
- MAO Bing, PENG Jiming. Brief discussion on application of PWM control technology in electric drive systems[J]. China Equipment Engineering, 2021(21): 153-155.
- [11] 陆学军, 陆云鹏. UPS APFC 数字控制系统工程设计与实现[J]. 电气应用, 2022, 41(8): 95-100.
- LU Xuejun, LU Yunpeng. Engineering design and implementation of UPS APFC digital control system[J]. Electrotechnical Application, 2022, 41(8): 95-100.
- [12] 徐良凯. 静止无功发生器(SVG)的作用及应用[J]. 大众标准化, 2022(21): 139-141.
- XU Liangkai. Function and application of static var generator (SVG)[J]. Popular Standardization, 2022(21): 139-141.
- [13] LIN H, XUE T, LYU J, et al. Impact of different AC voltage control modes of wind-farm-side MMC on stability of MMC-HVDC with offshore wind farms[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2023, 11(5): 1687-1699.
- [14] 林果, 马文闯, 程玉洲, 等. 两级三相光伏并网逆变器研究策略[J]. 电工技术, 2023(16): 92-98.
- LIN Guo, MA Wenchuang, CHENG Yuzhou, et al. Research strategy for two-stage three-phase photovoltaic grid-connected inverter[J]. Electric Engineering, 2023(16): 92-98.
- [15] 黎燕, 程馨, 黄祖梁, 等. 高可靠性三相多功能并网变换器研究[J]. 中国电力, 2023, 56(5): 172-181.
- LI Yan, CHENG Xin, HUANG Zuliang, et al. Research on high-reliability three-phase multifunctional grid-connected converter [J]. China Electric Power, 2023, 56(5): 172-181.
- [16] 张兴, 曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2018.
- ZHANG Xing, CAO Renxian. Grid-connected solar photovoltaic power generation and its inverter control[M]. Beijing: China Machine Press, 2018.
- [17] 王久和, 杨秀媛. 电网不平衡时电压型PWM整流器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 14-20.
- WANG Jiuhe, YANG Xiuyuan. Control strategy of voltage-source PWM rectifier under unbalanced grid conditions[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(18): 14-20.
- [18] 纪伊琳, 阙志忠, 荣小兵. 三相PWM整流器不平衡电网下的功率波动抑制控制[J]. 燕山大学学报, 2021, 45(2): 153-159.
- JI Yilin, KAN Zhizhong, RONG Xiaobing. Power fluctuation suppression control for three-phase PWM rectifier under unbalanced grid conditions[J]. Journal of Yanshan University, 2021, 45(2): 153-159.
- [19] ZHANG Y, QU C. Model predictive direct power control of PWM rectifiers under unbalanced network conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4011-4022.
- [20] RAN X, XU B, LIU K, et al. An improved low-complexity model predictive direct power control with reduced power ripples under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5224-5234.
- [21] 邱鹏锦, 纳智敏, 陈杜海, 等. 新能源电压型PWM变流器定频直接功率控制[J]. 电力电子技术, 2025, 59(2): 115-118.
- QIU Pengjin, NA Zhimin, CHEN Duhai, et al. Fixed frequency direct power control of new energy voltage type PWM converter [J]. Power Electronics, 2025, 59(2): 115-118.

收稿日期: 2025-02-26

修改稿日期: 2025-03-17