

引用格式:杨红,杨帆,杨汝.基于三相逆变器变开关频率和变直流母线电压的PMSM控制[J].电力科学与技术学报,2024,39(1):225-233.

Citation: YANG Hong, YANG Fan, YANG Ru. PMSM control of three-phase inverter with variable switching frequency and DC bus variable voltage [J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(1): 225-233.

基于三相逆变器变开关频率和变直流母线电压的PMSM控制

杨红¹, 杨帆², 杨汝¹

(1. 广州大学机械与电气工程学院, 广东 广州 510006; 2. 广州大学电子与通信工程学院, 广东 广州 510006)

摘要: 针对三相电压源逆变器应用固定开关频率和额定直流母线电压的空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)驱动方式时存在直流电压利用率低、绝缘栅双极性晶体管(insulated gate bipolar transistors, IGBT)损耗较高的缺点,建立永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)和基于输出周期的IGBT损耗控制模型,在此基础上以输出电流质量为约束条件,以开关频率和直流母线电压为约束变量,应用猫鼬优化算法获得基于输出周期的IGBT损耗最优的开关频率和直流母线电压。对所提出的策略进行仿真和实验,通过比较输出电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)、电流波形、IGBT损耗和结温等验证所提策略在保证控制系统性能的条件下降低三相电压源逆变器损耗,增加三相电压源逆变器的可靠性。

关键词: IGBT损耗;三相电压源逆变器;开关频率;直流母线电压;猫鼬优化算法

DOI: 10.19781/j.issn.1673-9140.2024.01.023 **中图分类号:** TM464; TM351 **文章编号:** 1673-9140(2024)01-0225-09

PMSM control of three-phase inverter with variable switching frequency and DC bus variable voltage

YANG Hong¹, YANG Fan², YANG Ru¹

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China; 2. School of Electronics and Communication Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

Abstract: To address the shortcomings of low DC voltage utilization and high insulated gate bipolar transistors (IGBT) loss in the three-phase voltage source inverter applied by the space vector pulse width modulation (SVPWM) drive method with constant switching frequency and rated DC bus voltage, permanent magnet synchronous motor (PMSM) and output cycle-based IGBT loss control model is established, based on which the optimal switching frequency and DC bus voltage for output cycle based IGBT loss are obtained by applying the dwarf mongoose optimization algorithm with the output current quality as the constraint and the switching frequency and DC bus voltage as the constraint variables. The proposed strategy is simulated and experimented to verify that the proposed strategy reduces loss and increases reliability while maintaining control system performance by comparing the output current total harmonic distortion (THD), current waveform and IGBT loss and junction temperature performance.

Key words: IGBT loss; three-phase voltage source inverter; switching frequency; DC bus voltage; dwarf mongoose optimization algorithm

收稿日期: 2023-03-23; 修回日期: 2023-07-16

基金项目: 广东省自然科学基金(2020A1515011247; 2022A1515010699; 2022A1414020018)

通信作者: 杨红(1967—), 男, 博士, 副教授, 主要从事电机控制、人工智能、FPGA设计研究; E-mail: yanghong@gzhu.edu.cn

三相电压源逆变器由于具有易操作、易控制、易实现的特点,被广泛地应用于变速驱动、有源电力滤波器和不间断电源等领域,成为最常用的电力电子变换器之一^[1-5]。鉴于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的调制比高和输出波形好,三相电压源逆变器通常采用此调制方法。一般的SVPWM开关频率和直流母线电压固定,但简单地将这2个参数设定为固定值会降低电压利用率,增加三相电压源逆变器的损耗,使逆变器工作在较高的结温环境下。相关研究表明,逆变器近60%的故障是由结温较高引起的:逆变器温度每上升10℃,其故障率增加1倍;较高的结温也会加速绝缘栅双极性晶体管(insulated gate bipolar transistors, IGBT)的老化,降低逆变器的可靠性^[6-10]。因此,逆变器低损耗运行控制方法已受到广大学者的关注。

文献[11-12]通过减少开关频率换相次数来降低开关损耗,但缺点是降低了输出电流的质量,增加了负载损耗。文献[13]提出了一种基于可变开关频率方法来抑制三相电压源逆变器中的输出电流纹波和电磁干扰,降低了开关损耗,但这种方法没有考虑到电流的质量。文献[14]研究应用可变开关频率技术降低单相全桥逆变器开关损耗,将电流纹波有效值保持在与固定开关频率相同的水平,但该策略的开关频率取决于逆变器的工作条件,如工作条件不当可能会增加开关损耗。文献[15-16]以输出电流纹波有效值为约束条件,以开关损耗为目标函数,得到可变开关频率以减少开关损耗,此策略仅降低开关损耗,不能有效地降低IGBT总损耗。

文献[17]基于IGBT总损耗对直流母线电压进行优化,得到最优直流母线电压,减少了IGBT的总损耗,但它需要实时反馈IGBT结温,这增加了计算的复杂度。文献[18]采用直流母线电压自适应控制器获得最优直流母线电压,使逆变器开关频率最小化,但该算法未考虑输出电流质量,且逆变器开关管导通时间计算复杂,需要实时检测定子绕组的反电动势,电机只能缺相运行,电机不能满功率工作。文献[19]采用可调直流母线电压控制策略,减少电机反电动势对电机电流纹波的影响,由于此策略没有考虑到IGBT损耗,可能导致系统性能降低。文献[20-21]在计算出最小直流电压的基础上提出了一种可变直流母线电压控制方法,使得功率模块的总损耗减小,但所采

用的控制策略并不一定使IGBT结温最低。

在目前IGBT结温研究中,尚无文献同时考虑IGBT的直流母线电压和开关频率以降低IGBT结温。研究表明,三相电压源逆变器的直流母线电压和开关频率具有强耦合关系,对IGBT直流母线电压和开关频率同时优化能有效地降低IGBT的损耗和IGBT结温,提高逆变器工作稳定性。因此本文提出一种同时优化直流母线电压和开关频率的策略,在保证输出电流质量的基础上降低IGBT的总损耗;在电机带不同负载时使用不同的直流母线电压,有效地提高直流母线电压的利用率;应用猫鼬优化算法进行优化,能够更好地得到问题的全局最优解。通过仿真和实验对比额定直流母线电压固定开关频率技术(rated DC bus voltage with constant switching frequency technology, RDBVCSFT)、额定直流母线电压变开关频率技术(rated DC bus voltage with variable switching frequency technology, RDBVVSFT)^[15]和本文提出的算法,验证本文算法的优越性。

1 模型建立

1.1 永磁同步电机模型

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)在 dq 轴的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} v_{qs} = R_q i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_{er}\lambda_{ds} \\ v_{ds} = R_d i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_{er}\lambda_{qs} \end{cases} \quad (1)$$

其中,

$$\omega_{er} = P_n \omega_m \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = L_q i_{qs} \\ \lambda_{ds} = L_d i_{ds} + \lambda_f \end{cases} \quad (4)$$

式(1)~(4)中, L_q 、 L_d 为定子电感; v_{qs} 、 v_{ds} 为定子电压; i_{qs} 、 i_{ds} 为定子电流; R_q 、 R_d 为定子绕组; ω_{er} 为转子电角速度; ω_m 为转子机械角速度; P_n 为极对数; p 为微分算子; λ_{qs} 、 λ_{ds} 为定子磁链; λ_f 为转子磁体的磁链; J 为转动惯量; T_e 、 T_L 分别为电磁转矩和负载转矩; B 为阻尼系数。

稳定情况下定子相电压幅值可表示为

$$V_s = \omega_{er} \sqrt{(L_d i_{ds} + \lambda_f)^2 + (L_q i_{qs})^2} \quad (5)$$

式中, dq 轴电流必须满足:

$$\sqrt{(i_{ds})^2 + (i_{qs})^2} \leq \hat{I}_s \quad (6)$$

式中, \hat{I}_s 为定子相电流幅值。在最大加速度情况下 $i_{qs} = \hat{I}_s$, 令

$$K_f = \sqrt{(L_d i_{ds} + \lambda_f)^2 + (L_q i_{qs})^2} \quad (7)$$

考虑定子电阻压降补偿电压 $V_{cp} = R_s \hat{I}_s$, 将 V_{cp} 加上式(5)可得

$$V_s = K_f \omega_{er} + R_s \hat{I}_s \quad (8)$$

电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} P_n (\lambda_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}) \quad (9)$$

式中, 由于本文使用的隐极式PMSM, 所以 $L_d = L_q$, 因此:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n \lambda_f i_{qs} \quad (10)$$

1.2 三相电压源逆变器的IGBT损耗模型

IGBT的损耗 P_{IGBT} 分为导通损耗 $P_{IGBT_{on}}$ 和开关损耗 $P_{IGBT_{sw}}$ 。本文使用的调制方式为SVPWM, 由于SVPWM调制方法类似于3次谐波注入方法, 因此三相电压源逆变器中的IGBT的占空比 $D^{[17]}$ 为

$$D = \frac{1}{2} + \frac{m}{\sqrt{3}} \sin(\omega_{er} t + \varphi) + \frac{m}{6\sqrt{3}} \sin 3(\omega_{er} t + \varphi) \quad (11)$$

式中, φ 为功率因数角, 调制因数 m 为

$$m = \frac{3V_s}{2V_{dc}} \quad (12)$$

式中, V_{dc} 为三相电压源逆变器的直流侧电压。

基于输出周期的损耗可认为等效导通电阻和初始导通压降是特定条件下的测试值。以逆变器A相上桥臂IGBT为例, 单个输出周期的平均开关损耗和导通损耗^[22]如下:

$$P_{IGBT_{sw}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi f_{sw} E_{(on+off)_{nom}} \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \frac{I_{ce}(t)}{I_{nom}} dt \quad (13)$$

$$P_{IGBT_{on}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{ce}(t) I_{ce}(t) D(t) dt \quad (14)$$

式中, f_{sw} 为开关频率; $V_{ce}(t)$ 、 $I_{ce}(t)$ 分别为通态压降和通态电流; $E_{(on+off)_{nom}}$ 、 V_{nom} 和 I_{nom} 分别为IGBT特定测试条件下的开通关断损耗之和、电压和电流, $V_{ce}(t)$ 为

$$V_{ce}(t) = I_{ce}(t) r_{co} + V_{ce0} \quad (15)$$

式中, r_{co} 为IGBT的等效导通电阻; V_{ce0} 为初始导通压降; $E_{(on+off)_{nom}}$ 、 r_{co} 、 V_{ce0} 、 V_{nom} 和 I_{nom} 均可以从IGBT的器件手册中获得。由定子相电流波形可知:

$$I_{ce}(t) = \hat{I}_s |\cos(\theta - \varphi)| \quad (16)$$

式中, $\theta = \omega_{er} t$; $\hat{I}_s = \frac{2T_e}{3P_n \lambda_f}$ 。

将式(10)、(11)和(16)分别代入式(13)、(14)可得单个输出周期的IGBT损耗为

$$2\pi P_{IGBT} = Q^*(V_{dc}(\theta, \varphi), f_{sw}(\theta, \varphi)) = \int_0^\pi \left[f_{sw}(\theta, \varphi) E_{(on+off)_{nom}} \frac{V_{dc}(\theta, \varphi) \hat{I}_s |\cos(\theta - \varphi)|}{V_{nom} I_{nom}} + (\hat{I}_s |\cos(\theta - \varphi)| r_{co} + V_{ce0}) \hat{I}_s |\cos(\theta - \varphi)| \cdot \left(\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3} V_s}{2V_{dc}(\theta, \varphi)} \sin(\theta + \varphi) + \frac{\sqrt{3} V_s}{12V_{dc}(\theta, \varphi)} \sin 3(\theta + \varphi) \right) \right] d\theta \quad (17)$$

式中, $f_{sw}(\theta, \varphi)$ 和 $V_{dc}(\theta, \varphi)$ 为关于参考角 θ 和功率因数角 φ 的开关频率函数和直流母线电压函数。

由此建立了PMSM定子相电流和三相电压源逆变器损耗的关系, $f_{sw}(\theta, \varphi)$ 和 $V_{dc}(\theta, \varphi)$ 是 θ 和 φ 的函数, $f_{sw}(\theta, \varphi)$ 和 $V_{dc}(\theta, \varphi)$ 的优化值也是 θ 和 φ 的函数。优化 $f_{sw}(\theta, \varphi)$ 和 $V_{dc}(\theta, \varphi)$ 时可以得到单个输出周期内优化的 P_{IGBT} 值。

2 电流纹波有效值计算

对于三相电压源逆变器, 其交流侧相电流的谐波质量是一项重要的性能指标^[23-24]。为了保持电机的良好运行, 需要将电机相电流的谐波畸变限制在一定范围内。相电流谐波畸变率 H 可表示为

$$H = \tilde{I}_{rms} / I_1 \quad (18)$$

式中, \tilde{I}_{rms} 为输出电流纹波有效值; I_1 为输出基波电流有效值。因此, 可用电流纹波有效值表示相电流的谐波畸变率。

根据文献[12]的理论, 交流侧电机控制电路中等效电感上的电流即为交流侧相电流的纹波电流。如图1所示, 在SVPWM调制下, 1个开关周期可分成8小段, 每1小段的电流纹波看成是1条斜线, 所以1个开关周期内的电流纹波变化有7个线性周期, 且输出SVPWM 8个基本电压矢量的其中4个电压矢量。

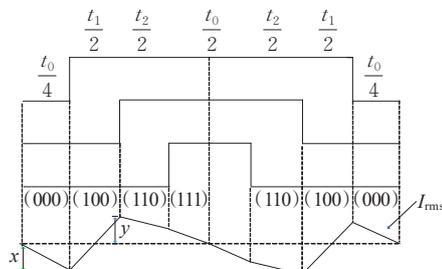


图1 SVPWM 1个开关周期的电流纹波

Figure 1 Ripple current of one switching cycle of SVPWM

首先,本文使用戴维南等效定理计算斜线的斜率^[12],然后根据斜率和其线性周期开关状态的作用时间计算电流纹波峰值。以计算图1所示在第1、2、3线性周期出现的电流纹波峰值 x 、 y 为例,设第1条斜线的斜率为 k_1 ,第2条斜线的斜率为 k_2 可得:

$$\begin{cases} x = k_1 \cdot \frac{t_0}{4} \\ y = k_1 \cdot \frac{t_0}{4} + k_2 \cdot \frac{t_1}{2} \end{cases} \quad (19)$$

再依据峰值分别计算出第1、2、3线性周期下的电流纹波平均值为 $x^2/3$ 、 $(x^2 + xy + y^2)/3$ 和 $(x^2 - xy + y^2)/3$,最后通过第1、2、3线性周期的电流纹波平均值和开关状态的作用时间可计算出单个开关周期的电流纹波有效值如下:

$$I_{\text{rms}}(\theta) = \sqrt{\frac{t_0}{T_s} \frac{x^2}{3} + \frac{t_1}{T_s} \frac{x^2 + xy + y^2}{3} + \frac{t_2}{T_s} \frac{x^2 - xy + y^2}{3}} \quad (20)$$

在式(20)基础上可以计算出整个输出周期 T 的电流纹波有效值如下:

$$\tilde{I}_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (I_{\text{rms}}(\theta))^2 d\theta} \quad (21)$$

3 IGBT 损耗最优化

3.1 猫鼬优化算法

猫鼬优化算法模仿了自然界猫鼬的觅食行为。猫鼬族群中有3个社会群体:雌性首领领导的阿尔法组、保姆组、侦察组。阿尔法组的猫鼬一起进行觅食和侦察睡眠丘,当阿尔法组从当前睡眠丘出发觅食时,它们会寻找新的睡眠丘,此时一定数量的猫鼬充当保姆和幼崽待在睡眠丘。一旦发现新的觅食点和合适的睡眠丘,阿尔法组返回原来的睡眠丘,其中一部分保姆和一部分阿尔法组成员交换,之后一起前往新睡眠丘,新产生的阿尔法组再继续同样的过程,一直循环往复,直至得到最优解^[25]。

猫鼬优化算法从初始化猫鼬的候选种群开始:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \cdots & x_{1,d-1} & x_{1,d} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \cdots & x_{2,d-1} & x_{2,d} \\ \vdots & \vdots & x_{i,j} & \vdots & \vdots \\ x_{n,1} & x_{n,2} & \cdots & x_{n,d-1} & x_{n,d} \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中, \mathbf{X} 为当前候选种群的集合; $x_{i,j}$ 为第 i 个个体的第 j 个维度的位置; $x_{i,j} \in [a_{\min}, a_{\max}]$, a_{\min} 和 a_{\max} 分别为问题的下限和上限; n 为种群规模; d 为问题的维度。

初始化种群后,计算每个个体的适合度 s_i 以及每个个体成为雌性首领的概率 α 如下:

$$\alpha = s_i / \sum_{i=1}^n s_i \quad (23)$$

算法中阿尔法组的猫鼬数量为 $n - b$,其中, b 是保姆的数量,雌性首领用发声“o”将家族保持在一条路径上。初始睡眠丘设为空集,此后每个个体都会在睡眠丘休息。猫鼬优化算法通过如下计算产生候选食物位置:

$$\mathbf{X}_{i+1} = \mathbf{X}_i + h \cdot \mathbf{o} \quad (24)$$

式中, $h \in [-1, 1]$ 为均匀分布的随机数。

每次迭代后,睡眠丘如下:

$$m_i = \frac{s_{i+1} - s_i}{\max\{|s_i, s_{i+1}|\}} \quad (25)$$

睡眠丘的平均值为

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^n m_i}{n} \quad (26)$$

描述侦察组的移动如下:

$$\mathbf{X}_i = \begin{cases} \mathbf{X}_i - Z \cdot h \cdot u \cdot (\mathbf{X}_i - \mathbf{M}), & \gamma_{i+1} > \gamma_i \\ \mathbf{X}_i + Z \cdot h \cdot u \cdot (\mathbf{X}_i - \mathbf{M}), & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

式中, $u \in [-1, 1]$ 为随机数; Z 为控制猫鼬群体集体意志运动的参数,表示为

$$Z = (1 - g/G)^{2g/G} \quad (28)$$

此参数随着迭代而线性降低,其中, g 为当前迭代次数; G 为总迭代次数。

\mathbf{M} 为决定猫鼬向新的睡眠丘移动的矢量,计算如下:

$$\mathbf{M} = \sum_{i=1}^n \mathbf{X}_i \cdot m_i / X_i \quad (29)$$

3.2 优化

使用猫鼬优化算法对IGBT损耗进行优化,需将 P_{IGBT} 积分形式转换为级数形式:

$$\begin{aligned} Q^*(V_{\text{dc}}(\theta, \varphi), f_{\text{sw}}(\theta, \varphi)) = & \sum_{i=0}^N \left[f_{\text{sw}}(\theta_i, \varphi) E_{(\text{on} + \text{off})\text{nom}} \frac{V_{\text{dc}}(\theta_i, \varphi) \hat{I}_s |\cos(\theta_i - \varphi)|}{V_{\text{nom}} I_{\text{nom}}} + \right. \\ & \left. (\hat{I}_s |\cos(\theta_i - \varphi)| r_{\text{co}} + V_{\text{ce0}}) I_s |\cos(\theta_i - \varphi)| \cdot \right. \\ & \left. \left(\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3} V_s}{2 V_{\text{dc}}(\theta_i, \varphi)} \sin(\theta_i + \varphi) + \frac{\sqrt{3} V_s}{12 V_{\text{dc}}(\theta_i, \varphi)} \sin 3(\theta_i + \varphi) \right) \right] \quad (30) \end{aligned}$$

式中, $\theta_i = \frac{\pi i}{N}$, $i = 0, 1, \dots, N$, N 表示将 $[0, \pi]$ 划分为 N 个小区间; \hat{I}_s 、 V_s 和 φ 为同样条件下的定子相电流、相电压幅值和功率因数角; $V_{dc}(\theta_i, \varphi)$ 、 $f_{sw}(\theta_i, \varphi)$ 为不同 θ_i 对应的直流母线电压和开关频率。

当采用的调制比在线性范围内时,电机能够正常运行的最低直流母线电压为 $\sqrt{3} V_s$,因此优化时需要满足 $V_{dc}(\theta_i, \varphi) \geq \sqrt{3} V_s$;对于开关频率,考虑到某些 $f_{sw}(\theta_i, \varphi)$ 过低影响电机运行,也要设置一个开关频率阈值 f_0 。以评价三相电压源逆变器输出电流质量的电流纹波有效值的式(19)作为约束条件,可获得优化目标如下:

$$\min Q^*(V_{dc}(\theta, \varphi), f_{sw}(\theta, \varphi)) \quad (31)$$

$$\text{s.t. } I_{rms}(V_{dc}(\theta_i, \varphi), f_{sw}(\theta_i, \varphi)) = Y \quad (32)$$

$$V_{dc}(\theta_i, \varphi) \geq \sqrt{3} V_s \quad (33)$$

$$f_{sw}(\theta_i, \varphi) \geq f_0 \quad (34)$$

式(32)中, Y 为在额定直流母线电压和固定开关频率条件下由式(21)得到的电流纹波有效值。

优化后的直流母线电压是一个随 θ 变化的值,由于频繁跳动的直流母线电压会对电机和逆变器造成损害,本文将不同 θ 的电压 $V_{dc}(\theta_i, \varphi)$ 值求和并取平均值得到电压 V_{dc-opt} 如下:

$$V_{dc-opt} = \frac{\sum_{i=0}^N V_{dc}\left(\frac{\pi i}{N}, \varphi\right)}{N} \quad (35)$$

由于 IGBT 参数和电机的不同可能会使得 $V_{dc-opt} > V_{dc}$,因此可以令

$$V_{dc-opt} = \begin{cases} V_{dc}, & V_{dc-opt} > V_{dc} \\ V_{dc-opt}, & \text{其他} \end{cases} \quad (36)$$

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

电机参数						IGBT IKD10N60R 参数					
额定直流 母线电 压/V	定子电 阻/ Ω	电枢电 感/H	磁链/ Wb	固定开关 频率/ kHz	电压变换 电路电 感/mH	$E_{(on+off)nom}$ (175 °C) / J	r_{co} (175 °C) / Ω	V_{ce0} (175 °C) / V	$V_{nom}/$ V	$I_{nom}/$ A	电压变换 电路电 容/ μ F
220	34	0.04	0.08	10	0.1	0.000 93	0.59	0.107	400	10	100

以三相电压源逆变器的 A 相输出为例,带 0.05、0.20、0.30 N·m 负载时,本文算法得出的开关频率与直流母线电压如图 3 所示。通过图 3 电压波形的数值可以看出本文算法可以有效地提高直流母线电压利用率。图 4 显示了 PMSM 带不同负载稳定

运行时,应用 RDBVCSFT、RDBVVSFT 和本文算法输出的定子 A 相电流波形。

3.3 直流母线电压控制

图 2 为本文算法的控制框图,算法利用 PMSM 反馈得到的 θ 和 i_a 、 i_b 、 i_c ,以查表法获得开关频率和直流母线电压作用于逆变器,然后通过调节 DC/DC 变换器中 IGBT 的占空比(D_1 、 D_2),获得直流母线电压^[26]。

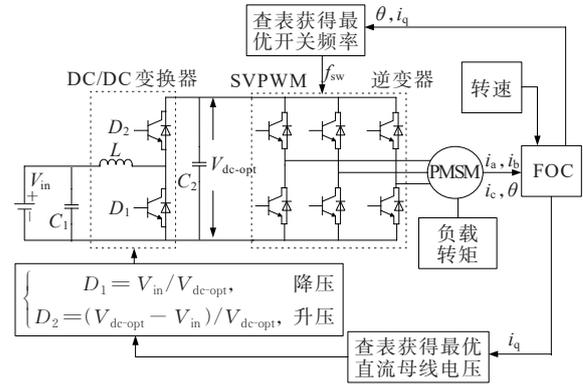


图 2 本文算法控制框图

Figure 2 Algorithm control block diagram in this paper

4 仿真和实验

4.1 仿真

为了比较本文算法的性能,将本文算法与 RDBVCSFT 算法和 RDBVVSFT 算法在不同负载的情况下进行了仿真对比。仿真软件使用 MATLAB/Simulink,仿真电路参数如表 1 所示,仿真时步长为 0.000 001 s,输出的基频为 66.7 Hz。式(30)中 N 取 590,式(32)中带 0.05、0.20 和 0.30 N·m 负载时 Y 分别取 0.006 8、0.008 1、0.008 8 A,式(34)中 $f_0 = 5$ kHz,电机输出的参考转速为 1 000 rpm。

运行时,应用 RDBVCSFT、RDBVVSFT 和本文算法输出的定子 A 相电流波形。

表 2 对比了不同算法在带不同负载时逆变器输出电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)。通过表 2 和图 5 所示的数据可以计算出在

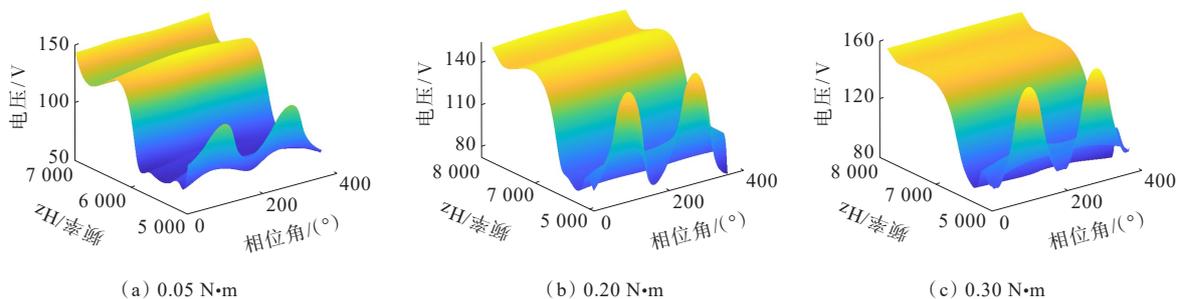


图3 使用本文算法优化后开关频率和直流母线电压的三维图

Figure 3 3D diagram of switching frequency and DC bus voltage after optimization applying the algorithm in this paper

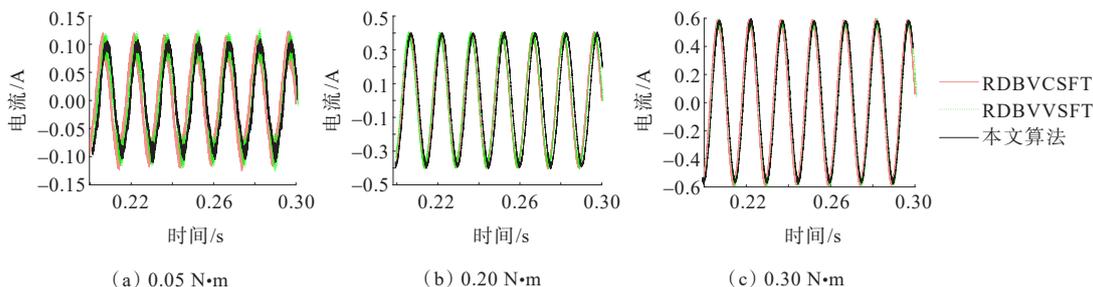


图4 带不同负载时A相输出电流波形

Figure 4 A-phase output current waveform with different loads applying different algorithms

输出电流 THD 相似的情况下本文算法可以减少 IGBT 在单个输出周期内的平均损耗:在带 0.05、0.20、0.30 N·m 负载时比 RDBVCSFT 分别减少了 35.4%、30.3%、27.3%，比 RDBVVSFT 分别减少了 34.2%、28.8%、25.9%。

IGBT 的结温可计算如下:

$$T_j = P_{IGBT} \cdot \sum_{i=1}^4 R_i (1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}) + T_{hs} \quad (37)$$

式中, R_i 为热阻; C_i 为热容; T_{hs} 为环境温度; T_j 为 IGBT 结温; t 为损耗持续作用的时间。 R_i 、 C_i 和 t 均可从 IGBT 器件手册中得到, 仿真设置的环境温度为 25℃。从图 6 可看出本文算法可以减少 IGBT 温升:在带 0.05、0.20、0.30 N·m 负载时比 RDBVCSFT 分别减少了 35.7%、31.2%、19.7%，比 RDBVVSFT 分别减少了 30.7%、29.0%、18.0%。

表2 3种算法在带不同负载时逆变器输出电流 THD

Table 2 Output current THD of the inverter with different loads by three algorithms

算法	不同负载(N·m)时电流 THD/%		
	0.05	0.20	0.30
RDBVCSFT	12.36	3.59	2.49
RDBVVSFT	13.89	3.79	2.72
本文算法	9.23	2.63	2.01

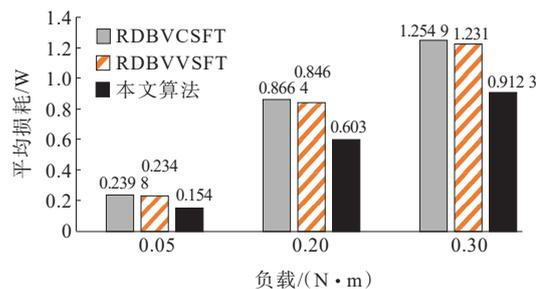


图5 不同负载时单个输出周期(0.015 s)内的平均损耗

Figure 5 Average losses in a single output cycle with different loads

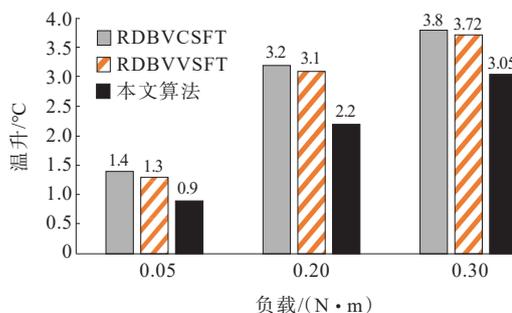


图6 带不同负载时3种算法得出的温升

Figure 6 Thermal rise obtained by three algorithms with different loads

表3显示单位时间内本文算法优化减少的 IGBT 损耗占电机输出功率的百分比,可以看出本文优化算法显著地减少了整个系统的功耗。

表 3 带不同负载时(单位时间内)本文算法优化减少的 IGBT 损耗与电机输出功率的对比

Table 3 Comparison of IGBT losses reduction optimized by the algorithm of this paper and motor output power with different loads(in unit time)

负载/ (N·m)	优化减少的 IGBT 损 耗/W	电机输出 功率/W	减少的 IGBT 损耗 占电机输出功率 百分比/%
0.05	5.72	59	9.7
0.20	17.56	125	14.0
0.30	22.50	153	14.7

4.2 实验

为了进一步验证本文算法的有效性和可靠性,搭建了如图 7 所示的 PMSM 实验平台,该平台采用 TMS320F28335 作为主控芯片,运用磁场定向控制。实验时各参数与仿真所用参数一致。图 7 驱动板中内置测量 IGBT 结温的 47 K 热敏电阻模块(负温度系数、阻值与结温关系图查看器件手册),本文通过查表得出 IGBT 的结温。

图 8 分别显示了带不同负载稳定运行时,应用 RDBVCSFT、RDBVVSFT 和本文算法输出的 A 相定子相电流波形。图 9 分别显示了带不同负载稳定运行时,应用本文算法后输出的线电压,表 4 分别显示了在应用本文算法前后电机稳定运行的调制比。根据表 4 和图 9 所示数据可知本文算法可以有效提

高直流母线电压利用率。

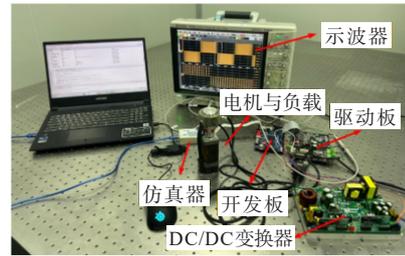


图 7 电机实验平台

Figure 7 Motor test platform

表 5 对比了不同算法在带不同负载时逆变器输出电流 THD。表 5 显示当负载为 0.05 N·m 且采用 RDBVCSFT 和 RDBVVSFT 时,实验得出的 THD 比仿真得出的 THD 小,出现此种现象的原因主要为:①仿真电路模型是实际电路的简化和近似;②电子器件引发的传导干扰以及电子器件和 PCB 板自身引线产生的辐射干扰可抵消一部分高次谐波,从而降低 THD^[27-29];③实际电路中传感器误差比仿真中的传感器误差大,导致计算出来的实际电路的 THD 有可能比仿真的小。根据表 5 和图 10 所示的数据可知,本文算法在保证电流 THD 的同时,可以有效降低 IGBT 温升:在带 0.05、0.20、0.30 N·m 负载时比 RDBVCSFT 分别减少了 25.0%、18.5%、14.2%,比 RDBVVSFT 分别减少了 24.0%、17.3%、12.1%。

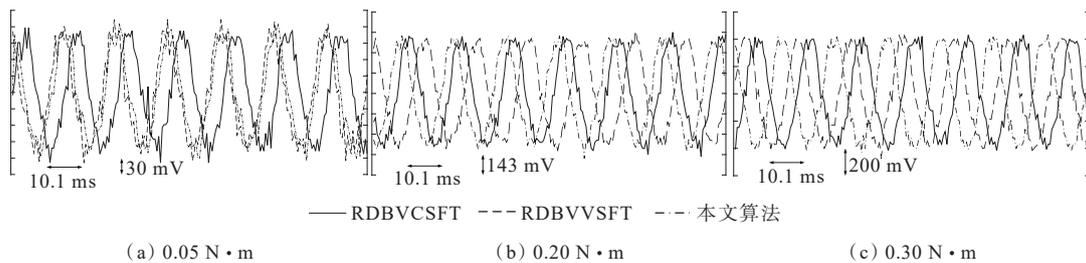


图 8 带不同负载时 A 相输出电流波形

Figure 8 A-phase output current waveform with different loads applying different algorithms

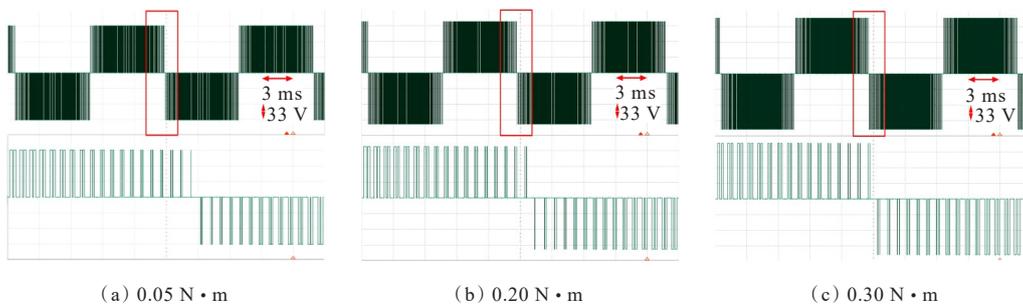


图 9 优化后的线电压

Figure 9 Optimized line voltage

表 4 应用本文算法前后电机稳定运行的调制比**Table 4** Modulation ratio of the motor in stable running before and after applying the algorithm in this paper

负载/ (N·m)	优化后直流 母线电压/V	优化前调 制比	优化后调 制比	调制比提升 百分比/%
0.05	98	0.27	0.64	137.0
0.20	110	0.35	0.68	94.0
0.30	118	0.4	0.73	82.4

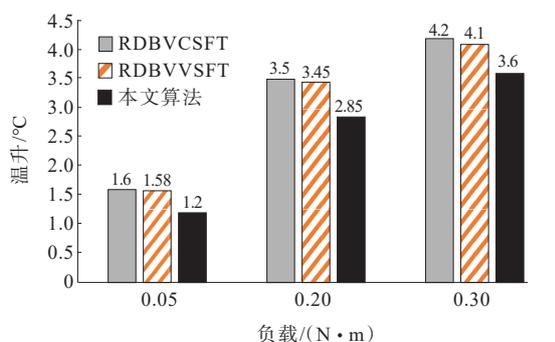
表 5 3种算法在带不同负载时逆变器输出电流 THD**Table 5** Output current THD of the inverter with different loads by three algorithms

算法	不同负载(N·m)下时电流 THD/%		
	0.05	0.20	0.30
RDBVCSFT	11.603	12.19	11.620
RDBVVSFT	10.400	10.07	9.423
本文算法	9.870	9.73	8.660

本文使用式(37)计算出本文算法优化减少的 IGBT 损耗,表 6 显示了在实验中单位时间内本文算法优化减少的 IGBT 损耗占电机输出功率的百分比,可以看出本优化算法显著地减少了整个系统的功耗。

表 6 带不同负载时(单位时间内)本文算法优化减少的 IGBT 损耗与电机输出功率的对比**Table 6** Comparison of IGBT losses reduction optimized by the algorithm of this paper and motor output power with different loads (in unit time)

负载/ (N·m)	优化减少的 IGBT 损 耗/W	电机输出 功率/W	减少的 IGBT 损耗 占电机输出功率 百分比/%
0.05	5.1	61	8.3
0.20	15.2	123	12.3
0.30	20.2	155	13.0

**图 10** 带不同负载时 3 种算法得出的温升
Figure 10 Thermal rise obtained by three algorithms with different loads

通过仿真和实验验证了本文算法的有效性和可靠性。

5 结语

本文针对如何降低三相电压源逆变器的 IGBT 损耗的问题,提出通过建立永磁同步电机模型与 IGBT 损耗模型,设定优化目标函数、约束条件和约束变量,应用猫鼬优化算法对开关频率和直流母线电压同时进行优化,得到最优直流母线电压和开关频率。通过研究可以得出如下结论:

1) 由于优化了电机的直流母线电压和开关频率,能够最大程度地降低 IGBT 总损耗,从而明显降低 IGBT 的结温,提高其使用寿命;

2) 本文算法在保证输出电流质量的基础上,提高了直流母线电压的利用率,增加了逆变器的驱动能力。

参考文献:

- [1] 许水清,黄文展,何怡刚,等.基于自适应滑模观测器的中点钳位型三电平并网逆变器开路故障诊断[J].电工技术学报,2023,38(4):1010-1022.
XU Shuiqing, HUANG Wenzhan, HE Yigang, et al. Open-circuit fault diagnosis method of neutral point clamped three-level grid-connected inverter based on adaptive sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 1010-1022.
- [2] 兰梓冉,郝瑞祥,角宏林,等.基于重复控制和状态反馈的三相逆变器最优预见控制[J].电工技术学报,2022,37(6):1473-1481.
LAN Ziran, HAO Ruixiang, JIAO Honglin, et al. Optimal preview control of three-phase inverter based on repetitive control and state-feedback[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(6): 1473-1481.
- [3] 郭磊磊,陶自恒,李琰琰,等.LC滤波型逆变器加权双矢量模型预测控制方法[J].智慧电力,2023,51(12):94-100.
GUO Leilei, TAO Ziheng, LI Yanyan, et al. Weighted double-vector model predictive control method for LC-filtered inverters[J]. Smart Power, 2023, 51(12): 94-100.
- [4] 许崇福,张纬晨,陈干,等.基于拓展移相控制的双有源桥全软开关模态的最小回流功率控制[J].电力建设,2022,43(8):113-119.
XU Chongfu, ZHANG Weichen, CHEN Gan, et al. Minimum return power control of DAB full soft-switching mode based on extended phase-shift control[J].

- Electric Power Construction,2022,43(8):113-119.
- [5] 尹耀宗,宫金武,王明龙,等.基于扩展移相控制的高频DAB变换器ZVS控制方法[J].电测与仪表,2023,60(8):7-13.
YIN Yaozong,GONG Jinwu,WANG Minglong,et al.ZVS control method of high frequency DAB converter based on extended phase shift control[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2023,60(8):7-13.
- [6] 徐龙威,孙媛媛,马钊,等.低压直流供电用电系统电压等级研究[J].供用电,2022,39(8):3-14.
XU Longwei,SUN Yuanyuan,MA Zhao,et al.Study on voltage level in low voltage direct current supply and utilization system[J]. Distribution & Utilization,2022,39(8):3-14.
- [7] 张健,余超耘,占草,等.压接型高压IGBT门极驱动信号演化规律及失效形式研究[J].高压电器,2023,59(1):43-48.
ZHANG Jian,YU Chaoyun,ZHAN Cao,et al.Study on evolution and failure mode of gate drive signals of high voltage press-pack IGBT[J]. High Voltage Apparatus,2023,59(1):43-48.
- [8] 李科峰,肖飞,刘计龙,等.多电平有源中点钳位逆变器串联IGBT均压方法[J].电力系统自动化,2022,46(2):163-170.
LI Kefeng,XIAO Fei,LIU Jilong,et al.Voltage balancing method of series-connected IGBTs for multi-level active neutral point clamped inverter[J].Automation of Electric Power Systems,2022,46(2):163-170.
- [9] 吴斌,杨旭红.基于改进遗传PI和重复控制的三相逆变器并网研究[J].电力科学与技术学报,2021,36(6):151-156.
WU Bin,YANG Xuhong. Research on grid-connected three-phase inverter based on improved genetic PI and repetitive control[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2021,36(6):151-156.
- [10] 周雅楠,胡毅,何泽洋,等.IGBT开关诱导产生机械应力波的低压试验研究[J].电力科学与技术学报,2022,37(6):116-124.
ZHOU Yanan,HU Yi,HE Yunze,et al.Low voltage experimental studies on mechanical stress wave induced by IGBT switch[J]. Journal of Electric Power Science and Technology,2022,37(6):116-124.
- [11] JIANG D,WANG F.Variable switching frequency PWM for three-phase converters based on current ripple prediction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(11):4951-4961.
- [12] CAO W C,WANG F,JIANG D. Variable switching frequency PWM strategy for inverter switching loss and system noise reduction in electric/hybrid vehicle motor drives[C]//2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach,USA,2013.
- [13] JIANG D,WANG F.Variable switching frequency PWM for three-phase converter for loss and EMI improvement [C]//2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC),Orlando, USA,2012.
- [14] MAO X L, AYYANAR R, KRISHNAMURTHY H K. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2009,24(4):991-1001.
- [15] OÑEDERRA O,KORTABARRIA I,DE ALEGRÍA I M, et al.Three-phase VSI optimal switching loss reduction using variable switching frequency[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(8):6570-6576.
- [16] 黄鹏,刘和平,苗轶如,等.基于感应电机电流纹波峰值的可变开关频率脉冲宽度调制[J].电工技术学报,2020,35(20):4373-4383.
HUANG Peng,LIU Heping,MIAO Yiru,et al. Variable switching frequency pulse width modulation for induction motors based on current ripple peak value[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2020,35(20):4373-4383.
- [17] WANG X B,WANG X M,YUAN X.An optimal DC bus voltage control method to improve the junction temperature of IGBTs in low speed operations of traction applications[C]//2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC),Auckland,New Zealand,2016.
- [18] PAN C T,CHEN T C,HONG Y H,et al.A new DC-link converter for induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,1995,10(1):71-77.
- [19] CHAI J Y,LIAW C M. Development of a switched-reluctance motor drive with PFC front end[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2009,24(1):30-42.
- [20] LEMMENS J,DRIESEN J,VANASSCHE P. Dynamic DC-link voltage adaptation for thermal management of traction drives[C]//2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition,Denver,USA,2013.
- [21] 王明渝,肖达正.可调直流母线电压永磁电机矢量控制策略[J].重庆大学学报,2011,34(11):94-99+116.
WANG Mingyu,XIAO Dazheng. Vector control of permanent magnet synchronous motor with variable DC-link voltage[J].Journal of Chongqing University,2011,34(11):94-99+116.

- of Railway Science and Engineering, 2023, 20(2): 714-722.
- [20] PAN M Y, SUN J, YANG Y H, et al. Improved TQWT for marine moving target detection[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2020, 31(3): 470-481.
- [21] 尚海昆, 许俊彦, 李宇才, 等. CEEMDAN在变压器振动信号提取中的应用[J]. 控制理论与应用, 2022, 39(3): 459-468.
SHANG Haikun, XU Junyan, LI Yucan, et al. Application of CEEMDAN in vibration signal extraction of transformer[J]. Control Theory & Applications, 2022, 39(3): 459-468.
- [22] 欧阳明鉴, 杜伯学, 魏国忠. 小波变换在局部放电声信号提取中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报, 2004, 16(4): 16-19+76.
OUYANG Mingjian, DU Boxue, WEI Guozhong. Application of wavelet transform in acoustic signal extraction of partial discharge[J]. Proceedings of Electric Power System and Automation, 2004, 16(4): 16-19+76.
- [23] 张亚娟. 基于能量方向特征的帕金森病语音障碍诊断研究[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2021.
ZHANG Yajuan. Diagnosis of speech disorders in Parkinson's disease based on energy direction features [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2021.
- [24] 张洪明, 孙敏. 基于神经网络的数字图像去噪算法设计与仿真[J]. 自动化与仪器仪表, 2023(2): 46-50.
ZHANG Hongming, SUN Min. Design and simulation of digital image denoising algorithm based on neural network [J]. Automation & Instrumentation, 2023(2): 46-50.
- [25] 刘峰, 任丽佳. 基于最大相关峭度解卷积行星齿轮箱微弱故障诊断[J]. 噪声与振动控制, 2022, 42(5): 154-158.
LIU Feng, REN Lijia. Weak fault diagnosis of planetary gearboxes based on maximum correlation kurtosis deconvolution[J]. Noise and Vibration Control, 2022, 42(5): 154-158.
- [26] 周晶, 罗日成, 黄军, 等. 基于NS-APSO算法的变压器局部放电超声定位方法[J]. 电测与仪表, 2022, 59(8): 155-160.
ZHOU Jing, LUO Richeng, HUANG Jun, et al. Ultrasonic location method of partial discharge in transformer based on NS-APSO algorithm[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2022, 59(8): 155-160.
- [27] LI J L, WANG H Q, SONG L Y. A novel sparse feature extraction method based on sparse signal via dual-channel self-adaptive TQWT[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2021, 34(7): 157-169.

(上接第 233 页 Continued from page 233)

- [22] 秦星. 风电变流器 IGBT 模块结温计算及功率循环能力评估[D]. 重庆: 重庆大学, 2014.
QIN Xing. Calculation of junction temperature and assessment of power cycling capabilities of IGBT modules for wind power converter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2014.
- [23] 王岳东. 三相电压型 PWM 变换器调制方法及电流纹波研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2016.
WANG Yuedong. PWM techniques and current ripple analysis of three-phase voltage source converters[D]. Chongqing: Chongqing University, 2016.
- [24] 谈启伦. 三相二电平 PWM 逆变器电流纹波分析与抑制研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2021.
TAN Qilun. Analysis and suppression of current ripple in three phase two level PWM inverter[D]. Guangzhou: Guangdong University of Technology, 2021.
- [25] AGUSHAKA J O, EZUGWU A E, ABUALIGAH L. Dwarf mungoose optimization algorithm[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 2022, 391: 114570.
- [26] 巫付专, 王鹏, 段帅帅, 等. 半桥双向 DC/DC 变换统一控制分析与实现[J]. 中原工学院学报, 2016, 27(4): 28-32.
WU Fuzhuan, WANG Peng, DUAN Shuaishuai, et al. A half-bridge Bi-directional DC/DC conversion unified control analysis and implementation[J]. Journal of Zhongyuan University of Technology, 2016, 27(4): 28-32.
- [27] 赵春阳. 一种 PWM 电机驱动器的电磁兼容分析与设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
ZHAO Chunyang. Electromagnetic compatibility analysis and design of PWM motor driver[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2016.
- [28] 巫付专, 李昊阳, 巫曦, 等. 电感对 DC/DC 变换效率影响分析[J]. 发电技术, 2023, 44(4): 576-582.
WU Fuzhuan, LI Haoyang, WU Xi, et al. Influence of inductance on DC/DC conversion efficiency[J]. Power Generation Technology, 2023, 44(4): 576-582.
- [29] 陈斌, 王俊江, 王敬华, 等. 基于电压补偿的定直流电压及无功控制的光伏系统[J]. 电网与清洁能源, 2022, 38(9): 134-142.
CHEN Bin, WANG Junjiang, WANG Jinghua, et al. Research on photovoltaic system of constant DC voltage and reactive power control based on voltage compensation[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(9): 134-142.