



基于SVPWM的牵引逆变器结温波动计算方法研究

刘兴平, 康力璇, 刘海涛, 刘文业, 赖伟
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 功率器件的结温是评估牵引逆变器使用寿命和可靠性的关键因素。在长时间任务剖面下, 牵引逆变器的基频结温频繁波动, 对逆变器寿命的影响不容忽视。为准确高效地评估牵引逆变器的基频结温, 文章首先提出采用线性等效原则得到不同运行参数下的功率器件平均损耗数值计算模型, 然后按照冲量相等原则将等效频率下的半波周期损耗转换为多个等距离脉冲损耗波形, 最后搭建电热仿真模型与所提方法进行了对比。结果表明, 与传统方法相比, 文章所提方法的计算结果更加精准; 与电热仿真软件相比, 计算所需时间缩短, 提高了分析效率。

关键词: 牵引; 逆变器; SVPWM; 结温; IGBT

中图分类号: U264.3*72; TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1000-128X(2026)01-0128-07

0 引言

绝缘栅双极性晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 在轨道电力交通牵引、直流输变电、新能源等领域的大型功率变换系统中得到了广泛应用, 作为系统的核心部件, 其可靠性尤其受到关注^[1-2]。牵引逆变器长期工作在恶劣、非平稳工况下, IGBT受到湿、热、振动等多方面应力作用, 影响其健康状态和使用寿命。根据相关调查, 在HXD1型、HXD1C型和HXD1D型电力机车牵引变流器故障中, IGBT器件失效占比分别为82%、71%和90%^[3], 如何评估IGBT器件的工作状态和可靠性, 直接影响牵引系统的安全稳定运行和全寿命周期的维护成本。

已有研究表明, IGBT的使用寿命和结温具有强相关性, 其封装内部的循环热应力是导致器件老化失效的主要原因^[4-5]。目前, 针对IGBT的寿命预测主要是通过雨流计数法统计IGBT模块的热载荷, 并结合寿命模型得到其疲劳损伤和寿命预期。牵引变流器每日在线路上运行任务里程通常为数百至数千公里, 期间产生

的结温波动热载荷数据量庞大, 因此如何在提高结温计算速度的同时满足计算结果的精确度对于牵引逆变器的寿命预测和可靠性评估非常重要。针对IGBT的结温评估方法目前主要有热敏参数法^[6-7]、解析算法^[8-9]和借助专业的仿真软件^[10-11]。其中, 热敏参数法由于经济成本、时间成本较高, 基本还处于实验室研究阶段, 难以满足工程化应用; 仿真软件通过准确建立IGBT的三维模型和开关切换过程中的损耗波形, 计算精度高, 但计算量大, 难以应用于长时间任务剖面的结温评估。目前, 更多的是采用数值解析算法进行评估。文献[12]通过双脉冲测试得到器件开关/导通特性参数与各工况参数的对应关系, 直接计算IGBT开关瞬态损耗和结温; 文献[13]通过实时测量流经器件的瞬态电流, 在线计算IGBT开关瞬态损耗和导通损耗, 以及结温。上述两种方法具有较高的精度, 但并未对损耗计算进行简化, 和仿真软件一样, 对于长时间任务剖面的IGBT可靠性评估存在计算规模超限和响应超时等缺陷。英飞凌等器件厂商基于线性等效原则采用传统方法建立数学模型^[14], 可以快速计算器件的平均损耗从而快速评估结温, 但对于低输出频率下的基频结温难以准确

基金项目: 湖南省科技创新计划资助项目 (2023RC3249)

通信作者: 刘兴平, 男, 研究方向为电力电子技术及功率半导体器件的可靠性评估技术; E-mail: 934650528@qq.com

引用格式: 刘兴平, 康力璇, 刘海涛, 等. 基于SVPWM的牵引逆变器结温波动计算方法研究[J]. 机车电传动, 2026(1): 128-134.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.017.

Citation: LIU Xingping, KANG Lixuan, LIU Haitao, et al. Research on calculation method of junction temperature fluctuations in traction inverters based on SVPWM[J]. Electric drive for locomotives, 2026(1): 128-134.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.01.017.

评估; 文献[15-16]在传统方法上进行改进, 利用线性等效模型计算平均损耗, 然后再基于傅里叶变换和冲量等效的方法对半正弦损耗进行等效, 从而精准地评估功率器件基频周期内的结温波动。

针对采用空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 的牵引逆变器 IGBT 功率器件, 本文提出一种长时间任务剖面下的基频周期结温波动快速计算数学解析模型。本文还将分析 SVPWM 下的 IGBT 器件基频周期平均结温迭代计算方法, 根据半波周期的相位按照冲量相等原则将所得平均损耗等效为多个脉冲损耗, 用于计算器件的基频结温, 并将所提损耗等效计算方法的计算结果与传统等效方法和 PLECS 仿真结果进行对比分析, 以验证本文所提方法的可行性。

1 牵引逆变器结温计算

1.1 SVPWM 平均损耗模型

图1为三相两电平牵引逆变器拓扑结构, 由直流侧支撑电容、三相逆变器桥和异步电机构成。

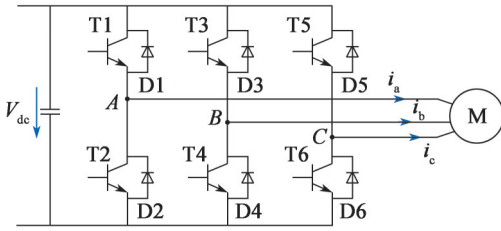


图1 三相两电平牵引逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of three-phase two-level traction inverter

以T1为例, 单个器件在1个调制周期内的平均导通损耗和开关损耗可分别表示为:

$$P_{\text{cond_T1}} = f_o \times \sum_{k=1}^n (U_{\text{ce}}(k) \cdot I_c(k) \cdot \tau(k) \cdot T_s) \quad (1)$$

$$P_{\text{sw_T1}} = f_o \times \sum_{k=1}^{2n} E_{\text{sw_s1}}(I_c(k)) \quad (2)$$

式中: f_o 为输出基波频率; U_{ce} 为器件通态压降; I_c 为流过 IGBT 器件集电极的电流; τ 为占空比; T_s 为开关周期; k 为第 k 个开关周期; n 为总的脉冲数。

式(1)和式(2)需考虑功率器件开通、关断和导通各个时刻的瞬时损耗, 计算复杂, 计算量较大, 仿真软件通常采用此方法原理。为提高分析效率, 当开关频率较高时, 可转换为便于计算的积分形式, 具体如下:

$$P_{\text{cond_T1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} U_{\text{ce}}(t) I_c(t) D(t) dt \quad (3)$$

$$P_{\text{sw_T1}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} f_{\text{sw}} E_{\text{sw_T1}}(i_o(t)) dt \quad (4)$$

式中: $D(t)$ 为调制函数; $E_{\text{sw}}(t)$ 为开关损耗; $i_o(t)$ 为输出电流。

式(3)和式(4)中的通态压降 $U_{\text{ce}}(t)$ 和开关损耗 $E_{\text{sw}}(t)$ 可通过标称电压与输出电流 $i_o(t)$ 、结温 T_j 之间的关系曲线拟合得到, 拟合公式如下:

$$U_{\text{ce}}(t) = U_0(t) + R i_o(t) = u_0 + K_{u_0} T_j(t) + (r + K_r T_j(t)) i_o(t) \quad (5)$$

$$E_{\text{sw}}(i_o(t)) = (a i_o^2(t) + b i_o(t) + c) \times \left(\frac{V_{\text{dc}}(t)}{V_{\text{dc_base}}} \right)^{K_v} \times \left(\frac{T_j(t)}{T_{j_base}} \right)^{K_T} \quad (6)$$

式中: $U_0(t)$ 、 R 、 u_0 、 r 、 K_{u_0} 、 K_r 为器件通态压降 $U_{\text{ce}}(t)$ 与电流、结温相关的曲线拟合参数; a 、 b 、 c 、 K_v 、 K_T 为器件开关损耗 $E_{\text{sw}}(i_o(t))$ 与电流、电压、结温相关的曲线拟合参数; $V_{\text{dc_base}}$ 、 T_{j_base} 为功率器件数据手册中的标称数据。

牵引逆变器在电机低转速阶段通常会采用 SVPWM, 当采用正弦脉宽调制 (sinusoidal pulse width modulation, SPWM) 时, 调制函数 $D(t)$ 可由调制比 m 乘以正弦波函数得到, 而 SVPWM 是基于空间矢量实现, 无法如 SPWM 一样直接得到其调制函数, 但两者都遵循伏秒平衡原理, 彼此之间有一定联系。研究表明^[17-20], 在 SPWM 的调制波中注入三次谐波可用来等效 SVPWM, 从而得到其调制函数, 等效的调制函数表达式为

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{m}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{m}{6\sqrt{3}} \sin(3(\omega t + \varphi)) \quad (7)$$

图2为基于三次谐波注入的 SPWM 与基于 SVPWM 的输出占空比波形对比。由图2可知, 两者具有较高的一致性。

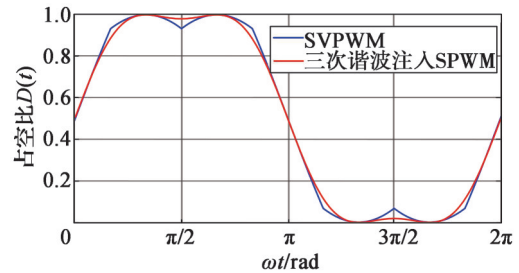


图2 三次谐波注入SPWM与SVPWM占空比对比

Fig. 2 Duty ratios of third harmonic injection SPWM and SVPWM

对于 SVPWM, 由式(3)、式(5)和式(7)可知, 功率器件1个输出基波周期的平均导通损耗为

$$P_{\text{av_cond_T1}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} (U_0(t) + R \times \hat{i} \sin \omega t) \times \hat{i} \sin \omega t \times \left(\frac{1}{2} + \frac{m}{\sqrt{3}} \sin(\omega t + \varphi) + \frac{m}{6\sqrt{3}} \sin(3(\omega t + \varphi)) \right) dt = \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m \cos \varphi}{4\sqrt{3}} U_0(t) \hat{i} + \left(\frac{1}{8} + \frac{m(30 \cos \varphi - \cos 3\varphi)}{45\sqrt{3}} \right) R \hat{i} \right) \quad (8)$$

对于 SVPWM, 由式(4)和式(6)可知, 功率器件 1 个输出基波周期的平均开关损耗为

$$P_{av_sw_T1}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} f_{sw} \cdot \left(a \left(\hat{i} \sin \omega t \right)^2 + b \hat{i} \sin \omega t + c \right) dt \cdot \left(\frac{V_{dc}(t)}{V_{dc_base}} \right)^{K_v} \cdot \left(\frac{T_j(t)}{T_{j_base}} \right)^{K_T} = \frac{f_{sw}}{2\pi} \left(\frac{1}{2} a \hat{i}^2 \left(\pi - \varphi + \frac{1}{2} \sin 2\varphi \right) + b \hat{i} (1 + \cos \varphi) + c (\pi - \varphi) \right) \cdot \left(\frac{V_{dc}(t)}{V_{dc_base}} \right)^{K_v} \cdot \left(\frac{T_j(t)}{T_{j_base}} \right)^{K_T} \quad (9)$$

式中: $\hat{i}$ 为基波电流幅值。

功率器件 1 个输出基波周期的总平均损耗为

$$P_{av}(t) = P_{av_cond_T1}(t) + P_{av_sw_T1}(t) \quad (10)$$

1.2 SVPWM 基频结温波动迭代计算方法

由式(10)可快速计算得到 IGBT 的平均损耗, 但采用平均损耗模型只能得到器件的平均结温变化, 并不能实时体现功率器件在基频周期内的结温变化。当牵引逆变器工作在 SVPWM 工况时, 其输出频率随车速变化, 尤其在列车起步时输出频率很低, 器件结温增幅巨大, 不容忽视。传统的常规解决方法是将计算得出的平均损耗根据输出电流正负周期进行划分——当输出电流处于正半周期时, T1 管工作, 损耗等效为矩形损耗, 即平均损耗乘以 2; 当输出电流处于负半周期时, T1 管不工作, 损耗为 0, 原理如图 3 所示。

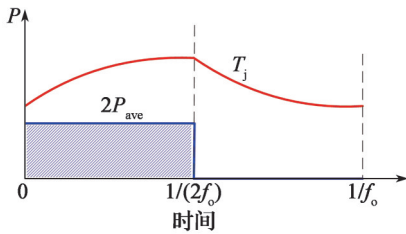


图 3 传统基频结温计算方法原理

Fig. 3 Principle of traditional fundamental frequency junction temperature calculation method

通过单个矩形损耗波形等效计算的结温变化还是会存在误差, 且误差受电流频率影响变化。图 4 为牵引逆变器输出不同电流频率时, 传统等效方法与实际的结温波形对比。

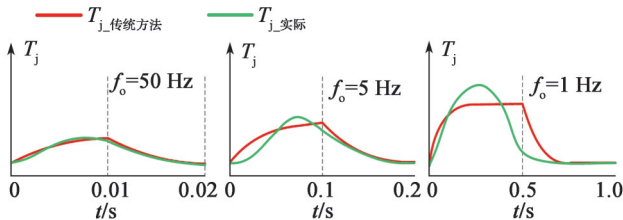


图 4 不同输出电流频率结温对比

Fig. 4 Comparison of junction temperature at different output current frequencies

由图 4 可知, 当输出基波频率为 50 Hz 时, 采用传统等效方法与实际结温变化波形基本一致; 当输出基

波频率为 5 Hz 时, 与实际结温相比, 采用传统等效方法已经存在较大误差; 当输出基波频率为 1 Hz 时, 两者的误差进一步扩大, 传统等效方法已经明显不再适用, 并且随着输出频率降低, 最高结温和结温波动幅值也会增加很多, 对 IGBT 的可靠性影响扩大。牵引逆变器输出的基波频率与列车速度、电机转速相关, 列车起步时电机转矩大, 需要较低的输出频率, IGBT 的结温急速攀升至较高值, 采用传统的矩形等效法进行计算有较大的误差, 无法反映真实的结温, 而采用精确计算的仿真软件又因其巨大的计算量无法适用于长时间任务剖面下的 IGBT 可靠性及其寿命评估。因此, 亟需对传统方法进行优化, 以达到既能快速又可以准确地对牵引逆变器的结温进行量化评估。

为解决上述问题, 本文采用损耗离散化等效方法对器件损耗进行等效计算。由于各相的三次谐波在电机中性点会自动抵消, 因此各相的输出电流为正弦波形。在单个正弦输出周期内, 一个桥臂上的 2 只 IGBT 分别只在半个周期导通, 将单个正弦输出周期内 IGBT 损耗等效为半个正弦波, 然后基于等距离散的方法将其等效为多个矩形脉冲波形, 原理如图 5 所示。

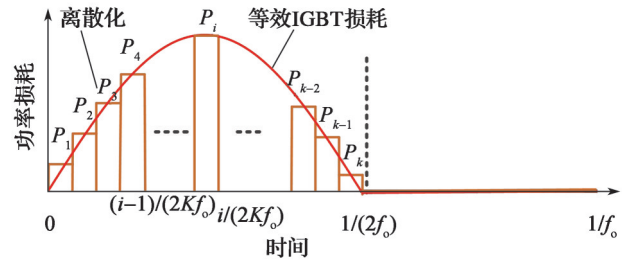


图 5 牵引逆变器 SVPWM 结温计算优化方法原理

Fig. 5 Principle of SVPWM junction temperature calculation optimization method for traction inverters

在图 5 中, 等效 IGBT 损耗的数学表达式为:

$$P(t) = P_a \sin(2\pi f_0 t), \quad 0 < t < 1/(2f_0) \\ P(t) = 0, \quad 1/(2f_0) < t < 1/f_0 \quad (11)$$

式中: P_a 为等效损耗峰值系数。

等效损耗峰值系数 P_a 与平均损耗 P_{av} 的关系为

$$P_{av} = \frac{1}{f_0} \int_0^{1/2f_0} P_a \sin(2\pi f_0 t) dt = \frac{P_a}{\pi} \quad (12)$$

根据冲量相等原则, 等距离离散化后矩形脉冲损耗 $P_i (i = 1, 2, \dots, K)$ 可表示为

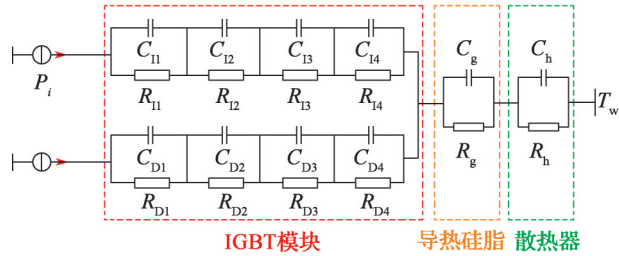
$$P_i = 2Kf_0 \int_{\frac{i-1}{2Kf_0}}^{\frac{i}{2Kf_0}} P_a \sin(2\pi f_0 t) dt = KP_{av} \left[\cos \frac{(i-1)\pi}{K} - \cos \frac{i\pi}{K} \right] \quad (13)$$

通过式(13)等距离离散的周期为 $1/(2Kf_0)$, 其中 K 取值越大, 计算精度越高, 但计算量也会加大, 因此需要权衡, 既要保持一定的精准度, 又要保证较高的

计算效率。根据IGBT数据手册可知, 其芯片层的热响应时间常数通常为毫秒级, 因此离散周期可采用ms为单位。设定离散周期为10 ms, 则 K 值为

$$K = \left[\frac{50}{f_0} \right] \quad (14)$$

图6为基于Foster的牵引逆变器IGBT模块简化电热模型。



$R_{11} \sim R_{14}$ —IGBT热阻; $C_{11} \sim C_{14}$ —IGBT热容; $R_{21} \sim R_{24}$ —二极管热阻; $C_{21} \sim C_{24}$ —二极管热容; R_g —导热硅脂热阻; C_g —导热硅脂热容; R_h —水冷散热器热阻; C_h —水冷散热器热容; T_w —散热器水温。

图6 牵引逆变器IGBT简化电热模型

Fig. 6 IGBT simplified electro-thermal model of traction inverters

由电热比拟理论可得, 第 i 个离散周期的各个结构层温升和IGBT结温为:

$$T_{j,c}^i = P_i \left(\sum_{n=1}^4 \left(R_{1n} \left(1 - e^{-\frac{1}{R_{1n} C_{1n} 2Kf_0}} \right) + \sum_{i=1}^4 \left(T_{j,c}^{i-1} \cdot e^{-\frac{1}{R_{1n} C_{1n} 2Kf_0}} \right) \right) \right) \quad (15)$$

$$T_{c,h}^i = P_i R_g \left(1 - e^{-\frac{1}{R_g C_g 2Kf_0}} \right) + T_{c,h}^{i-1} \left(1 - e^{-\frac{1}{R_g C_g 2Kf_0}} \right) \quad (16)$$

$$T_{h,w}^i = P_i R_h \left(1 - e^{-\frac{1}{R_h C_h 2Kf_0}} \right) + T_{h,w}^{i-1} \left(1 - e^{-\frac{1}{R_h C_h 2Kf_0}} \right) \quad (17)$$

$$T_j^i = T_{j,c}^i + T_{c,h}^i + T_{h,w}^i + T_w^i \quad (18)$$

式中: $T_{j,c}^i$ 为第 i 个离散周期IGBT的结壳温升; $T_{c,h}^i$ 为第 i 个离散周期的接触温升; $T_{h,w}^i$ 为第 i 个离散周期散热器的温升; T_j^i 为第 i 个离散周期的IGBT结温; T_w^i 为第 i 个离散周期散热系统水温。

2 仿真分析

为验证本文所提结温计算方法的有效性, 使用电热仿真软件搭建了基于SVPWM的牵引逆变器电热仿真模型, 与本文所提计算方法进行对比研究, 仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

参数名称	参数值	参数名称	参数值
直流电压 V_{dc}/V	1 800	互感 L_m/mH	50
定子电感 L_s/mH	5	极对数 p	2
定子电阻 R_s/Ω	0.025	开关频率 F_{sw}/kHz	2
转子电感 L_r/mH	3	转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	10
转子电阻 R_r/Ω	0.3		

采用转差型间接矢量控制策略, 电热仿真电路如图7所示。

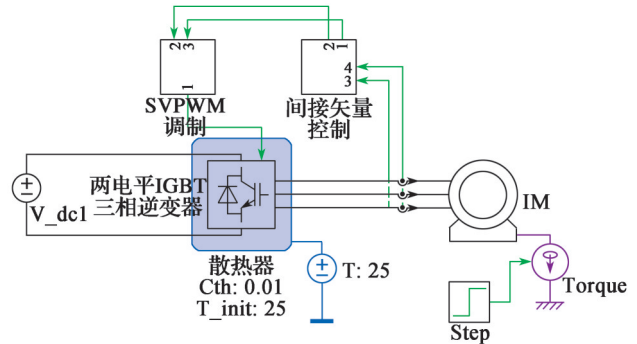


图7 仿真电路

Fig. 7 Simulation circuit

图8、图9分别为牵引逆变器的三相输出电流和a相输出电流的基波频率、基波有效值波形。

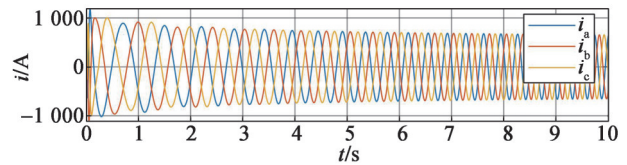


图8 三相输出电流

Fig. 8 Three-phase output current

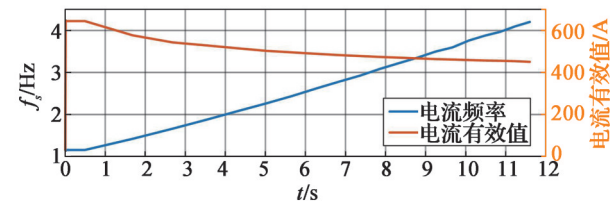


图9 a相输出电流频率与有效值

Fig. 9 Phase a output current frequency and effective value

由图8和图9可知, 列车起步时输出电流基波频率由低往高逐渐变大, 输出电流基波幅值基本保持稳定。

图10为控制系统调制比 m , 以及a相输出电压与电流相位差 φ 的变化曲线波形。

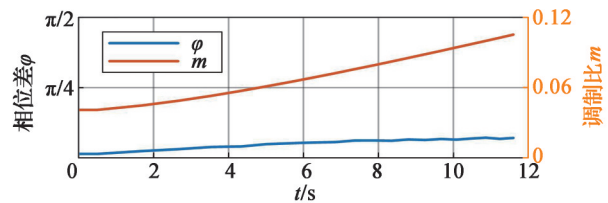


图10 a相输出电压与电流相位差 φ 以及控制系统调制比 m

Fig. 10 Phase difference φ of phase a output voltage and current and modulation ratio m of control system

图11和图12为通过仿真软件、传统等效方法和本文所提方法得到的损耗变化曲线波形和结温变化曲线波形。

由图11可知, 仿真软件准确地描述了每个时刻的开通/关断损耗和导通损耗; 传统等效方法的损耗波形为每隔半个周期1个矩形损耗波形; 本文所提方法的损耗波形为每隔半个周期半个正弦波波形。由图12可知,

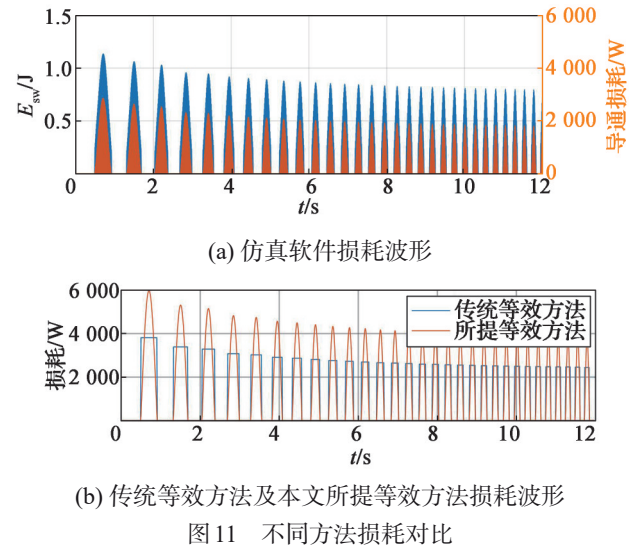


图 11 不同方法损耗对比

Fig. 11 Comparison of losses in different methods

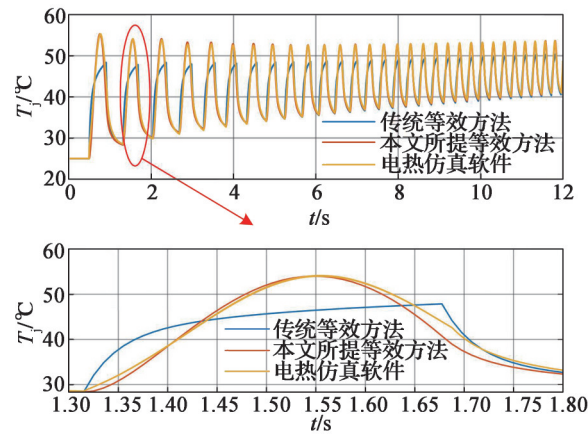


Fig. 12 Comparison of junction temperature for different methods

采用本文所提方法与采用仿真软件计算两者得到的结温计算结果接近，而与传统等效方法的计算结果存在较大偏差，该偏差与输出电流频率有关——随输出电流频率增大，该偏差会逐渐减小。表2为第2个输出正弦周期通过不同方法得到的计算结果对比。

表2 不同方法计算结果对比

Table 2 Comparison of calculation results for different methods

方法	最高结温/℃	计算耗时/ms	温升误差/%
电热仿真软件	54.0	491 000	
传统等效方法	47.8	15.470	21.4
本文所提方法	54.1	24.743	0.3

由表2可知，与采用电热仿真软件相比，采用传统等效方法和本文所提方法的计算耗时大幅降低，这是由于传统等效方法和本文所提方法都采用了线性等效的积分形式，相比仿真软件节约了计算资源，从而提高了计算效率。但本文所提方法在传统等效方法的基础上做了进一步的改进，使其结温计算结果与采用仿真软件计算基本接近，从而降低了计算误差。另外，

与传统等效方法相比，本文所提方法的计算耗时有所增加，其原因在于传统等效方法在1个基频周期内只计算1次，而本文所提的改进方法在1个基频周期内计算K次。其中，K由式(14)计算得到，设定离散周期为10 ms，则相当于每0.01 s计算1次，相比于传统等效方法，计算次数会有所增加，但增加的耗时在可接受的范围内，如需进一步提升计算效率，只需降低K的取值即可，但结果可能会导致误差有一定的增大。因此，可根据自身需求调整K的取值，从而在计算效率和误差上进行取舍。

3 结束语

针对牵引变流器SVPWM下IGBT功率器件长时间任务剖面的结温提取问题，本文提出了一种数值等效计算方法，在保证精度的同时提高了计算效率，主要做了以下工作：

①分析了牵引逆变器的电路拓扑结构，并对传统损耗、结温计算方法及其缺陷进行了对比分析，推导了SVPWM工况下牵引逆变器的损耗计算公式和改进计算方法。

②使用电热仿真软件搭建了基于SVPWM的牵引逆变器仿真模型，并与传统等效方法和本文所提计算方法进行了对比分析，验证了本文所提方法的优点和可行性，即本文所提方法相较仿真软件在计算效率方面获得了大幅提升，同时避免了传统等效方法在低输出频率下误差较大的缺点。

参考文献：

[1] SMET V, FOREST F, HUSELSTEIN J J, et al. Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2011, 58(10): 4931-4941. DOI: 10.1109/TIE.2011.2114313.

[2] YANG Shaoyong, BRYANT A, MAWBY P, et al. An industry-based survey of reliability in power electronic converters[J]. IEEE transactions on industry applications, 2011, 47(3): 1441-1451. DOI: 10.1109/TIA.2011.2124436.

[3] 陶宣彤. 大功率电力机车牵引变流器故障诊断与寿命预测[D]. 成都: 西南交通大学, 2018.

TAO Xuantong. Fault diagnosis and remaining-life prediction of traction converter for high power electric locomotive [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2018.

[4] WANG Ze, TIAN Bo, QIAO Wei, et al. Real-time aging monitoring for IGBT modules using case temperature[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2016, 63(2): 1168-1178. DOI: 10.1109/TIE.2015.2497665.

[5] HUANG Hui, MAWBY P A. A lifetime estimation technique for voltage source inverters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2013, 28(8): 4113-4119. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2229472.

- [6] PENG Yingzhou, WANG Qian, WANG Haoran, et al. An on-line calibration method for TSEP-based junction temperature estimation[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2022, 69(12): 13616-13624. DOI: 10.1109/TIE.2021.3128886.
- [7] 兰尉尹, 崔巍, 陈文轩, 等. 一种基于关断电压的IGBT模块结温监测方法[J]. 机车电传动, 2024(2): 132-139.
LAN Weiyin, CUI Wei, CHEN Wenxuan, et al. A method for monitoring junction temperature of IGBT module based on turn-off voltage[J]. Electric drive for locomotives, 2024 (2): 132-139.
- [8] DING Hongqi, MA Fujun, HAN Rong, et al. Junction temperature optimization based compensation strategy of modular multilevel power railway electronics power transactions conditioner[J]. IEEE transactions on power electronics, 2022, 37(6): 6585-6598. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3139702.
- [9] 李栋, 何皓鹏, 彭杨彬, 等. 基于运行工况与器件老化的牵引变流器IGBT寿命评估[J]. 控制与信息技术, 2022(4): 89-94.
LI Dong, HE Haopeng, PENG Yangbin, et al. Lifetime evaluation of traction converter IGBT based on operating conditions and component aging[J]. Control and information technology, 2022(4): 89-94.
- [10] 吴智勇, 王雄, 黄南, 等. 城轨变流器IGBT实时结温快速计算[J]. 电力电子技术, 2021, 55(12): 32-35.
WU Zhiyong, WANG Yong, HUANG Nan, et al. Fast calculation of real-time junction temperature of IGBT for urban rail converter[J]. Power electronics, 2021, 55(12): 32-35.
- [11] LAPRADE A, RANDALL R H. Application note AN-7520: numerical method for evaluating IGBT losses[Z]. South Portland: Fairchild Semicon Corporation, 2014.
- [12] 张雪珺. 多工况下电力电子变换装置IGBT瞬态结温计算模型[D]. 武汉: 武汉大学, 2021.
ZHANG Xuejun. Calculating model of IGBT transient junction temperature of power electronic conversion device under multiple operating[D]. Wuhan: Wuhan University, 2021.
- [13] 王亚洲, 荣飞, 周保荣, 等. 基于MMC结温波动优化的预测控制策略及其可靠性分析[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(5): 137-143.
WANG Yazhou, RONG Fei, ZHOU Baorong, et al. Predictive control strategy based on MMC junction temperature fluctuation optimization and its reliability analysis[J]. Electric power automation equipment, 2019, 39(5): 137-143.
- [14] 安德烈亚斯·福尔克, 麦克尔·郝康普. IGBT 模块: 技术、驱动和应用[M]. 韩金刚, 译. 北京: 机械工业出版社, 2016.
VOLKE A, HORNKAMP M. IGBT modules technologies, driver and application[M]. HAN Jingang, trans. Beijing: China Machine Press, 2016.
- [15] 张艺驰. 基于傅里叶变换的IGBT结温快速计算方法研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2021.
ZHANG Yichi. Fast calculation method research for IGBT junction temperature based on Fourier transform[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2021.
- [16] XU Zhiliang, ZHANG Yichi, WANG Huimin, et al. A novel calculation method for IGBT junction temperature based on Fourier transform[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2023, 8(1): 54-64. DOI: 10.24295/CPSSTPEA.2023.00006.
- [17] CECCARELLI L, KOTECHEA R M, BAHMAN A S, et al. Mission-profile-based lifetime prediction for a SiC MOSFET power module using a multi-step condition-mapping simulation strategy[J]. IEEE transactions on power electronics, 2019, 34(10): 9698-9708. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2893636.
- [18] 王希平, 李志刚, 姚芳. MMC 系统功率器件基频结温波动快速计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(18): 5805-5815.
WANG Xiping, LI Zhigang, YAO Fang. Simplified estimation of the fundamental frequency junction temperature fluctuation for IGBTs in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(18): 5805-5815.
- [19] JAMES G C. Frequency domain temperature model: a new method in on-line temperature estimation for power modules in drives applications[D]. Newcastle: Newcastle University, 2011.
- [20] 马龙, 苏文胜, 蒋超. 单相DC/AC逆变器控制策略研究[J]. 控制与信息技术, 2024(5): 18-24.
MA L, SU W S, JIANG C. Study on the control strategy of single-phase DC/AC inverter[J]. Control and information technology, 2024(5): 18-24.

Research on calculation method of junction temperature fluctuations
in traction inverters based on SVPWM

LIU Xingping, KANG Lixuan, LIU Haitao, LIU Wenye, LAI Wei

(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: The junction temperature of power devices is the key factor to evaluate the service life and reliability of traction inverters. In the long-term mission profile, the frequency fluctuation of the output fundamental frequency junction temperature cannot be ignored. In order to evaluate the junction temperature of traction inverters accurately and efficiently, the linear equivalent principle was adopted to obtain the numerical calculation model of average loss of power devices with different operating parameters. According to the principle of equal impulse, the sine half-wave loss at the equivalent frequency was converted into multiple pulse loss waveforms. Finally, the electrothermal simulation model was built and compared with the proposed method. The results show that the proposed method is more accurate than the traditional method, and its calculation time is shorter than that of electrothermal simulation, improving the calculation efficiency.

Keywords: traction; inverter; SVPWM; junction temperature; IGBT