DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.006

牵引变流器五分频多目标优化同步调制策略

金淼鑫[1,2]，杜京润[3]，范子寅[3]，向超群[3]
（1.重载快捷大功率电力机车全国重点实验室，湖南 株洲 412001；
2.中车株洲电力机车有限公司，湖南 株洲 412001；
3.中南大学 交通运输工程学院，湖南 长沙 410075）

摘　要：受限于散热条件，为了防止功率器件产生过大的开关损耗，进而减少服役寿命，轨道交通牵引逆变器开关频率通常低于1 kHz。逆变器运行至中、高频区域时，载波比下降导致其输出谐波增加，造成输出性能下降的同时导致电流峰值增大，使得绝缘栅双极晶体管（Insulated-gate Bipolar Transistor，IGBT）产生较大功率损耗，影响行车安全。针对现有低载波比的调制策略较多考虑输出性能的优化，而对IGBT功率损耗抑制考量较少的问题，文章提出一种针对牵引逆变器在五分频下的多目标优化调制策略，保证逆变器输出加权总谐波畸变较小的同时，降低总功率损耗。首先，根据逆变器负载模型建立输出电压与电流的数值与相位关系，根据器件厂商所提供的数据手册，从功率损耗产生机理出发，建立精确的IGBT功率损耗离散计算模型；其次，以逆变器输出电流谐波和功率损耗为优化目标，保证逆变器输出电压基波幅值与参考一致的前提下对开关角进行求解，实现逆变器多目标优化调制的目的。仿真结果表明，在工作区间内，与传统策略相比，所提优化调制策略显著降低了IGBT的功率损耗并保证了较优的输出性能。

关键词：变流器；功率损耗；五分频；多目标优化调制；加权总谐波畸变；开关角

中图分类号：U264.3+7　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X（2024）02-0051-08

0　引言

轨道交通电力牵引传动系统具有高电压、大电流和大功率的特点，受散热系统条件所限，轨道交通电力牵引传动系统开关频率不允许超过1 kHz[1]。当采用异步调制时，较低的开关频率将导致全速域载波比大幅变化，不仅使得逆变器输出电压和电流的低次谐波含量增加、输出性能下降[2]，而且，谐波还会导致输出电流峰值增加，造成IGBT功率器件产生较大功率损耗，加剧老化进程[3-4]。因此，当逆变器运行于中高频区域时（载波比不大于15），需采用同步调制保证逆变器输出电压的同步性与对称性，进而抑制谐波畸变、确保牵引系统的控制性能[5]。

低载波比下的同步调制策略可根据是否对输出电压波形进行优化而分为非优化PWM和优化PWM。其中，非优化PWM基于参考电压计算PWM脉冲宽度和相位，不直接优化谐波，包括同步空间矢量脉宽调制（Space Vector Pulse Width Modulation，SVPWM）以及中间60°调制。其中，同步SVPWM是在传统SVPWM基础上提出的，通过合理设置参考电压矢量采样位置与脉冲序列，保证逆变器输出电压满足同步性、三相对称性以及半波对称性等约束条件，同时使电机定子磁链逼近期望的圆形轨迹[6-7]。文献[7]针对两电平逆变器首次提出了4种同步SVPWM，即传统空间矢量策略（Conventional Space Vector Strategy，CSVS）、基本母线箝位策略（Basic Bus Clamping Strategy，BBCS）、边界采样策略（Boundary Sampling Strategy，BSS）以及不对称零矢量转换策略（Asymmetric Zero-Changing Strategy，AZCS）。同步SVPWM具有数字化实现容易、直流母线电压利用率高、噪声低等优点，但是因为其需要在固定点对电压采样从而计算得到脉冲宽度，因

基金项目：重载快捷大功率电力机车全国重点实验室开放课题项目(QZKFKT2023-009)
通信作者：向超群，男，博士后，副教授，硕士生导师，主要从事电力牵引传动技术方面的研究；E-mail: xcq061017@163.com
引用格式：金淼鑫, 杜京润, 范子寅, 等. 牵引变流器五分频多目标优化同步调制策略[J]. 机车电传动, 2024(2): 51-58.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.006.
Citation：JIN Miaoxin, DU Jingrun, FAN Ziyin, et al. Synchronous modulation strategy for multi-objective optimization of traction converters under five-division frequency operation conditions[J]. Electric drive for locomotives,2024(2): 51-58.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.006.

此在脉冲数较少或调制比较高时调制误差较大，需要对电压指令进行适当的补偿。中间60°调制[8]仅在基波周期的60°~120°、240°~300°范围进行调制，具有开关角可在线实时计算、实现简单及可直接平滑过渡至方波单脉冲的优点，但是其输出波形含有较多的低次谐波，因此仅适用于对控制性能要求不高的场合。

优化PWM通过对逆变器输出电压进行傅里叶分解，进而获得各次谐波的数学表达式，根据优化目标的不同，建立不同的非线性方程，离线求解开关角，并将开关角以二维查找表（调制比–开关角）的形式存储。主要包括特定谐波消除脉宽调制（Selected Harmonic Elimination Pulse Width Modulation，SHEPWM）[9-10]、谐波电流最小脉宽调制（Current Harmonic Minimum Pulse Width Modulation，CHMPWM）[11-12]等。SHEPWM可以完全消除指定次谐波，其开关角计算相对简单，且随调制比连续变化，易于实现。实际应用中一般消除对系统影响较大的低次谐波，但是这会使得消除的低次谐波能量转移至高次谐波，导致高次谐波幅值明显增大[13-14]。此外，SHEPWM开关角求解受限于最大调制比，无法过渡至方波。CHMPWM则以最小化输出电流谐波有效值为目标求解开关角，最终减小了输出电流的总谐波含量。相比SHEPWM，CHMPWM的开关角随调制比变化不连续，在一个基波周期被分成若干段，各段之间开关角变化跨度较大，不但需要考虑不同调制方式和不同开关角个数之间的切换，还需考虑同一开关角个数下各段间的切换，考虑因素较多，实现较复杂[15]。

作为牵引变流器实现电能变换的关键执行部件，在复杂多变工况的影响下，IGBT开关器件会产生较大功率损耗，进而产生较高结温，缩短器件的服役寿命[16]。这不但增大了牵引传动系统的运行成本，而且严重降低系统的运行可靠性，给行车安全带来极大挑战[17]。无论是非优化PWM，还是优化PWM，均比较关注逆变器的输出性能，而较少关注器件的功率损耗。因此，在保证较好输出谐波性能的前提下，研究降低开关器件功率损耗的多目标优化PWM调制策略具有十分重要的意义。

为了实现低开关频率、大功率地铁牵引逆变器的多目标优化调制，本文提出一种功率损耗最小PWM（Power Loss Minimized PWM，PLMPWM）策略，在降低IGBT功率损耗的同时，优化输出电流谐波。由于某线路地铁变流器数据表明其较长时间工作于5脉冲数，且随着脉冲数增加开关角的计算量将急剧增大，因此本文建立的PLMPWM策略仅针对5脉冲。最后，通过SIMULINK仿真对所提方法的可行性和有效性进行了验证。

1 两电平逆变器

地铁列车所用牵引变流器大多为两电平，因其具有控制简单、重量轻以及成本低的优点，因此，本文选用两电平逆变器作为研究对象，首先对其数学模型进行分析，两电平逆变器主电路如图1所示。

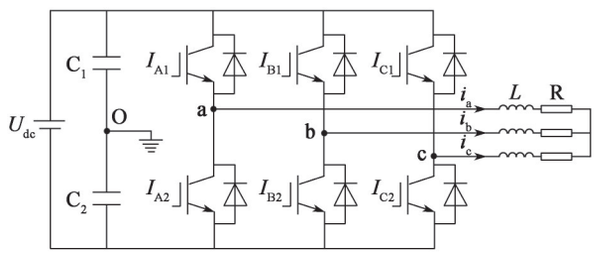


图1 两电平逆变器拓扑

Fig. 1 Topology of two-level inverter

图1中，U_{dc}表示直流母线电压；C_1、C_2表示直流侧支撑电容，其中点通常接地；I_{x1}、I_{x2}表示x相上下桥臂的IGBT，x对应A、B、C；L表示负载电感；R表示负载电阻。每相桥臂具有2个工作状态，开关函数为

$$S_x=\begin{cases}1, I_{x1}开 I_{x2}关, u_{xO}=U_{dc}/2\\ 0, I_{x1}关 I_{x2}开, u_{xO}=-U_{dc}/2\end{cases} \tag{1}$$

式中，u_{xO}表示x相对地电压。

2 功率损耗最小PWM

2.1 IGBT功率损耗计算

以A相为例，已知A相0~π/2的开关角，就可推出一个基波周期内的电压u_{aO}序列和相位，进而根据负载大小计算得到功率角φ，并确定输出电流i_a的相位和大小。对于I_{A1}管，当i_a>0时，开关发生动作时刻产生开关（开通/关断）损耗能量E_{sw}（E_{on}/E_{off}），为了和导通损耗具有可加性，需要将其转化为功率瓦（W），由于开关损耗能量E_{sw}本来就为开关损耗功率在时间尺度上的积分，因此将基波周期内产生的所有开关损耗能量相加后除以一个基波周期的时间就可得到基波周期平均开关损耗p_{sw_ave}。由于导通电流i是离散计算的，因此p_{con}也是离散的，此时只需要将一个基波周期的所有采样点的p_{con}相加并除以采样点个数就可以得到基波周期平均导通损耗p_{con_ave}。则基波周期平均功率损耗p_{ave}可以表示为：

$$p_{sw_ave}=f_1\times\sum_{i=1}^{h}\left(E_{on/off_N}(i_N)\times\frac{U_{dc}i_{ce}(\alpha_l)}{u_N i_N}\right) \tag{2}$$

$$p_{con_ave}=\sum_{i=1}^{y}\left(u_{ce}(i_{ce})\times i_{ce}(\alpha\neq\alpha_l)\right)/y \tag{3}$$

$$p_{ave}=p_{sw_ave}+p_{con_ave} \tag{4}$$

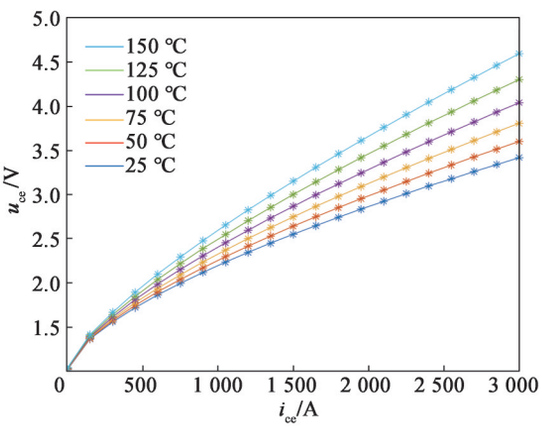
当$\alpha=\omega t$，IGBT电流i_{ce}为

$$i_{ce}=\sum_{j=1}^{n}\left\{\pm\frac{2U_{dc}}{n\pi|Z_n|}\left[1+2\sum_{i=1}^{N_\alpha}(-1)^i\cos(n\alpha_i)\right]\sin(n\alpha-\varphi)\right\} \tag{5}$$

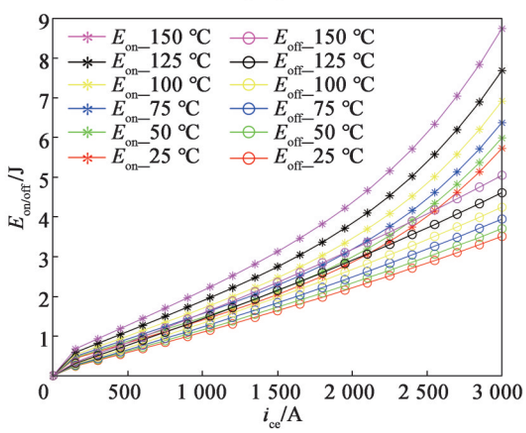
式中：f_1表示基波频率；h表示IGBT在一个基波周期内的开关次数；p_{ave}表示基波周期总功率损耗；$E_{on/off_N}(i_N)$

表示一定温度条件下IGBT在额定状态发生一次开通/关断时产生的损耗能量，J；N_α表示0到π/2范围内的开关角个数；$i_{ce}(\alpha_l)$表示当相位α为开关角α_l时的i_{ce}值，即发生开关时刻的IGBT集电极–发射极的瞬态电流，其中，α_l表示0~2π范围内的开关角，l最大为$4N_\alpha$，则$i_{ce}(\alpha\neq\alpha_l)$表示不处于开关相位时的$i_{ce}$值，即导通时刻的IGBT导通电流；$u_N$、$i_N$分别表示IGBT额定电压、额定电流。

IGBT厂商会给出IGBT器件在一定温度下的i_{ce}–u_{ce}/$E_{on/off}$关系曲线，如图2所示，该器件为本文所有研究中使用的大功率IGBT（3 300 V/1 500 A），式(3)中$u_{ce}(i_{ce})$表示利用产生的i_{ce}插值得到的集电极–发射极的导通电压；y表示离散化状态下，一个基波周期内的电流$i_{a,b,c}$的采样点个数；n=1,5,⋯,6k±1，k为正整数；Z_n表示n次谐波作用下的负载阻抗；φ表示负载功率因数角，即电压相位超前电流相位的角度。



（a）i_{ce}-u_{ce}曲线



（b）i_{ce}-$E_{on/off}$曲线

图2　Infineon_FZ1500R33HE3型号IGBT在不同温度下的i_{ce}-u_{ce}曲线及i_{ce}-$E_{on/off}$曲线

Fig. 2　Curves of i_{ce}-u_{ce} and i_{ce}-$E_{on/off}$ of Infineon_FZ1500R33HE3 IGBT at different temperatures

2.2　最小功率损耗PWM（PLMPWM）

逆变器输出电压基波幅值需要等于参考电压幅值U_{ref}，为

$$\pm\frac{2U_{dc}}{\pi}\left[1+2\sum_{i=1}^{N_\alpha}(-1)^i\cos(\alpha_i)\right]=U_{ref} \tag{6}$$

使用$U_{dc}/\sqrt{3}$对其进行标幺，得出

$$\pm\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\left[1+2\sum_{i=1}^{N_\alpha}(-1)^i\cos(\alpha_i)\right]=M \tag{7}$$

式中：M表示调制比，如式(8)所示。

当M≈1.102 7时，输出基波电压幅值最大，达到方波电压幅值2U_{dc}/π。

$$M=\frac{\sqrt{3}\,U_{ref}}{U_{dc}} \tag{8}$$

在确定开关角个数的前提下，满足式(7)的开关角会有很多情况。在一定的功率因数下，不同的开关角会产生不同的功率损耗。因此，求解最小功率损耗PWM策略的开关角在本质上是有约束条件的极值问题，目标为p_{ave}最小；约束条件有两个，其一应该满足式(7)，其二所求开关角应该限制在0~π/2，表示如下：

$$\left.\begin{aligned}&\min\left[p_{ave}\right]\\&\text{s.t.}\quad U_{ref}=U_{m1}\\&0<\alpha_1<\alpha_2<\cdots<\alpha_{N_\alpha}<\pi/2\end{aligned}\right\} \tag{9}$$

为了有效评价低开关频率下的不同调制方式的优劣，通常以输出电压总谐波畸变率（Total Harmonic Distortion，THD）和输出电压加权总谐波畸变率（Weighted Total Harmonic Distortion，WTHD）作为变流器输出波形质量的评价指标。对于输出电压脉冲幅值相等的两电平逆变器来说，不同的调制策略在输出相同基波电压时具有相同的THD值，因此电压THD一般不作为逆变器供电时的评价指标。WTHD可以认为是将不同次数的谐波电压幅值分配了不同的权重，实现用电压谐波来表示电流谐波有效值的大小，是PWM的核心评价指标，可计算为

$$\lambda_{WTHD}=\sqrt{\sum_{n=6k\pm1}^{\infty}\left(\frac{U_{mn}}{nU_{m1}}\right)^2} \tag{10}$$

式中：U_{mn}为n次谐波电压幅值；U_{m1}为基波电压幅值；k为正整数。

在一定调制度下，开关角分布不同，产生的功率损耗和WTHD值不同，而功率损耗最小的开关角作用下的WTHD的情况也不确定。将M=0.98时满足条件的所有开关角的p_{ave}进行正序排列，并将对应的开关角顺序作为横轴，例如，横坐标轴中的50则表示第50个开关角。然后，求出其对应的WTHD值，如图3所示。

由于开关角是按照p_{ave}的大小进行排列的，WTHD随开关角变化呈现不规律性，从图3可以看出，当p_{ave}最小时，其WTHD不一定较小；当p_{ave}相差不大时，其对应的WTHD变化幅度比较大。因此，为了在保证较低p_{ave}的同时维持逆变器较好的输出性能，有必要对上述开关角计算过程进行一定的优化。图3中虚线框部分为待定可优化的区域，通过与传统策略的p_{ave}值即p_{ave_ref}进行比较确定。可以发现，在此区域，开关角的变化虽然使得p_{ave}增加较快，但是就数值而言依然较小，具

有优化的空间；另外，在此区域，开关角变化对WTHD的影响较大，开关角的微小变化将引起WTHD的急剧变化；而超过虚线框区域，尽管具有更小的WTHD值和增加放缓的p_{ave}，但是其对应的p_{ave}的数值已经较大，不符合降低功率损耗的目的。

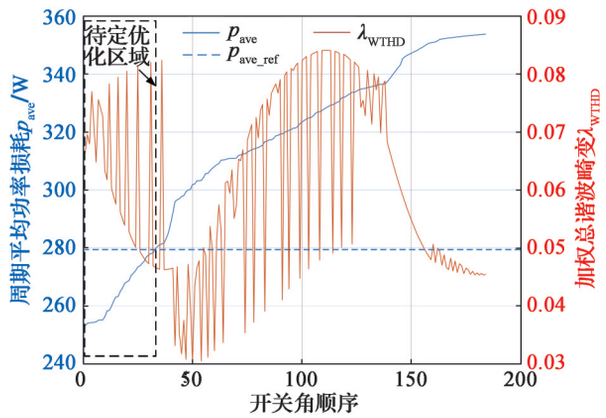


图3　当M=0.98，p_{ave}渐增时的λ_{WTHD}变化情况

Fig. 3　Variations of λ_{WTHD} with gradual increase of p_{ave} at M=0.98

图4为PLMPWM计算开关角流程图。采用图4所示的方法对图3中的虚线框区域进行优化，从而得到5脉冲数时开关角随调制比变化的曲线，计算其对应的p_{ave}和λ_{WTHD}值，并在同一开关角个数的前提下与传统不对称零矢量转换策略（Asymmetric Zero-Changing Strategy，AZCS）进行了对比，如图5所示。

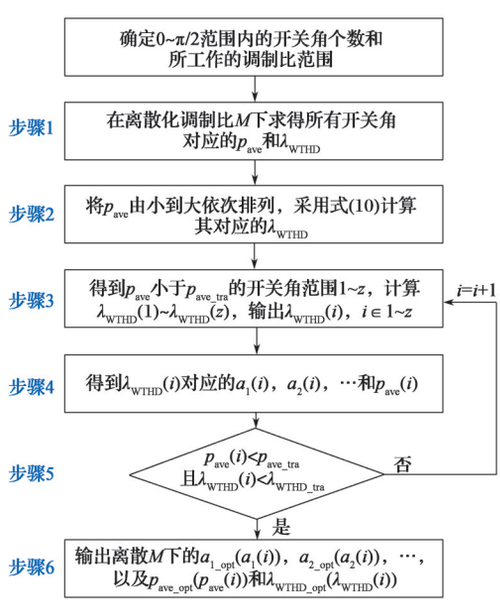
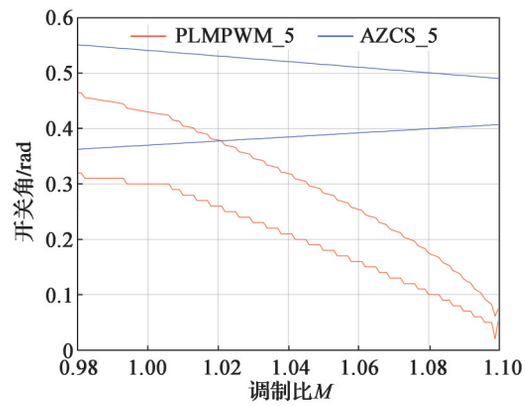


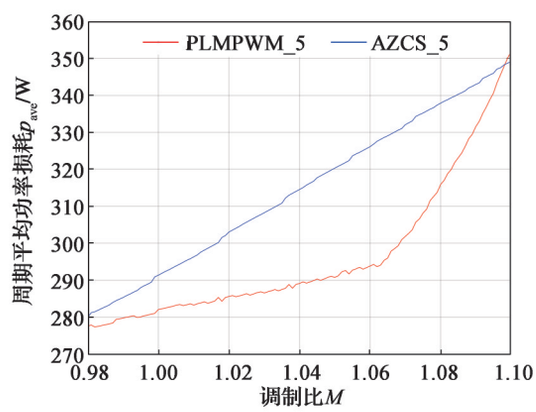
图4　PLMPWM计算开关角流程图

Fig. 4　Flow chart of switching angle calculation with PLMPWM

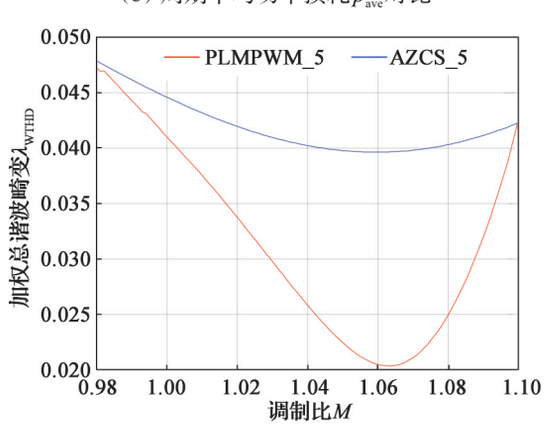
根据相关文献[13-15]和某线路地铁列车实际运行数据，5分频一般运行于高调制比区域，即调制比M在0.98~1.1的区域，为了节省计算资源，图5仅对M为0.98~1.1的开关角进行求解，并对比了周期平均功率损耗p_{ave}以及加权总谐波畸变λ_{WTHD}。如图5(a)所示，PLMPWM_5的开关角在其对应的工作区域均随调制比连续变化。如图5(b)和图5(c)所示，当M > 0.98时，PLMPWM_5相比传统AZCS_5策略在p_{ave}和WTHD上均具有明显优势。可以看出，在实际列车运行的调制度范围内，相比传统方法，PLMPWM方法都可以保证较好的输出性能和较低的功率损耗。



（a）开关角对比



（b）周期平均功率损耗p_{ave}对比



（c）加权总谐波畸变λ_{WTHD}对比

图5　PLMPWM_5与AZCS_5的对比

Fig. 5　Comparison of PLMPWM_5 and AZCS_5

3　仿真验证

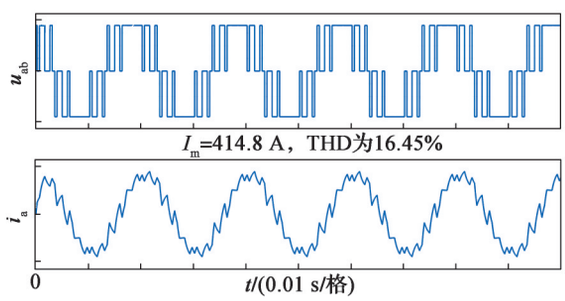
取参数M为0.99、1.04以及1.09在MATLAB/SIMULINK环境中对两种策略在N=2时的逆变器输出性能和结温进行对比。所设置的仿真参数如表1所示。

表1　仿真参数

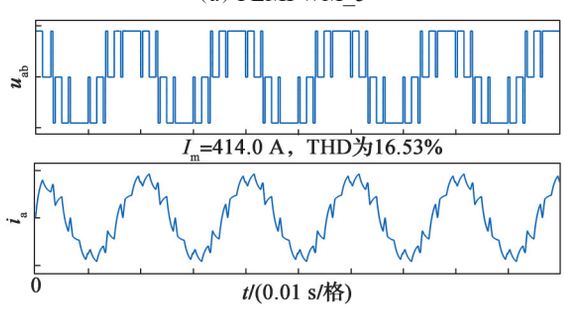
Table 1　Simulation parameters

参数	仿真数值或说明
直流电压 U_{dc}/V	1 800
逆变器频率 f/Hz	50
负载电阻 R/Ω	2.4
负载电感 L/mH	2
IGBT 型号	Infineon_FZ1500R33HE3

如图6~图8所示为PLMPWM_5和AZCS_5关于相电压 u_{aO} 和相电流 i_a 的对比，两者的相电压 u_{aO} 均满足一个周期内的5脉冲和对称性条件；可以明显看出，相比采用AZCS_5，采用PLMPWM_5策略的电流更趋于正弦波，另外，根据负载电流THD的对比可知，采用PLMPWM_5的仿真电流THD在3个调制度下均小于采用AZCS_5。



（a）PLMPWM_5

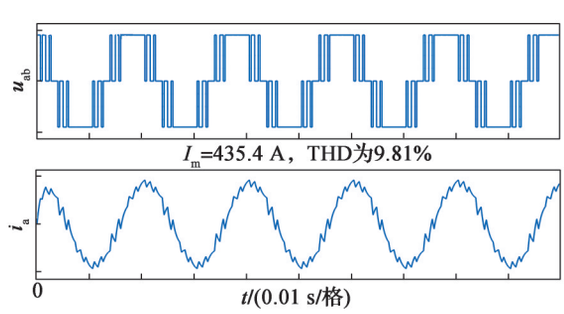


（b）AZCS_5

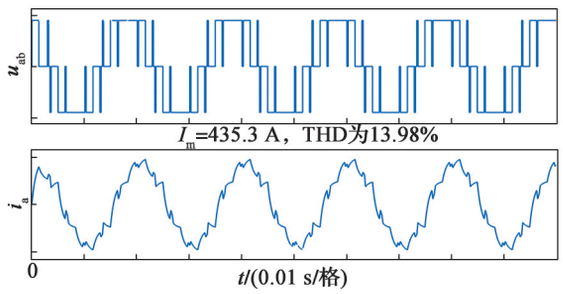
图6　M=0.99时逆变器输出性能对比

Fig. 6　Comparison of inverter output performance at M=0.99

图9~图11对2种策略的稳态结温进行了对比，由结温波形可知，采用PLMPWM_5策略具有更低的最大结温 T_{jmax} 和更低的最小结温 T_{jmin}，同时，其结温波动 ΔT_j 也更小；另外，从图12对2种策略的稳态结温的统计也可以看出，相比采用AZCS_5，采用PLMPWM_5具有更低的平均结温 T_{jm} 和更低的结温波动 ΔT_j。



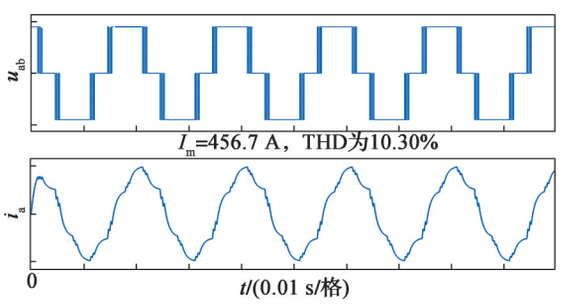
（a）PLMPWM_5



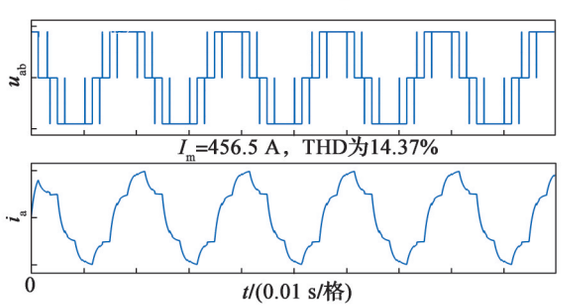
（b）AZCS_5

图7　M=1.04时逆变器输出性能对比

Fig. 7　Comparison of inverter output performance at M=1.04



（a）PLMPWM_5

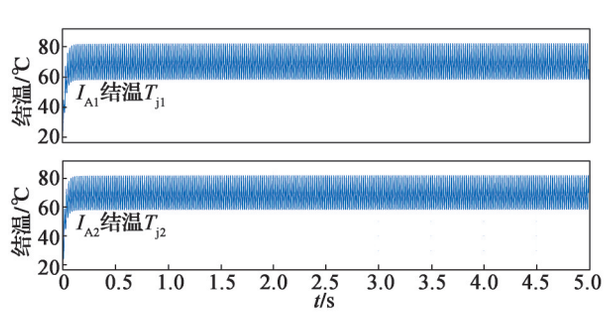


（b）AZCS_5

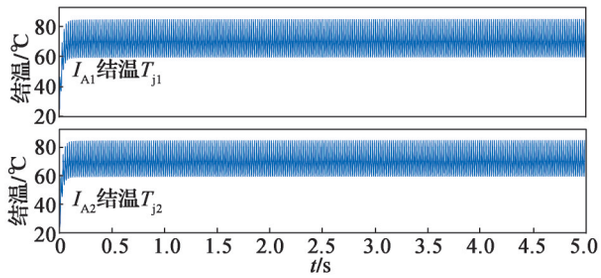
图8　M=1.09时逆变器输出性能对比

Fig. 8　Comparison of inverter output performance at M=1.09

综上所述，采用PLMPWM_5相比采用AZCS_5，其电流谐波更低、IGBT功率损耗更小，采用PLMPWM_5的仿真电流THD以及理论 λ_{WTHD} 值均小于采用传统策略的值，两种策略的 λ_{WTHD} 的变化趋势就可以代表电流THD的变化趋势，也证明了使用 λ_{WTHD} 表征逆变器输出性能的正确性。



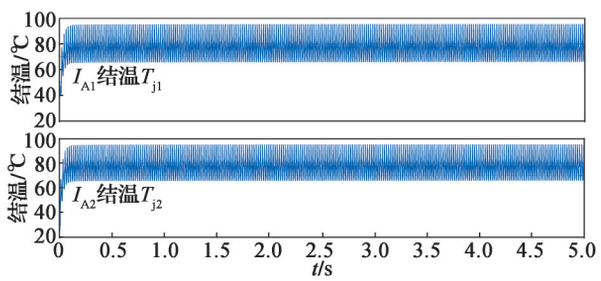
（a）PLMPWM_5



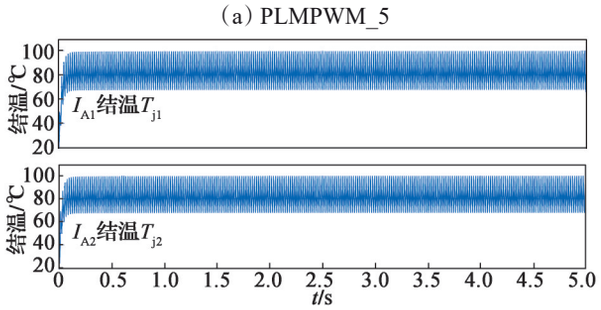
（b）AZCS_5

图9　M=0.99时逆变器A相桥臂IGBT结温对比

Fig. 9　Comparison of IGBT junction temperature of inverter A-phase bridge arm at M=0.99



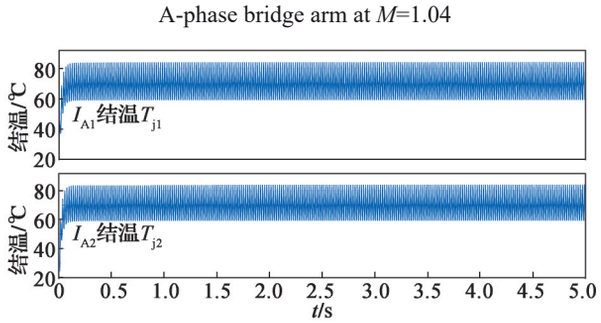
（a）PLMPWM_5



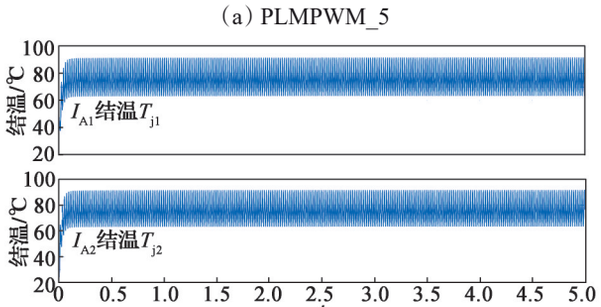
（b）AZCS_5

图10　M=1.04时逆变器A相桥臂IGBT结温对比

Fig. 10　Comparison of IGBT junction temperature of inverter A-phase bridge arm at M=1.04



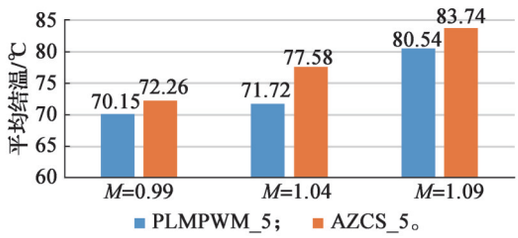
（a）PLMPWM_5



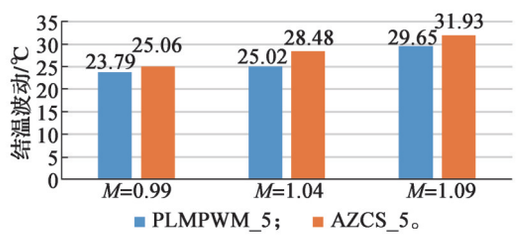
（b）AZCS_5

图11　M=1.09时逆变器A相桥臂IGBT结温对比

Fig. 11　Comparison of IGBT junction temperature of inverter A-phase bridge arm at M=1.09



（a）IGBT平均结温



（b）IGBT结温波动

图12　逆变器A相桥臂IGBT结温统计

Fig. 12　Statistics of IGBT junction temperature of inverter A-phase bridge arm

4　结论

针对现有主动热控制研究较少考虑大功率牵引变流器高速区域同步调制优化的问题，对地铁两电平牵引逆变器提出一种以IGBT功率损耗和逆变器输出WTHD为优化目标的PWM调制策略，以满足基波电压幅值要求、降低功率损耗以及降低逆变器输出谐波3个目标求取开关角，严格保证了输出电压波形的1/4对称性条件。通过仿真和试验，得出以下结论：

① 在较高的调制比范围，PLMPWM策略相比传统策略显著降低了IGBT功率损耗、结温以及电流THD。

② 在5脉冲实际工作调制度区间，所求开关角变化趋势平滑，无突变情况，因此，可以避免同一脉冲数下不同开关角分布之间涉及的切换，无须切换策略的设计。

③ 尽管算法本身较高的计算量制约了更多脉冲数开关角的求解，但根据实际地铁运行速度区间，所提方法解决了长时间运行区间内的热控制问题。因此，未来有较好的应用前景，对实现“双碳”目标有积极意义。

参考文献：

[1] SAHOO S K, BHATTACHARYA T. Rotor flux-oriented control of induction motor with synchronized sinusoidal PWM for traction application[J]. IEEE transactions on power electronics, 2016, 31(6): 4429-4439.

[2] YAN Ye, LEI Jintao, LIU Boxin, et al. Proportional resonant control with phase correction for stability and dynamics enhancement under low carrier ratio conditions[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(7): 8597-8611.

[3] XIAO Lifan, LI Jian, XIONG Yongqian, et al. Strategy and implementation of harmonic-reduced synchronized SVPWM for high-power traction machine drives[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(11): 12457-12471.

[4] 王泽群, 田小宇, 宋致儒, 等. 基于导通饱和压降的IGBT器件结温在线提取方法[J]. 机车电传动, 2023(5): 170-176.
WANG Zequn, TIAN Xiaoyu, SONG Zhiru, et al. An online extraction method of junction temperature in IGBT devices with saturation voltage drop[J]. Electric drive for locomotives, 2023(5): 170-176.

[5] GAO Zhan, GE Qiongxuan, LI Yaohua, et al. Hybrid improved carrier-based PWM strategy for three-level neutral-point-clamped inverter with wide frequency range[J]. IEEE transactions on power electronics, 2021, 36(7): 8517-8538.

[6] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下SVPWM同步调制策略比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4175-4183.
WANG Kun, YOU Xiaojie, WANG Chenchen, et al. Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35 (16): 4175-4183.

[7] NARAYANAN G, RANGANATHAN V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach. part 1: principles of waveform generation[J]. IEE proceedings - electric power applications, 1999, 146(3): 267-275.

[8] 沈迪, 陈未敏, 周明磊, 等. 不同调制方式下异步牵引电动机谐波损耗的分析与比较[J]. 机车电传动, 2019(3): 75-80.
SHEN Di, CHEN Weimin, ZHOU Minglei, et al. Analysis and comparison of harmonic losses of asynchronous traction motor under different modulation strategy[J]. Electric drive for locomotives, 2019(3): 75-80.

[9] LIU Zhenhua, GUAN Bo. Active optimization method for power loss distribution in T-type three-level converter under half-wave symmetry SHEPWM[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2023, 70(10): 9731-9740.

[10] PAN Suna, YANG Kehu, WU Mingzhe, et al. Switching frequency minimized harmonic mitigation: a multiobjective optimized modulation strategy for high-power converters[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(9): 11080-11090.

[11] GUAN Bo, DOKI S. A current harmonic minimum PWM for three-level converters aiming at the low-frequency fluctuation minimum of neutral-point potential[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2019, 66(5): 3380-3390.

[12] LIANG Ge, LIAO Wu, ZHANG Zhaoyang, et al. An optimized pulsewidth modulation for dual three-phase PMSM under low carrier ratio[J]. IEEE transactions on power electronics, 2022, 37(3): 3062-3072.

[13] 周明磊, 王琛琛, 游小杰, 等. 轨道交通牵引逆变器调制策略性能比较[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(10): 3763-3774.
ZHOU Minglei, WANG Chenchen, YOU Xiaojie, et al. Comparison of pulse width modulation strategies for traction inverters in rail transit[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(10): 3763-3774.

[14] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下SHEPWM和SVPWM同步调制策略比较研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 333-341.
WANG Kun, YOU Xiaojie, WANG Chenchen, et al. Research on the comparison of synchronized modulation of SHEPWM and SVPWM under low switching frequency[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2015, 30 (14): 333-341.

[15] 周明磊, 王琛琛, 游小杰. 基于交流电机定子磁链的CHMPWM切换策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (14): 3955-3964.
ZHOU Minglei, WANG Chenchen, YOU Xiaojie. A switching strategy of current harmonic minimum PWM based on the stator flux trajectory of AC traction motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3955-3964.

[16] DESINGU K, SELVARAJ R, CHELLIAH T R. Control of reactive power for stabilized junction temperature in power electronic devices serving to a 250 MW asynchronous hydrogenerating unit[J]. IEEE transactions on industry applications, 2019, 55(6): 7854-7867.

[17] YANG Kexin, SONG Wensheng, TANG Tao, et al. Online monitoring method of P-I-N diode temperature based on maximum recovery current[J]. IEEE transactions on power electronics, 2023, 38(6): 7723-7732.

Synchronous modulation strategy for multi-objective optimization of traction converters under five-division frequency operation conditions

JIN Miaoxin[1,2], DU Jingrun[3], FAN Ziyin[3], XIANG Chaoqun[3]

(1. State Key Laboratory of Heavy-duty and Express High-power Electric Locomotive, Zhuzhou, Hunan 412001, China;
2. CRRC Zhuzhou Locomotive Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China; 3. School of Traffic
& Transportation Engineering, Central South University, Changsha, Hunan 410075, China)

Abstract: Restricted by heat dissipation conditions, the switching frequency of the traction inverters for rail transit typically remains below 1 kHz, to prevent potential shortening of their service lifetime due to excessive switching losses in power devices. Inverter operation in the middle and high-frequency ranges results in a decrease in carrier ratio, leading to amplified output harmonics. This not only lowers output performance but also elevates peak current levels, intensifying power losses within the insulated-gate bipolar transistor (IGBT) and consequently undermining driving safety. Unlike existing modulation strategies to address low carrier ratios, which mostly focus on optimizing output performance while overlooking the suppression of IGBT power losses, this paper presents a multi-objective optimization modulation strategy for traction inverters under five-division frequency. This strategy aims to maintain a low weighted total harmonic distortion (WTHD) in the inverter output while reducing total power losses. Firstly, numerical and phase relationships between the output voltage and current were established based on the inverter load model. A precise discrete calculation model for IGBT power losses was developed based on the data manual provided by the device manufacturer, leveraging the power loss generation mechanism. Subsequently, the switching angles were solved under the premise of ensuring the fundamental amplitude of inverter output voltages aligned with the reference level, to enable multi-objective optimization modulation for inverters, including both inverter output current harmonics and power losses as optimization objectives. Simulation results indicate that within the operating range, the proposed optimization modulation strategy significantly reduced IGBT power losses and remained superior output performance compared to traditional strategies.

Keywords: converter; power loss; five-division frequency; multi-objective optimization modulation; weighted total harmonic distortion; switching angle

收稿日期：2023-12-07