DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.011

牵引级联变流器低次谐波分析与抑制策略优化

李向超[1,2]，冯继营[3]，李正辉[2]
（1.河南省轨道交通智能安全工程技术研究中心，河南 郑州 451460；
2.郑州铁路职业技术学院，河南 郑州 451460；
3.河南机电职业学院，河南 郑州 450052）

摘　要：以级联H桥变流器为前级拓扑的电力电子变压器是未来列车牵引的重要发展方向，降低牵引级联变流器的低次谐波对提高电力电子变压器的控制性能具有重要意义。然而，引起级联H桥变流器低次谐波的影响因素与常规四象限变流器存在差异，其机理分析和抑制策略尚未得到深入研究。对此，文章详细探究了电力牵引网侧级联H桥变流器低次电流谐波产生机理，揭示了除直流电压波动、器件死区和管压降外，其低次谐波还与H桥级联的模块数及拓扑结构有关。在此基础上，设计一种兼顾直流电压波动和电路拓扑特性的低次谐波抑制算法。同时，结合功率器件的死区效应与管压降影响，提出级联H桥变流器低次电流谐波综合抑制策略。最后，搭建小功率试验平台进行测试，试验结果验证了理论分析的正确性和优化抑制方案的有效性。

关键词：牵引级联H桥变流器；低次谐波分析；谐波抑制策略；直流电压波动；器件死区；开关管压降
中图分类号：TM461　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X（2024）02-0092-09

0　引言

随着高速列车绿色、高效、轻量化等目标的提出，基于电力电子变压器(Power electronic transformer，PET)的列车牵引技术成为“十四五”规划的重点支持方向[1]。级联H桥(Cascaded H-bridge，CHB)变流器具有结构简单、可扩展性强、耐高压、易于扩展等优点，常作为电力电子变压器的前级拓扑，得到了国内外学者的广泛关注[2-4]。由于牵引级联变流器的交流输入端与牵引供电网直接相连，其电流谐波不仅影响牵引网的电能质量，而且制约了牵引系统的控制性能。目前，级联H桥变流器多采用载波移相控制[5-6]，其网侧电流的高次谐波含量往往较低，影响电能质量与控制性能的主要是低次谐波[7-8]。

级联H桥变流器与脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation，PWM)整流器结构类似，针对PWM整流器的低次谐波问题，研究分析其主要原因之一是直流侧电压的二倍频波动[9]。增加额外的LC支路滤除该电压波动是一种有效的解决办法[10]，然而这会加大列车的体积和质量。对此，文献[11]在电压环中串联了一个低通滤波器，消除二倍频分量以提高网侧电流质量。文献[12]提出直流侧电压动态补偿控制，通过系统中的可测变量实时计算并减去直流侧电压的波动值，避免其分量进入电流环。考虑到直流侧波动分量的频率是固定的，文献[13]和[14]均提出在电压环中加入陷波器以直接消除直流侧波动分量，从而降低网侧电流的低次谐波含量。需要注意的是，在级联H桥变流器中，直流侧电压波动和H桥级联的模块数及拓扑结构有关，目前鲜有文献对其进行研究，并且，以上方法应用于级

基金项目：国家自然科学基金项目(62003313)；河南省教改重点项目(〔2024〕05754)
通信作者：李向超，女，硕士，副教授，研究方向为动车组牵引控制系统研究；E-mail: l593620@163.com
引用格式：李向超, 冯继营, 李正辉. 牵引级联变流器低次谐波分析与抑制策略优化[J]. 机车电传动, 2024(2): 92-100.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.011.
Citation：LI Xiangchao, FENG Jiying, LI Zhenghui. Low-order harmonic analysis and suppression strategy optimization of cascaded converters for train traction[J]. Electric drive for locomotives,2024(2): 92-100.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2024.02.011.

联H桥变流器时虽然可以避免直流电压控制环引入的低次谐波，但没有考虑电流环中依然存在的低次谐波影响，谐波抑制策略需进一步完善。

除直流侧电压倍频波动外，功率器件的管压降[14-15]和死区效应[16-19]也是引起变流器低次谐波含量较大的原因。文献[20]通过分析指出，级联逆变器的管压降会引起电流畸变，进一步降低网侧电流质量，且管压降大小与级联的单元数直接相关。进一步，针对三电平逆变器的管压降问题，文献[21]分析了管压降随电流矢量位置的变化关系，并基于电流矢量及其电流方向进行了补偿研究。为避免同一桥臂的两个器件直通造成不必要的损坏，互补的两个器件在导通/关断前后需间隔一个死区时间。文献[22]指出死区效应使得变流器H桥输入端的波形出现偏差，进而改变基波大小并引入低次谐波。文献[23]根据电流方向提出一种死区分段消除与脉冲等效时间补偿的混合调制策略，有效降低了死区效应对系统性能的影响。对牵引级联H桥变流器而言，随着级联个数增加，功率器件的导通/关断压降愈加严重，且各桥臂的输出电压依然受到死区效应的干扰，需对其进行深入分析与综合抑制。

综上所述，针对现有研究对牵引级联变流器低次谐波关注不够且抑制不充分的问题，本文将开展低次电流谐波分析与抑制优化研究。本文首先介绍级联H桥变流器的拓扑结构与控制策略；接着分别探究直流侧电压波动、H桥级联模块数和拓扑固有特性、管压降与器件死区时间对网侧电流低次谐波的影响；然后提出改进型的谐波抑制算法，并结合各因素带来的影响设计网侧电流低次谐波综合抑制策略；最后进行试验测试与验证。

1　牵引级联变流器低次电流谐波分析

1.1　系统拓扑及控制

含有N个H桥级联的牵引变流器主电路拓扑及控制框图分别如图1和图2所示。在图1所示的主电路中，u_n是交流侧输入电压，i_n是交流侧电流，也称为网侧电流，u_{ab}是H桥的输入电压。L_n和R_n分别是网侧电路的等效电感和等效电阻，u_{dc1}、u_{dc2}、…、u_{dcN}分别是每个单元的直流侧电压，C_1、C_2、…、C_N分别是直流侧支撑电容，R_1、R_2、…、R_N分别是等效负载，T_{11}~T_{N4}和D_{11}~D_{N4}分别是功率开关管和续流二极管。

级联H桥变流器采用瞬态直接电流控制，其控制框图如图2所示，包括电压外环和电流内环两层控制。对于电压外环控制器，首先将不同单元的直流电压求和并取平均值得到u_{av}，与给定的参考电压U_{dc}比较，然后通过PI控制器得到电压外环控制输出并将其作为电流环的参考信号的幅值I_N^*。在电流内环控制器中，首先通过锁相环（Phase Locked Loop，PLL）获得网侧电压的相角θ，将参考电流幅值与实际相位相乘，并与被测电流进行作差。之后经过比例调节器，调整网侧电压和网侧电流的相位，以实现单位功率因数。同时，根据系统拓扑结构，引入前馈环节补偿网侧电感和网侧电阻带来的压降，最后生成调制信号u_{ab}^*并经过均压控制与载波移相调制（Carrier Phase Shift PWM，CPS-PWM）生成控制脉冲，驱动级联H桥变流器的各功率开关管。其中，双闭环控制的主体部分可表示为：

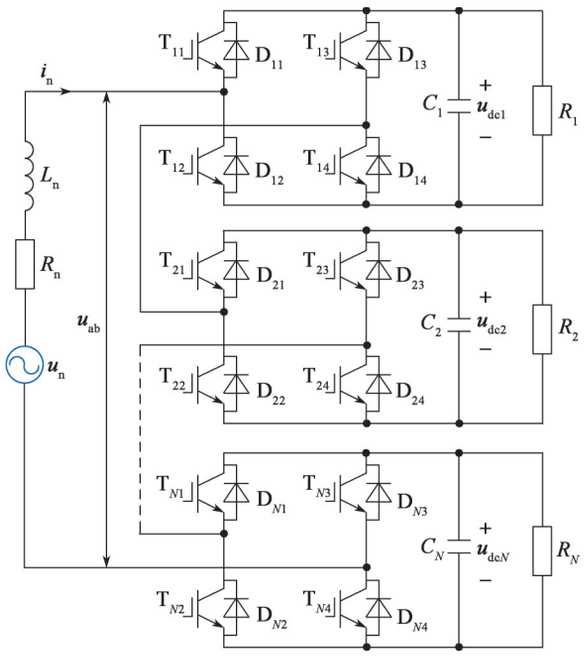

图1　级联H桥变流器拓扑

Fig. 1　Topology of CHB converters

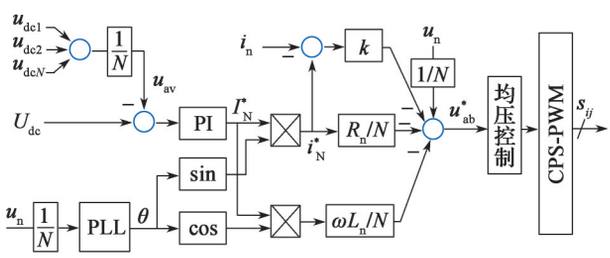

图2　瞬态直接电流控制框图

Fig. 2　Block diagram of transient direct current control

$$\left.\begin{aligned} I_N^* &= k_{pvc}(U_{dc}-u_{av})+k_{ivc}\int(U_{dc}-u_{av})\mathrm{d}t \\ u_{ab}^*(t) &= u_n/N-(R_n\sin\theta+\omega L_n\cos\theta)I_N^*/N-k(I_N^*\sin\theta-i_n) \end{aligned}\right\} \tag{1}$$

式中：k_{pvc}和k_{ivc}分别是直流侧电压控制器的比例和积分参数；k是电流环的比例系数；ω是级联H桥变流器的基波角频率。

1.2　直流侧波动与拓扑特性对电流谐波的影响

设U_n和I_n分别为网侧电压和电流的有效值，θ为电流滞后电压的相位角，则稳态时级联H桥变流器网侧电压和电流可分别表示为：

$$\left.\begin{aligned} u_n &= \sqrt{2}\,U_n\sin(\omega t) \\ i_n &= \sqrt{2}\,I_n\sin(\omega t-\theta) \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

根据式(2)，系统的输入功率可计算为

$$P_{\mathrm{in}}=u_{\mathrm{n}}i_{\mathrm{n}}=2U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\sin(\omega t)\sin(\omega t-\theta)=U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\cos\theta-U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\cos(2\omega t-\theta) \tag{3}$$

对于级联H桥变流器拓扑，其中一个单元的直流侧电路的瞬态输出功率可表示为

$$P_{\mathrm{out}}=U_{\mathrm{dc}}I_{\mathrm{dc}}+C_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}\frac{\mathrm{d}\tilde{u}_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} \tag{4}$$

式中：I_{dc}为单个整流器直流侧电流的稳态值；C_{d}为直流侧电容且满足$C_{\mathrm{d}}=C_1=C_2=\cdots=C_n$；$\tilde{u}_{\mathrm{dc}}$为单个整流器直流侧电压交流波动分量。

忽略器件的开关损耗并根据功率守恒有$P_{\mathrm{in}}=N\cdot P_{\mathrm{out}}$，则输入功率与输出功率的波动量也对应相等，联立可得：

$$-U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\cos(2\omega t-\theta)=NC_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}\frac{\mathrm{d}\tilde{u}_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} \tag{5}$$

$$\tilde{u}_{\mathrm{dc}}=-\frac{U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\sin(2\omega t-\theta)}{2\omega NC_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}} \tag{6}$$

因此在级联H桥变流器的单个直流侧电路中，其输出电压可以完整地表示为

$$u_{\mathrm{dc}}=U_{\mathrm{dc}}+\tilde{u}_{\mathrm{dc}}=U_{\mathrm{dc}}-\frac{U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\sin(2\omega t-\theta)}{2\omega NC_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}} \tag{7}$$

通过上述分析可知，直流侧电压除了稳态分量外，还包含2倍基频纹波。由图2可知，直流侧电压的2倍频波动分量进入电流环，使其电流的参考信号也含有2倍基波频率的脉动分量。该参考电流信号在与正弦信号相乘生成电流的给定值i_{N}^{*}时，由卷积定理可知其频率成分中将存在3次谐波。根据图2所示的控制策略，实际的级联H桥变流器网侧电流信号将实时跟踪参考电流，导致最终的网侧电流i_{n}中也会包含3次谐波分量。网侧电流的3次谐波在通过级联H桥变流器时，势必会导致系统中存在5次谐波，从而不断循环造成网侧电流出现含量较大的3次、5次、7次等低次谐波，污染牵引网质量。

需要注意的是，由式(6)和式(7)可知直流电压的波动分量与H桥级联的模块数N有关，模块数越多，电压波动分量的幅值就越小；然而即使不考虑直流侧电压波动带来的闭环传播效应，网侧电流的低次谐波也将通过拓扑结构的固有特性产生，H桥的输入电压与直流侧电压关系可表示为

$$u_{\mathrm{ab}}=N\cdot m\cdot u_{\mathrm{dc}}=mNU_{\mathrm{dc}}-m\frac{U_{\mathrm{n}}I_{\mathrm{n}}\sin(2\omega t-\theta)}{2\omega C_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}} \tag{8}$$

式中：m为调制信号。

调制信号的基频分量与直流侧电压中的2倍频波动分量相乘，将在H桥的输入电压u_{ab}中产生3次谐波电压，进而在网侧电路中带来3次谐波电流（5次、7次等低次谐波以此类推），这是由电路拓扑的固有特性决定的。可见，即使忽略直流电压波动在控制环中的连锁效应，级联H桥电路的固有特性也会导致网侧电流存在低次谐波。该电流谐波在电流控制环中会进一步引起调制波畸变，使得网侧电流的低次谐波更为丰富。因此，除了避免直流侧电压波动的影响，由电路特性带来的低次谐波也需要在电流环中进行抑制。

1.3 开关管压降和死区效应对低次谐波的影响

在实际应用中，开关管压降和死区效应也是造成级联H桥变流器低次电流谐波的诱因。功率开关管存在不可避免的导通损耗和关断损耗，且功率开关管和续流二极管串联连接，为便于分析开关管压降对电流谐波的影响，定义开关变量：

$$S_{\mathrm{ax}}=\begin{cases}1,\ \mathrm{T}_{x1}\text{或}\mathrm{D}_{x1}\text{导通}\\0,\ \mathrm{T}_{x2}\text{或}\mathrm{D}_{x2}\text{导通}\end{cases},\ S_{\mathrm{bx}}=\begin{cases}1,\ \mathrm{T}_{x3}\text{或}\mathrm{D}_{x3}\text{导通}\\0,\ \mathrm{T}_{x4}\text{或}\mathrm{D}_{x4}\text{导通}\end{cases} \tag{9}$$

式中：$x=1,2,\cdots,N$。

以级联H桥变流器的第一个单元为例，当开关信号$[S_{\mathrm{a1}},S_{\mathrm{b1}}]=[1,0]$时，$u_{\mathrm{ab}}$可表示为

$$u_{\mathrm{ab}}=\begin{cases}u_{\mathrm{dc}}+2u_{\mathrm{D}},\ i_{\mathrm{n}}>0\\u_{\mathrm{dc}}-2u_{\mathrm{T}},\ i_{\mathrm{n}}<0\end{cases} \tag{10}$$

式中：u_{D}和u_{T}分别为单个二极管压降和功率开关管压降。

通过类似分析可知，在不同开关状态下，每个单元的PWM整流器均有两个器件导通，包括两个二极管、两个功率开关或一个二极管一个功率开关管。查阅二极管和功率器件的数据手册可知，u_{D}和u_{T}均会随着电流的大小变化而变化，但两者的差异较小，通常可以忽略。因此，以某型号的器件为例，每个单元的总压降可表示为：$u_{\mathrm{dr}}=2u_{\mathrm{D}}=2u_{\mathrm{T}}=2(i_{\mathrm{n}}R_{\mathrm{ce}}+V_{\mathrm{ceo}})$，其中$R_{\mathrm{ce}}$为导通电阻，$V_{\mathrm{ceo}}$为基本压降，均可通过数据手册拟合得到。进一步，可以得到当N个整流器级联时，整个系统的管压降为

$$u_{\mathrm{ab}}=\sum_{\mathrm{j}=1}^{N}(S_{\mathrm{a}N}-S_{\mathrm{b}N})u_{\mathrm{dc}}+N\,\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})u_{\mathrm{dr}} \tag{11}$$

式中：$\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})$为网侧电流的符号函数，具体见式(12)。

$$\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})=\begin{cases}1,\ i_{\mathrm{n}}>0\\-1,\ i_{\mathrm{n}}<0\end{cases} \tag{12}$$

由式(11)可以看出，考虑到管压降的存在，H桥输入电压u_{ab}不再是与U_{dc}相关的理想值。当$i_{\mathrm{n}}>0$时，u_{ab}会抬升，而当$i_{\mathrm{n}}<0$时，u_{ab}会降低，并且其大小与级联数量N以及电流的大小和方向有关。由此会造成级联H桥变流器的电流畸变，从而引发低次谐波干扰。

为防止器件损坏，同一桥臂上两个互补开关管的直通现象是实际应用必须规避的问题。对此，需要在开关管的驱动信号中增加死区时间，使得理想的输出电压与实际输出电压之间出现一定程度上的偏差，如图3所示。该偏差与死区时间、载波周期和电流方向有关，其表达式可写为

$$\Delta u=-\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})\frac{T_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{s}}}\cdot U_{\mathrm{dc}} \tag{13}$$

式中：T_{s}为开关周期；T_{d}为死区时间。

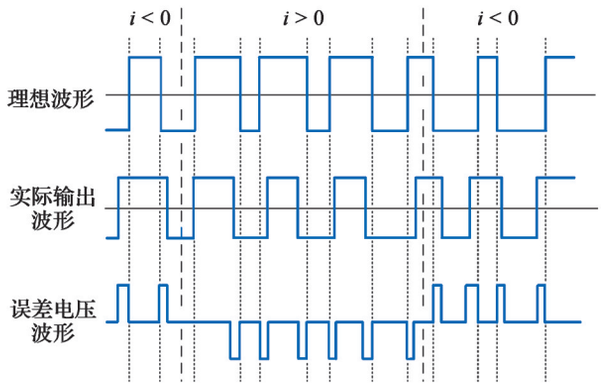

图3　死区效应对H桥输出电压的影响

Fig. 3　Influence of dead-zone effect on the H-bridge output voltage

将一个周期内的误差脉冲看成一定高度的矩形波[22]，则对其进行傅里叶展开可得

$$\Delta u(t)=\frac{4T_{\mathrm{d}}U_{\mathrm{dc}}}{T_{\mathrm{s}}\pi}\left(-\sin(\omega t)+\frac{1}{3}\sin(3\omega t)-\frac{1}{5}\sin(5\omega t)+\cdots\right) \tag{14}$$

由电压偏差的傅里叶表达式可知，变流器不可避免的死区时间不仅影响了调制信号的基波分量的幅值，而且引入了3次、5次、7次等低次谐波，是造成网侧电流质量降低的因素之一。

2　低次谐波综合优化抑制方法

2.1　兼顾电压波动与拓扑特性的谐波抑制策略

通过对网侧电流的影响分析可以看出，控制回路中含有直流侧电压的2倍频纹波是导致网侧电流谐波含量较大的一个主要原因。因此，可通过滤波手段去除控制环中的直流侧2倍频纹波，使其不对电流环产生作用。考虑电压的频率特性，采用陷波器进行消除，其传递函数可以表示为

$$H(s)=\frac{s^2+\omega_{\mathrm{n}}^2}{s^2+2\xi\omega_{\mathrm{n}}s+\omega_{\mathrm{n}}^2} \tag{15}$$

式中：ξ为阻尼系数；ω_{n}为陷波频率；s为复频域下的微分算子。

在理想陷波器中，需要滤除的陷波频率幅值增益为0，其他频率点的幅值增益均为1，这表明除了指定的衰减频率信号外，其他频率的信号都将无损通过。根据理论分析设置需要衰减的直流侧电压频率为ω_{n}=100 Hz，同时设置ξ=0.5，得到该滤波器的传递函数如图4所示。图4的幅值特性表明，在100 Hz处幅值增益几乎为0，能有效滤除电压的倍频脉动，从而改善网侧电流质量。

基于陷波器的谐波抑制策略虽然可以避免直流脉动量进入控制环，然而根据前文分析可知，由于电路的固有特性，级联H桥变流器的交流侧依然存在含量较大的3次谐波。理论上可以采用谐振控制器滤除该电流中的低次谐波，然而谐振控制器在网侧电流频率发生波动时适应性较差。对此，本文提出在电流环中增加一个准谐振控制器消除该3次谐波的影响，准谐振控制器的传递函数为

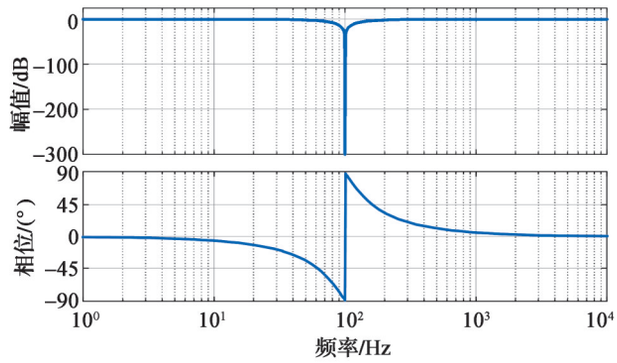

图4　陷波器的频率响应曲线

Fig. 4　Frequency response curve of notch filter

$$G_{\mathrm{QPR}}(s)=\frac{2k_{\mathrm{r}}\omega_{\mathrm{c}}s}{s^2+2\omega_{\mathrm{c}}s+\omega_{\mathrm{r}}^2} \tag{16}$$

式中：ω_{r}为谐振频率；k_{r}为谐振点增益；ω_{c}为截止频率。

具体参数设置如下：为了滤除由电路固有特性导致的网侧电流3次谐波，设计的谐振频率为ω_{r}=2π×150 rad/s；在兼顾系统性能和稳定性的情况下，选择谐振点增益k_{r}=5；为了减少开关纹波对系统性能的影响，同时避免准谐振控制器对基波信号造成衰减，选择截止频率ω_{c}=2π×10 rad/s。

因此，在瞬态电流控制的基础上，采用陷波滤波器可消除直流电压倍频对网侧电流的影响，采用准谐振控制器滤除网侧电流3次谐波，由此可彻底避免由控制环路引起的低次谐波的影响。

2.2　针对管压降和死区效应的谐波抑制

器件管压降造成u_{ab}畸变，进而引起级联H桥变流器网侧电流低次谐波。根据其产生机理进行分析，为了避免该电压被管压降抬升或拉低，可在调制信号m中提前减去该压降进行补偿。结合调制信号与直流侧电压的关系，该补偿量的大小可以表示为

$$u_{\mathrm{com1}}=\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})\frac{u_{\mathrm{dr}}}{U_{\mathrm{dc}}} \tag{17}$$

由上一节分析可知，死区时间对电流谐波的影响主要是导通/关断时间的滞后造成的。因此在抑制其影响时，可考虑在驱动信号导通前增加一个补偿时间，使开关管的实际导通时间与理想的导通时间相等。根据死区逻辑，补偿的时间在数值上与死区时间相同，其符号与电流的方向有关。进一步结合脉冲宽度与调制信号形成的相似三角形关系，可设计死区时间对应的调制补偿分量为

$$u_{\mathrm{com2}}=\mathrm{sgn}(i_{\mathrm{n}})\frac{T_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{s}}} \tag{18}$$

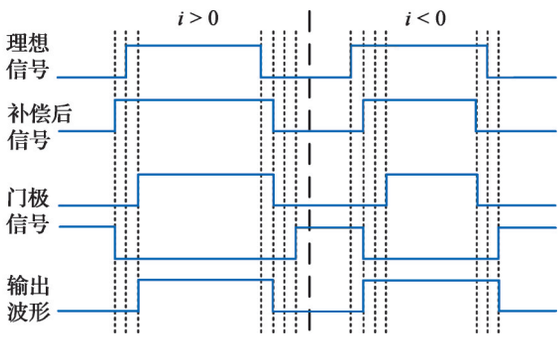

图5 级联H桥变流器死区补偿策略分析

Fig. 5 Analysis of dead-zone compensation for CHB converters

图5展示了级联H桥变流器死区补偿的示意图。由图5可见，驱动信号在得到补偿后，其开关信号对应的输出波形和期望波形在幅值和导通时间方面相同，仅相位上有所滞后。由此可以避免死区引起的输出电压偏差，进而抑制级联H桥变流器网侧电流低次谐波的产生。

综合上述方法所进行的设计，将不同影响因素对应的抑制算法同时加入到闭环系统中的控制算法中，得到级联H桥变流器低次谐波综合优化抑制策略如图6所示。

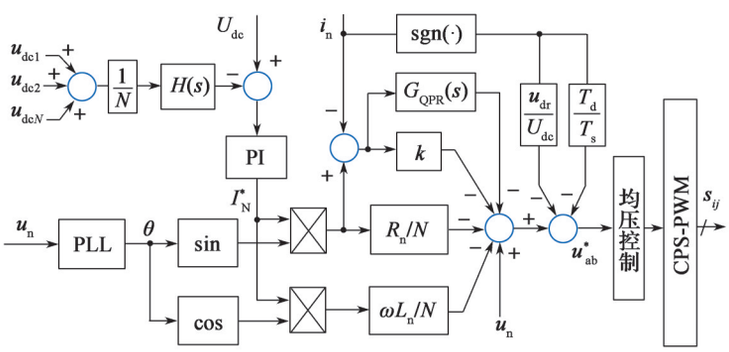

图6 级联H桥变流器低次谐波综合优化抑制策略

Fig. 6 Comprehensive optimization strategy for suppressing low-order harmonics in CHB converters

3 试验验证与分析

为验证级联H桥变流器网侧电流低次谐波分析与优化抑制策略的有效性，搭建如图7所示的级联H桥变流器试验平台进行测试验证，该平台主要包括交流电源、网侧电感、级联H桥功率器件、直流侧电容、负载电阻和控制器等，试验测试所用的主要参数如表1所示。

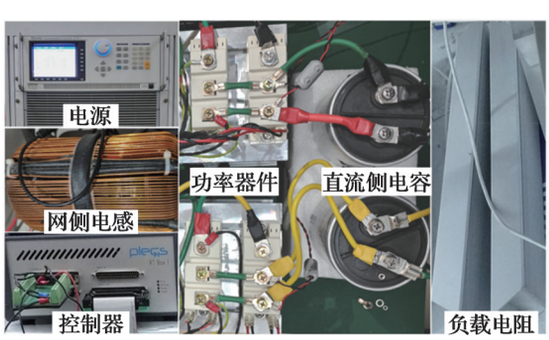

图7 级联H桥试验平台

Fig. 7 Experimental platform of cascade H-bridge

图8为基于2单元的级联H桥变流器处于稳态运行时的测试波形。由图8可知，2个桥的直流侧电压均稳定在给定的参考值附近，且伴有100 Hz的交流波动分量。同时网侧电流波形幅值约为5.4 A，级联H桥的输入电压显示为多电平特征。在此基础上，分别进行如下测试和分析：

表1 级联H桥变换器试验参数

Table 1 Experimental parameters of CHB converter

参数项目	参数值	参数项目	参数值
输入电压 u_n	RMS 30 V	直流侧电压给定值 U_{dc}	30 V
基波角频率 ω	100π	直流电压控制参数 k_{pvc}, k_{ivc}	0.2, 2
网侧电感电阻 L_n, R_n	2.8 mH, 0.1 Ω	网侧电流控制参数 k	1.2
级联H桥单元数	2	开关频率 f_s	2 000 Hz
直流侧支撑电容 C_1, C_2	3 mF, 3 mF	死区时间 T_d	2 μs
直流侧等效负载 R_1, R_2	20 Ω, 20 Ω		

Case 1：不施加任何谐波抑制策略；

Case 2：仅采用直流电压陷波控制；

Case 3：采用所提的直流电压陷波+电流谐振抑制控制；

Case 4：采用低次谐波综合优化抑制策略。

当不采用任何谐波抑制策略，即系统处于Case 1时，级联H桥变流器网侧电流及其FFT分析结果如图9所示，此时电流在过零点有较大畸变，其波形中含有较大的3次、5次、7次等低次谐波，THD值约为7.36%，电能质量较差。当采用传统的直流电压陷波抑制（系统处于Case 2）时，得到网侧电流波形如图10所示。图10的结果表明，对直流侧波动进行滤波后，网侧电流的低次谐波有所减少，THD减小为6.58%，但由于忽略了拓扑特性及电流环的传播效应，低次电流谐波不能完全抑制。进一步，采用“直流电压陷波+网侧电流谐振”抑制算法，图11所示的电流谐波THD降至4.93%，且3次电流谐波明显减少。在此基础上，

结合管压降和死区补偿，即采用综合优化抑制策略（Case 4），得到网侧电流波形及FFT分析结果如图12所示，此时级联H桥变流器网侧电流质量得到改善，其THD降低为3.02%。

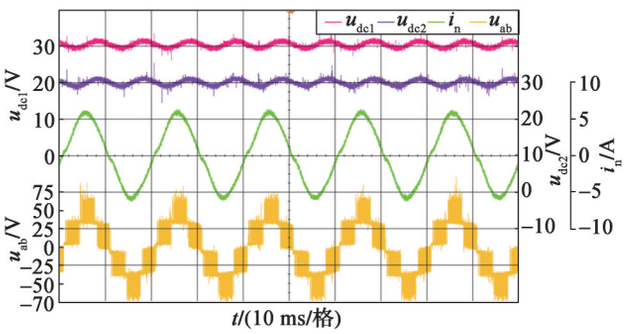

图8　级联H桥变流器稳态运行时的试验结果

Fig. 8　Experimental results of CHB converter during steady-state operation

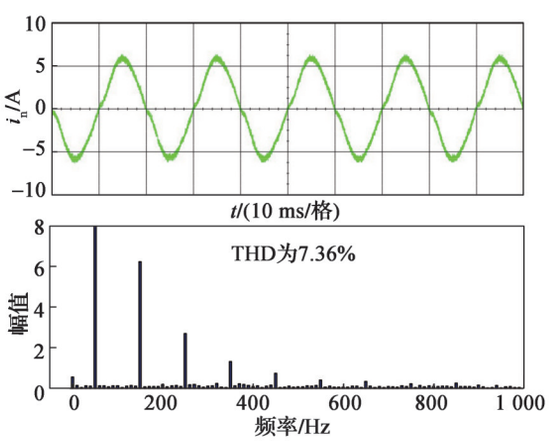

图9　级联H桥变流器处于Case 1时的试验结果

Fig. 9　Experimental results of CHB converter in case 1

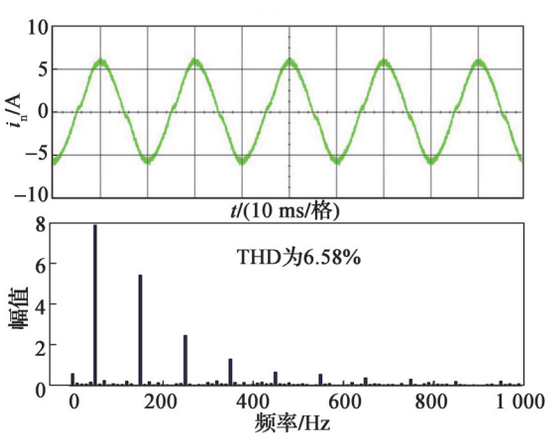

图10　级联H桥变流器处于Case 2时的试验结果

Fig. 10　Experimental results of CHB converter in case 2

从图10~图12的分析结果可以发现，直流侧电压波动与电路特性、开关管压降和死区均会影响级联H桥变流器网侧电流的波形质量，且考虑其中一种或两种抑制策略仅能在一定程度上降低系统的低次谐波含量。采用本文设计的综合优化抑制策略可有效且全面地改善级联H桥变流器网侧电流的波形质量，测试结果验证了抑制策略的有效性。

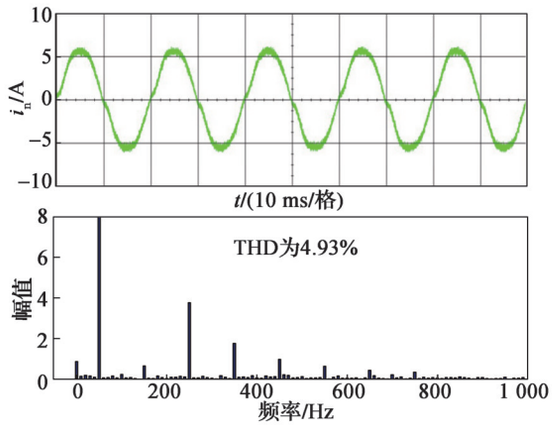

图11　级联H桥变流器处于Case 3时的试验结果

Fig. 11　Experimental results of CHB converter in case 3

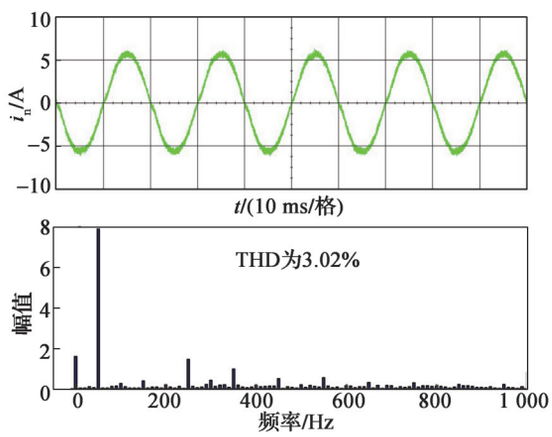

图12　级联H桥变流器处于Case 4时的试验结果

Fig. 12　Experimental results of CHB converter in case 4

为了表明本文所提方法在不同工况下的适应性，进一步设计了直流侧电压突变测试和负载不平衡测试，其试验结果如图13和图14所示。图13展示了级联H桥变流器直流侧电压给定值从30 V突变到40 V的测试波

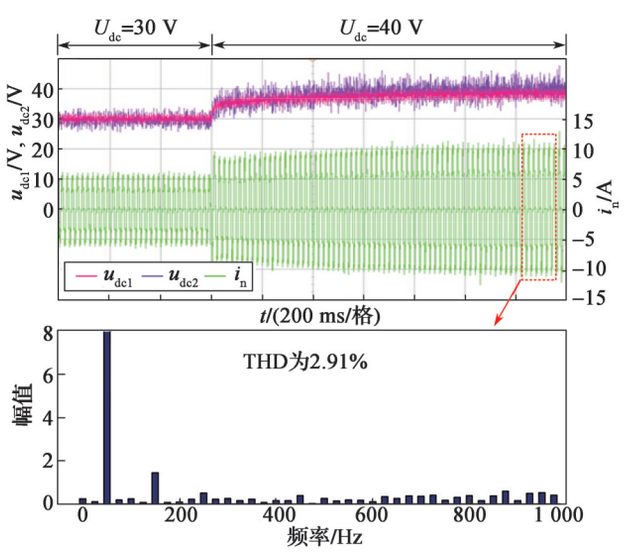

图13　级联H桥变流器直流侧电压突变测试

Fig. 13　DC-link voltage variation testing of CHB converter

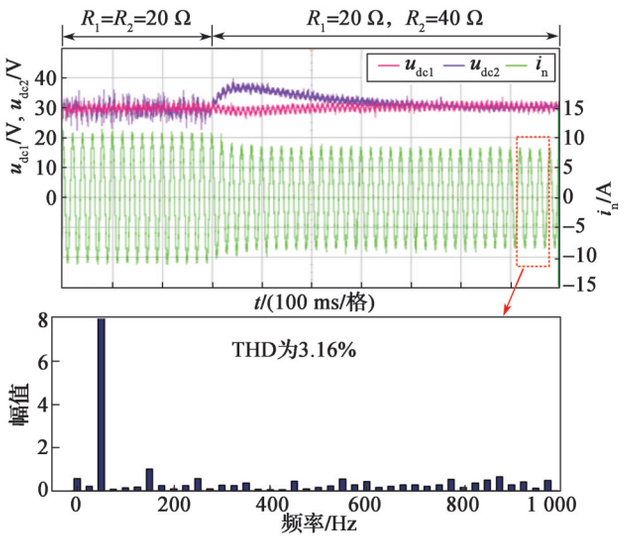

图 14　级联 H 桥变流器负载不平衡测试

Fig. 14　Load unbalance testing of CHB converter

形。由图 13 可知，系统在响应电压变化之后，网侧电流幅值增加至 10 A，其 FFT 结果显示此时的 THD 约为 2.91%。在此基础上，负载 R_1 保持不变，将负载 R_2 的阻值由 20 Ω 增加至 40 Ω，得到的测试结果如图 14 所示，经过短暂的动态调节，级联 H 桥变流器的直流侧电压快速恢复至给定值，网侧电流的幅值降至 7.5 A，而电流 FFT 的结果显示 THD 约为 3.16%。因此，图 13 和图 14 的测试结果表明本文所提算法在不同工况下均能有效地抑制低次谐波，具有较好的适应能力。

4　结论

为有效解决牵引级联 H 桥变流器的低次谐波问题，本文综合分析了其低次谐波产生机理及不同影响因素，同时提出了低次谐波综合优化抑制策略。分析及试验测试结果表明，直流侧电压波动、H 桥级联模块数和拓扑特性、开关管压降和死区效应均会影响级联 H 桥变流器的电流低次谐波，采用传统的基于陷波器的抑制方法或是仅考虑单一因素的谐波抑制策略，均无法彻底降低电流低次谐波含量，而采用本文所提出的低次谐波综合优化抑制策略可有效降低牵引级联 H 桥变流器网侧低次电流谐波含量，且在不同工况下均有较好的适应能力。

参考文献：

[1] 国家铁路局. “十四五”铁路科技创新规划[R/OL]. (2021-12-23) [2023-12-16]. https://www. nra. gov. cn/xwzx/xwxx/xwlb/202204/t20220405_280556.shtml.
National Railway Administration. The 14th five-year plan for railway science and technology innovation[R/OL]. (2021-12-23) [2023-12-16]. https://www. nra. gov. cn/xwzx/xwxx/xwlb/202204/t20220405_280556.shtml.

[2] 陈涛, 苏亮亮, 张志学, 等. 牵引电力电子变压器系统关键技术研究[J]. 机车电传动, 2022(3): 130-137.
CHEN Tao, SU Liangliang, ZHANG Zhixue, et al. Research on key technologies for power electronic traction transformer[J]. Electric drive for locomotives, 2022(3): 130-137.

[3] 薄天赐, 马磊, 陈妍, 等. 单相 CHBR 改进型无网压传感器直接功率控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 31-41.
BO Tianci, MA Lei, CHEN Yan, et al. Improved grid voltage sensorless direct power control for single-phase CHBR [J]. Electric machines and control, 2023, 27(9): 31-41.

[4] 窦泽春. PETT 高压级联整流器控制策略研究[J]. 机车电传动, 2022(4): 37-44.
DOU Zechun. Research on control strategy of high-voltage cascade rectifier in PETT[J]. Electric drive for locomotives, 2022(4): 37-44.

[5] 吴连贵, 涂春鸣, 姜飞, 等. 级联 H 桥型逆变器载波移相正弦脉宽调制输出性能分析[J]. 电网技术, 2016, 40(7): 2155-2161.
WU Liangui, TU Chunming, JIANG Fei, et al. Characteristic analysis of carrier phase-shifted SPWM output voltage of cascaded H-bridge converters[J]. Power system technology, 2016, 40(7): 2155-2161.

[6] LIN Hongjian, LIN Chunxu, XIE Dong, et al. A counter-based open-circuit switch fault diagnostic method for a single-phase cascaded H-bridge multilevel converter[J]. IEEE transactions on power electronics, 2024, 39(1): 814-825.

[7] 王付胜, 戴之强, 王佳宁, 等. 一种基于级联 H 桥光伏并网逆变器的变移相角载波移相调制策略[J]. 太阳能学报, 2020, 41(8): 144-150.
WANG Fusheng, DAI Zhiqiang, WANG Jianing, et al. A variable-angle phase-shifted PWM strategy for cascaded H-bridge photovoltaic grid-connected inverter[J]. Acta energiae solaris sinica, 2020, 41(8): 144-150.

[8] 赵卫, 刘文生. 牵引变流器网侧电流低次谐波抑制的研究[J]. 机车电传动, 2017(3): 24-29.
ZHAO Wei, LIU Wensheng. Research on suppression of net-side low-order harmonics current in the traction converter [J]. Electric drive for locomotives, 2017(3): 24-29.

[9] 陶海军, 张晨杰, 赵蒙恩, 等. 级联 H 桥整流器谐波分析及混合控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(22): 24-33.
TAO Haijun, ZHANG Chenjie, ZHAO Mengen, et al. Harmonic analysis and hybrid control of a cascaded H-bridge rectifier[J]. Power system protection and control, 2023, 51 (22): 24-33.

[10] 李鹏, 邹志超. 动力集中动车组电气系统关键技术分析与验证[J]. 机车电传动, 2024(1): 109-121.
LI Peng, ZOU Zhichao. Analysis and verification of key technologies for electrical systems of power concentrated EMUs[J]. Electric drive for locomotives, 2024(1): 109-121.

[11] 张文明, 葛兴来, 冯晓云. 单相三电平 PWM 整流器网侧谐

波分析[J]. 电力电子技术, 2014, 48(9): 62-64.
ZHANG Wenming, GE Xinglai, FENG Xiaoyun. Harmonic analysis of the single-phase three-level PWM rectifier[J]. Power electronics, 2014, 48(9): 62-64.

[12] 吴振兴, 邹云屏, 张允, 等. 单相PWM整流器输入电流波形的改善技术[J]. 高电压技术, 2008, 34(3): 603-608.
WU Zhenxing, ZOU Yunping, ZHANG Yun, et al. Supply current waveform improvement technique for single-phase PWM rectifier[J]. High voltage engineering, 2008, 34(3): 603-608.

[13] 刘通, 刘文生. 具有低次谐波电流抑制能力的网侧牵引变流器算法研究[J]. 机车电传动, 2018(3): 57-61.
LIU Tong, LIU Wensheng. Research on grid-side traction converter with low-order harmonic current suppression capability[J]. Electric drive for locomotives, 2018(3): 57-61.

[14] 汤旻安, 高晓红. 不平衡电网电压条件下光储微电网并网控制[J]. 高电压技术, 2019, 45(6): 1879-1888.
TANG Minan, GAO Xiaohong. Grid-connected control of microgrid with photovoltaic and energy storage systems under unbalanced grid voltage conditions[J]. High voltage engineering, 2019, 45(6): 1879-1888.

[15] 崔恒斌, 冯晓云, 张杰, 等. 基于载波脉宽调制技术的牵引整流器谐波特性分析方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(9): 21-31.
CUI Hengbin, FENG Xiaoyun, ZHANG Jie, et al. Harmonic characteristic analysis of carrier based pules-width modulation traction rectifier[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2013, 28(9): 21-31.

[16] ZHANG Hailin, YAO Jun, KOU Baoquan, et al. High-precision control for ZVS inverter to reduce nonlinear distortion of semiconductor voltage drop[J]. IEEE transactions on power electronics, 2020, 35(4): 3337-3342.

[17] 杨立永, 王立强, 谢晓峰. 基于无差拍控制的三相PWM整流器死区补偿方法[J]. 电力电子技术, 2017, 51(2): 11-14.
YANG Liyong, WANG Liqiang, XIE Xiaofeng. Dead-time compensation method in three-phase PWM rectifier based on deadbeat control[J]. Power electronics, 2017, 51(2): 11-14.

[18] 赵鲁, 李耀华, 葛琼璇, 等. 单相PWM整流器死区补偿方法[J]. 电机与控制学报, 2015, 19(6): 6-13.
ZHAO Lu, LI Yaohua, GE Qiongxuan, et al. Dead time compensation method of single-phase PWM rectifier[J]. Electric machines and control, 2015, 19(6): 6-13.

[19] SHEIANOV A, XIAO Xi, SUN Xudong. Adaptive dead-time compensation for high-frequency three-level sparse NPC inverter[J]. IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, 2023, 11(5): 5169-5182.

[20] 王顺亮. 电力牵引多电平网侧变流器谐波抑制与调制方法研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2016.
WANG Shunliang. Harmonic suppression and modulation method research for multilevel grid-side converter in electric railway traction[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2016.

[21] 宋文祥, 张旭. 基于电流矢量的三电平逆变器死区和管压降补偿策略[J]. 电工电能新技术, 2012, 31(2): 47-51.
SONG Wenxiang, ZHANG Xu. Dead time and forward voltage compensation strategy of three level inverter based on the current vector[J]. Advanced technology of electrical engineering and energy, 2012, 31(2): 47-51.

[22] 刘博, 贲洪奇, 白银龙, 等. PWM整流器轻载条件下网侧电流谐波分析与抑制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊1): 162-168.
LIU Bo, BEN Hongqi, BAI Yinlong, et al. Analysis and suppression of current harmonics in grid side of PWM rectifiers during light load[J]. Transactions of China electrotechnical society, 2016, 31(Suppl 1): 162-168.

[23] 刘和平, 路莹超, 王华斌, 等. 电压型逆变器分段死区补偿调制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(3): 25-32.
LIU Heping, LU Yingchao, WANG Huabin, et al. Dead-time compensation modulation strategy of subsection integrated in voltage source inverte[J]. Electric machines and control, 2018, 22(3): 25-32.

Low-order harmonic analysis and suppression strategy optimization of cascaded converters for train traction

LI Xiangchao[1, 2], FENG Jiying[3], LI Zhenghui[2]

(1. Henan Engineering Research Center of Rail Transit Intelligent Security, Zhengzhou, Henan 451460, China;
2. Zhengzhou Railway Vocational and Technical College, Zhengzhou, Henan 451460, China;
3. Henan Mechanical & Electrical Vocational College, Zhengzhou, Henan 450052, China)

Abstract: Power electronic transformers (PET) incorporating cascaded H-bridge (CHB) converters as the front-stage topology represent an important development trend for future train traction. Minimizing low-order harmonics in CHB converters holds immense importance in enhancing the control performance of PETs. However, the factors affecting low-order harmonics in CHB converters differ from those in conventional four-quadrant converters. There is still a lack of detailed research on the underlying mechanisms and suppression strategies. This paper delved into the generation mechanisms of low-order harmonics in CHB converters on the traction network side, highlighting that low-order harmonics were related to the module count and topology of H-bridge cascades, in addition to DC voltage fluctuations, device dead-zones and switching voltage drops. According to the findings, a low-order harmonic suppression algorithm was designed, taking into account DC voltage fluctuations and circuit topology characteristics. Furthermore, a comprehensive optimization strategy for suppressing low-order current harmonics in CHB converters was suggested, integrating the dead zone effects and voltage drop impacts. In the final section, an experiment using a low-power experimental platform was detailed. The experimental results verify the accuracy of the theoretical analysis and the effectiveness of the optimized suppression solution.

Keywords: cascaded H-bridge (CHB) of traction converter; low-order harmonic analysis; harmonic suppression strategy; DC voltage fluctuation; device dead-zone; switching voltage drop

收稿日期：2023-10-12；修回日期：2024-02-02