DOI：10.13890/j.issn.1000-128X.2026.02.104

多供电制式牵引系统主电路拓扑结构的设计与研究

张　义[1,2]，李杰波[3]，邹焕青[4]，陈志博[1]，冯秋实[1]
（1.中车株洲电力机车研究所有限公司，湖南 株洲 412001；
2.动车组和机车牵引与控制国家重点实验室，湖南 株洲 412001；
3.中国铁道科学研究院集团有限公司 机车车辆研究所，北京 100081；
4.中车株洲电力机车有限公司，湖南 株洲 412001）

摘　要：多供电制式牵引系统可以有效解决国内外大型城市中心地铁线路和城际郊区铁路线路的无缝对接的需求，并满足欧洲地区电力机车跨区域、跨国运输的市场需求，为突破轨道交通领域传统单一的供电方式提供新思路和新方法。文章提出一种满足多种供电制式的牵引系统主电路拓扑及其实现方式，阐述了多供电制式牵引系统的基本工作原理和设计难点，确定了多供电模式下牵引系统的主电路拓扑和关键部件的参数，聚焦于直流模式采用四象限升压斩波的技术方案并展开论述；同时，搭建了多供电制式变流器主电路仿真模型和试验平台，通过对某型多供电制式牵引变流器开展实际的地面试验，验证设计选型满足系统要求。

关键词：多供电制式；多流制电力机车；牵引系统；主电路；二次谐振回路；升压斩波；仿真

中图分类号：U264.2+3；U266.2+3　　**文献标志码：**A　　**文章编号：**1000-128X(2026)04-0034-11

0　引言

随着跨境贸易的发展和跨国流动人员的增加，为实现铁路自由化运行，满足多种供电制式的大功率电力机车（多流制电力机车）变流装置研制成为世界轨道交通发展的重点方向。由于历史原因，目前欧洲铁路的供电制式主要有 4 种：AC 25 kV/50 Hz、AC 15 kV/16.7 Hz、DC 1 500 V、DC 3 000 V，欧洲内部的相邻国家或地区之间一般采用 2~4 种供电制式；南非采用的铁路网供电制式有 AC 25 kV/50 Hz 和 DC 3 000 V；美国采用的铁路网供电制式有 AC 12.5 kV/16.7 Hz 和 AC 25 kV/60 Hz[1-2]。我国干线铁路和城市轨道交通的供电制式也不尽相同，部分城市当前正在尝试实现城市轨道交通和干线铁路的无缝对接，以此提高运营效能。为此，适应多种供电制式的牵引系统成为世界轨道交通发展的焦点，而能在多供电制式下运行的变流系统是大功率轨道交通装备设计的基础。

1　国内外发展现状

目前，国外多供电制式牵引电传动系统已经处于成熟应用阶段，谱系化的变流装置已经实现商业化运营，可以根据用户的实际需求进行配置化选择，如德国 Siemens 基于 BR189 /Vectron 平台的电力机车、法国 Alstom 的 PRIMA 3U15 型电力机车、加拿大 Bombardier 的 TRAXX F140 MS 电力机车、日本 JR 的 EF510-500 型等多供电制式电力机车[3-5]，具体参数如表 1 所示。相比国外，我国多供电制式牵引电传动系统研发起步较晚，但发展速度很快，目前已有多型号的多供电制式电力机车出口至南非和匈牙利。其中，出口南非的电力机车可兼容网压 AC 25 kV/50 Hz 和 DC 3 000 V；出口匈牙利的电力机车可在 AC 25 kV/50 Hz 和 AC 15 kV/16.7 Hz 电网下运用，同时搭载动力电池系

基金项目：中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划项目(N2023J022)
通信作者：张　义，男，正高级工程师，主要从事牵引电传动系统研发工作；E-mail: zhangyi@csrzic.com
引用格式：张义, 李杰波, 邹焕青, 等. 多供电制式牵引系统主电路拓扑结构的设计与研究[J]. 机车电传动, 2026(4): 34-44.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.02.104.
Citation：ZHANG Yi, LI Jiebo, ZOU Huanqin, et al. Research and design of the main circuit topology for multi-power supply traction systems[J]. Electric drive for locomotives,2026(4): 34-44.DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2026.02.104.

统，解决“最后一公里”的难题，达到储能增程的　　效果。

表1　国内外多供电制式机车主要技术参数对比

Table 1　Comparison of key technical parameters of domestic and foreign multi-power supply locomotives

项点	匈牙利 BISON	南非 20E/21E/22E	德国 Siemens		法国 Alstom PRIMA 3U15	加拿大 Bombardier TRAXX F140 MS	日本 JR EF510-500
			BR189	Vectron			
供电制式	AC 25 kV/50 Hz	AC 25 kV/50 Hz	AC 25 kV/50 Hz	AC 25 kV/50 Hz	AC 25 kV/50 Hz	AC 25 kV/50 Hz	AC 20 kV/50 Hz
	AC 15 kV/16.7 Hz		AC 15 kV/16.7 Hz	AC 15 kV/16.7 Hz	AC 15 kV/16.7 Hz	AC 15 kV/16.7 Hz	AC 20 kV/50 Hz
		DC 3 kV	DC 3 kV，DC 1.5 kV	DC 3 kV，DC 1.5 kV	DC 1.5 kV	DC 3 kV，DC 1.5 kV	DC 1.5 kV
受电弓台数	2	2	4	2	3	4	2
功率/kW	6 400（AC）	5 000（AC）	6 400（AC）	6 400（AC）			
		5 000（DC 3 kV）	6 000（DC 3 kV）	6 000（DC 3 kV）			
			4 200（DC 1.5 kV）	3 500（DC 1.5 kV）			
IGBT 电压等级/kV	6.5	6.5	6.5	6.5	3.3	6.5	3.3

2　多供电制式牵引系统设计方案

2.1　设计难点

由于多流制电力机车受工作环境与供电系统多样性等因素限制，要在满足小型化、轻量化的同时，具备高可靠性和环境友好性等特征。为实现单个牵引系统可以在多种供电制式下兼容运用，需要通过复用相关装置的方式实现机车车辆设备的高度集成和灵活配置，在设计多供电制式牵引变流器时需要考虑以下设计难点：

①双交流模式下的耐压绝缘和二次脉动电流抑制问题。由于双交流模式下的供电电压和供电频率存在较大差异，如果在AC 15 kV/16.7 Hz的供电条件下直接使用AC 25 kV/50 Hz的牵引变压器，会造成变压器二次侧电流增加；反之，如果在AC 25 kV/50 Hz供电条件下直接使用AC 15 kV/16.7 Hz的牵引变压器，会造成变压器二次侧电压升高，对牵引系统相关设备的绝缘性能提出了更高的要求，也可能造成变流系统不能正常工作；同时，由于供电频率不同，为消除单相脉冲整流器产生的二次脉动电流需要匹配不同的谐振电容和谐振电感。

②直流供电模式下的供电电压波动范围较大的问题。当机车车辆处于直流供电模式时，为保障牵引系统稳定工作，以及尽可能保证牵引电机工作特性与交流模式时一致，需要通过增设额外的稳压电路进行控制，以最大限度地发挥整车的牵引性能。

③在同等输出功率下，不同工作电压给系统设备带来的挑战。例如，在相同的输出功率下，DC 1 500 V系统会比DC 3 000 V系统产生更高的直流电流，对系统中其他器件（如线路转换开关、线缆、柜内损耗）的工作状态提出了更高的技术挑战。

2.2　系统解决方案

针对2.1节提出系统设计的3个设计难点，通过现场摸底、顶层分析和指标分解，研究团队提出以下解决方案：

①采用单相多抽头牵引变压器，保证在变压器一次侧电压不同的情况下，在二次侧能获得需要的相同的输出电压，从而得到相同的输出电流。

②AC 25 kV/50 Hz的二次谐振频率为100 Hz，而AC 15 kV/16.7 Hz的二次谐振频率为33.4 Hz，不同的二次谐振频率需要匹配不同的谐振回路以消除二次电压脉动对系统稳定性带来的影响。通过增加线路转换开关，采用固定的二次谐振电容匹配不同的二次谐振电感，形成对应的二次谐振滤波回路，达到抑制不同频率下的二次电压脉动问题。直流模式下的平波电抗器可由牵引变压器的二次侧绕组漏感和二次谐振电感串联组成，以此提高设备的重复利用率，降低设备占用的空间和重量。

③对于DC 1 500 V直流供电模式，通过复用四象限脉冲整流器将中间直流回路电压升压到DC 3 000~3 600 V，在降低输入电流的同时得到稳定的直流电压；另外，通过单相脉冲整流器调节中间直流环节电压，避免网压波动对系统部件的工作造成影响，提升系统的稳定性。

2.3　主电路基本原理

某型多供电制式牵引系统主电路原理图如图1所示，主电路包括预充电组件、线路转换开关组件、四象限脉冲整流器（4QC1/4QC2）、中间直流回路、PWM逆变器（INV1/INV2）、辅助逆变器（AINV1）、

信号采集单元、传动控制单元等关键设备，系统单轴轮周功率1 600 kW，采用电压等级6 500 V的IGBT功率元件。在不同的供电制式下，通过线路转换开关组件形成不同的主电路拓扑结构，有效实现不同供电制式下的装置运行，其控制逻辑如表2所示。

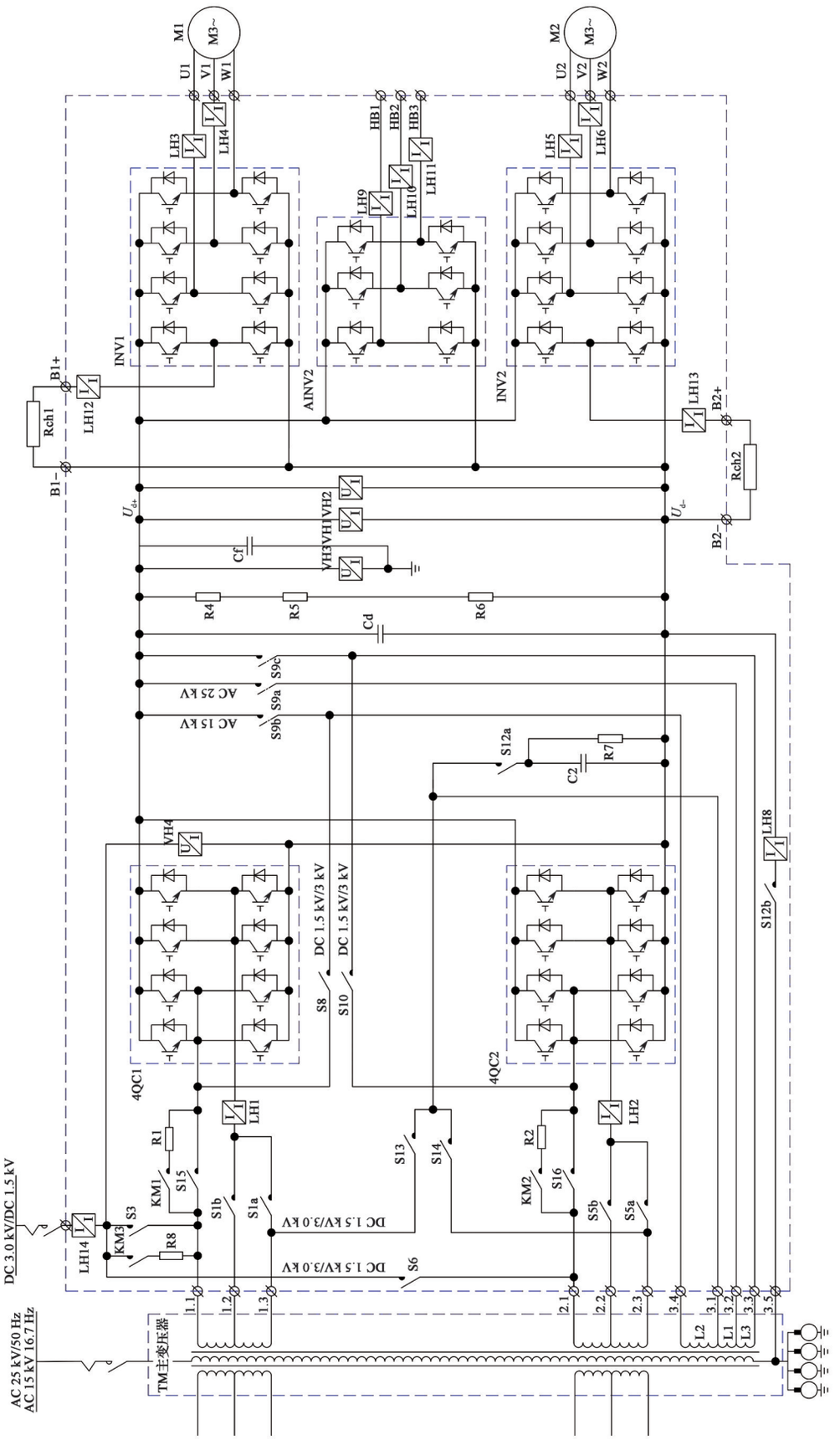


图1　多供电制式牵引变流器主电路原理图

Fig. 1　Schematic diagram of the main circuit of a multi-power supply traction converter

表2　线路转换开关S1逻辑

Table 2　Logic for line transfer switch S1

电路含义	AC/A	AC/B	DC 1 500/3 000	DC 1 500/3 000	DC 1 500/3 000	DC 1 500/3 000	DC 1 500/3 000	DC/AC
并联触头数量	2	2	2	2	2	2	3	2
触头名称	S15	S16	S13	S14	S3	S6	S12b	S12a
AC_{mode}	0	0	0	0	0	0	0	1
AC A_{on}	1	0	0	0	0	0	0	1
AC A_{on} + B_{on}	1	1	0	0	0	0	0	1
DC_{mode}	0	0	1	1	1	1	1	0
$DC_{Initial\ state}$	0	0	0	0	1	1	1	0
AC B_{on}	0	1	0	0	0	0	0	1

注：AC_{mode}—交流模式；AC A_{on}—AC 25 kV模式；AC B_{on}—AC 15 kV模式；DC_{mode}—直流模式；$DC_{Initial\ state}$—直流初试状态。

表3　线路转换开关2逻辑

Table 3　Logic for line transfer switch 2

电路含义	DC	AC 15 kV	AC 25 kV	AC 15 kV	AC 25 kV	AC 15 kV	AC 15 kV	AC 25 kV	DC	DC
并联触头数量	2	2	3	2	3	1	1	2	1	1
触头名称	S10	S1a	S5a	S1b	S5b	S9c	S9b	S9a	S7	S8
AC 15 kV	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0
AC 25 kV	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0
DC A_{on}+B_{on}	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1
DC A_{on} +B_{off}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
DC A_{off} +B_{on}	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

2.3.1　双交流运行模式

牵引变压器的二次侧绕组设置有3路连接端子（1.1/1.2/1.3），电路原理如图2所示，确保在不同的供电条件（AC 25 kV和AC 15 kV）下，牵引变流器具有相同的输入电压。四象限整流器和牵引变压器之间采用线路转换开关（S1a/S1b，S5a/S5b），以实现不同供电电网的切换。

针对单相脉冲整流器输入电压存在的2倍频脉动特性[6]，为保证直流电压的稳定，需要在直流回路接入二次谐振滤波器。通过设置相应的滤波器参数，滤除33.4 Hz、100 Hz等多种二次谐振频率的谐波。为保障产品工程化应用的可行性，在维持二次谐振电容容值不变的情况下，通过线路转换开关（S9a/S9b/S9c）调整集成在牵引变压器内部的二次谐振电感参数，以匹配不同的供电频率。

2.3.2　双直流运行模式

对于多供电制式牵引变流系统，由于其工况复杂，在交流模式下，必须使用四象限整流器进行电源变换，而在直流模式下，由于机车单轴功率较大，单纯将直流电压接入到变流器的中间回路，尤其对于DC 1 500 V供电系统，会导致直流回路电流偏大，相关电气设备开发难度较大，因此考虑复用单相脉冲整流器，作为输入升压斩波器，以降低中间回路直流电流[8]；另外，采用四象限升压斩波可以得到比较稳定的中间直流电压，有效降低牵引电机的设计难度并降低制造成本。具体原理如图3所示。

在双直流DC 1 500 V/DC 3 000 V运行工况下，通过线路转换开关（S13/S14，S3/S6）将输入电压分成两路后通过平波电抗器滤波，再经过转换开关（S8/S10）接入单相脉冲整流器输入端，将直流电压升压到DC 3 000~ 3 600 V，再通过逆变器转换成三相交流电驱动牵引电机工作。平波电抗器是由牵引变压器的二次侧绕组漏感和二次谐振电感（L1/L2/L3）组成，考虑网侧谐波电流对电磁兼容的影响，一般在DC 3 000 V供电条件下，变压器二次侧绕组漏感串联布置，在DC 1 500 V供电条件下，变压器二次侧绕组漏感并联布置[5]。

3　关键参数设计要求

3.1　牵引系统特性曲线

为满足机车车辆的运输要求，考虑如下边界条件：①在交流电网下的最高运行速度为200 km/h；②在最高运行速度下，剩余牵引力系数为5 N/kN；③按照整车性能要求，可满足兼容运用的需求，结合整车质量、齿轮传动比和阻力计算公式，计算并绘制机车车辆的牵引/制动特性曲线，具体特性曲线如图4所示，牵引系统总体技术参数如表4所示。

3.2　关键器件设计要求

3.2.1　多供电制式下LC谐振回路参数计算

1）AC 25 kV/50 Hz

当供电网电压为AC 25 kV/50 Hz时，二次谐振频

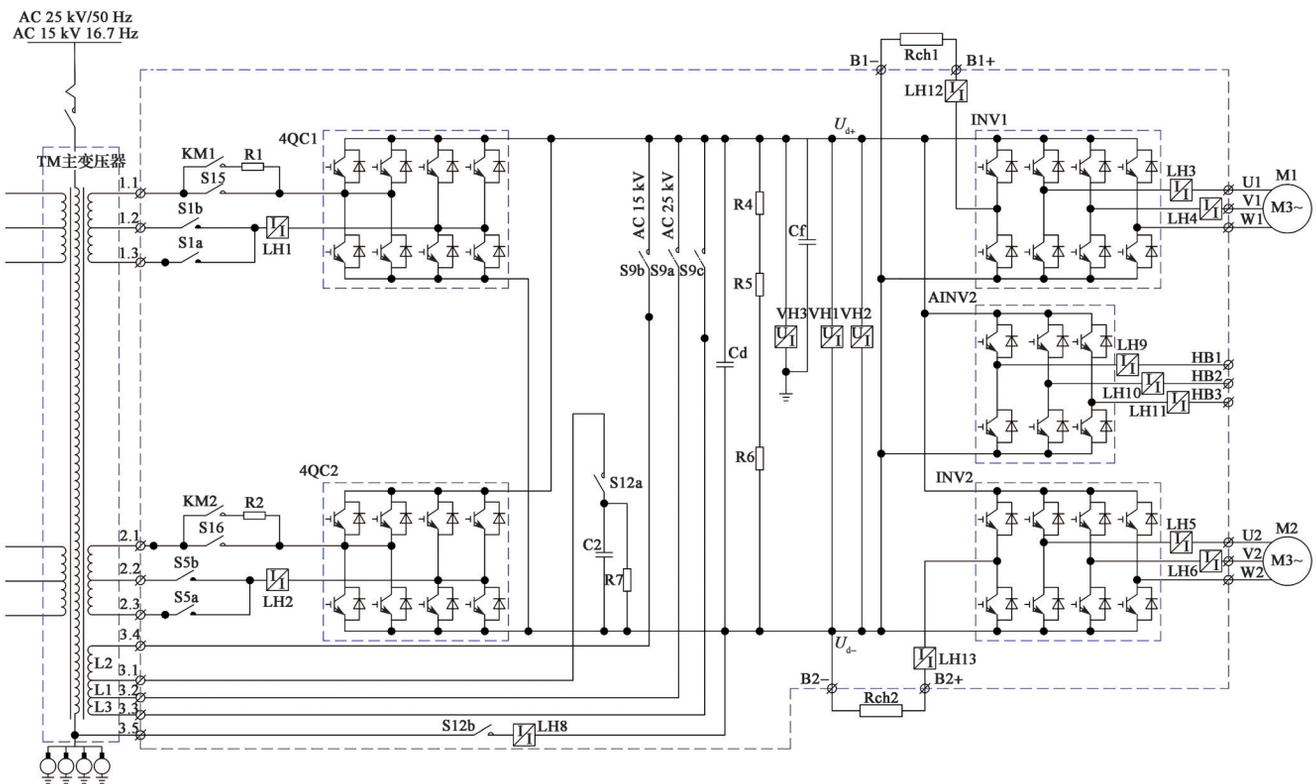


图2　交流模式变流器主电路

Fig. 2　Converter main circuit in AC mode

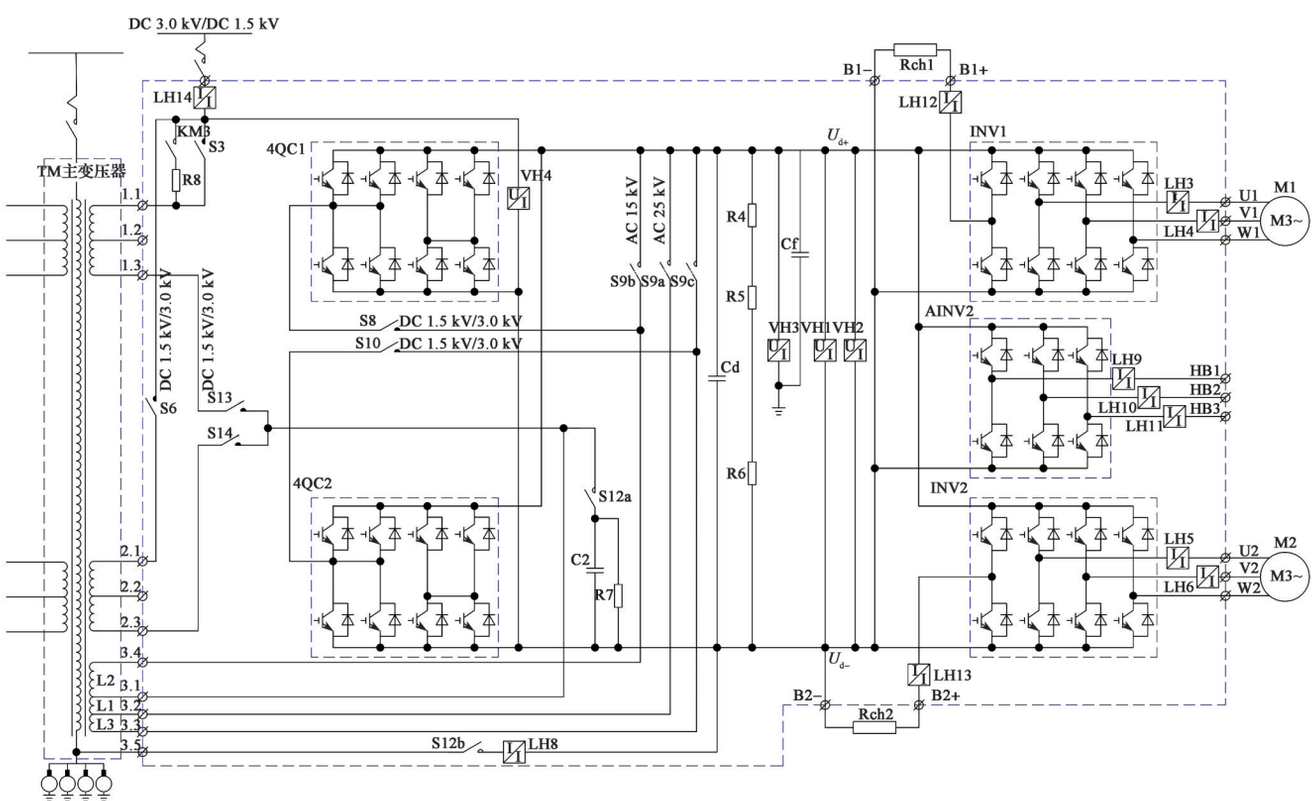


图3　直流模式变流器主电路

Fig. 3　Converter main circuit in DC mode

率f_{c1}为100 Hz，通过该参数计算二次谐振电容C_{f1}和二次谐振电感L_{f1}。二次谐振电流I_{d2}为

$$I_{d2}=\frac{\sqrt{2\left(1+X_p^2\right)}\cdot P_d}{2U_d} \tag{1}$$

式中：X_p为牵引变压器短路阻抗电压；U_d为中间直流回路电压；P_d为四象限整流器输出功率，包括2路1 600 kW的牵引输出功率和1路220 kVA辅助供电输出容量。

表 4　整车参数要求

Table 4　Technical requirements for vehicle parameters

供电网制式	机车轮周功率（持续制）/kW	辅变容量/kVA	轴式	变流器输入电压/kV	短路阻抗电压	中间环节直流电压/kV
AC 25 kV/50 Hz	6 400	220	B_0- B_0	AC 2 000	38%	3.6
AC 15 kV/16.7 Hz	6 400	220	B_0- B_0	AC 2 000	36%	3.6
DC 3 000 V	6 000	220	B_0- B_0	AC 2 000		3.0~3.6
DC 1 500 V	4 200	220	B_0- B_0	AC 2 000		3.0~3.6

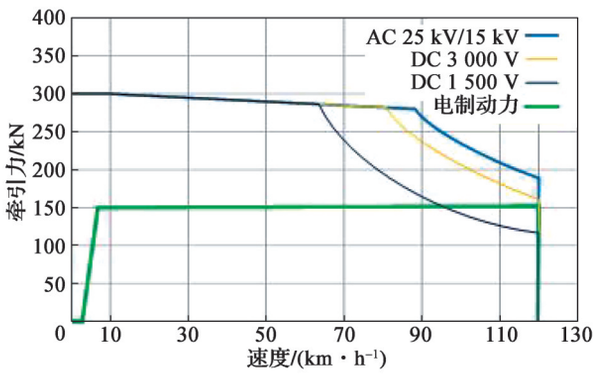


图 4　牵引/制动特性曲线

Fig. 4　Traction/braking characteristic curves

二次谐振电容 C_{f1} 的最大工作电压 $\hat{U}_{cmax}$ 满足以下条件：

$$\hat{U}_{cmax} \geqslant U_{dmax} + \frac{\hat{I}_{d2}}{\omega_1 \cdot C_{f1}} \tag{2}$$

式中：ω_1 为流过二次谐振电容 C_{f1} 的电流角频率；U_{dmax} 为中间直流回路最高工作电压。

将相关数值代入式(2)后，计算后取 C_{f1}=7.24 mF。

二次谐振频率 f 的计算公式为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3}$$

式中：L 为谐振电感；C 为谐振电容。

当供电网电压为 AC 25 kV/50 Hz 时，二次谐振频率 f_{c1} 为 100 Hz，根据式(3)和 C_{f1} 参数值（7.24 mF），计算可得 L_{f1}=0.35 mH。

2）AC 15 kV/16.7 Hz

当供电网电压为 AC 15 kV/16.7 Hz 时，二次谐振频率 f_{c2} 为 33.4 Hz，通过该参数计算二次谐振电容 C_{f2} 和二次谐振电感 L_{f2}。

根据式(3)，推导可得 $L_{f1}C_{f1}=9L_{f2}C_{f2}$，$C_{f2}$、$L_{f2}$ 的取值如表 5 所示。

表 5　C_{f2} 和 L_{f2} 取值

Table 5　Candidate values for C_{f2} and L_{f2}

二次谐振频率/Hz	I_{d2}/A	C_{f2}/mF	L_{f2}/mH	ΔU/V
33.4	763	11.34	2.00	320
		7.24	3.15	480
		4.54	5.00	800

考虑二次谐振回路纹波电压对电容器的影响，纹波电压 ΔU 为

$$\Delta U = 2\pi f \times L \times I_{d2} \tag{4}$$

式中：L 为二次谐振回路电感。

为保证二次谐振电容的可靠性，要求叠加在电容器上的交流纹波电压 ΔU 尽可能小。

综合考虑二次谐振电容在牵引变流器柜内的布置空间和二次谐振回路纹波电压尽可能小[6-7]，取 $C_{f1}=C_{f2}$=7.24 mF，L_{f1}=0.35 mH，L_{f2}=3.15 mH。

3.2.2　直流供电模式滤波电感参数计算

研究团队对直流供电模式下的中间回路进行简化，如图 5 所示。其中，L_s、L_2 分别为变压器二次侧绕组漏感和绕组电感，C_f 为二次谐振电容，C_d 为中间直流支撑电容[8]。

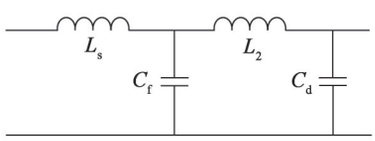


图 5　直流模式中间回路等效图

Fig.5　Equivalent diagram of the intermediate circuit in DC mode

图 5 的等效阻抗为

$$Z = \frac{-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_d} + \mathrm{j}\omega L_2 - \mathrm{j}\frac{1}{\omega C_f}}{\left(-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_d} + \mathrm{j}\omega L_2\right) \times \left(-\mathrm{j}\frac{1}{\omega C_f}\right)} + \mathrm{j}\omega L_s \tag{5}$$

直流回路谐振频率为

$$f' = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_f + C_d}{L_f \cdot C_f \cdot C_d}} \tag{6}$$

式中：L_f 为谐振电感。

中间直流支撑电容 C_d 可以按下式进行计算：

$$C_d \geqslant \frac{L_s \cdot r_i \cdot I_{sm}^2}{r_v U_{dm}^2} \tag{7}$$

式中：r_i 为交流电源输入电流纹波系数；I_{sm} 为交流输入电流峰值；r_v 为中间直流电压纹波系数；U_{dm} 为中间直流电压最大值。

通过式(7)，可得中间直流支撑电容 C_d≥3.75 mF，取 C_d=4 mF。

研究团队根据式(5)和式(7)，令 Im[Z]=0，可推导出 21 Hz<f'<48 Hz。考虑到机车主电路的谐振频率要远离 25 Hz 和 50 Hz，并避开直流供电模式下信号电路或者谐波频率段，参考某型电力机车谐波频率对应谐波电流的分布情况（如表 6 所示），选取 f'=27.5 Hz。将该值代入式(6)，得到直流模式下的滤波电感 L_f=7.65 mH，该电感可由变压器二次侧绕组漏感和二次谐振电

感共同组成。

表6　某型机车谐振频率对应谐波电流分布（DC 3 000 V）

Table 6　Harmonic current distribution corresponding to the locomotive resonance frequency (DC 3 000 V)

信号电流或谐波频率/Hz	牵引电流允许值（时间大于3 s）	
	频带/Hz	连续电流/A
25	19~21	11.60
	21~26	1.00
	31~39	11.60
50	40~46	5.00
	46~54	1.30
	58~69	5.00
175	167~184	0.40
420	408~432	0.35
480	468~492	0.35
580	568~592	0.35
720	708~732	0.35
780	768~792	0.35
4 545	4 507~4 583	0.20
5 000	4 962~5~038	0.20
5 555	5 517~5 593	0.20

3.2.3　直流供电模式下升压斩波电路参数计算

Boost DC-DC变换器又称升压变换器，其等效电路拓扑结构如图6所示。Boost DC-DC变换器的基本电路由功率开关管、续流二极管、储能电感、输出滤波电容等组成。多供电制式牵引系统利用单相脉冲整流的其中一路桥臂作为升压斩波电路，将DC 1 500 V升至DC 3 000~3 600 V。为降低IGBT模块单管耐受电流的能力，将单相脉冲整流器的两个桥臂并联共同作为升压斩波电路。

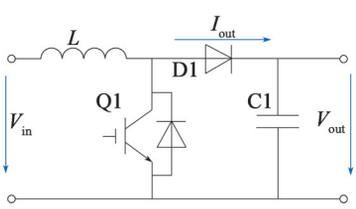


图6　直流模式下升压电路

Fig. 6　Boost circuit in DC mode

当牵引系统采用DC 1 500 V网压供电时，变压器二次侧绕组漏感和谐振电感用作升压斩波电感，稳态工作时，升压比M为

$$M=\frac{1}{1-D}=\frac{V_{out}}{V_{in}} \tag{8}$$

式中：D为占空比。

考虑输出负载为20%额定负载时，电感电流能保持连续，根据电感电流$i_L=\frac{V_{in}}{L_r}DT_s\leqslant 0.2\times I_0\times 2$，可得储能电感$L_r$为

$$L_r\geqslant\frac{V_{in}}{0.2\times\frac{I_0}{T_s}\times 2}\times D\Rightarrow L_r\geqslant\frac{V_{in}^2}{0.2\times P_1\times f_s\times 2}\times D \tag{9}$$

式中：T_s、f_s分别为开关周期及其对应的频率；P_1为升压斩波器输出功率。

通过计算可得$L_r\geqslant$6.42 mH，取L_r=7.65 mH，满足纹波要求，该储能电感由变压器二次侧绕组漏感和二次谐振电抗器串联组成。

根据系统参数计算结果，基于德国Infineon公司的IGBT器件FZ750R65KE3开展斩波模块损耗计算。通过查阅器件手册，器件按照额定运用电流下结温125 ℃时的开关损耗$E_{on}+E_{off}$=3 120 mJ，此时的通态损耗为193 W；IGBT的热阻分为“结-热壳热阻”和“外壳-散热器热阻”，对于该器件前者为8.7 K/kW，后者为8.8 K/kW；二极管在额定运用电流下，结温125 ℃时的反向恢复损耗E_{rec}=1 200 mJ，此时的通态损耗为160 W；二极管的热阻同样分为“结-热壳热阻”和“外壳-散热器热阻”，对于该器件前者为18.5 K/kW，后者为14.0 K/kW。考虑环境温度为45 ℃，假设热交换器换热温差为15 K（热交换器出口水温与环境温度的差值），模块散热器进口水温为60 ℃，散热器单个元件热阻为10 K/kW。当开关频率f_s=350 Hz时，功率器件IGBT结温为T_{vj}=60+[(350×3.12+193)/1000]×(8.7+8.8+10)=95.3 ℃；二极管结温T_{vj}=60+[(350×1.2+160)/1000]×(18.5+14+10)=84.65 ℃，满足器件结温不超过125 ℃的要求。

4　仿真分析

为验证牵引系统在不同供电模式下的稳定性和各项性能参数是否满足整车运用要求，研究团队按照多供电制式电传动系统参数和文中所述的关键参数计算结果[9-11]，搭建了牵引系统变流器主电路的仿真模型，进行了主电路系统性仿真验证，并对关键变量的参数进行监控，相关参数见表7。

4.1　双交流模式电路仿真

四象限模块功率器件IGBT的控制方式为频率恒定的脉冲宽度调制方式，由于轨道交通车辆牵引系统的开关频率较低，为提高系统的容量和减少网侧输入的电流谐波，对脉冲整流器采取多重化移相技术，使得脉冲整流器输入电流中的高次谐波互相错开一定的角度，进而导致变压器一次侧电流中的部分谐波分量互相抵消[8]。

研究团队在双交流供电模式下开展主电路运行仿真，供电制式为AC 25 kV/50 Hz和AC 15 V/16.7 Hz时，单轴功率为1 630 kW，模拟电机转速200~3 800 r/min，考虑到两种供电模式主要在供电频率不同，因此选择AC 15 kV/16.7 Hz开展仿真，重点监测四象限整流输入电流、中间直流回路电压、支撑电容电流、逆变器输出电流/电压波形等关键变量参数，仿真结果如图7~图11所示。

表7　电气系统相关参数

Table 7　Relevant parameters of the electrical system

系统	参数	参数值
牵引供电网	供电电压	AC 25 kV/50 Hz，AC 15 kV/50 Hz，DC 3 000 V，DC 1 500 V
整车	整车牵引功率/ kW	6 400（AC），6 000（DC 3 000 V），4 200（DC 1 500 V）
动力	起动牵引力/kN	300
牵引变压器	短路阻抗电压	38%（AC 25kV），38%（AC 15 kV）
牵引变流器	额定输入电压/V	AC 2 000（2路）
	标称直流电压/V	DC 3 000~3 600
	二次绕组电感/mH	0.35（AC 25kV），3.15（AC 15 kV）
	辅助系统容量/kVA	220
牵引电机	额定功率/ kW	1 630（AC），1 500（DC 3 000 V），1 050（DC 1 500 V）
	额定电流/A	AC 430
	启动电流/A	AC 480

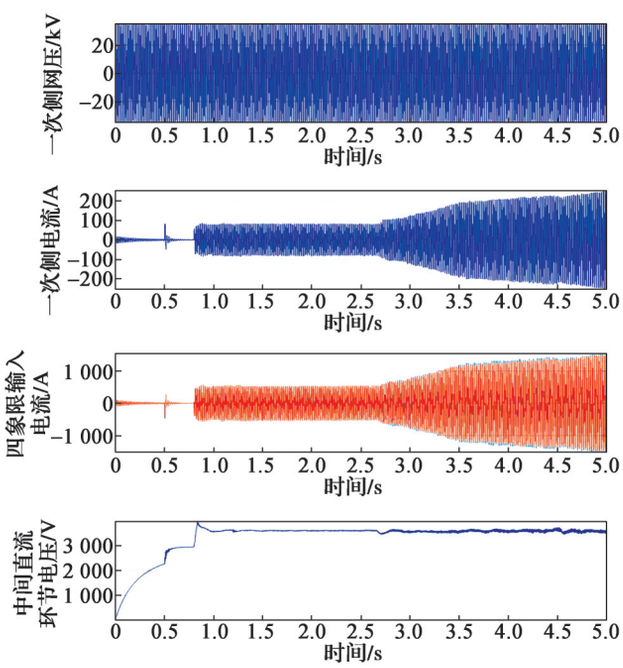


图7　额定条件下的输入电压/电流波形（AC）

Fig. 7　Input voltage and current waveforms in rated AC mode

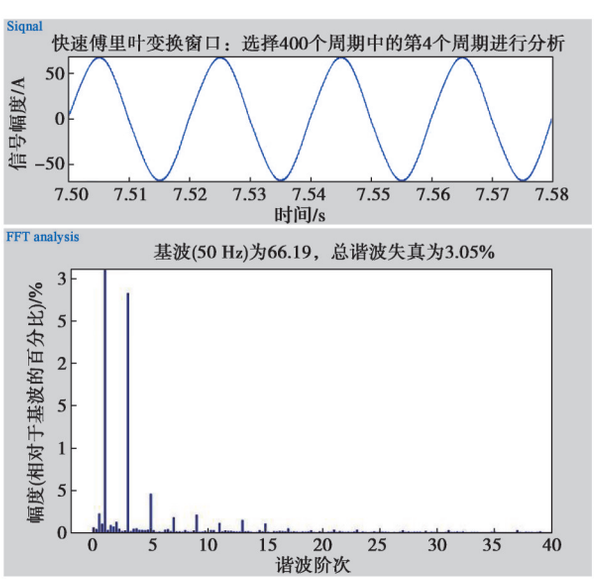


图8　网侧谐波含量FFT（AC）

Fig. 8　FFT analysis of grid-side harmonic content in AC mode

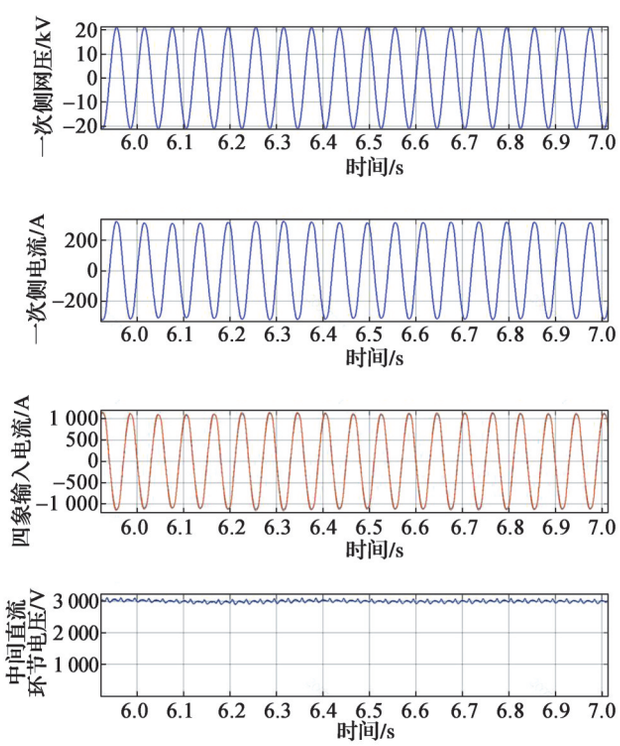
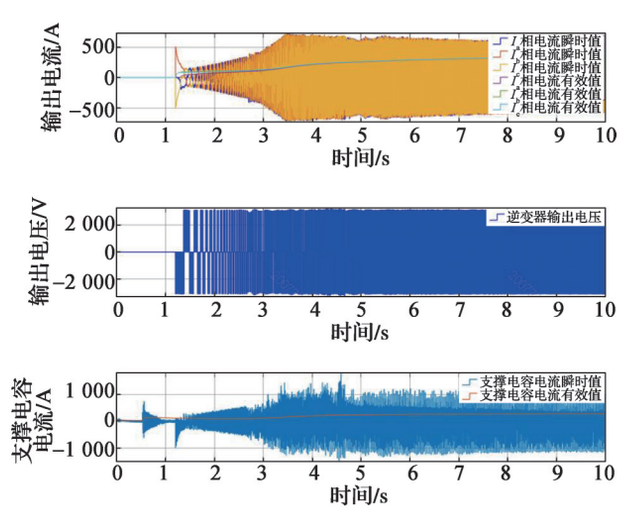


图9　额定条件下的输入电压/电流局部放大波形（AC）

Fig. 9　Input voltage and current waveforms in rated AC mode (locally magnified)



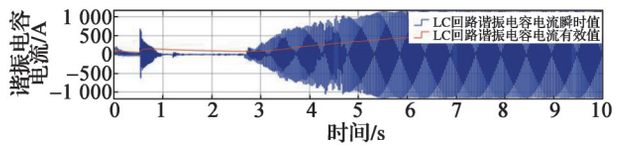


图 10　额定条件下的输出电压/电流波形（AC）

Fig. 10　Output voltage and current waveforms in rated AC mode

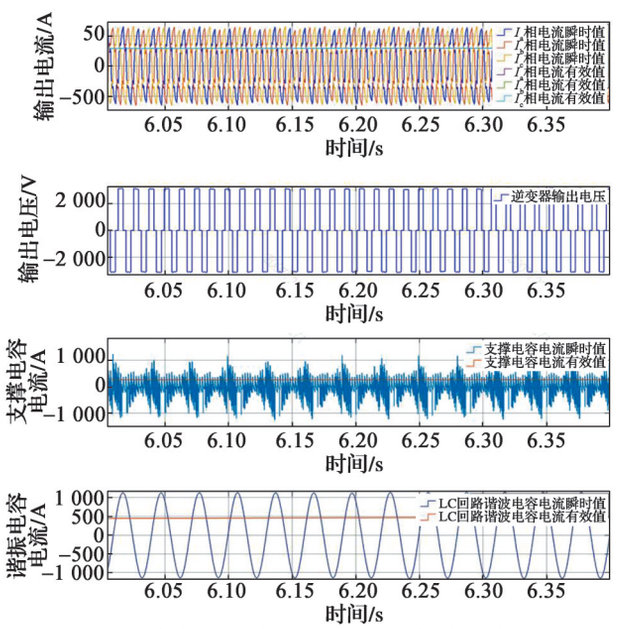


图 11　额定条件下的输出电压电流局部放大波形（AC）

Fig. 11　Output voltage and current waveforms in rated AC mode (locally magnified)

4.2 双直流模式电路仿真

研究团队在双直流供电模式下开展主电路运行仿真，供电制式为 DC 3 000 V 和 DC 1 500 V 时，单轴功率为 1 050 kW，模拟电机转速 200~3 800 r/min。根据计算可知，直流模式 LC 回路的截止频率约为 27.5 Hz。考虑 DC 3 000 V 供电制式仅为单纯的 DC-AC 变换，故选择 DC 1 500 V 进行斩波升压后再进行逆变，重点监测中间直流环节电压、支撑电容电流和逆变器输出电流/电压波形等关键变量参数，仿真结果如图 12~图 13 所示。

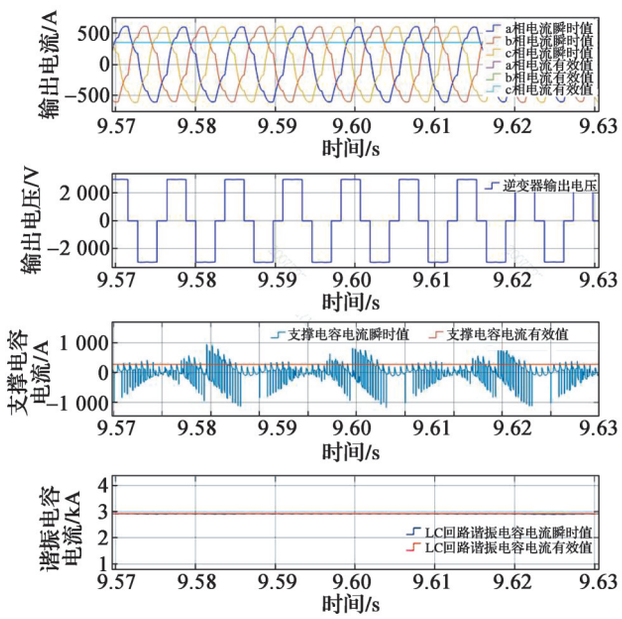


图 12　电机高转速状态下逆变稳定运行波形（DC）

Fig. 12　Stable-state waveforms of the inverter during high-speed motor operation in DC mode

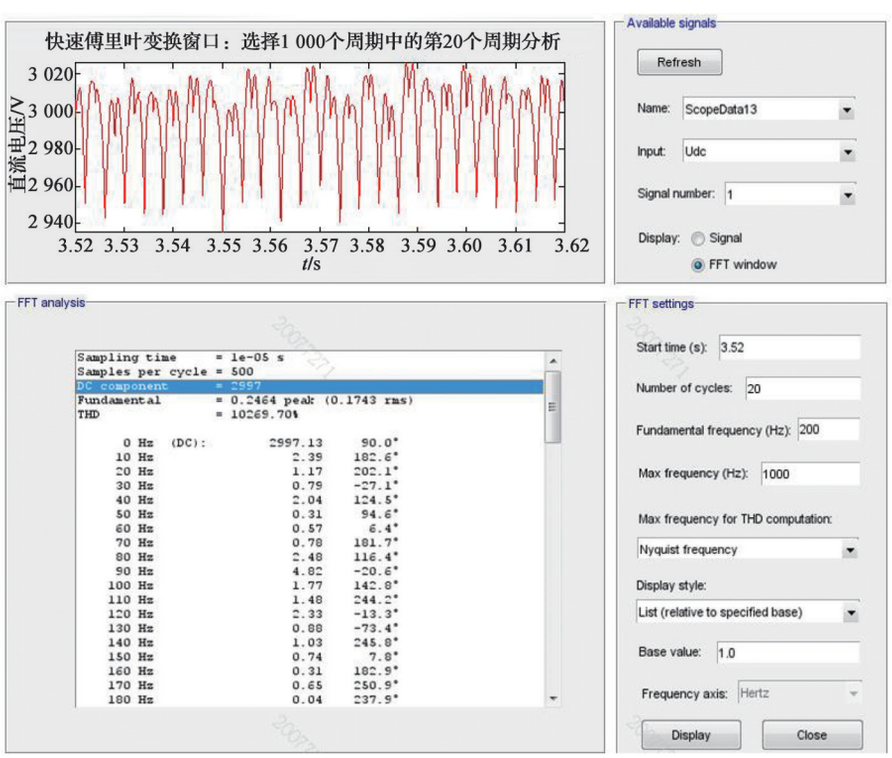


图 13　DC 1 500 V 模式直流电压波形及谐波分析

Fig. 13　DC voltage waveforms and harmonic analysis in DC 1 500 V mode

综上所述，在4种供电模式下，中间直流环节电压均可控制在额定范围之内，波动控制在 ±100 V（纹波百分比约3%）之内；在全速度范围内，支撑电容电流有效值约为220 A、二次谐振电容电流有效值约为 760 A、逆变输出电流有效值为430 A，关键参数均能满足机车车辆牵引系统的设计要求，验证了关键参数计算选型的准确性与可信度。

5　地面试验验证

为验证多流制电力机车牵引变流系统的设计性能和系统在各种供电工况下的系统稳定性，研究团队在交流传动地面试验平台上，根据相关标准开展研究性试验。

①在额定网压、满手柄级位和全速度范围条件下进行牵引变流器的输入电流、直流电压、输出电流的测试，测试结果如图14所示。由图14可知，相关参数值均满足设计值要求。

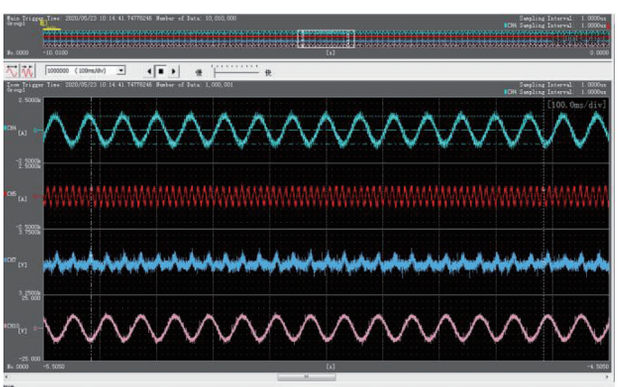


图14　15 kV/16.7 Hz供电工况（四象限输入电流747.2 A，牵引电机额定电流452 A，中间直流环节电压 3 487 V）

Fig. 14　Power supply condition under 15 kV/16.7 Hz power supply (four quadrant input current: 747.2 A; rated current of traction motor: 452 A; intermediate voltage: 3 487 V)

②在额定网压、满手柄级位条件下，模拟网压突然中断试验，测试结果如图15所示。由图15电压、电流波形变化形态可知，系统具有很好的自恢复功能，能够承受供电网短时供电中断带来的冲击，满足整车功能要求。

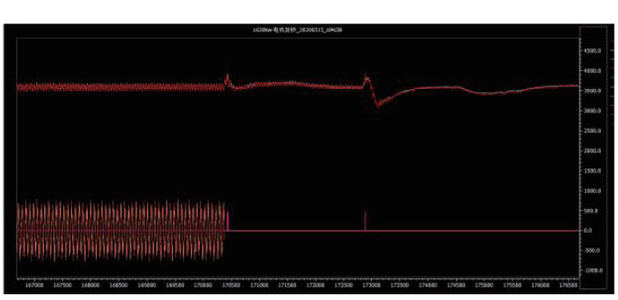


图15　直流电压和电机参数变化（网压突然中断）

Fig. 15　Variations in DC voltage and motor parameters during sudden grid voltage interruption

6　结束语

本文对多供电制式牵引系统主电路拓扑结构进行了详细介绍，分析其拓扑结构组成、工作原理和设计难点，并提出了解决方案；同时，对二次谐振回路参数、直流供电模式下的电感选型和升压斩波回路参数等进行了详细分析，建立了多供电制式牵引电传动系统的仿真模型，用于验证参数选型的合理性。通过对某型四流制电力机车牵引变流系统开展实际地面试验，测试所得的试验结果与设计计算、仿真分析有很好的一致性，证明了设计方法的正确性，为产品工程化应用中的关键参数设计选择提供依据，为未来中国机车车辆进军欧洲多供电制式轨道交通市场奠定了技术基础。

参考文献：

[1]　钟俊彦 . 浅谈多流制电力机车主电路拓扑结构[J]. 技术与市场, 2013, 20(7): 3-5.
Zhong Junyan. Introduction to multiple current system of electrical locomotive main circuit topology structure[J]. Technology and Market, 2013, 20(7): 3-5.

[2]　许加柱, 刘裕兴, 项锦文, 等 . 多流制电力机车牵引传动系统及关键技术综述研究[J]. 铁道机车车辆, 2023, 43(1): 1-11.
Xu Jiazhu, Liu Yuxing, Xiang Jinwen, et al. Traction drive technology of multisystem electric locomotives and key corresponding development tendency research[J]. Railway Locomotive & Car, 2023, 43(1): 1-11.

[3]　Bakran M M, 曹霄 . 大功率多流制机车牵引变流器的比较[J]. 变流技术与电力牵引, 2006(1): 18-22.
Bakran M M, Cao Xiao. Comparison of multi-system traction converters for high-power locomotives[J]. Converter Technology & Electric Traction, 2006(1): 18-22.

[4]　長谷川晋一, 彭惠民 . 日本 EF510-500 型多流制电力机车[J]. 国外铁道车辆, 2012, 49(6): 18-21.
Shinichi Hasegawa, Peng Huimin. The EF510-500 electrical locomotives with multiple current types in Japan[J]. Foreign Rolling Stock, 2012, 49(6): 18-21.

[5]　张立伟, 黄先进, 游小杰, 等 . 欧洲主力交流传动机车主牵引系统介绍[J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 186-190.
Zhang Liwei, Huang Xianjin, You Xiaojie, et al. Introduction of electrical traction system for European main AC locomotives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 186-190.

[6]　陈燕平, 忻力, 李中浩 . 牵引变流器中支撑电容器研究[J]. 铁道机车车辆, 2011, 31(2): 76-81.
Chen Yanping, Xin Li, Li Zhonghao. Study of the DC-Link capacitor for traction converter[J]. Railway Locomotive & Car, 2011, 31(2): 76-81.

[7] 张岩, 王跃, 付刚, 等. 多流制机车频率自适应二次脉动电压抑制策略[J]. 机车电传动, 2022(3): 37-44.
Zhang Yan, Wang Yue, Fu Gang, et al. Frequency-adaptvie suppression strategy of double frequency voltage pulsation for multi-system locomotive[J]. Electric Drive for Locomotives, 2022(3): 37-44.

[8] 祁琦. 双流制电力机车牵引传动系统及阻抗参数计算[D]. 长沙: 湖南大学, 2015.
Qi Qi. Dual-supply electrical locomotives traction system and calculation on corresponding impedance parameters[D]. Changsha: Hunan University, 2015.

[9] 张义, 刘永江, 范斌, 等. 新一代动力集中型动车组牵引变流器设计[J]. 机车电传动, 2021(2): 66-72.
Zhang Yi, Liu Yongjiang, Fan Bin, et al. Design of traction converter for new generation of power centralized EMU[J]. Electric Drive for Locomotives, 2021(2): 66-72.

[10] 张兴, 张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
Zhang Xing, Zhang Chongwei. PWM rectifier and control [M]. Beijing: China Machine Press , 2003.

[11] 蒋奉兵, 曹影, 张宾, 等. 基于储能增程式多流制牵引系统设计[J]. 机车电传动, 2021(4): 64-69.
Jiang Fengbing, Cao Ying, Zhang Bin, et al. Design of range extend multi-current traction system based on energy storage [J]. Electric Drive for Locomotives, 2021(4): 64-69.

Research and design of the main circuit topology for multi-power supply traction systems

ZHANG Yi[1,2], LI Jiebo[3], ZOU Huanqin[4], CHEN Zhibo[1], FENG Qiushi[1]

(1. CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China; 2. State Key Laboratory of EMU and Locomotive Traction and Control, Zhuzhou, Hunan 412001, China; 3. Locomotive and Car Research Institute, China Academy of Railway Sciences Corporation Limited, Beijing 100081, China; 4. CRRC Zhuzhou Locomotive Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Multi-power supply traction systems enable seamless interconnection between urban metro lines and intercity railways across the world while addressing the market demand of cross-regional and transnational electric locomotive transportation in Europe. Such systems offer novel approaches for the evolution of traditional single-mode power supply in the rail transit field. In this study, a main circuit topology and the corresponding implementation modes for a multi-power supply traction system were presented. The fundamental principle and design challenges were elucidated, and the main circuit topology, along with the parameter selection for key components under multi-mode operation, were determined. Special emphasis was placed on the technical scheme of the four-quadrant boost chopper in DC mode. Subsequently, a simulation model of the main circuit for the multi-power supply system converter was constructed. Finally, field ground tests on a specific type of multi-power supply system traction inverter were conducted to verify that the design and component selection satisfied the prescribed system requirements.

Keywords: multi-power supply; multi-current electric locomotive; traction system; main circuit; second harmonic circuit; boost chopper; simulation

收稿日期：2024-12-16；修回日期：2025-10-02
责任编辑：钟 锋