

基于移相全桥 DC-DC 变换器的城市轨道交通车辆 高频充电机软开关实现方法^{*}

王 哲^{1,2,3} 李思睿⁴ 马 驰^{1,2,3} 程 龙^{1,2,3} 刘东辉^{1,2,3} 宋术全^{1,2,3 **}

(1. 中国铁道科学研究院集团有限公司机车车辆研究所, 100081, 北京;

2. 动车组和机车牵引与控制国家重点实验室, 100081, 北京; 3. 北京纵横机电科技有限公司, 100094, 北京;

4. 天津一号线轨道交通运营有限公司, 300350, 天津//第一作者, 助理研究员)

摘 要 目的: 为了提高城市轨道交通车辆充电机的供电效率和功率密度, 基于软开关技术, 对 PS-FBC (移相全桥 DC-DC 变换器) 在轨道交通车辆高频充电机中的应用进行了研究。方法: 分析了 PS-FBC 电路在 3 种工作模式下的运行特点, 建立了过谐振模式中高频电流与电容电压的时域解析数学模型。基于该模型深入分析了电压极性翻转特性, 探究了死区效应下电压极性翻转的触发条件, 提出一种死区时间优化设计方法。通过 PSIM 软件对 PS-FBC 时域解析数学模型进行了仿真验证。结果及结论: PS-FBC 工作在重载且过谐振条件时, 将开关频率设置在靠近谐振频率附近, 可以避免电压极性翻转现象的发生。通过合理设计开关死区时间, 可以改善软开关的工作特性, 降低 PS-FBC 的系统损耗, 提高城市轨道交通车辆充电机的供电效率。通过多种工况下的仿真结果, 验证了死区时间优化设计方法的有效性。

关键词 城市轨道交通; 车辆; 高频充电机; 移相全桥型 DC-DC 变换器; 软开关技术

中图分类号 TN624: U270.38⁺¹

DOI: 10.16037/j.1007-869x.2023.10.006

Realization Method for Urban Rail Transit Vehicle High-frequency Charger Soft-Switching Based on PS-FBC

WANG Zhe, LI Sirui, MA Chi, CHENG Long, LIU Donghui, SONG Shuquan

Abstract Objective: In order to enhance the power supply efficiency and power density of chargers for urban rail transit vehicles, the application of PS-FBC (phase-shifted full-bridge DC-DC converter) based on soft-switching technology is investigated. Method: The operational characteristics of the PS-FBC circuit in three working modes are analyzed, and a time-domain analytical mathematical model is established for high-frequency

current and capacitor voltage in the over-resonance mode. The voltage polarity reversal characteristics are thoroughly examined based on this model. Additionally, the triggering conditions for voltage polarity reversal under dead-zone effects are explored, and an optimization method for dead-zone time design is proposed. The PS-FBC time-domain analytical mathematical model is simulated and verified using PSIM (physical security information management) software. Result & Conclusion: When the PS-FBC operates under heavy load and over-resonance conditions, setting the switching frequency close to the resonance frequency can prevent voltage polarity reversal. By designing the switch dead-zone time reasonably, the working characteristics of soft-switching can be improved, reducing system losses in the PS-FBC, enhancing the power supply efficiency of chargers for urban rail transit vehicles. Simulation results under various working conditions validate the effectiveness of the dead-zone time optimization design method.

Key words urban rail transit; vehicle; high-frequency charger; PS-FBC; soft-switching technology

First-author's address Locomotive and Car Research Institute, China Academy of Railway Sciences Group Co., Ltd, 100081, Beijing, China

0 引言

充电机作为城市轨道交通车辆直流电源的重要组成部分, 不仅要为车辆直流负载提供供电电源, 同时还负责为车载蓄电池充电。近年来, 随着城市轨道交通车辆对于车载装备的高频化、小型化及轻量化水平要求不断提高, 针对充电机供电效率

^{*} 中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划课题(N2022J016-C)

^{**} 通信作者

和功率密度提升等相关研究工作得到了重点关注^[14]。在拓扑方面,为了降低充电机的体积和质量,目前大多数充电机厂商普遍采用了高频隔离型方案拓扑^[5-7]。其中,全桥型 DC-DC 变换器因其具有高频化、轻量化、低损耗等优势,被广泛应用于充电机直流变换环节。文献[8-10]普遍以高频谐振腔的结构组成方式将全桥型 DC-DC 变换器分为不同类型直流变换器,其中 PS-FBC(移相全桥 DC-DC 变换器)采用移相谐振控制,拥有控制灵活、损耗低、便于模块并联等特点,其相比于串联谐振型电路具有电流应力小、可控性高等优势;相应地,PS-FBC 相较移相型变换电路则具有低开关损耗、低成本等优势。鉴于此,针对拥有高频电能转换需求的中高压 DC-DC 应用场合,该种电路具有重要的研究价值。

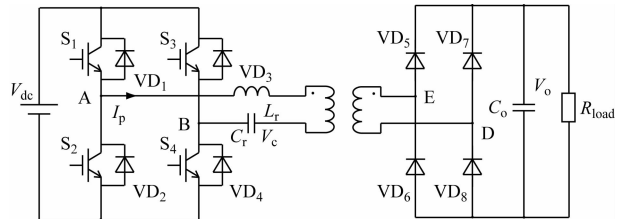
近年来,研究 PS-FBC 的文献很多,主要集中在软开关脉冲调制、电路拓扑及控制算法^[11-13]等方面,但针对该种电路在死区效应下的开关过程及工作特性却鲜有分析。文献[11]只介绍了移相串联谐振变换器的稳态特性,利用微分方程组构建了 3 种工作模式下的精确稳态模型,分析了不同模式下的开关电流及电容电压工作特性,给出了较为详细的分析思路,但全文却未能针对死区效应下系统工作特性展开深入分析。文献[12]利用基波分析法针对 PS-FBC 进行了建模,该过程较为简便直观,物理意义明确;但其属于近似建模,当开关频率超过谐振频率较多时,谐振电流表达式与真实电流存在一定偏差,此时模型精度较低,不能准确描述变换器的运行特性。文献[13]介绍了一种带辅助电感的 PS-FBC,该种拓扑工作在过谐振模式下,4 只开关管均可在全负载范围内实现零电压开通与关断,即大范围实现软开关。但该种设计会额外增加系统无源器件数量,同时会过于依赖主电路参数的实际精度。

针对现有文献研究内容的局限性,本文在文献[13]的基础上采用分段时域解析法对 PS-FBC 的工作特性进行计算分析,建立时域数学模型,同时针对电压极性翻转问题展开深入研究,在考虑死区效应的前提下提出一种可有效抑制电压翻转特性的死区时间优化设计方法,通过仿真验证该设计方法的可行性与有效性。

1 PS-FBC 工作特性分析

PS-FBC 电路拓扑如图 1 所示。该电路由 H 有

源全桥(以下简称“H 桥”)经过高频变压器、谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 连接至二极管整流桥,并输出至负载侧,且 L_r 和 C_r 构成串联谐振回路。



注: C_o 为母线支撑电容; R_{load} 为负载电阻; V_{dc} 为输入侧直流电压; V_o 为输出侧直流电压; I_p 为谐振电流; V_c 为电容电压; S_1-S_4 为 IGBT(绝缘栅双极型晶体管); VD_1-VD_8 为二极管; A、B、D、E 为连接端子。

图 1 PS-FBC 电路拓扑图

Fig. 1 Diagram of PS-FBC circuit topology

1.1 PS-FBC 运动模态分析

对于 PS-FBC 电路,由于变换器工作在欠谐振电流断续方式下会产生较为严重的 EMI(电磁干扰)问题,不利于无源器件的参数选取^[14],因此本文只针对工作在过谐振方式下的移相全桥电路展开分析。通过现有理论研究基础^[11]可知,PS-FBC 具有 3 种工作模态:针对于模态 I,该状态下谐振电流过零时刻滞后于桥臂输出正极性电压时刻,4 只开关管均可在全范围内实现零电压开通,从而降低开关损耗;针对于模态 II,谐振电流过零时刻超前于端口输出极性电压时刻,若不合理设置死区时间,则会导致同一桥臂上、下开关管存在直通风险;模态 III 可实现零电流开通,但该种状态会降低谐振电流正弦度,同时减小功率传输效率。

综上,为了保证开关管安全工作,减小开关管损耗,提高变换器效率,上述电路应尽量工作在模态 I 状态中。模态 I 下电路内部电流、电压波形见图 2。

1.2 PS-FBC 运行原理与时域解析模型

对于 PS-FBC 电路,不同工作模式具有不同换流过程,但所对应的时域解析模型是统一的。现以工作模态 I 构建 PS-FBC 时域解析数学模型,其等效电路由输入端口电压源和输出端口电压源及串联谐振回路构成。其中:输入端口电压源的输入电压为 V_{ab} ,输出端口电压源的输出电压为 V_{cd} 。PS-FBC 运行子模态等效电路图如图 3 所示。图 3 中,在单位开关周期内,换流过程可分为 6 个阶段,每个阶段的过程描述如下。

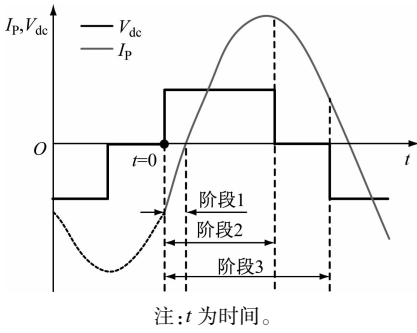


图 2 模态 I 下电路内部电压、电流波形示意图

Fig. 2 Diagram of circuit internal voltage and current waveform under Mode I

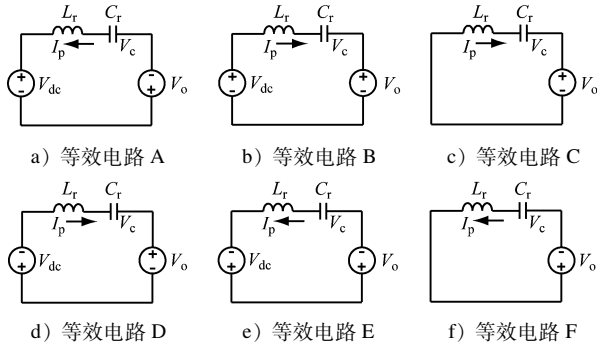


图 3 PS-FBC 运行子模态等效电路图

Fig. 3 Diagram of PS-FBC operation sub-modal equivalent circuit

1.2.1 阶段 1

在阶段 1 中, H 桥 S_2 和 S_3 开关管关断, I_p 换流至 VD_1 和 VD_4 管, 电流极性为负, V_{ab} 为 V_{dc} ; 副边电流流经 VD_6 和 VD_7 , 使得 V_{cd} 钳位保持在 $-V_o$, 当 t 工作至谐振电流过零时刻 t_β 时, I_p 在 $V_{dc} - (-V_o)$ 的作用下, 电流下降至 0。

针对 $[0, \omega t_\beta]$ 区间 (ω 为开关频率), 列解 I_p 及 V_c 的二阶微分方程可得:

$$V_c + L_r C_r \frac{d^2 V_c}{dt^2} = V_{dc} + V_o \quad (1)$$

求解上述微分方程, I_p 和 V_c 在 $[0, \omega t_\beta]$ 区间内的解析表达式为:

$$\begin{cases} I_p(t) = I_p(0) \cos\left(\frac{\omega t}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (V_{dc} + V_o - V_c(0)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega t}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \\ V_c(t) = (V_c(0) - V_{dc} - V_o) \cos\left(\frac{\omega t}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(0) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega t}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + V_{dc} + V_o \end{cases} \quad (2)$$

1.2.2 阶段 2

在阶段 2 中, 电流自然换流, H 桥中 S_3 和 S_4 开始导通电流, 此时 V_{ab} 为 V_{dc} ; 随着电流极性发生翻转, 副边电流开始流经 VD_5 和 VD_8 , 使得 V_{cd} 钳位保持在 V_o 不变, 该阶段结束时刻 I_p 上升至最大值。

在 $[\omega t_\beta, \omega t_\beta + t_\delta]$ (t_β 为零电平电压触发时刻) 区间, 满足下列二阶微分方程:

$$V_c + L_r C_r \frac{d^2 V_c}{dt^2} = V_{dc} - V_o \quad (3)$$

求解上述微分方程, I_p 和 V_c 在 $[\omega t_\beta, \omega t_\beta + t_\delta]$ 区间的表达式为:

$$\begin{cases} I_p(t) = I_p(t_\beta) \cos\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (V_{dc} - V_o - V_c(t_\beta)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \\ V_c(t) = (V_c(t_\beta) - V_{dc} + V_o) \cos\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(t_\beta) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + V_{dc} - V_o \end{cases} \quad (4)$$

1.2.3 阶段 3

在阶段 3 中, 电流换向流经 S_1 和 VD_3 , 谐振电流极性不变, 原边电压输出为 0; 副边电流始终在 VD_5 和 VD_8 中流动, V_{cd} 保持输出 V_o 至 180° 。

针对 $[\omega t_\beta, \pi]$ 区间, 列解 I_p 及 V_c 的二阶微分方程可得:

$$V_c + L_r C_r \frac{d^2 V_c}{dt^2} = -V_o \quad (5)$$

求解上述微分方程, I_p 和 V_c 在 $[\omega t_\beta, \pi]$ 区间的表达式为:

$$\begin{cases} I_p(t) = I_p(t_\beta) \cos\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (-V_o - V_c(t_\beta)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \\ V_c(t) = (V_c(t_\beta) + V_o) \cos\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(t_\beta) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega(t-t_\beta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) - V_o \end{cases} \quad (6)$$

1.2.4 阶段 4—阶段 6 (与阶段 1—阶段 3 过程互为对称)

根据图 2 可知, 单位开关周期内的电压、电流具有对称性, 阶段 4—阶段 6 的换流过程与正半周期阶段 1—阶段 3 相似, 因此可以满足以下条件:

$$I_p(0) = -I_p(\pi), V_c(0) = -V_c(\pi).$$

根据上述条件和时域解析表达式推导,得到 I_p

和 V_c 在整个周期内的表达式:模态 I 各个子阶段对应的 I_p 与 V_c 时域解析表达式。

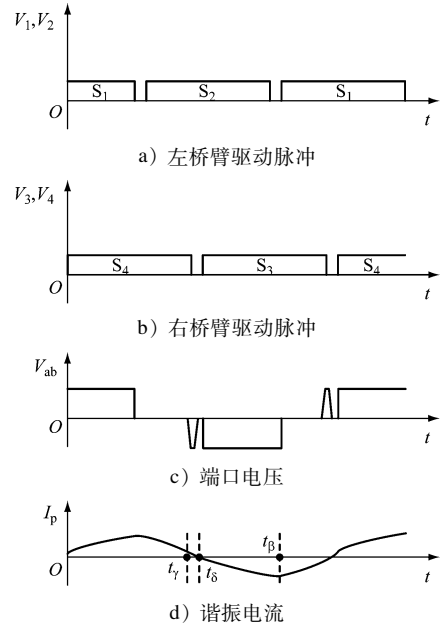
$$I_p(t) = \begin{cases} (-1)^k \left[I_p(0) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (V_{dc} + V_o - V_c(0)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \right], & \omega t \in [k\pi, k\pi + \omega t_\delta], k \in \mathbf{Z} \\ (-1)^k \left[I_p(t_\delta) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (V_{dc} - V_o - V_c(t_\delta)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \right], & \omega t \in [k\pi + \omega t_\delta, k\pi + \omega t_\beta], k \in \mathbf{Z} \\ (-1)^k \left[I_p(t_\beta) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\beta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + (-V_o - V_c(t_\beta)) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\beta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \right], & \omega t \in [k\pi + \omega t_\beta, (k+1)\pi], k \in \mathbf{Z} \end{cases} \quad (7)$$

$$V_c(t) = \begin{cases} (-1)^k \left[(V_c(0) - V_{dc} - V_o) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(0) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + V_{dc} + V_o \right], & \omega t \in [k\pi, k\pi + \omega t_\delta], k \in \mathbf{Z} \\ (-1)^k \left[(V_c(t_\delta) - V_{dc} + V_o) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(t_\delta) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + V_{dc} - V_o \right], & \omega t \in [k\pi + \omega t_\delta, k\pi + \omega t_\beta], k \in \mathbf{Z} \\ (-1)^k \left[(V_c(t_\beta) + V_o) \cos\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\beta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + I_p(t_\beta) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega t - k\pi - \omega t_\beta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) - V_o \right], & \omega t \in [k\pi + \omega t_\beta, (k+1)\pi], k \in \mathbf{Z} \end{cases}$$

2 死区效应下 PS-FBC 电压极性翻转特性分析

在实际应用中,为了防止桥臂上、下开关管直通,确保其安全工作,通常会针对变换器门极驱动信号设置死区时间。但在高频 PS-FBC 中,由于移相角度值与死区时间值相处在同一数量级上,一旦死区时间设置不合理,则会出现 VPR(电压极性翻转)现象。VPR 的出现不仅会降低系统有效传输功率,增大开关器件电流应力及二极管损耗,同时该过程属于硬开通,会在一定程度上影响 PS-FBC 软开关及功率特性。鉴于此,为了避免 VPR 发生,现基于第 1 节建立的 PS-FBC 时域解析数学模型推导出高频谐振电流数值解析解,进而探究电压极性翻转现象的产生机理,分析 VPR 临界触发条件,为合理设计系统参数值提供研究基础。

图 4 为 VPR 工作原理图。结合图 2 可知,在阶段 1, I_p 在 $V_{dc} + V_o$ 的作用下迅速衰减至 0,随后电流极性发生改变。该过程电流流经 VD_1 、 VD_4 ,导致 V_{ab} 输出电压嵌置为 V_{dc} ,如果开关管在电流过零时刻前进入死区时间,谐振电流会改变流向,流经 VD_2 和 S_4 ,致使输出电压转变为 0,从而产生电压极性跳变现象。如图 4 展示的死区时间内电压极性变化对 PS-FBC 换流过程产生的影响:VPR 出现后,当触发 S_1 、 S_4 导通,由于此时 I_p 为正值,致使该过程为硬电流开通,在一定程度上增加了器件开通损耗。同时,由于死区效应下 H 桥换流过程变得更加复杂,导致移相角发生等效畸变,表明 VPR 破坏了 PS-FBC 的功率传输特性。



注: V_1 、 V_2 、 V_3 、 V_4 依次为原边 H 桥开关管驱动信号电压; t_γ 为死区触发时刻。

图 4 VPR 工作原理图

Fig. 4 Diagram of VPR working principle

综上,VPR 发生的判断依据是:当满足 t_γ 大于 t_δ 条件时,即会触发 H 桥输出电压产生翻转。鉴于此,为了避免出现上述过程,系统配置的死区时间需满足下列条件:

$$t_\delta > t_\gamma > t_{\gamma, \min} \quad (8)$$

式中:

$t_{\gamma, \min}$ ——最小死区时间,与关断延迟时间存在强关联性^[15],可在 IGBT(绝缘双极型晶体管)驱动器数据手册中获取。

为进一步求取 t_δ ,结合式(7)并利用开关周期

换流过程的对称性,可得 I_p 与 V_c 在 $0、t_\beta$ 时刻的解析表达式为:

$$\begin{cases} I_p(0) = -V_{dc} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left\{ \frac{V_o}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\omega t_\beta}{\sqrt{C_r L_r}}\right) + \left[1 - \frac{V_o}{V_{dc}} \cos\left(\frac{\omega t_\beta}{\sqrt{C_r L_r}}\right)\right] \tan\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \right\} \\ I_p(t_\beta) = V_{dc} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \left\{ \sin\left(\frac{\omega t_\beta}{\sqrt{C_r L_r}}\right) + \left[\frac{V_o}{V_{dc}} - \cos\left(\frac{\omega t_\beta}{\sqrt{C_r L_r}}\right)\right] \tan\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \right\} \\ V_c(0) = V_o \sec\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) - V_o \sec\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \cos\left(\frac{\pi - 2\omega t_\beta}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \\ V_c(t_\beta) = V_{dc} \sec\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) - V_{dc} \sec\left(\frac{\pi}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \cos\left(\frac{\pi - 2\omega t_\beta}{2\sqrt{C_r L_r}}\right) \end{cases} \quad (9)$$

其中:

$$t_\beta = 2\arccos\left(\frac{V_o}{V_{dc}} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_o L_r \pi^2}{8R_L}\right)^2 \left(\frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega}\right)^2}\right) \quad (10)$$

此外, I_p 与 V_c 存在下述关系:

$$\begin{aligned} I_p(t_\beta) &= (V_{dc} - V_o - (V_c(0) - V_{dc} - V_o) \cos\left(\frac{\omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + \\ &I_p(0) \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \sin\left(\frac{\omega t_\delta}{\sqrt{L_r C_r}}\right) + V_{dc} + V_o) \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \cdot \\ &\sin\left(\frac{\omega(t_\beta - t_\delta)}{\sqrt{L_r C_r}}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

式中:

- R_L ——等效负载电阻;
- ω_o ——谐振频率。

基于式(9)一式(11)构建方程组,鉴于 t_δ 同相关参数 ($Q_L = \omega_o L_r / R_L$, Q_L 为品质因数; $g = \omega / \omega_o$) 互为隐函数,需要借助数学软件进行数值计算,获取在不同 Q_L 下 g 与 t_δ 间的关系曲线。

图 5 展示了 $g、Q_L$ 和 t_δ 三者间量纲一化后的数值关系。由图 5 可见: k 相同的情况下,负载越重,即 Q_L 越大, t_δ 会越小;在固定负载点处,即在 Q_L 恒定的情况下,随着 g 增大, t_δ 会逐渐减小。根据上述关系可知,为了避免 VPR 发生,系统工作在重载且过谐振条件时,应将 g 设置在靠近谐振频率附近。

3 仿真试验验证

为了验证上述理论分析及公式推导的有效性,对基于 PSIM 软件搭建的 PS-FBC 时域解析数学模型进行仿真验证。其中,H 桥采用单电压闭环控制策略。PS-FBC 仿真参数见表 1。

图 6 为不同工况下的 PS-FBC 高频电压、电流波形。其中图 6 a) 为加入最小死区时间后的 PS-FBC 谐振电压、电流波形图,此时电压、电流均处于



图 5 不同 Q_L 下 g 与 t_δ 关系曲线图
Fig. 5 Curve diagram of k and t_δ under different Q_L

表 1 PS-FBC 仿真参数取值
Tab. 1 Values of PS-FBC simulation parameters

参数	取值
直流电压/V	100
谐振电容/ μF	0.28
谐振电感/ μH	100
高频变比	1:1
谐振频率/kHz	30
ω /kHz	40
输出电容/ μF	100
P_L /W	90

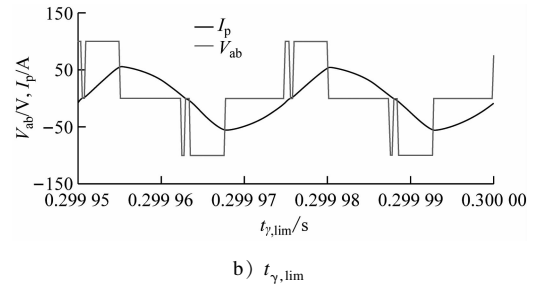
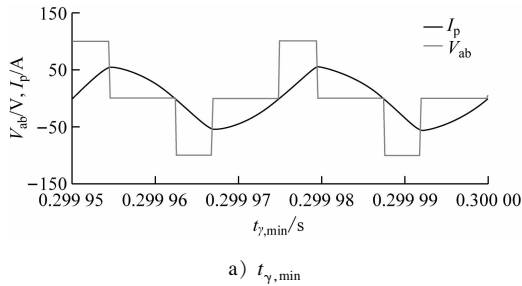
注: P_L 为负载功率。

连续工作模式,且变换器超前、滞后桥臂开关管可实现零电压导通。对比图 6 b) 分析可知,随着死区时间增至 VPR 临界值后,谐振电压极性会发生变化。究其原因主要为谐振电流过零时刻开关管尚未开启,电流只能在反并联二极管内自然换流,致使 V_{ab} 由高电平跳转为零电平,死区结束后再次跳转回高电平。

图 7 为不同 P_L 条件下的高频电压、电流波形图。由图 7 可见:在设置相同死区时间的前提下,随着 P_L 不断提升, t_γ 始终大于 t_δ ;当 PS-FBC 系统参

数不再满足配置条件时,即会产生电平跳变。结合上述分析可知,相关结果验证了本文理论计算与公

式推导的正确性。



注: $t_{\gamma,lim}$ 为临界死区时间。

图6 不同工况下 PS-FBC 高频电压、电流波形

Fig. 6 PS-FBC high-frequency voltage and current waveform under different working conditions

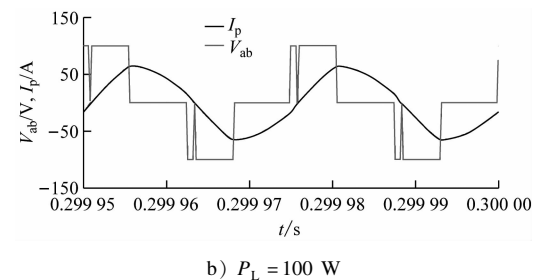
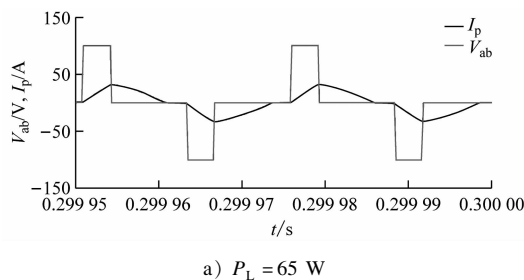


图7 不同 P_L 下 PS-FBC 高频电压、电流波形

Fig. 7 PS-FBC high-frequency voltage and current waveform under different P_L

综上,PS-FBC 系统工作在模态 I 工况时,开关管动作可能会导致高频输出电压发生极性翻转,从而增大开关电流应力与器件损耗,降低系统效率。为了避免该种现象发生,需利用式(8)一式(10)计算 t_s ,并结合 g 、 Q_L 及 P_L 等相关参数合理设计开关死区时间。

4 结语

本文针对应用于城轨高频充电机的 PS-FBC 建立了过谐振时域解析数学模型,基于该模型探讨了死区效应对高频电压极性翻转问题的影响机理,提出了一种死区时间优化设计方法。该方法能够避免 VPR 现象发生,可有效减小电流应力;同时该方法可实现宽范围软开关,提升系统效率,并在一定程度上改善了充电机稳态及动态特性。通过多种工况下的仿真结果验证了设计方法的有效性,为 PS-FBC 系统参数设计提供了研究基础。

参考文献

- [1] 韩姝莉,陶生桂. 电力电子在城轨电动车辆中的应用与发展[J]. 电气传动自动化, 2006, 28(3):1.
- HAN Shuli, TAO Shenggui. Application and development of power electronics in metro electromotive vehicles[J]. Electric Drive Automation, 2006, 28(3):1.

er electronics in metro electromotive vehicles[J]. Electric Drive Automation, 2006, 28(3):1.

- [2] LI X, LI H Y, HU G Y, et al. A bidirectional dual-bridge high-frequency isolated resonant DC/DC converter[C]//2013 IEEE 8th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA). New York: IEEE, 2013: 49.
- [3] XIE Y, SUN J, FREUDENBERG J S. Power flow characterization of a bidirectional galvanically isolated high-power DC/DC converter over a wide operating range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(1): 54.
- [4] 马琪瑶. 基于 PWM 整流器的城轨充电机系统设计[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- MA Qiyao. Design of urban rail charger system based on PWM rectifier[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020.
- [5] ZHAO B, SONG Q, LIU W. Power characterization of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converter with dual-phase-shift control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(9): 4172.
- [6] 赵彪,于庆广,孙伟欣. 双重移相控制的双向全桥 DC-DC 变换器及其功率回流特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(12): 43.
- ZHAO Biao, YU Qingguang, SUN Weixin. Bi-directional full-bridge DC-DC converters with dual-phase-shifting control and its backflow power characteristic analysis[J]. Proceedings of the CSEE (Chinese Society for Electrical Engineering), 2012, 32

- (12): 43.
- [7] ZHAO C, DUJIC D, MESTER A, et al. Power electronic traction transformer—medium voltage prototype[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3257.
- [8] 程永谊, 轩云龙. 城轨车辆辅助系统 DC 110 V 电源电路拓扑结构分析[J]. 铁道机车车辆, 2013, 33(1): 76.
- CHENG Yongyi, XUAN Yunlong. Analysis on the topological structure of DC 110 V power supply circuit for auxiliary system in urban rail vehicle[J]. Railway Locomotive & Car, 2013, 33(1): 76.
- [9] 余新颜, 段善旭, 康勇. 零电压零电流移相全桥 DC/DC 变换器关键技术的研究[J]. 通信电源技术, 2005, 22(1): 1.
- YU Xinyan, DUAN Shanxu, KANG Yong. Research of several key technique of PS-FB-ZVZCS-PWM converter[J]. Telecom Power Technologies, 2005, 22(1): 1.
- [10] 夏冰, 阮新波, 陈武. 高压大功率场合 LCC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 60.
- XIA Bing, RUAN Xinbo, CHEN Wu. Analysis and design of LCC resonant converter for high voltage and high-power applications[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(5): 60.
- [11] NATHAN B S, RAMANARAYANAN V. Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications[C]// Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology 2000. New York: IEEE, 2002: 688.
- [12] ABOUSHADY A A, FINNEY S J, WILLIAMS B W, et al. Steady-state analysis of full-bridge series resonant converter with phase-shift and frequency control [C] // 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010). Brighton: Institution of Engineering and Technology, 2010: 1.
- [13] 廖永福, 林磊, 李傲, 等. 移相串联谐振高压电容器充电电源谐振参数设计方法及其电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(16): 83.
- LIAO Yongfu, LIN Lei, LI Ao, et al. Resonant parameters design method and current control strategy of phase-shifted series resonant high-voltage capacitor charging power supply[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(16): 83.
- [14] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72.
- LI Ju, RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72.
- [15] HOLMES D G, LIPO T A. Pulse width modulation for power converters: principles and practice [M]. Piscataway: Wiley-IEEE Press, 2003.
- [16] 吴彩秀, 孙善锋, 庄舜雄. 地铁列车蓄电池运维情况研究与展望[J]. 现代城市轨道交通, 2022(增刊2): 48.
- WU Caixiu, SUN Shanfeng, ZHUANG Shunxiong. Research and prospect on operation and maintenance of battery for metro trains [J]. Modern Urban Transit, 2022(S2): 48.
- [17] 贾智军, 杜广群, 鲍庆臣. CRH6A-A 型短编城际动车组牵引变流器设计[J]. 现代城市轨道交通, 2020(5): 30.
- JIA Zhijun, DU Guangqun, BAO Qingchen. Design of CRH6A-a short consist intercity EMU traction converter[J]. Modern Urban Transit, 2020(5): 30.

(收稿日期: 2023-06-14)

(上接第10页)

- [4] 何霖, 姚世峰, 冯亚琳. 物联网与移动互联技术应用于城市轨道交通设备设施维修的探索[J]. 城市轨道交通研究, 2015, 18(10): 1.
- HE Lin, YAO Shifeng, FENG Yalin. Application of IoT and mobile Internet in urban rail transit equipment maintenance[J]. Urban Mass Transit, 2015, 18(10): 1.
- [5] 刘海斌. 基于云平台的城市轨道交通综合监控系统设计与实现[J]. 微型电脑应用, 2022, 38(10): 194.
- LIU Haibin. Design and implementation of urban rail transit integrated monitoring system based on cloud platform[J]. Microcomputer Applications, 2022, 38(10): 194.
- [6] 吕广杰, 刘庆良, 吴超, 等. 城市轨道交通自主可控云平台业务系统迁移探析[J]. 都市快轨交通, 2022, 35(1): 48.
- LYU Guangjie, LIU Qingliang, WU Chao, et al. Business system migration for the independent controllable cloud platform of urban rail transit[J]. Urban Rapid Rail Transit, 2022, 35(1): 48.
- [7] 王瑞锋. 基于智能检测监测与大数据技术的城市轨道交通智能运维管理[J]. 现代城市轨道交通, 2021(11): 85.
- WANG Ruifeng. Intelligent operation and maintenance management of urban rail transit based on intelligent detection and monitoring and big data technology[J]. Modern Urban Transit, 2021(11): 85.

(收稿日期: 2023-05-06)

欢迎访问《城市轨道交通研究》网站

www. umt 1998. tongji. edu. cn