

# 适用于柔性互联的电流源型双有源桥高频环节 频域建模及设计

胡钰杰,朱胜龙,吴少雷,冯玉,王明,娄伟

(国网安徽省电力有限公司电力科学研究院,安徽 合肥 230601)

**摘要:**中低压柔性直流互联可提升配电网的灵活性和可靠性,双有源桥变换器是柔性互联装备中实现电压变换和电气隔离的关键环节。电流源谐振型双有源桥利用直流电容参与谐振和软开关设计,可大幅提高双有源桥功率密度和效率。然而,电流源谐振型双有源桥和传统电压源谐振型双有源桥特性存在较大差异,谐振腔由直流谐振电容和交流侧谐振电感组成,导致高频电流时域建模复杂,影响零电流软开关(ZCS)频率设计,难以得出ZCS开关频率与谐振频率的解析表达式。从频域角度,提出了基于基波分量的高频隔离环节等效电路建模方法,建立了ZCS开关频率与谐振频率的解析关系,仿真结果验证了所提方法的有效性和准确性。

**关键词:**双有源桥;电流源;谐振;高频环节建模;ZCS软开关

中图分类号:TM72 文献标识码:A DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd25364

## Frequency Domain Modeling and Design of Current Source Type Dual Active Bridge High-frequency Link for Flexible Interconnection

HU Yujie, ZHU Shenglong, WU Shaolei, FENG Yu, WANG Ming, LOU Wei

(State Grid Anhui Electric Power Co., Ltd. Electric Power Science Research Institute,  
Hefei 230601, Anhui, China)

**Abstract:** The flexible DC interconnection of medium and low voltage can improve the flexibility and reliability of the distribution network, and the dual active bridge converter is a key link in achieving voltage conversion and electrical isolation in flexible interconnection equipment. The current source resonant dual active bridge utilizes DC capacitors to participate in resonance and soft switching design, which can significantly improve the power density and efficiency of the dual active bridge. However, there are significant differences in the characteristics between the current source resonant dual active bridge and the traditional voltage source resonant dual active bridge. The resonant cavity is composed of a DC resonant capacitor and an AC side resonant inductor, which leads to complex time-domain modeling of high-frequency current and affects the frequency design of zero current switching (ZCS), making it difficult to obtain analytical expressions for the ZCS switching frequency and resonant frequency. An equivalent circuit modeling method for high-frequency isolation links based on fundamental components from a frequency domain perspective was proposed, established an analytical relationship between ZCS switch frequency and resonant frequency, and verified the effectiveness and accuracy of the proposed method through simulation and experimental results.

**Key words:** dual active bridge; current source; resonance; high-frequency link modeling; zero current switching (ZCS) soft switching

随着分布式新能源在配电网渗透率的快速攀升,配电网电压越限、潮流反送、谐波污染等问题愈发突出。基于电力电子变压器(power electronics transformer, PET)的柔性互联装置可显著

提高配电网的灵活性和可靠性、改善电能质量,对配电网优化运行和分布式新能源消纳利用具有重要意义。PET通过电力电子技术与高频变压器相结合,不仅可以实现传统工频变压器电压变

基金项目:国网安徽省电力有限公司科技项目(B31205230006)

作者简介:胡钰杰(1993—),男,博士,工程师,主要研究方向为电力电子技术在电网中的应用,Email:huyujie\_je@foxmail.com



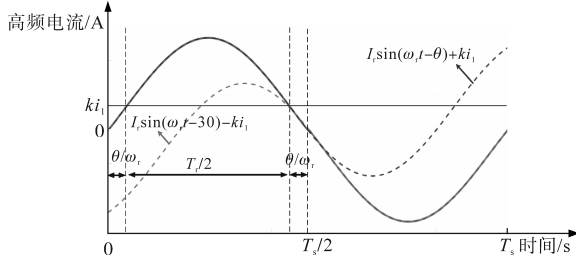


图2 高频谐振电流近似

Fig.2 High frequency resonant current approximation

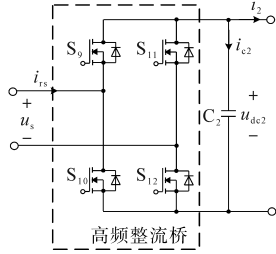


图3 DAB副边电路

Fig.3 DAB secondary circuit

将交流侧电流近似为正弦电流:

$$i_{rs}(t) = I_{rs} \sin(\omega_s t) \quad (1)$$

式中:  $I_{rs}$  为交流电流幅值;  $\omega_s$  为交流电流角频率。

已知直流侧输出电流为  $i_2$ , 可根据电容  $C_2$  充放电平衡条件建立交流电流幅值  $I_{rs}$  与直流电流  $i_2$  的关系。电容  $C_2$  的电流为

$$i_{C_2}(t) = \begin{cases} I_{rs} \sin(\omega_s t) - i_2 & t \in [0, T_s/2] \\ -I_{rs} \sin(\omega_s t) - i_2 & t \in [T_s/2, T_s] \end{cases} \quad (2)$$

根据电容  $C_2$  在半开关周期  $T_s/2$  充放电平衡, 可以得到:

$$\int_0^{T_s/2} [I_{rs} \sin(\omega_s t) - i_2] dt = 0 \quad (3)$$

求解式(3)可得交流电流幅值  $I_{rs}$  与直流电流  $i_2$  的关系为

$$I_{rs} = (\pi/2) i_2 \quad (4)$$

所以, 交流电流  $i_{rs}(t)$  可表示为

$$i_{rs}(t) = \frac{\pi}{2} i_2 \sin(\omega_s t) \quad (5)$$

交流电压  $u_s(t)$  可表示为

$$u_s(t) = \begin{cases} u_{dc2}(t) & t \in [0, T_s/2] \\ -u_{dc2}(t) & t \in [T_s/2, T_s] \end{cases} \quad (6)$$

根据交流电流  $i_{rs}(t)$  和直流电容电流  $i_{C_2}(t)$  的表达式, 可推导出交流电压  $u_s(t)$  的表达式为

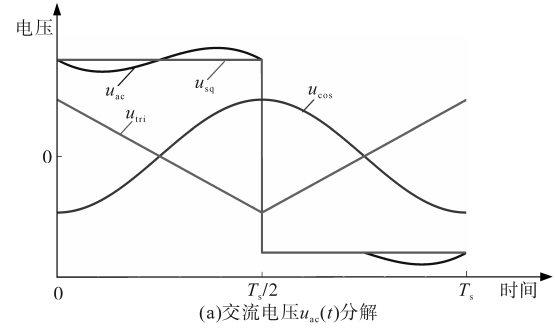
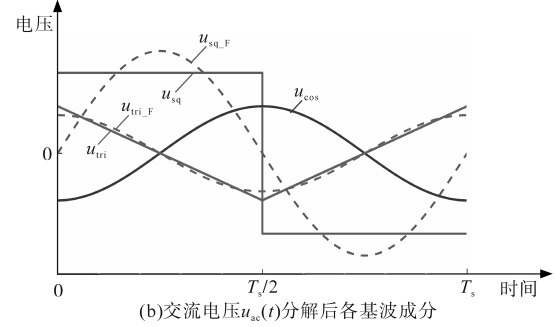
$$u_s(t) = \begin{cases} u_{dc2}(0) - \frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) + \frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} - \frac{i_2 t}{C_2} & t \in [0, T_s/2] \\ -u_{dc2}(0) - \frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) - \frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} + \frac{i_2(t - T_s/2)}{C_2} & t \in [T_s/2, T_s] \end{cases} \quad (7)$$

根据式(7), 可将交流电压  $u_s(t)$  分成三部分, 分别为方波电压  $u_{sq}(t)$ 、余弦电压  $u_{cos}(t)$  和三角波电压  $u_{tri}(t)$ , 分解后的电压波形如图4a所示。三部分电压分量可用基波进行近似, 电压波形如图4b所示, 近似后的表达式如下式所示:

$$u_{sq\_F}(t) = \frac{4}{\pi} u_{dc2}(0) \sin(\omega_s t) \quad (8)$$

$$u_{cos\_F}(t) = -\frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) \quad (9)$$

$$u_{tri\_F}(t) = \frac{4i_2}{\pi\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) \quad (10)$$

(a)交流电压  $u_{ac}(t)$  分解(b)交流电压  $u_{ac}(t)$  分解后各基波成分图4 交流电压  $u_{ac}(t)$  分解及基波近似Fig.4 Decomposition and fundamental approximation of AC voltage  $u_{ac}(t)$ 

交流端口电压  $u_s(t)$  可用基波近似为  $u_{s\_F}(t)$ , 如下式所示:

$$\begin{aligned} u_{s\_F}(t) &= u_{sq\_F}(t) + u_{cos\_F}(t) + u_{tri\_F}(t) \\ &= \frac{4}{\pi} u_{dc2}(0) \sin(\omega_s t) - \frac{\pi i_2}{2\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) + \frac{4i_2}{\pi\omega_s C_2} \cos(\omega_s t) \end{aligned} \quad (11)$$

根据交流端口基波近似电压  $u_{s\_F}(t)$  和基波近似电流  $i_{rs}(t)$  可得出交流端口等效电路。由式(11)可知, 交流端口基波近似电压  $u_{s\_F}(t)$  中含有与交流端口电流同相位的部分、有超前电流  $90^\circ$  的成分和滞后电流  $90^\circ$  的成分, 因此等效电路中含有电阻、电感和电容, 如图5所示。

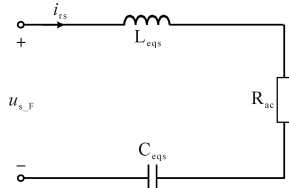


图5 DAB副边交流端口等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of DAB secondary AC port  
等效电路中元件的参数可通过下式计算:

$$\begin{cases} R_{ac} = \frac{u_{sq\_F}}{i_{rs}} = \frac{8}{\pi^2} R_{load} \\ L_{eqs} = \frac{u_{tri\_F}}{di_{rs}/dt} = \frac{8}{\pi^2 \omega_s^2 C_2} \\ C_{eqs} = \frac{i_{rs}}{du_{cos\_F}/dt} = C_2 \end{cases} \quad (12)$$

从式(12)发现,虽然图1副边电路中没有感性元件,但是交流端口等效电路中含有电感,这是电压分量中 $u_{tri}(t)$ 产生的。

对原边采用同样的分析方法,原边H桥直流侧等效到交流侧的等效电路如图6所示,其由交流电源、电感和电容组成。其中:

$$\begin{cases} u_{p\_sq\_F}(t) = \frac{4}{\pi} u_{dc1}(0) \sin(\omega_s t) \\ L_{eqp} = \frac{u_{p\_tri\_F}}{di_r/dt} = \frac{8}{\pi^2 \omega_s^2 C_1} \\ C_{eqp} = \frac{i_r}{du_{p\_cos\_F}/dt} = C_1 \end{cases} \quad (13)$$

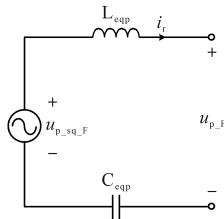


图6 DAB原边交流端口等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of DAB primary AC port

结合原边和副边交流等效电路和变压器T型等效电路,可得折算至原边的SR-DAB基波等效电路如图7所示,图中虚线框内为原副边交流端口等效电路,变压器原副边变比为 $n:1$ , $L_{rp}$ 为变压器原边漏感, $n^2 L_{rs}$ 为折算至原边的变压器副边漏感, $C_{rp}$ 为原边串联谐振电容, $C_{rs}/n^2$ 为折算至原边的副边串联电容, $L_m$ 为变压器励磁电感。从基波等效电路可以进一步看出,与传统的大直流电容电压源谐振型DAB不同的是,交流等效电路中引入了等效电感 $L_{eqp}$ , $L_{eqs}$ 和等效电容 $C_{eqp}$ , $C_{eqs}$ 元件,因此要实现ZCS软开关,不仅要考虑变压器漏感

$L_{rp}$ , $L_{rs}$ 和串联谐振电容 $C_{rp}$ , $C_{rs}$ ,还要考虑等效电感 $L_{eqp}$ , $L_{eqs}$ 和等效电容 $C_{eqp}$ , $C_{eqs}$ 的影响。

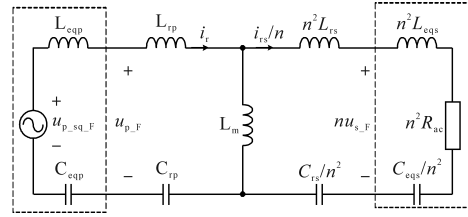


图7 电流源谐振型DAB基波近似等效电路

Fig.7 Current source resonant DAB fundamental wave approximate equivalent circuit

## 2 电流源谐振型双有源桥高频环节ZCS软开关设计

要实现ZCS软开关运行,从基波近似等效电路来看,即让原边方波电压的基波分量 $u_{p\_sq\_F}$ 与原边电流的基波分量 $i_r$ 同相位,也就是让SR-DAB基波近似等效电路中的电感和电容回路阻抗为零,只有负载电阻。基波近似等效电路中的等效电感可表示为

$$L_{eq} = L_{eqp} + n^2 L_{eqs} + L_{rp} + n^2 L_{rs} = \frac{8}{\pi^2 \omega_s^2} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{n^2}{C_2} \right) + L_r \quad (14)$$

可以看出,等效电感中除了含有折算至变压器原边的电感 $L_r$ ,还含有直流电容 $C_1$ 和 $C_2$ 引入等效电感 $\frac{8}{\pi^2 \omega_s^2} (1/C_1 + n^2/C_2)$ 。

基波近似等效电路中的等效电容可表示为

$$C_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{C_{eqp}} + \frac{1}{C_{rp}} + \frac{n^2}{C_{rs}} + \frac{n^2}{C_{eqs}}} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{n^2}{C_2} + \frac{1}{C_{rp}} + \frac{n^2}{C_{rs}}} \quad (15)$$

可以看出,基波近似等效电路中的串联等效电容相当于直流电容 $C_1$ , $C_2$ 和串联谐振电容 $C_{rp}$ , $C_{rs}$ 串联组成。

根据等效电感和等效电容可计算出谐振频率 $f_r$ ,谐振频率 $f_r$ 与开关频率 $f_s$ 相关。要实现ZCS,需要满足基波近似等效电路中激励电源 $u_{p\_sq\_F}$ 的频率 $f_s$ 与谐振电路的谐振频率 $f_r$ 相等,而激励电源 $u_{p\_sq\_F}$ 的频率受开关频率控制,所以控制开关频率 $f_s$ 等于谐振频率 $f_r$ 可得:

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(1 - \frac{8}{\pi^2}\right) \frac{1}{L_r} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{n^2}{C_2}\right) + \frac{1}{L_r} \left(\frac{1}{C_{rp}} + \frac{n^2}{C_{rs}}\right)} \quad (16)$$

式(16)从数学上给出了直流电容 $C_1$ 和 $C_2$ ,漏

感 $L_r$ 以及串联谐振电容 $C_p, C_n$ 关于实现ZCS所需开关频率 $f_s$ 的定量关系,进一步揭示了直流电容对于开关频率的影响规律,即直流电容参与谐振,在开关频率计算中引入了 $(1 - \frac{8}{\pi^2}) \frac{1}{L_r} (\frac{1}{C_1} + \frac{n^2}{C_2})$ 部分,可以看出,当直流电容无穷大时,这部分等于0,上式即退化成传统的开关频率计算公式。相比时域精确求解方法,基波近似求解方法更容易揭示系统的物理意义。

### 3 仿真验证

为了验证基频近似的高频环节频域建模及ZCS开关频率设计的正确性,搭建了仿真模型,电路拓扑如图1所示,仿真参数如下:输入电压 $u_{in}=450\text{ V}$ ,输出电压 $u_{out}=300\text{ V}$ ,负载功率 $P=10\text{ kW}$ ,高频变压器电压比 $n=3:2$ ,高频变压器漏感 $L_r=8.8\text{ }\mu\text{H}$ ,高频变压器励磁电感 $L_m=2\text{ mH}$ ,串联谐振电容 $C_r=10\text{ }\mu\text{F}$ ,直流电容 $C_1=15.4\text{ }\mu\text{F}$ ,直流电容 $C_2=15.4\text{ }\mu\text{F}$ ,DAB死区时间 $T_z=3\text{ }\mu\text{s}$ ,开关频率 $f_s=20\text{ kHz}$ 。其中 $L_r$ 和 $C_r$ 为折算至变压器原边的漏感和谐振电容。根据仿真参数计算得到表1。

表1 ZCS开关频率计算结果

参数	数值/kHz
不考虑直流电容谐振频率 $f_{r1}(L_r, C_r)=1/2\pi\sqrt{L_r C_r}$	16.96
考虑直流电容谐振频率 $f_{r2}(L_r, C_r, C_1, C_2)=1/2\pi\sqrt{L_r C_{req}}$	30.00
按照 $f_{r1}$ 计算的开关频率 $f_{s1}(f_{r1}, T_z)=1/(2\pi\sqrt{L_r C_r} + 2T_z)$	15.40
按照 $f_{r2}$ 计算的开关频率 $f_{s2}(f_{r2}, T_z)=1/(2\pi\sqrt{L_r C_{req}} + 2T_z)$	25.40
基波近似计算实现ZCS所需开关频率 $f_s$ =式(16)	20.00

从表1可以看出,按照基波近似求解结果可得开关频率为20 kHz,与仅仅考虑高频谐振环节谐振频率 $f_{r1}$ 以及考虑直流电容参与谐振的谐振频率 $f_{r2}$ 计算出的开关频率均有较大差异。图8a~图8c为按照开关频率 $f_s, f_{s1}$ 和 $f_{s2}$ 进行仿真得到的高频开关周期波形。从图8a可以看出,高频隔离环节工作在串联谐振状态,高频电压 $u_p$ 和高频电流 $i_r$ 均同相位,实现了ZCS软开关,验证了ZCS开关频率设计的正确性。按照表1中 $f_{s1}=15.4\text{ kHz}$ 进行仿真,高频电压电流仿真结果如图8b所示,可以看出,开关频率偏低,无法实现ZCS,且会产生无功电流,增加了电流应力。按照表2中 $f_{s2}=25.40\text{ kHz}$ 进行仿真,仿真结果如图8c所示,可以

看出,开关频率偏高,也无法实现ZCS,导致较大的关断损耗。

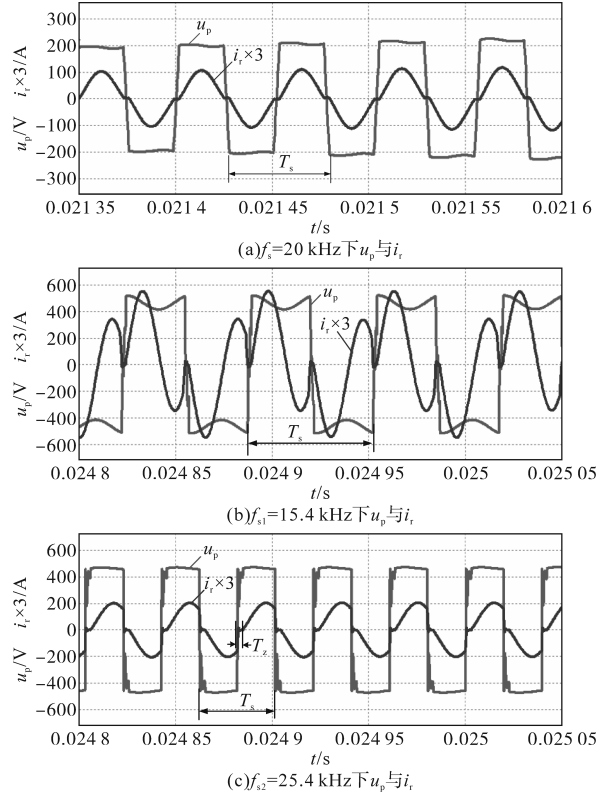


图8 高频电压电流波形

Fig.8 High-frequency voltage and current waves

上述仿真结果说明了高频环节频域建模的正确性,也说明了ZCS开关频率设计的准确性。

### 4 结论

中低压柔性互联装备通常采用具有高频隔离环节的DAB组合实现,本文以电流源谐振型DAB为研究对象,采用基波近似方法从频域的角度对其高频环节进行了建模和ZCS开关频率设计。频域建模表明,DAB高频交流端口阻抗可分别用电感、电容和电阻(输入侧用电源)进行描述,并解析得到了实现ZCS所需开关频率与电路参数的数学关系。相比于时域精确分析,频域建模分析利用统一的正负半周等效电路揭示了开关频率与谐振频率不相等的原因,物理意义明确,仿真结果验证了建模的正确性和ZCS开关频率设计的准确性。

#### 参考文献

- [1] 李子欣,高范强,赵聪,等.电力电子变压器技术研究综述[J].中国电机工程学报,2018,38(5):1274-1289.  
LI Zixin, GAO Fanqiang, ZHAO Cong, et al. Research review

- of power electronic transformer technologies [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1274–1289.
- [2] 赵争鸣,冯高辉,袁立强,等. 电能路由器的发展及其关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3823–3834.  
ZHAO Zhengming, FENG Gaohui, YUAN Liqiang, et al. The development and key technologies of electric energy router[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3823–3834.
- [3] 涂春鸣,兰征,肖凡,等. 模块化电力电子变压器的设计与实现[J]. 电工电能新技术, 2017, 36(5): 42–50.  
TU Chunming, LAN Zheng, XIAO Fan, et al. Design and implementation of modular power electronic transformer[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2017, 36(5): 42–50.
- [4] 谭文忠,王启盛,梅红兴,等. 交直流混联电网多级调度协调控制策略及辅助决策研究[J]. 湖南电力, 2022, 42(5): 48–52.  
TAN Wenzhong, WANG Qisheng, MEI Hongxing, et al. Research on multi-level dispatching coordination control strategy and auxiliary decision of AC–DC hybrid power grid[J]. Hunan Electric Power, 2022, 42(5): 48–52.
- [5] INOUE S, AKAGI H. A bidirectional isolated DC–DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 535–542.
- [6] KHERALUWALA M N, GASCOIGNE R W, DIVAN D M, et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge DC to DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(6): 1294–1301.
- [7] REINOLD H, STEINER M. Characterization of semiconductor losses in series resonant DC–DC converters for high power applications using transformers with low leakage inductance[C]// Power Electronics and Applications, European Conference, 1999: 1–10.
- [8] ORTIZ G, BORTIS D, KOLAR J W, et al. Soft-switching techniques for medium-voltage isolated bidirectional DC–DC converters in solid state transformers[C]//38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012: 5233–5240.
- [9] WANG H, ZHANG Y, SUN Y, et al. Topology and control method of a single-cell matrix-type solid state transformer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2302–2312.
- [10] QIN W, WU X, ZHANG J. A family of DC transformer (DCX) topologies based on new ZVZCS cells with DC resonant capacitance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2822–2834.
- [11] ROTHMUND D, HUBER J E, KOLAR J W. Operating behavior and design of the half-cycle discontinuous conduction-mode series-resonant-converter with small DC link capacitors [C]//IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, 2013: 1–9.
- [12] ZHU Q, WANG L, ZHANG L. A 10 kV DC transformer (DCX) based on current fed SRC and 15 kV SiC MOSFETs[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2018: 149–155.
- [13] ZHU Q, WANG L, HUANG A Q, et al. 7.2 kV single-stage solid-state transformer based on the current-fed series resonant converter and 15 kV SiC mosfets[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 34(2): 1099–1112.
- [14] 胡钰杰,李子欣,罗龙,等. 串联谐振间接矩阵型电力电子变压器高频电流特性分析及开关频率设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(6): 1442–1454.  
HU Yujie, LI Zixin, LUO Long, et al. Characteristic analysis of high-frequency-link current of series resonant indirect matrix type power electronics transformer and switching frequency design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(6): 1442–1454.

收稿日期:2023-09-07

修改稿日期:2023-11-02