

应用于城轨交通储能系统的变频控制交错多相式 DC-DC 变换器

兰笠夫¹、林飞¹、刘宇嫣¹、吴晓波²、金泰木²

(1. 北京交通大学电气工程学院, 北京市 海淀区 100044;

2. 国家高速列车技术创新中心, 山东省 青岛市 266000)

Variable Frequency Controlled Interleaved Multiphase DC-DC Converter Applied for Urban Rail Transit Energy Storage System

LAN Li-fu, LIN Fei, LIU Yu-yan, WU Xiao-bo, JIN Tai-mu

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Haidian District 100044, Beijing, China;

2. National Innovation Center of High Speed Train, Qingdao 266000, Shandong Province, China)

ABSTRACT: Non-isolated bidirectional DC-DC converters are widely used in aerospace, military defense, equipment manufacturing, rail transit, new energy and other fields because of their simple structure and high efficiency. In the field of energy storage in rail transit, the efficiency of the converter is crucial to the overall economic benefits of the energy storage device. In order to further improve the efficiency of the converter, this paper studies a new type of DC-DC converter, which uses a dual-loop control strategy to achieve the charging and discharging control of the device, uses variable switching frequency control to achieve soft switching, and uses interleaving phase shifting to reduce current ripple. The paper also discusses the specific parameters of the converter used in the field of rail transit energy storage. This article first briefly introduces the application of DC-DC converters in the field of energy storage, and then introduces the topology and control strategy of the bidirectional dc-dc soft-switching converter in the interleaved phase shift and near-critical conduction mode. Secondly, the parameter design and loss modeling of the converter are carried out to provide a basis for the efficiency estimation later. Finally, a three-phase interleaved DC-DC converter simulation system based on the urban rail train traction power supply simulation model was established to verify the key parameters and control effects.

KEY WORDS: DC-DC converter; interleaved phase shift; frequency conversion control; rail transit; high-power energy storage

摘要: 非隔离双向 DC-DC 变换器因其结构简单, 效率高等优点, 在航空航天、军事国防、装备制造、轨道交通、新能源等领域中被广泛应用。在轨道交通储能领域, 变换器效率对储能装置整体经济效益影响至关重要, 为了进一步提升变换器效率, 本文研究了一种新型的 DC-DC 变换器, 该变换器使用双环控制策略实现装置的充放电控制, 使用变开关频率控制来实现软开关, 并使用交错移相来降低了电流纹波。文中还讨论了该变换器应用在轨道交通储能领域下变换器的具体参数。本文首先简要介绍了 DC-DC 转换器在储能领域的应用, 然后介绍了交错移相和近临界导通模式下的双向 dc-dc 软开关变换器的拓扑及其控制策略。其次, 对变换器进行了参数设计和损耗建模, 为后面效率估算提供依据。最后, 建立了基于城轨列车牵引供电仿真模型的三相交错 DC-DC 变换器的仿真系统, 以验证关键参数和控制效果。

关键词: DC-DC 变换器; 交错移相; 变频控制; 轨道交通; 大功率储能

1 引言

化学储能作为一种较为成熟的储能方式, 在众多领域中广泛应用, 化学储能中很重要的一种储能是超级电容储能, 其具有高功率密度的特点, 而轨道交通具有频繁启停, 制动牵引功率较大的特点, 超级电容储能系统能将列车制动能量储存起来, 在列车牵引时释放, 因此将超级电容储能应用于轨道交通领域对变电站节能减排, 降低列车再生失效率具有重要意义。而储能装置中变换器的性能, 例如

效率, 动态响应速度, 体积等对装置的性能影响很大。目前轨道交通领域主要采用的拓扑之一是非隔离半桥拓扑, 如图 1 所示。

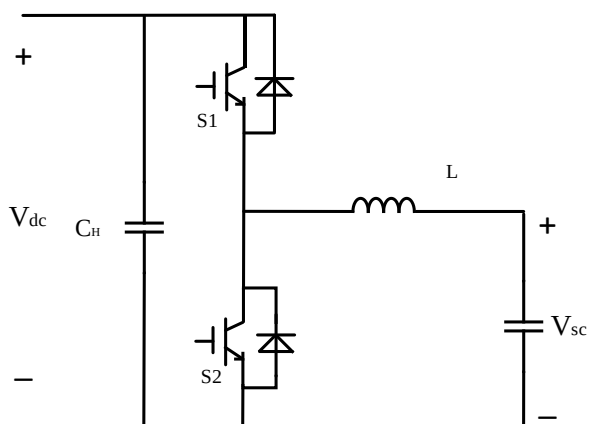


图 1 非隔离双向半桥拓扑

Figure.1 Non-isolated bidirectional half-bridge topology

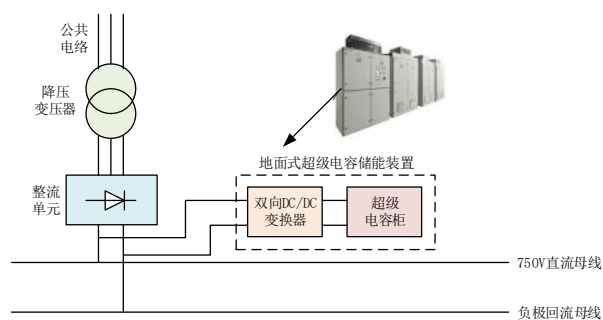


图 2 储能装置并网接线图

Figure.2 Wiring diagram of parallel connection of energy storage devices to the grid

典型的非隔离半桥拓扑在一个方向上具有降压模式, 而在另一方向上具有升压模式。由于非隔离拓扑具有效率高和低成本, 因此在不需要电气隔离或在整个系统中已经存在电气隔离的应用中, 非隔离半桥拓扑是特别合适的选择^[1-5]。这样的例子是在城市牵引供电系统中, 变电站通过 24 脉波整流器将 10KV 电压整流为 750/1500V, 地面式储能装置直接与整流器的输出侧并联连接, 而没有隔离, 如图 2 所示, 当列车制动时, 制动能量通过双向 DC-DC 变换器从直流母线流向储能装置。同理, 当列车处于牵引状态时, 储能装置通过双向 DC-DC 变换器与牵引变电所共同为列车提供牵引能量。

但传统的非隔离半桥变换器效率仍然有提升的空间, 为了进一步提高变换器效率, 考虑采用软开关减小损耗, 文献[6]提出了一种应用于混合储能系统的双向软开关双向 DC-DC 转换器, 它通过增

加一对耦合的电感和两个二极管来实现双向软开关, 但该拓扑具有许多组件, 需要辅助开关, 具有控制复杂的缺点。文献[7]研究通过使用耦合电感来实现软开关, 但是使用耦合电感将带来额外的损耗和电磁干扰。文献[14]在前者基础上, 提出了一种无需辅助开关即可自动实现软开关的新拓扑, 该拓扑虽然提高了原始拓扑的效率, 但是也极大地提高了其拓扑复杂性, 该拓扑为了最大程度地减少系统无源元件, 电感电流值会减小接近零值, 进入一种近临界导通模式。近临界导通模式的动机是实现零电压开关 (ZVS), 因为这样可实现更低的开关损耗, 更高的开关频率以及更低的 dv/dt 和相关的 EMI [6],[9],[11]-[14]。显然, 为了实现软开关, 近临界导通模式下的输出电流会具有很高的纹波电流, 这将影响储能元件的寿命, 不符合国标中对城轨储能装置的纹波要求^[15]。因此, 必须交错并联多个非隔离半桥拓扑以减少总的输入和输出电流纹波, 并且在给定输出纹波电流要求的情况下, 交错并联能使电感整体体积显著减小^{[7],[8],[20]}。虽然在近临界导通模式下实现 ZVS 能消除开通损耗和二极管反向恢复损耗, 但关断损耗仍然存在。Tarzamni 等提出了同时实现 ZVS 和 ZCS 的方法, 以完全消除所有类型的开关损耗。但是, 它需要更复杂的辅助开关和器件^[11]。通过代替使用软开关, 文献[12]引入了另一种效率改善策略, 其通过切相控制来改善轻载效率。前面文献中多次提到交错移相技术, 交错移相的主要问题是各相电流不平衡, 并且各相不平衡电流可能会导致过电流从而损坏器件^[14-15]。因此, 每相都使用了多个电流传感器和闭环电流调节器, 以实现多相电流的主动平衡, 如[19-21]所示。文献[20]通过增加输入电压纹波差信息, 克服了各相电感电流反馈之间的差异, 从而实现了高精度的均流。在文献[7-8]中, 作者认为多相交错式变换器的每相电流都是自动平衡的。但是, 经过实践和实验验证, 在不同的系统参数和操作点下, 多相电流不一定是被动平衡的。为了提高交错式双向 DC-DC 变换器抵消电流不平衡的有效性, 文献[14]提出了一种在近 CRM 模式下的频率变换控制策略, 该策略使用了开关器件的结电容, 在空载时间内, 每相的低压侧电感会进行谐振充电和放电, 以实现开关管的零电压 (ZVS) 导通, 从而显著降低开关损耗并提高变换器的效率。为了验证软开关拓扑在轨道交通大功率储能领域中的可行性, 并验证其与硬开关相比的

优势，并验证其与硬开关相比的优势，建立了一个城轨牵引仿真系统来进行验证。

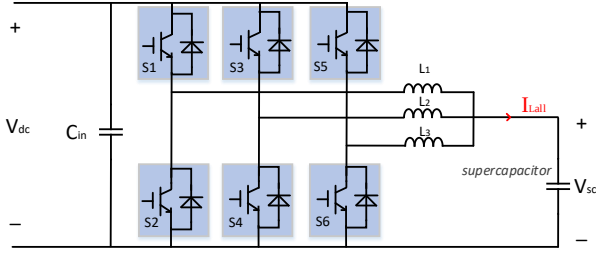


图 3 三相交错硬开关拓扑

Figure.3 Three-phase interleaved hard-switching topology

应用于北京地铁八通线的纯超级电容储能装置的变换器采用图 3 所示的电路^[5]。该拓扑采用硬开关模式，开关损耗大，效率较低。而变换器效率对于提高储能装置的整体效率和提高装置的节能率非常重要。因此，本文研究了该控制方法，重新设计了 500kW 功率下的变换器拓扑参数，提出了变换器损耗模型，并比较了硬开关和软开关拓扑的效率。

2 软开关拓扑及变频控制策略

软开关电路基于硬开关电路改进，在开关管的两侧并联缓冲电容，或者使用开关器件的结电容，与主电感实现谐振，以实现在空载时间内将上、下管电压进行交换，从而实现开关管的 ZVS 开通，其电路图如图 4 所示。为便于分析，我们以单相半桥拓扑为例。具体的切换过程分析如下：

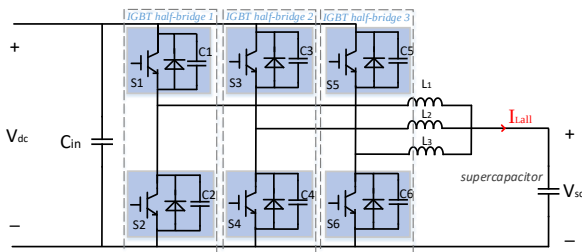


图 4 三相交错软开关拓扑

Fig.4 Three-phase interleaved soft switching topology

近临界导通模式如图 5 所示。在缓冲电容 C1 和 C2 以及开关结电容充电和放电的情况下，可以通过适当的选择电容容值来调节开关两端电压的变换速率。通过电感电容谐振，电感电流波形呈现出近似圆形的电流峰值和谷值。本节将建立谐振模型，以得出各相电感电流抵消电流偏差的有效程度。还要注意的，在图 5 中，即使平均电流值很小，谷值电流也始终比峰值电流小得多，并且要一直保

持谷值电流过零。这是为了使用本节稍后介绍的方法来保持各相电感电流的平衡，为了便于分析，

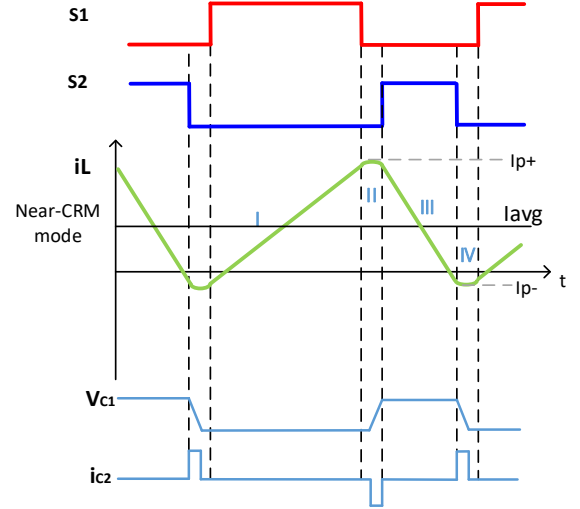
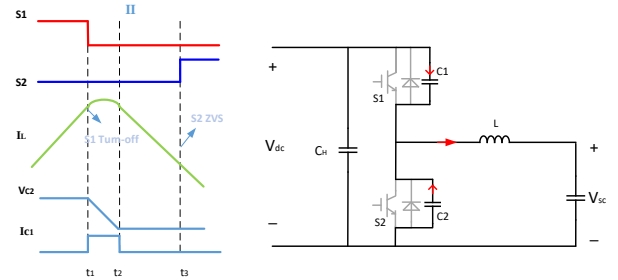


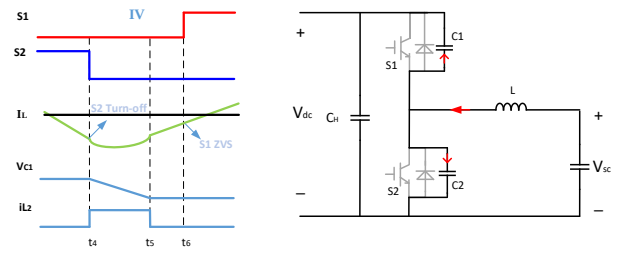
图 5 在近临界导通模式下的软开关波形（栅极信号，电感电流，S1 两端的电压和流过 C2 的电流）

Figure.5 Soft switching waveforms in near-critical conduction mode (gate signal, inductor current, voltage across S1 and C2 currents)



(a) 区间 II：电流谐振峰值

(a) Section II: Current resonance peak value



(b) 区间 IV：电流谐振谷值

(b) Section IV: Current resonance valley value

图 6 图 5 的死区放大图

Figure.6 Zoom in onto the dead times in Fig.4

将切换周期分为四个部分，分别为 I、II、III、IV，用 C1 和 C2 分别表示开关管 S1、S2 两端的结电容及并联的缓冲电容的容值。如图 6 所示，在阶段 I，S1 接通，S2 断开，电感承受电压值为 $V_{dc} - V_{sc}$ 的正向电压，电感电流线性上升。第二阶段是

死区时间, 在阶段 II, S1 和 S2 关闭, 电感电流具有正峰值, 缓冲电容 C1 充电, C2 放电, S2 将 ZVS 开通, 如图 6(a)所示。在阶段 III 中, S1 截止, S2 导通, 电感承受电压值为 $-V_{sc}$ 的负向电压, 电感电流线性减小。第四阶段是死区时间, 在阶段 IV 中, 电感电流为负谷值, 缓冲电容 C1 放电, C2 充电, S1 将 ZVS 开通, 如图 6(b)所示。先前的分析基于正向 Buck 模式, 电感平均电流值为正, 但需要注意的是, 只需简单用同样大小的正峰值电流代替负谷值电流, 先前的分析就可以完全适用于负平均电感电流即 Boost 模式。

图 6(a)显示了在 t_1 时刻 S1 关断期间的电流传导路径。在正峰值电流下, C1 充电至输入直流电压, C2 则放电至零。此过程由下式表示

$$\begin{cases} i_L = -2C \frac{dv_{c2}}{dt} \\ v_{c2} - V_{sc} = L \frac{di_L}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

V_{sc} 是超级电容两端电压, 因为开关器件是相同的, 所以开关两端的结电容也是相同的, 因此有 $C1=C2=C$ 。在图 6(a)的 t_1 时刻, LC 谐振开始并且一直持续到 C2 两端电压减小为零的 t_2 时刻。 t_1 时刻的初始条件为 $v_{c2}(0)=v_{c2}(t_1)=V_{dc}$, $i_L(0)=i_L(t_1)$ 。 V_{dc} 是高压侧直流母线电压。根据公式(1)以及 t_1 时刻的初始条件, LC 谐振可表示为^[14]:

$$V_{c2}(t) = (V_{dc} - V_{sc})\cos(\omega_n t) - Z_n i_L(t_1)\sin(\omega_n t) + V_{sc} \quad (2)$$

$$i_L(t) = \frac{(V_{dc} - V_{sc})}{Z_n} \sin(\omega_n t) + i_L(t_1)\cos(\omega_n t) \quad (3)$$

其中 ω_n 是谐振频率 ($\omega_n=1/\sqrt{2LC}$), Z_n 是固有阻抗 ($Z_n = \sqrt{L/2C}$)。

软开关需要临界导通模式。当 S2 关断时, 先前在 S1 关断期间充电至高压侧直流母线电压的 C1 需要通过负的电感电流将其存储的能量转移到 C2^[14]。在 t_4 时刻, S2 关断期间的电流传导路径如图 6(b)所示。此时一开始处在高压侧直流母线电压下的 C1 放电至零, 而 C2 两侧电压从零充电至高压侧直流母线电压。由公式(1)可知此时的充电和放电速率显然比 S1 关断期间的充电和放电速率要慢得多, 因为负谷值电流远小于正峰值电流^[14]。

文献[14]还给出了 II 阶段和 IV 阶段中 LC 谐振的充电和放电时间 Δt_{21} , Δt_{54} 的公式。

$$\Delta t_{21} = \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{V_{sc}}{\sqrt{(V_{dc} - V_{sc})^2 + Z_n^2 i_L^2(t_1)}} + \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{V_{dc} - V_{sc}}{\sqrt{(V_{dc} - V_{sc})^2 + Z_n^2 i_L^2(t_1)}} \quad (4)$$

$$\Delta t_{54} = \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{V_{dc} - V_{sc}}{\sqrt{V_{sc}^2 + Z_n^2 i_L^2(t_4)}} + \frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{V_{sc}}{\sqrt{V_{sc}^2 + Z_n^2 i_L^2(t_4)}} \quad (5)$$

因为在 S1 关断的死区时间内, C1 的电压从 t_1 时刻的零电压上升到 t_2 时刻的高压侧直流母线电压, 并在剩余时间内保持不变。在 S2 关断的死区时间内, C1 的电压从 t_4 时刻的高压侧直流母线电压下降到 t_5 时刻的零电压, 并且在剩余时间内保持不变, 因此实际占空比不是 $D_{control}$ 。 D_{actual} 可由图 6 推导如下^[14]:

$$D_{actual} = D_{control} + \frac{1}{T_s} \left(\frac{\Delta t_{21}}{2} + \frac{\Delta t_{54}}{2} + \Delta t_{65} \right) \quad (6)$$

公式(6)中 $\frac{\Delta t_{54}}{2} + \Delta t_{65} = T_{deadtime} - \frac{\Delta t_{54}}{2}$ 。将公式(4)和

(5)代入(6)中, 有效占空比可写为:

$$D_{actual} = D_{control} + \frac{T_{deadtime}}{T_s} - \frac{1}{2T_s \omega_n} \left[\frac{1}{\omega_n} \arcsin \frac{V_{dc} - V_{sc}}{\sqrt{V_o^2 + Z_n^2 i_L^2(t_4)}} + \arcsin \frac{V_{sc}}{\sqrt{V_o^2 + Z_n^2 i_L^2(t_4)}} - \arcsin \frac{V_{sc}}{\sqrt{(V_{dc} - V_{sc})^2 + Z_n^2 i_L^2(t_1)}} - \arcsin \frac{V_{dc} - V_{sc}}{\sqrt{(V_{dc} - V_{sc})^2 + Z_n^2 i_L^2(t_1)}} \right] \quad (7)$$

由文献[14]可知, 式(7)中 $i_L(t_4)$ 是谷电流值, $i_L(t_1)$ 是峰值电流值, 电感平均电流为 $(i_{peak} - i_{peak})/2$ 。文献[14]中提到的控制策略具有三个最关键的参数, 即谷值电流 i_{valley} , 缓冲电容 C_{ress} 和死区时间 $T_{deadtime}$ 。只有掌握了这三个关键参数, 才能实现软开关和各相电流的平衡。电路设计完成后, 不能更改缓冲电容器的值, 为了在不同的电流指令下实现变换器的近临界导通模式, 提出了公式(8)。

$$f_{sw} = \frac{(V_{dc} - V_{sc})V_{sc}}{2L(|I_{avg}| + |I_{p-}|)V_{dc}} \quad (8)$$

其中 I_{avg} 是平均电感电流, I_{p-} 是需求的负谷值电感电流。

在图 7 中, 通过电流传感器收集各相的电感电流, 并通过计算来计算出电感电流当前开关周期下的峰值电流和谷值电流, 然后可以通过公式(7)获得占空比校正量, 然后可以获得实际的占空比。电

流自平衡机制只是控制的一部分，并且需要电压和电流的双闭环来实现转换器的双向控制。由于本文中的变换器将应用于城市轨道交通地面式储能系统，因此需要控制直流电网电压的稳定性，因此需要对一些控制电路进行改进。改进后的控制框图如图 8 所示。

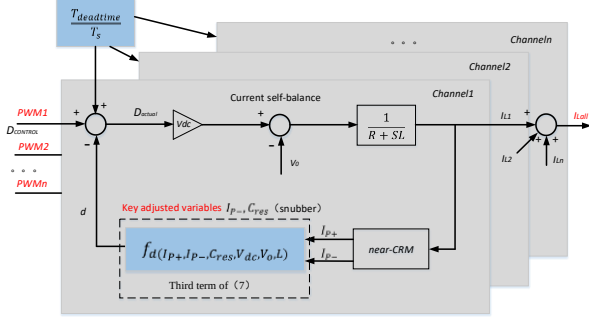


图 7 电流被动自平衡的内在闭环控制框图

Fig.7 Intrinsic closed-loop mechanism for passively balanced current (current self-balance)

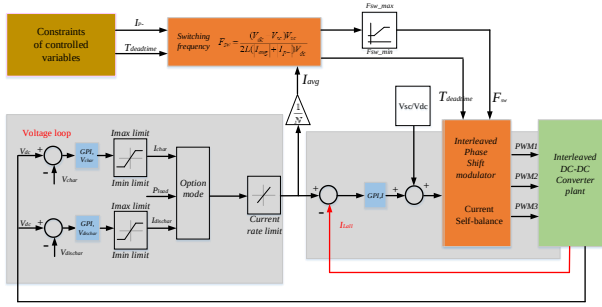


图 8 可维持各相电流平衡及实现谷电流控制的可变开关频率控制框图

Fig.8 improved variable switching frequency control to passively balance currents by maintaining the proper valley current

其中 V_{char} 和 $V_{dischar}$ 分别是充电阈值和放电阈值。 P_{load} 是直流电网的负载功率， I_{all} 是各相电流的总和。

V_{char} 和 $V_{dischar}$ 均可根据实际电网电压进行调整。列车制动时，直流母线电压 V_{dc} 升高，当直流母线电压 V_{dc} 高于充电阈值 V_{char} 时，储能装置充电。列车牵引时，直流母线电压 V_{dc} 降低，当 V_{dc} 低于放电阈值 $V_{dischar}$ 时，储能装置放电。当直流母线电压 V_{dc} 在充电和放电阈值之间时，能量存储设备处于待机状态。储能装置的工作逻辑如图 7 所示。 V_{max} 是变电站的最大允许电压，如果 $V_{dc} > V_{max}$ ，则列车将停止空气制动，随后的制动能量将不会流向电网，从而导致再生失效，再生失效会造成列车刹车板磨损，

缩短列车检修周期。 V_{min} 是变电站的最小允许电压。低于此电压，变电站的输出功率将受到限制，从而导致列车功率特性变差。

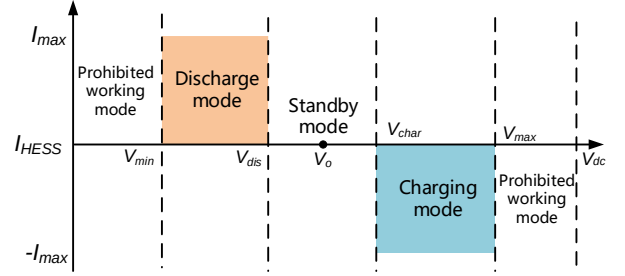


图 9 储能装置工作逻辑

Fig.9 Energy storage device working logic

3 参数设计和损耗模型搭建

3.1 电感谷值电流

上一节提到的三个关键变量，下面将简要介绍这三个关键变量。首先是谷值电流 I_{p-} ，如果要实现软开关，有两个条件需要保证。其一是在 t_1 处的峰值电流应大于 0，其二是在 t_4 处的谷值电流应小于 0。因此可以根据此限制条件获得公式(9)

$$\begin{cases} Li_L^2(t_1) > 2CV_{dc}(2V_{sc} - V_{dc}) \\ Li_L^2(t_4) > 2CV_{dc}(V_{dc} - 2V_{sc}) \end{cases} \quad (9)$$

其中 $i_L(t_4) = i_{valley}$ ， $i_L(t_1) = i_{peak}$ 。

为了分析电感电流，需要推导其在第 I 阶段和第 III 阶段的表达式。以第 I 阶段为例，在此阶段，S1 导通，电感电流线性上升，假设一段时间内电感两端的电压没有变化，则可以得出该阶段电感电流的公式如下

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^{DT_s} (V_{dc} - V_{sc}) dt \quad (10)$$

从式(10)可以推出

$$i_L(t) = \frac{(V_{dc} - V_{sc})DT_s}{L} \quad (11)$$

其中 T_s 是开关周期。

考虑到实际中电感值会随着流过电感的电流而变化，因此当电感电流增大时，电感值将减小，从公式(8)可以看出，电感值 L 和电感电流值 i_L 与开关频率 f_{sw} 成反比。因此，当流过电感的电流值发生变化时，电感值会成比例减小，此时开关频率基本不发生变化。因此，当电感值随电流变化时，控制策略可以保持稳定。

3.2 死区时间

第二个关键变量是死区时间 $T_{deadtime}$ ，死区时间有如下限制^[14]：

$$\max\{\Delta t_{21}, \Delta t_{54}\} < T_{deadtime} < \max\{\Delta t_{21} + \Delta t_{trevS2}, \Delta t_{54} + \Delta t_{trevS1}\} \quad (12)$$

$$\Delta t_{trevS1} = \frac{L_1}{V_{dc} - V_{sc}} \left[-\frac{V_{sc}}{Z_n} \sin(\omega_n \Delta t_{54}) - i_L(t_4) \cos(\omega_n \Delta t_{54}) \right] \quad (13)$$

$$\Delta t_{trevS2} = \frac{L_1}{V_o} \left[\frac{V_{in} - V_o}{Z_n} \sin(\omega_n \Delta t_{21}) + i_L(t_1) \cos(\omega_n \Delta t_{21}) \right] \quad (14)$$

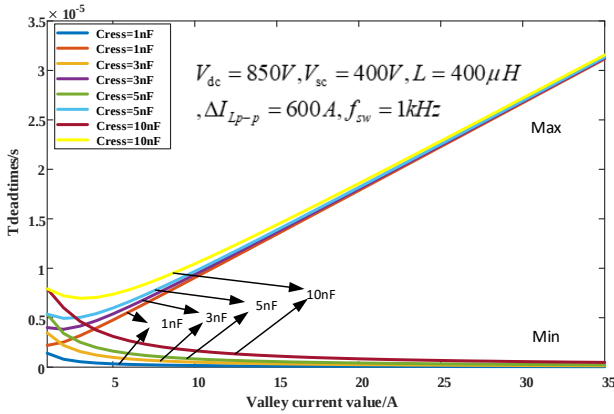


图 10 在特定参数下死区时间随不同缓冲电容和谷值电流变化趋势图

Fig.10 Trend graph of dead time with different snubber capacitors and valley current under certain parameters

其中 Δt_{trevS1} 和 Δt_{trevS2} 是开关管 S1, S2 反并联二极管的最大可能导通时间。

根据式(12)，死区时间应介于谐振时间与二极管电流变为零所需的时间之间。图 10 给出了实现软开关和各相电流平衡所需的有效死区时间范围。

3.3 缓冲电容

第三个关键变量是缓冲电容的容值，从图 10 可以看出，缓冲电容 C_{ress} 的选择将影响死区时间，但是随着输出电流的增加，其对死区时间的影响可以忽略不计。适用于 750V 直流网压的城轨储能装置根据直流网压及装置功率设计，选用 1700V/1400A IGBT，其结电容 C_{ce} 的值约为 4nF。因此，缓冲电容器的值设为 4nF。

3.4 主电感

根据公式(8)，当平均输出电流增加时，开关频率 f_{sw} 将减小。当开关频率降至最低值时，如果此时平均输出电流增加，则电感的负谷值电流可能会由负过零，从而使开关器件失去其软开关能力。为了

避免此情况的发生，定义 a 如下

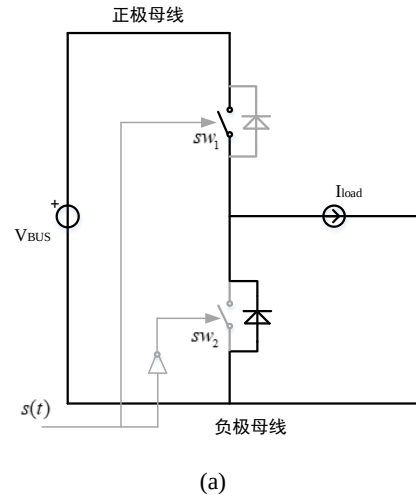
$$a = (V_{dc} - V_{sc})V_{sc} / V_{dc} \quad (15)$$

同样， a 的变化也会影响 f_{sw} ，当 a 取最小值时，如果此时可以保证 $f_{sw} \geq f_{sw_min}$ ，则输入和输出电压的变化将不会影响软开关。因此，当平均输出电流取最大值时，此时的开关频率 f_{sw} 必须为最小值。根据公式(8)，可以得出电感的最大值。

$$L_{max} = \min\{a\} / (f_{sw_min} \Delta I_{Lp-p}) \quad (16)$$

3.5 变换器损耗模型

为了初步分析软开关转换器与硬开关拓扑相比可以降低的损耗数值，需要建立损耗模型。通常变换器设计中假设开关管器件工作在理想条件下，损耗为零，但在实际中功率半导体器件（开关和二极管）不是理想的开关，接通状态的电压降不为零，在断开状态下存在泄漏电流，并且在开通状态和关断状态之间切换需要一定的时间。当设备加载电流和电压时，上述非理想特性会导致开关损耗。当变换器以更高的功率工作时，开关损耗成为转换器的主要损耗，因此有必要对开关转换器的损耗进行建模。图 11(b)是开关管在切换周期 T_{sw} 内进行硬切换时的电压和电流波形示意图，开关周期可以分为四个阶段：①开通；②导通；③关断；④截止。



(a)

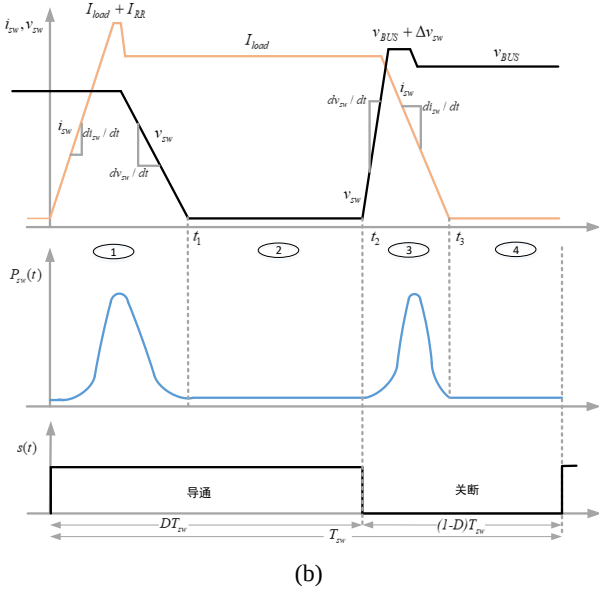


图 11 变换器等效模型和一个开关周期下的损耗分布

Fig.11 The equivalent model of the converter and the loss distribution under one switching cycle

可以通过参考图 11(b)中的开关电压和电流波形来计算开关周期 T_{SW} 内开关设备的开关损耗:

$$P_{SWITCH} = \frac{1}{T_{SW}} \left(\int_0^{t_1} v_{sw} i_{sw} dt + \int_{t_1}^{t_2} v_{sw} i_{sw} dt + \int_{t_2}^{t_3} v_{sw} i_{sw} dt + \int_{t_3}^{t_4} v_{sw} i_{sw} dt \right) \quad (17)$$

3.5.1 开通损耗

关断损耗可以定义为

$$P_{ON} = f_{SW} E_{ON}(V_{dc}, I_{all}) = f_{SW} \frac{E_{ON(N)}}{V_N I_N} V_{dc} I_{all} \quad (18)$$

其中 $E_{ON(N)}$ 是在开关参数表中给出的高压侧额定电压 V_N 和高压侧额定电流 I_N 下的开通能量。

3.5.2 导通损耗

开关导通时,开关导通损耗对应非零的导通电压降:

$$P_{CON} = \frac{1}{T_{SW}} \int_{t_1}^{t_2} v_{sw} i_{sw} dt = v_{sw(0)} I_{SW(AV)} + r_{SW} I_{SW(RMS)}^2 \quad (19)$$

其中 $V_{SW(0)}$ 是导通时刻的初始电压; r_{SW} 是导通状态下的动态电阻^[14]。

3.5.3 关断损耗

关断损耗可由下式计算

$$P_{OFF} = \frac{1}{T_{SW}} \int_{t_2}^{t_3} v_{sw} i_{sw} dt = f_{SW} \frac{1}{2} ((V_{dc} + \Delta v_{SW})^2 I_{all} / ((\frac{di_{SW}}{dt})_{OFF} + I_{all}^2 (V_{dc} + \Delta v_{SW}) / ((\frac{dv_{SW}}{dt})_{OFF})) \quad (20)$$

在公式(21)中, Δv_{SW} 是等效换向电感产生的开关过

电压^[15]。

关断损耗也可以通过一阶方程式估算:

$$P_{OFF} = f_{SW} E_{OFF}(V_{dc}, I_{all}) = f_{SW} \frac{E_{OFF(N)}}{V_N I_N} V_{dc} I_{all} \quad (21)$$

其中 $E_{OFF(N)}$ 是在开关参数表中给出的高压侧额定电压 V_N 和高压侧额定电流 I_N 下的关断能量。

截止损耗远小于导通损耗和开通关断损耗,因此在损耗模型中未考虑截止损耗。

如果不考虑开关装置的热模型,则可以通过上述损耗模型计算出在变换器运行过程中产生的损耗,从而简单估算出变换器效率。

4 牵引供电系统+列车+储能装置模型搭建

10KV 变电站电压经 24 脉波不控整流至 750V 后为直流牵引网提供能量,所以牵引变电所可由带内阻的电压源加二极管构成

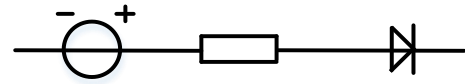


图 12 理想牵引变电所模型

Fig.12 Ideal traction substation model

列车牵引制动时会跟直流电网进行能量交互,牵引时电流由直流电网流向列车,制动时电流由列车流向牵引网,因此列车可等效为受控电流源,通过采集列车实际运行时功率数据,可用功率除以直流网电压得到电流,为模型的受控电流源提供输入。

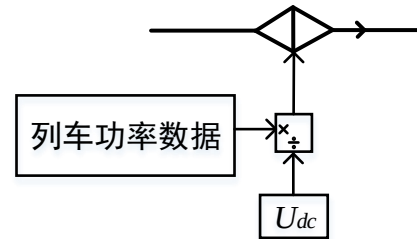


图 13 理想城轨列车模型

Fig.13 Ideal urban rail train model

地面式储能装置可依据图 3 图 4 搭建模型,基于以上搭建的仿真模型,可得到仿真结果如下。

5 仿真实验

5.1 主要波形及动态过程

仿真关键参数如表 1 所示:

表 1 装置参数

Tab.1 Performance comparison between DPMA and DFT algorithm

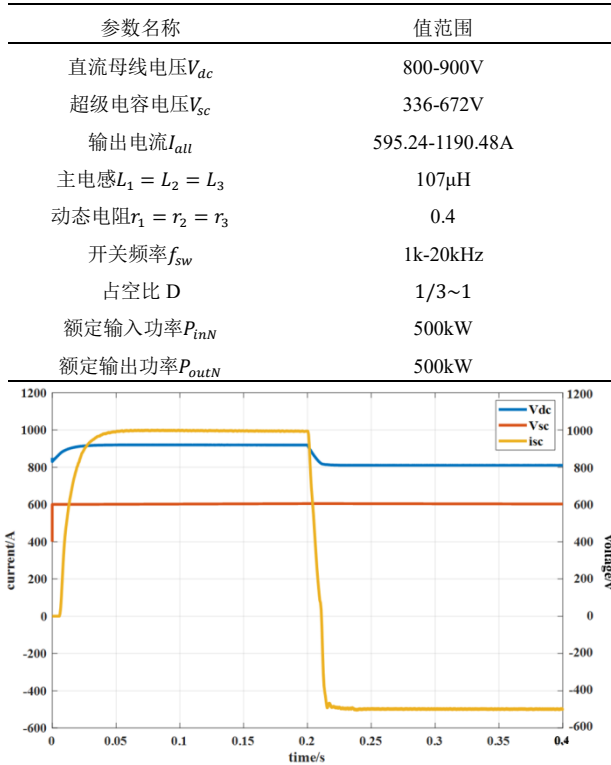


图 14 列车制动状态切换为牵引状态时的直流母线电压、超级电容电压和电流波形

Fig.14 The DC bus voltage, super capacitor voltage and current waveforms under the train brake switched to traction

为了验证设计参数和控制策略，建立了 Simulink 仿真模型进行验证。直流电网电压以及超级电容的电压和电流波形如图 14 所示，从图中可以看出，储能装置在列车制动时充电，降低母线电压抬升程度，在列车牵引时释放能量，减小变电站输出功率。

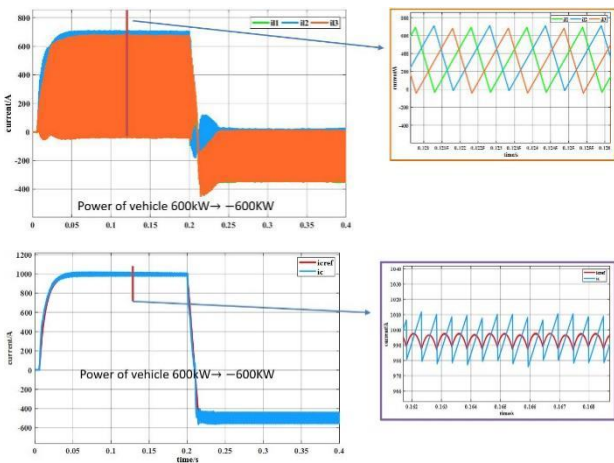


图 15 列车功率从 600kW 至-600kW 时各相的电感电流和总输出电流波形

Fig.15 Inductance current of each phase and total output current waveform under train power from 600kW to -600kW

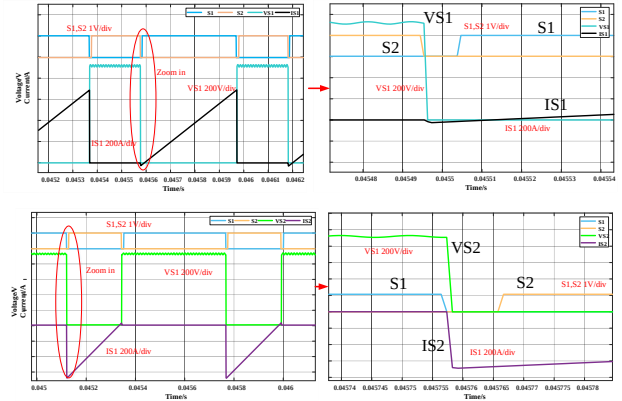


图 16 S1 和 S2 实现 ZVS 时的电压和电流波形
Fig.16 The voltage and current waveforms of S1 and S2 realize ZVS

从图 15 可以看出，电流由正向切换为负向时会有个短暂的硬切换状态，切换时间小于 30ms。观察开关管 S1 和 S2 两端的电压和电流波形，可观察到软开关现象。在 S1 的导通信号作用于 S1 之前，S1 两端的电压已降至零，同样，在 S2 的导通信号作用于 S2 之前，S2 两端的电压已降至零，S1，S2 均实现了零电压开通，相关波形如图 16 所示。在图中，IS1 和 IS2 分别是流经开关管 S1、S2 及其反并联二极管和结电容的电流。

5.2 谷电流影响

图 17 展示了选择不同的谷值电流对抵消电流不平衡的有效性。显然，当输出电流和缓冲电容保持不变，随着谷值电流的增加，电流不平衡会急剧增加，因此，低的谷值电流在平衡多相电流方面非常有效。

5.3 变换器效率对比

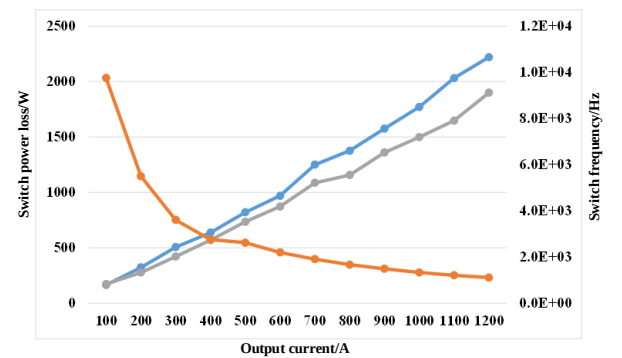


图 18 开关损耗和开关频率随输出电流变化趋势图
Fig.18 Trend chart of switching loss and switching frequency with output current

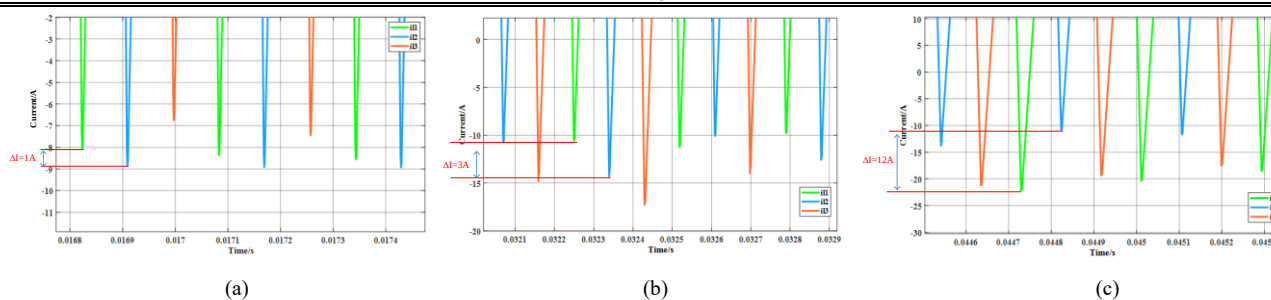


图 17 当输出电流 $I_{all}=300A$ ，谷电流取(a) 10A (b)15A (c)20A 时每相电感电流

Fig.17 when $I_{all}=300A$, each phase inductor current vary with the valley current in (a) 10A. (b)15A. (c)20A

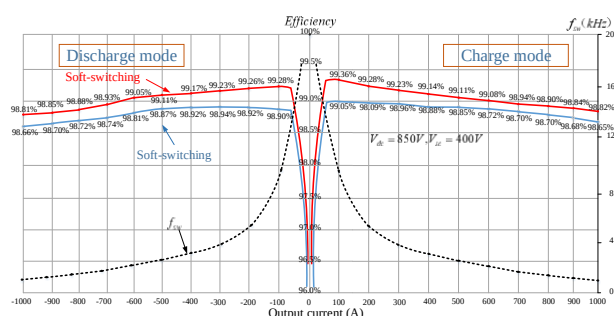


图 19 不同拓扑下效率随输出电流的变化趋势图

Fig.19 The efficiency of the two control methods vary with the output current

从图 18 可以看出，随着输出电流的增加，开关频率不断降低，二者成反比关系，每个输出电流值对应的功率损耗和相应的开关频率值都可以从图 18 中查到，当输出电流为 100A 时，开关频率为 9.76kHz，而当输出电流为 1200A 时，开关频率为 1.11kHz。

基于损耗模型，计算得出的采用传统 PI 控制的硬开关拓扑和采用变频控制的软开关拓扑的效率曲线如图 19 所示。比较图中曲线可知，大功率三相交错半桥变换器应用软开关与应用硬开关相比，效率有了一定的提高。

6 结论

本文简要分析了双向半桥拓扑在城市轨道交通地面储能中的应用，并提出了地面式储能系统 500kW 功率下硬开关拓扑的改进方案。在现有论文的基础上，设计了软开关拓扑的参数，针对储能装置的功能，改进了近临界导通变频控制策略，使其适用于城市轨道交通储能领域。在这种闭环控制策略下，超级电容可以稳定地充电和放电。通过仿真发现，这种拓扑结构具有稳定变电站直流母线电压的作用，其动态性能更好，响应时间单位为 ms，可以减

少开关损耗并实现高功率密度和高效率，很好地维持并定量增强抵消电流不平衡的效果。因此，这种类型的变换器是城市轨道交通储能领域中双向 DC-DC 转换器的理想选择。

参考文献

- [1] 许爱国. 城市轨道交通再生制动能量利用技术研究[D]. 南京航空航天大学,2009.
- [2] 许海平. 大功率双向 DC-DC 变换器拓扑结构及其分析理论研究[D].中国科学院研究生院(电工研究所),2005.
- [3] 赵川红,徐德鸿,范海峰,陈刚.PWM 加相移控制的双向 DC/DC 变换器[J].中国电机工程学报,2003(10):72-77.
- [4] 陈刚. 软开关双向 DC-DC 变换器的研究[D].浙江大学,2001.
- [5] 夏欢,杨中平,杨志鸿,林飞,李旭阳.基于列车运行状态的城轨超级电容储能装置控制策略[J].电工技术学报,2017,32(21):16-23.
- [6] J. Kim, S. Park, Y. Kim, Y. Jung and C. Won, "High-efficiency bidirectional soft switching DC-DC converter," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 2905-2911.
- [7] L. Jiang, C. C. Mi, S. Li, M. Zhang, X. Zhang, and C. Yin, "A novel soft-switching bidirectional dc-dc converter with coupled inductors," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 6, pp. 2730-2740, Nov./Dec. 2013
- [8] J. Zhang, J.-S. Lai, R. young Kim, and W. Y u, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.
- [9] O. Garcia, P. Zumel, A. de Castro, and A. Cobos, "Automotive DC-DC bidirectional converter made with many interleaved buck stages," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 3, pp. 578-586, May 2006.
- [10] J.-B. Baek, W.-I. Choi, and B.-H. Cho, "Digital adaptive frequency modulation for bidirectional DC-DC converter," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 60, no. 11, pp. 5167-5176, Nov. 2013.
- [11] T. Konjedic, L. Korosec, and M. Truntic, "DCM-based

- zero-voltage switching control of a bidirectional DC-DC converter with variable switching Frequency," IEEE Trans. Power Electron., vol. 31, no. 4, pp. 3273-3288, Apr. 2016.
- [12] B. Eckardt, A. Hofmann, S. Zeltner, and M. Maerz, "Automotive power-train DC/DC converter with 25 kW/dm³ by using SiC diodes," in Proc. 4th Int. Conf. Integr. Power Syst., Jun. 2006, pp. 1-6.
- [13] Y. Zhang, X. Cheng, C. Yin and S. Cheng, "A Soft-Switching Bidirectional DC-DC Converter for the Battery Super-Capacitor Hybrid Energy Storage System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 65, no. 10, pp. 7856-7865, Oct. 2018.
- [14] Z. Yao and S. Lu, "A Simple Approach to Enhance the Effectiveness of Passive Currents Balancing in an Interleaved Multiphase Bidirectional DC-DC Converter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 8, pp. 7242-7255, Aug. 2019.
- [15] GBT 36287-2018
- [16] Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Applications, Analysis, and Design from Theory to Practice (Wiley - IEEE) 2013-10-25 Petar J. Grbovic
- [17] 景巍. 大功率三电平变频器功率器件损耗研究[D]. 中国矿业大学, 2011.
- [18] 杨德刚, 赵良炳. 软开关技术回顾与展望[J]. 电力电子技术, 1998(02):3-5.
- [19] 胡斌, 杨中平, 黄先进, 史京金, 赵炜. 用于超级电容储能系统的三电平双向直流变换器及其控制[J]. 电工技术学报, 2015, 30(08):83-89.
- [20] J. Abu-Qahouq, H. Mao, and I. Batarseh, "Multiphase voltage-mode hysteretic controlled DC-DC converter with novel current sharing," IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 6, pp. 1397-1407, Nov. 2004.
- [21] S. Chae, Y. Song, S. Park, and H. Jeong, "Digital current sharing method for parallel interleaved DC-DC converters using input ripple voltage," IEEE Trans. Ind. Inf., vol. 8, no. 3, pp. 536-544, Aug. 2012.
- [22] H. Bae, J. Lee, J. Yang, and B. H. Cho, "Digital resistive current (DRC) control for the parallel interleaved DC-DC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2465-2476, Sep. 2008.
- [23] F. Forest et al., "Optimization of the Supply Voltage System in Interleaved Converters Using Intercell Transformers," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 3, pp. 934-942, May 2007.
- [24] E. Laboure, A. Cuniere, T. A. Meynard, F. Forest and E. Sarraute, "A Theoretical Approach to Intercell Transformers, Application to Interleaved Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 1, pp. 464-474, Jan. 2008.
- [25] X. Ruan, B. Li, Q. Chen, S. Tan and C. K. Tse,

"Fundamental Considerations of Three-Level DC-DC Converters: Topologies, Analyses, and Control," in IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 11, pp. 3733-3743, Dec. 2008.

作者简介:



兰笠夫

兰笠夫 (1997), 男, 硕士研究生, 主要从事 DC-DC 变换器及其控制的研究; 896436293@qq.com

林飞 (1975), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向包括牵引变流器和电机驱动, 轨道交通的能量管理技术以及基于电力电子设备的数字控制技术;

刘宇嫣 (1993), 女, 博士研究生 研究方向为城轨地面储能系统能量管理技术;

吴晓波 (1988), 男, 硕士研究生, 研究方向为: 能源与动力系统优化、牵引供电系统能效研究;

金泰木 (1970), 男, 高级工程师, 研究方向为: 牵引供电系统能效研究。