

基于无线电能传输系统的宽范围直流变换器特性分析

陈耀羽, 杨中平, 林飞, 王义, 耿宇宇, 孙湖

(北京交通大学电气工程学院, 北京市 海淀区, 100044)

Rectification loss and system stability analysis of radio energy transmission technology

CHEN YAOYU, YANG ZHONGPING, LINFEI, WANGYI, GENG YUYU, SUN HU

(School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing, 100044)

ABSTRACT: The alternating current obtained by the secondary side coil of the Wireless Power Transfer (WPT) system is rectified to direct current, and then the power is supplied to the load through the DC/DC converter. A DC/DC converter with a four-switch Buck-Boost (FSBB) converter enables a wide input voltage range and bidirectional flow of energy. However, due to the numbers of switching tubes, the FSBB converter has a complicated control mode, which is easy to cause an unstable output voltage, and a hard switch causes a large system loss. This paper first analyzes the mode switching mode of the four-switch Buck-Boost converter and optimizes it to avoid the adverse effects of mode switching on the stability of the wireless energy transmission system. Secondly, considering the non-ideal device, the soft-switching is realized by changing the waveform of the inductor current, and the influence of the phase shift angle on the magnitude of the inductor current is analyzed, so that the soft-switching is realized while reducing the conduction loss as much as possible. Finally, the possibility of soft switching implementation and improvement of efficiency at 7.7 kW was verified by simulation.

KEYWORDS: WPT; soft switching, Buck-Boost

摘要: 无线电能传输(WPT)的副边线圈得到的交流电经过整流后变为直流电,然后再经过DC/DC变换器给负载供电。采用四开关Buck-Boost(FSBB)变换器的DC/DC变换器可以实现更宽的输入电压范围以及能量的双向流动。但是FSBB变换器因其开关管数量较多,存在着控制模式复杂,容易造成输出电压不稳定,以及硬开关损耗大的问题。本文首先分析了四开关Buck-Boost变换器不同的模式切换方式,并对三模式调制进行了优化,避免了模式切换对无线电能传输系统稳定性造成的不利影响。然后在考虑非理想器件的情况下,通过改变电感电流的波

形,进而实现软开关,并分析了移相角对电感电流大小的影响,使得在实现软开关减小开关损耗的同时尽可能减小导通损耗。最后通过仿真验证了在7.7kW下软开关的实现以及对效率的提升。

关键词: 无线电能传输 软开关 升降压变换器

1 引言

无线电能传输技术因其便捷性,对环境适应性强等优点应用越来越广泛。无线电能传输技术应用在城市轨道交通中,可以使城市更加美观,同时轨道交通车辆的运行可以不受受电弓的制约,保障了城市轨道交通的稳定运行。

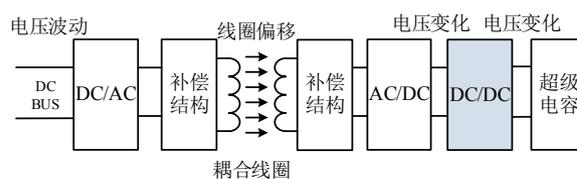


图1 无线电能传输系统结构图

图1为应用在有轨电车中的无线电能传输系统结构图。超级电容因其容量大等优点被作为无线电能传输的负载。充电阶段,无线电能传输系统通过DC/DC变换器给车载超级电容充电。放电阶段,超级电容作为电源通过DC/DC电路给电机供电,进而驱动有轨电车。但是考虑到直流侧母线电压波动以及无线充电时耦合线圈的偏移会造成DC/DC输入端电压变化范围较大,同时超级电容因其剩余容量的变化,端电压也有较大的变化范围,因此该DC/DC电路适合采用既能够升压又

能够降压的直流变换器^[1]。

表 1 不同 DC/DC 变换器的对比

DC/DC 变换器	功率器件电压应力	开关管/二极管数量	能量传递方向	输入输出电压极性
Buck-Boost	$V_{in}+V_{out}$	1/1	单向	相反
Cuk	$V_{in}+V_{out}$	1/1	单向	相反
Zeta	$V_{in}+V_{out}$	1/1	单向	相同
Sepic	$V_{in}+V_{out}$	1/1	单向	相同
双管 Buck-Boost	V_{in} 或 V_{out}	2/2	单向	相同
四管 Buck-Boost	V_{in} 或 V_{out}	4/0	双向	相同

表 1 展示了几种常见的具有升降压功能变换器特性的对比。

通过比较分析发现,四开关 Buck-Boost 变换器不仅具有升降压功能,可以实现能量的双向流动,还具有功率器件电压应力低、无源元件少以及输入输出同极性等优点,适用于输入电压范围较宽的应用场合。但是四开关 Buck-Boost 变换器控制策略相对复杂,需要区分变换器的工作方式,存在很难实现全部开关管的软开关的缺陷,影响了变换器的效率,因此需要对这些方面进行分析。

对于四开关 Buck-Boost 变换器的控制问题,文献[2]分析了单模式调制和两模式调制在四开关 Buck-Boost 变换器中的优缺点,但是没有解决两模式控制时会出现的占空比丢失的问题。文献[3]分析了双向能量流动下的两模式控制方法,但是没有对开关器件的软开关进行分析。文献[4]主要通过电感电流波形分析了不同的开关控制方法,并且考虑了软开关,但是对模式切换的稳定性方面分析不足。文献[5]提出了一种软开关的实现方法,但是软开关的实现会增大电感电流的均方根值,会影响系统的导通损耗,该文献没有考虑电感电流对系统损耗的影响。

本文采用四开关 Buck-Boost 变换器,阐述了 FSBB 变换器的工作原理,增益特性等;对 FSBB 变换器的控制方法进行研究,并提出了一种四开关 Buck-Boost 变换器的模式切换方法,可以提高系统输出端的稳定性。在 Buck-Boost 模式工作时,针对电感电流过大的问题,对一种新型开关控制时序中的电感电流进行分析,通过改变控制时序中移相角的大小,在不提高电感电流均方根值的基础上,通过增大电感电流纹波的方法,使电感电流出现负值,进而实现所有开关管的零电压开

通。最后通过仿真,验证了零电压开通方法的有效性和对效率提升的帮助。

2 四开关 Buck-Boost 变换器拓扑分析

图 2 为一种四开关 Buck-Boost 变换器原理图。其中 V_{in} 为输入电压, V_{out} 为输出电压,输入电流大小为 I_{in} , 输出电流大小为 I_o , C_{1-4} 为开关管的寄生电容, D_{1-4} 为开关管反并联二极管, I_L 为电感电流大小。 C_{out} 为输出端支撑电容, C_{in} 为输入端支撑电容。该变换器可以工作在三种不同的状态,即 Buck 模式, Boost 模式以及 Buck-Boost 模式。电路工作在 Buck 模式时,开关管 S_1 和 S_2 互补导通, S_3 常开, S_4 常闭。电路工作在 Boost 模式时,开关管 S_1 常开, S_2 常闭, S_3 和 S_4 互补导通。电路工作在 Buck-Boost 模式时,常用的控制策略是开关 S_1 和 S_4 同时导通,开关 S_2 和 S_3 同时导通,这两组开关管互补导通。

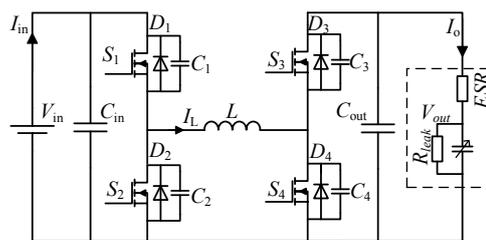


图 2 四开关 Buck-Boost 变换器原理图

无论该变换器工作在哪种模式,开关管 S_1 和 S_2 总是互补导通的,可以看作一个 Buck 单元,占空比为 D_{S1} ;开关管 S_3 和 S_4 总是互补导通的,可以看作一个 Boost 单元,占空比为 D_{S4} 。

根据图 1 中的电路,考虑电感的内阻 R_L 列写 FSBB 变换器的状态方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{out} \\ \dot{I}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_{out}R_{out}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_L}{L} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot V_{in} D_{S1} \quad (1) \\ + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_{out}} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{in} \\ I_L \end{bmatrix} \cdot (1-D_{S4})$$

式中 D_{S1} 和 D_{S4} 可以单独控制,不相互受到影响。计算可以得到输出电压增益 M 表达式:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_{S1}(1-D_{S4})}{(1-D_{S4})^2 + \frac{R_L}{R_{out}}} \quad (2)$$

忽略 R_L 可以得到:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_{S1}}{1-D_{S4}} = \frac{D_{S1}}{D_{S3}} \quad (3)$$

3 FSBB 变换器的模式切换

四开关 Buck-Boost 变换器既可以工作在 Buck 模式, Boost 模式, 以及 Buck-Boost 模式。应对三种模式分别进行分析, 在对应的输出电压要求下选择最合适的工作模式。

3.1 单模式与两模式调制

传统四开关 Buck-Boost 变换器的调制模式分为单模式调制与两模式调制。单模式调制即不考虑输入电压与输出电压的大小, 一律工作在 Buck-Boost 模式。两模式调制即变换器根据输入电压与输出电压的关系, 分别工作在 Buck 模式或者 Boost 模式。

两模式调制中, 当变换器工作在 Buck 模式时 (输入电压 V_{in} 大于输出电压 V_{out}), S_3 处于常开状态, S_4 处于常闭状态, 只有 S_1 和 S_2 处于高频开关状态^[3]。

此时电感电流的平均值为

$$I_{L-av} = I_o \quad (Buck) \quad (4)$$

电感电流有效值为

$$I_{L-rms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{1}{12} \left[\frac{V_{out}(1-D_{S1})}{L \cdot f_s} \right]^2} \quad (Buck) \quad (5)$$

当变换器工作在 Boost 模式时 (输入电压 V_{in} 小于输出电压 V_{out}), 与 Buck 状态类似, S_1 处于常开状态, S_2 处于常闭状态, 只有 S_3 和 S_4 处于高频开关状态。

此时电感电流的平均值为

$$I_{L-av} = \frac{I_o}{1-D_{S4}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_o \quad (Boost) \quad (6)$$

电感电流有效值为

$$I_{L-rms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1-D_{S4}} \right)^2 + \frac{1}{12} \left[\frac{V_{out} D_{S4} (1-D_{S4})}{L \cdot f_s} \right]^2} \quad (Boost) \quad (7)$$

当变换器工作在单模式, 即 Buck-Boost 模式时, 此时对管同开同关, 即 $D_{S1}=1-D_{S2}=D_{S4}=1-D_{S3}$, 四个开关管都处于高频开关状态。

此时电感电流的平均值为

$$I_{L-av} = \frac{I_o}{1-D_{S1}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot I_o + I_o \quad (Buck-Boost) \quad (8)$$

电感电流有效值为

$$I_{L-rms} = \sqrt{\left(\frac{I_o}{1-D_{S1}} \right)^2 + \frac{1}{12} \left[\frac{V_{out}(1-D_{S1})}{L \cdot f_s} \right]^2} \quad (Buck-Boost) \quad (9)$$

显然, 工作在两模式时, 无论是电感电流平均值还是电感电流有效值都更小, 这样系统的导通损耗也更少。同时, 当电路工作在 Buck-Boost 模式时, 如果工作在硬开关状态, 那么四个开关管的开关损耗就会很大, 严重影响系统效率。因此, 需要让变换器尽可能的工作在 Buck 模式或者 Boost 模式。但是, 如果变换器采用两模式调制, 当输入电压值在输出电压值附近波动时, 会出现模式的频繁切换以及脉冲丢失的问题, 这样会使得输出电压不稳定^[6]。

3.2 带电压滞环的三模式调制

如图 3 所示, 为解决两模式中模式切换不稳定的问题, 将输入电压从 $U_{out}-\Delta U_L$ 和 $U_{out}+\Delta U_L$ 分为三个区间, 系统根据输入电压大小在三个不同的区间由小到大分别工作在 Boost 模式、Buck-Boost 以及 Buck 模式^[5]。同时为了防止变换器在不同工作模式下的频繁切换, 在模式切换点增加一个大小为 ΔU_z 的电压滞环。

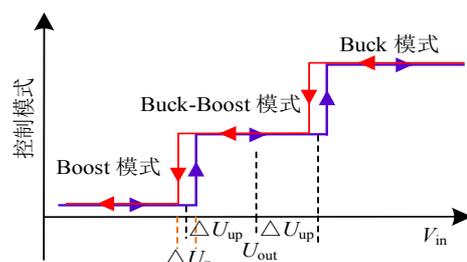


图 3 四开关 Buck-Boost 变换器原理图

在这种模式切换策略下, 四开关 Buck-Boost 变换器共有两个自由度, 分别为 D_{S1} 和 D_{S3} 。但是只有当开关管 S_1 和 S_3 同时导通时, 才可以实现直接的能量途径, 能达到更高的效率^[7]。因此 S_1 和 S_3 的占空比都应该尽可能大。考虑到开关管工作的最佳占空比为 0.1 到 0.9, 并根据电压增益的表达式, 可以令开关管 S_3 的占空比 $D_{S3}=0.81$ 为一固定值, 通过调节开关管 S_1 的占空比来实现在

Buck-Boost 模式下, 变换器电压增益的调节。Buck 模式或者 Boost 时, 当主开关管的占空比达到 0.9, 则切换到 Buck-Boost 模式。电压滞环 $\square U_z$ 的确定应考虑到传感器的精度以及输出电压大小等因素。

4 FSBP 变换器软开关技术

实现全部开关管的软开关有助于实现变换器的高效率。在开关动作前使开关管的开通电压先降到零, 关断前电流先降到零, 就可以消除开关过程中电压、电流的重叠, 从而大大减小甚至消除开关损耗^[8]。

4.1 软开关技术的实现

当电感电流 i_L 恒大于 0 时, 只能实现对开关管 S_2 和 S_3 上的寄生电容进行放电, 从而能够实现开关管 S_2 和 S_3 的零电压开通, 但是不能实现 S_1 和 S_4 的零电压开通。当开关管 S_1 和 S_4 开通时, 若通过控制使流过电感 L 的电流值为负, 则也能够将开关管 S_1 和 S_4 上的寄生电容进行放电, 从而实现开关管 S_1 和 S_4 的软开关^[9]。

因此, 可以通过增大电流纹波率, 使在开关管 S_1 和 S_4 开通时电感电流值为负。

图 4 和图 5 分别为 Buck 模式和 Boost 模式, Buck-Boost 模式软开关条件下开关导通时序以及电感电流波形。

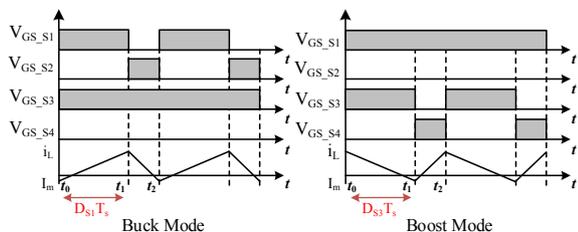


图 4 Buck 模式和 Boost 模式下的开关状态图

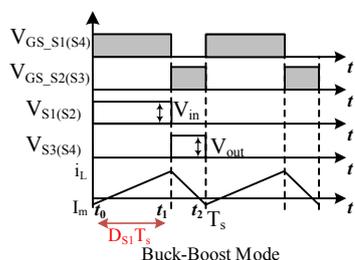


图 5 Buck-Boost 模式下的开关状态图

由公式 1 可得 Buck-Boost 模式对管同开同关控制下电感电流的平均值为输出电流的两倍, 若再使电感电流纹波增大使电感电流出现负值, 则

此时电感电流的最大值几乎为输出电流大小的四倍, 有效值为输出电流大小的 2.3 倍, 这严重增大了系统的导通损耗。

4.2 Buck-Boost 模式软开关条件的开关导通时序

基于上述要求, 提出了如图 5 所示的开关导通时序, 其中, 设开关管 S_1 和 S_3 的开通角度差为移相角 δ 。

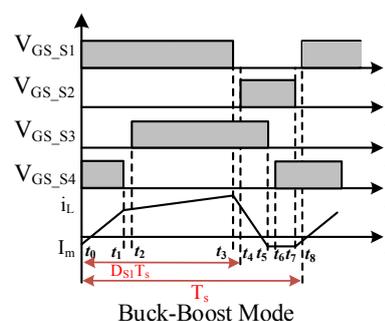


图 6 增加移相角的开关状态时序图

在 $(t_1 \sim t_2)$ 和 $(t_3 \sim t_4)$ 两个死区时间内, 电感电流为正, 可以对开关管 S_2 和 S_3 的寄生电容进行放电, 寄生电容完全放电后, 开关管的体二极管导通。在 $(t_5 \sim t_6)$ 和 $(t_7 \sim t_8)$ 两个死区时间内, 电感电流为负, 可以对开关管 S_1 和 S_4 的寄生电容进行放电, 寄生电容完全放电后, 开关管的体二极管导通。因此可以在整个周期内实现四个开关管的零电压开通^[10]。

计算得电感电流的平均值:

$$I_{L-av} = \left(I_c - \frac{V_{out}}{2f \cdot L} [(D_{S3} - D_{S1}) + \delta] \right) (D_{S4} - \delta) + I_{in} + I_c \cdot [(D_{S3} - D_{S1}) + \delta] \quad (10)$$

其中电感电流在 $t_1 \sim t_3$ 时刻的平均值 I_c 为

$$I_c = \frac{I_o + \frac{V_{in}}{2f \cdot L} \cdot \delta (D_{S1} - \delta)}{D_{S3}} \quad (11)$$

电感电流的均方根值为:

$$I_{L-rms} = \frac{T}{L} \sqrt{\frac{1}{3} \left[V_{in}^2 \delta^3 A + \left(\frac{1}{A} D_{S1} + \delta \right)^3 V_{out}^2 A + V_{out}^2 (D_{S3} + D_{S1} - \delta) \right]} \quad (12)$$

其中,

$$A = \frac{D_{S3} - D_{S1}}{D_{S1}}, \quad D_{S3} = 0.81 \quad (13)$$

由公式(12)可以看出, 电感电流均方根值是

关于移相角 δ 的高次函数, 因此移相角 δ 存在最优值, 使得电感电流的平均值最小。实际应用中, 当电感电流环流时间较小且不为 0 时, 电感电流均方根值接近最优值。当移相角 $\delta=0.1$ 时, 仿真得电感电流均方根值仅为负载电流的 1.15 倍。

4.3 软开关条件

在整个输入电压范围内, 电感电流的大小在不同阶段应该满足:

$$\begin{cases} i_{t1}, i_{t3} \geq \Delta I_{ZVS} \\ i_{t5}, i_{t7} \leq -\Delta I_{ZVS} = I_m \end{cases} \quad (14)$$

式中, ΔI_{ZVS} 为开关管能够实现 ZVS 开通所需要的最小电流。

$$\Delta I_{ZVS} = \frac{2 \max(V_{in}, V_{out}) C_{ds}}{t_{dead}} = 0.8A \quad (15)$$

因此应满足:

$$I_m = I_{L-av} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (16)$$

最终通过改变频率的方式使电感电流在 t_0 和 t_3 时刻有能够实现软开关的大小 I_m 。

在 buck 模式以及 Boost 模式下, 电感电流出现负值 I_m 的临界频率为:

$$f_c = \begin{cases} \frac{V_{out}(1-D_{S1})}{2L \cdot (I_0 - I_m)} & (Buck) \\ \frac{V_{out} D_{S4}(1-D_{S4})^2}{2L \cdot (I_0 - I_m)} & (Boost) \end{cases} \quad (17)$$

在 Buck-Boost 模式下, 电感电流出现负值 I_m 的临界频率为

$$f_c = \frac{V_{in} D_a D_b - V_{out} D_c D_{S3}}{2L(D_{S3} I_m - I_{out})} \quad (18)$$

其中, $D_a = \delta$, $D_b = D_{S1} - \delta$, $D_c = D_{S3} - D_b$ 。

5 仿真分析

表 2 仿真参数

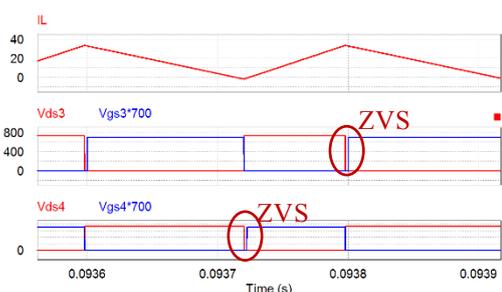
输入电压 (V_{in})	450V, 700V, 800V, 900V
输出电压 (V_{out})	750V
输出功率 P_{out}	7.5kW
电感值 (L)	1.1mH
寄生电容 C_{ds}	100pF
死区时 (t_{dead})	200ns
预设反向电流大小 (I_m)	-1A

表 2 为仿真中参数的选择。四种不同输入电压下的仿真都是基于表中参数。表 3 为四种电压

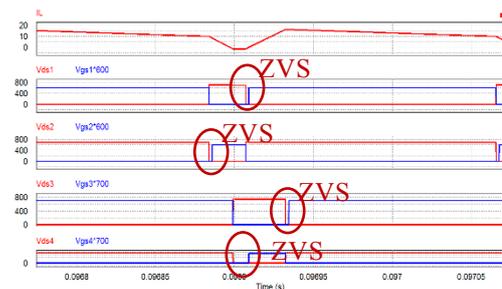
下经过公式(17)和公式(18)得到的系统工作频率 f 的大小以及经过仿真得到的反向电感电流 I_m 大小。

表 3 工作频率和反向电感电流大小

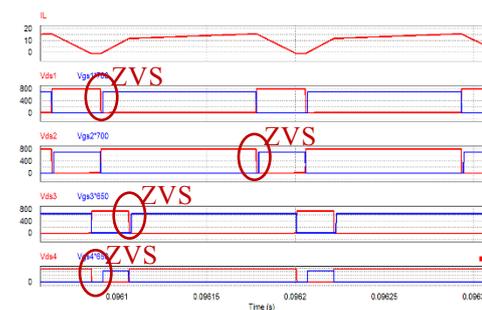
输入电压 (V_{in})	系统工作频率 f	反向电感电流 I_m
450V	5120Hz	-1.1A
700V	5600Hz	-1.2A
800V	8750Hz	-0.9A
900V	5380Hz	-0.9A



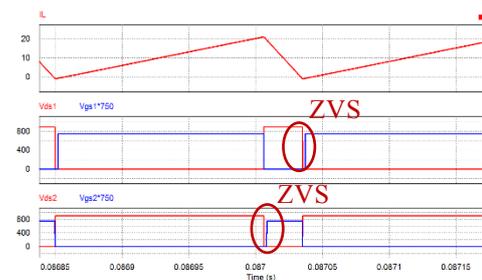
(a) $V_{in}=450V$



(b) $V_{in}=700V$



(c) $V_{in}=800V$



(d) $V_{in}=900V$

图 7 不同输入电压下的仿真结果

图7为四种不同输入电压下,电感电流波形以及开关管栅源极电压(波形大小增大了40倍)和漏源极电压波形。图8为在三种工作状态下采用了带移相角的ZVS方法与硬开关方法系统效率的对比。

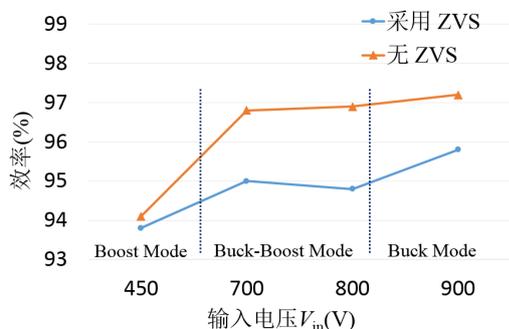


图8 系统效率的对比

由图7和图8可以看出,采用了带移相角的零电压开通方法的四开关Buck-Boost变换器在三种工作状态下都能够实现零电压开通。并且在三种不同工作状态都可以实现对系统整体效率的提升。

6 总结

本文中无线电能传输系统副边DC/DC电路采用四开关Buck-Boost(FSBB)变换器。针对FSBB变换器的模式切换会造成输出电压不稳定的问题,采用了带电压滞环的三模式控制策略。该控制策略下可以在整个输入电压范围内保持较小的电感电流,并且减小了模式切换对系统稳定性造成的不利影响。针对FSBB变换器开关管数量多,开关损耗大的问题,通过增大电感电流纹波,使电感电流在特定时间产生负值即可让所有开关实现软开关。考虑到传统控制方式下Buck-Boost模式采用软开关后电感电流均方根值过大的问题,采用了新的开关导通时序,大大降低了电感电流的

有效值,减少了因电感电流纹波增大而产生的额外损耗。通过控制系统工作频率以及移相角的大小,使电感的反向电流保持在能够实现软开关的范围内,并使电感电流有效值保持在最小,因此能够使整个无线电能传输系统保持高效。最后通过仿真验证了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 刘亚飞. 同相 Buck-Boost 双向变换器控制策略研究 [D].燕山大学,2018.
- [2] W. R. Liou M. L. Yeh Y. L. Kuo "A high efficiency dual-mode buck converter IC for portable applications" IEEE Trans. Power Electron. vol. 23 no. 2 pp. 667-677 Mar. 2008.
- [3] 任小永,阮新波,李明秋,钱海,陈乾宏. 双沿调制的四开关 Buck-Boost 变换器 [J]. 中国电机工程学报,2009,29(12):16-23.
- [4] 段宣祥,贺明智,张立伟. 移相全桥变换器占空比丢失问题的研究[J]. 电力电子技术,2012,46(04):26-28.
- [5] 李山,宋立风,章治国. 四开关 Buck-Boost 变换器的三模式控制方法研究[J]. 电源学报,2019,17(03):111-119.
- [6] 节帅. 高效率非隔离四开关 Buck-Boost 变换器的研究与设计[D]. 西南交通大学,2018.
- [7] 刘树峰. 宽输入范围 DC/DC 变换器及其效率提升方法研究[D]. 哈尔滨工业大学,2017.
- [8] 周宗杰. 四开关 Buck-Boost 变换器 ZVS 控制策略研究[D]. 浙江大学,2019.
- [9] H.Dong Kim Byoung K. Lee "An Enhanced Control Algorithm for Improving the Light-Load Efficiency of Noninverting Synchronous Buck-Boost Converters" IEEE Trans. Power Electron. vol. 31 no. 5 pp. 948-955 Dec. 2016.
- [10] 宋立风. 基于变拓扑结构的超宽增益比高效直流变换器研究与设计[D]. 重庆理工大学,2018.

作者简介: 陈耀羽(1996), 男, 工学硕士, 主要从事无线电能传输的研究工作, 18126076@bjtu.edu.cn