

应用于电动汽车辅助动力系统的软开关 双向DC/DC变换器磁集成设计

刘伟, 董纪清

福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108

摘要: 双向DC/DC变换器是电动汽车辅助动力系统中实现能量双向流动的重要装置。为了减小变换器的损耗以及提高其传输效率等实际问题, 提出了将交错并联双向 DC/DC 变换器进行磁集成与实现软开关相结合的方法。首先, 以两相交错并联磁集成双向DC/DC变换器为研究实例, 分析了当变换器分别运行在两相电感时的四种工作状态。在每种工作状态下, 分别讨论推导了结合死区时间电感电流变化时的等效电感, 通过等效电感分析了输出稳态纹波与动态响应和集成电感耦合系数的关系, 并给出了设计方法, 从而总结出了在磁集成基础上实现软开关的条件。最后, 通过仿真进一步。

关键词: 双向DC/DC变换器, 交错并联, 磁集成, 软开关

Magnetic integration design of soft switching bidirectional DC/DC converter applied to electric vehicle auxiliary power systems

ZHANG YU CHAO, WANG JING HUI, CHEN WEI

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350000

Abstract: Bidirectional DC/DC converter is an important device to realize bidirectional energy flow in electric vehicle auxiliary power system. In order to reduce the loss of the converter and improve the transmission efficiency, a method of combining the interleaved parallel bidirectional DC/DC converter with the soft switch is proposed. First, the two intersecting parallel magnetic integrated bidirectional DC/DC converter is studied as an example. The four operating states of the converter when the two phase inductors are operated respectively are analyzed. In each working state, the equivalent inductor combined with the change of the dead time inductance current is discussed, and the relationship between the output steady state ripple and the dynamic response and the integrated inductance coupling coefficient is analyzed by the equivalent inductor, and the design method is given, and the conditions for realizing the soft switch on the basis of the magnetic integration are summarized. Finally, the correctness of the theoretical analysis is further verified by simulation.

Keywords: Bidirectional DC/DC converter, Interleave, Magnetic integration, Soft switch

基金项目: 福建省自然科学基金项目(2018J01756)。

Project Supported by Natural Science Foundation of Fujian Province(2018J01756).

1 引言

近年来, 能源紧张和气候变化使具有节能环保优势的电动汽车受到了全球的关注^[1-2]。双向 DC/DC 变换器担负着能量双向传输的任务, 因为交错并联技术并不会减小每一路的电感电流纹波, 因此磁性元件在体积上会有明显的增加, 从而增加了变换器的体积、重量和成本^[3]。磁性元件是 DC/DC 变换器的关键部件之一, 其对 DC/DC 变换器工作效率、功率密度、电流纹波、动态响应速度具有重要的影响^[4]。文献^[5]中双向 DC/DC 变换器采用交错并联技术, 虽然具有电压变比高, 输入输出电流纹波小的特点, 但单路电感的纹波并未减小, 电感体积较大。同样, 双向 DC/DC 变换器在具有体积小、重量轻的特点的同时, 也要有较高的传输效率, 最直接的途径就是提高开关频率, 而开关频率的变化与开关损耗是成正比的, 因此应用软开关技术能在提高开关频率的同时有效地解决电路中的开关损耗问题, 保证变换器更加稳定高效。文献^[6]在传统的全桥变换器中加入与滞后臂并联的有源辅助网络, 在全负载范围内实现 ZVS, 但引入的辅助电路较为复杂, 控制方式繁琐。

针对传统双向 DC/DC 变换器存在的问题, 本文采用了交错并联磁集成软开关技术, 使得变换器具有输入输出电流纹波小, 开关管电压应力小, 暂态响应速度快, 实现开关管的 ZVS 导通, 减小磁性元件体积和数量等优点。

2 双向 DC/DC 变换器交错并联磁集成软开关工作模式分析

2.1 工作模式

两相交错并联磁集成双向 DC/DC 半桥变换器的电路如图 1 所示, 电路以 BUCK 工作模式为例, 如图 2、图 3 所示, G_{U1} 和 G_{U2} 分别为第一相上管和下管的触发脉冲, V_1 和 V_2 分别为一个周期内上下开关管承受的电压, I_{L1} 为

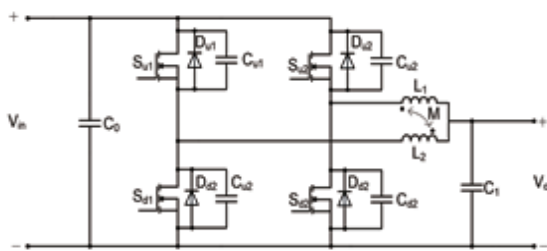


图 1 两相交错并联磁集成双向 DC/DC 半桥变换器

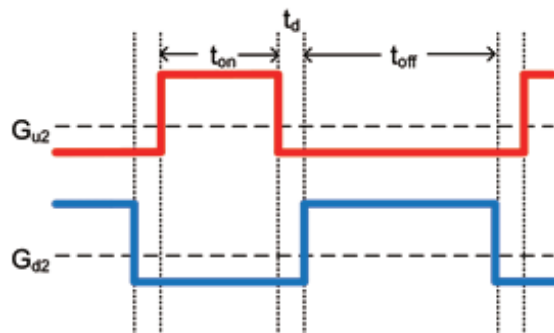


图 2 上下管触发脉冲波形

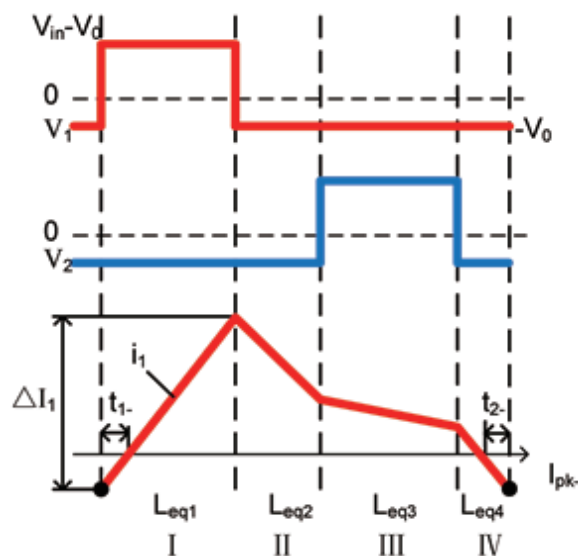


图 3 四个模式下的工作波形

流过 L_1 上的电流。变换器的四个模式如图所示, L_{eq1-4} 分别为四个模式下的等效电感, ΔI 为 I_{L1} 的电流纹波。

图 1 中, 变换器中的电感 L_1 、 L_2 反向耦合, 两路电路以 180° 的相位差交替工作。根据两相电感绕组的电压方程为:

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ v_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

其中, M 为电感 L_1 、 L_2 之间的耦合电感, 且对于反向耦合, 有 $M < 0$ 。

电感 L_1 、 L_2 两端的电压 V_1 、 V_2 的波形如图 5 所示。电路稳定工作时, 在一个开关周期内电感的伏秒积平衡,

则有：

$$D \cdot v_m = (1-D) \cdot v_o \quad (2)$$

两路半桥电路具有相同的电路参数， $L_1=L_2=L$ ，以一路为例，分析其在不同的工作模式下的等效电感。

(1) 模态一 $[t_0-t_1]$: D_{u1} 、 S_{u1} 导通，电感 L_1 上的电压为 $v_1=v_{in}-v_o$ ，结合式 (2)，代入式 (1) 可得：

$$v_1 = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{1-D}M} \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L_{eq1} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{1-D}M} \quad (3)$$

(2) 模态二 $[t_1-t_2]$ 与模态四 $[t_3-t_4]$: S_{u1} 、 S_{d1} 关断， C_{u1} 、 C_{d1} 导通， L_1 上的电压为 $v_1 = -v_o$ ，代入式 (1) 可得：

$$v_1 = (L + M) \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L_{eq2} = L_{eq4} = L + M \quad (4)$$

(3) 模态三 $[t_2-t_3]$: S_{d1} 、 V_{d1} 导通， L_1 上的电压分别为 $v_1 = -v_o$ ，结合式 (2)，代入式 (1) 可得：

$$v_1 = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{1-D}{D}M} \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow L_{eq3} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{1-D}{D}M} \quad (5)$$

在一个开关周期 t_0-t_4 内其等效电感的表达式如下：

$$L_{eq1} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{D}{1-D}M} = \frac{1 - \alpha^2}{1 - \frac{D}{1-D} \cdot \alpha} \cdot L \quad (6)$$

$$L_{eq2} = L + M = (1 + \alpha) \cdot L \quad (7)$$

$$L_{eq3} = \frac{L^2 - M^2}{L + \frac{1-D}{D}M} = \frac{1 - \alpha^2}{1 + \frac{1-D}{D} \cdot \alpha} \cdot L \quad (8)$$

$$L_{eq4} = L + M = (1 + \alpha) \cdot L \quad (9)$$

其中，耦合系数 $\alpha=M/L$ 。反向耦合磁集成互感 $M<0$ ，且 $-L<M<0$ 。

由上式可以得到变换器 L_1 的电流纹波 ΔI 为

$$\Delta I = \frac{DU_1}{L_{eq1}f_s} = \frac{DU_1}{L_{ss}f_s} \quad (10)$$

2.2 交错并联磁集成软开关的实现

变换器的 ZVS 实现过程如图 4 所示，在 t_3-t_4 的死区时段，上下两个开关管均断开，电感 L_1 上的电流反向， C_{u1} 放电， C_{d1} 充电，中点 X 点的电位由 0 升高到 U_{in} ，此时开关管 S_{u1} 两端并联的二极管 D_{u1} 导通，开关管两端电压为 0，此时将 S_{u1} 开通，实现了 ZVS。

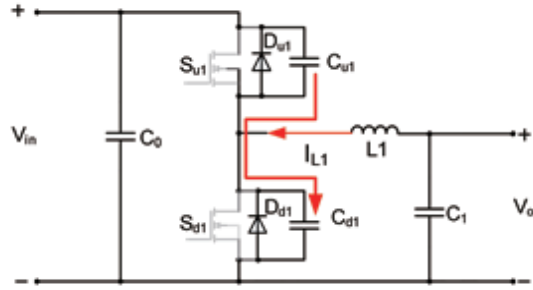


图 4 t_3-t_4 死区时间段工作过程

在 t_1-t_2 的死区时段，上下两个开关管均断开，电感 L_1 上的电流正向， C_{u1} 充电， C_{d1} 放电，中点 X 点的电位由 U_{in} 下降到 0，此时开关管 S_{d1} 两端并联的二极管 D_{d1} 导通，开关管两端电压为 0，此时将 S_{d1} 开通，实现了 ZVS。

如图 3 所示及式 (10) 可知，在考虑死区时间的电感电流波形下，由于 $\Delta i_1 > 0$ ，其余模态电流纹波均减小，其电感电流由 L_{eq1} 决定。要求 $L_{eq1} > 0$ ，结合式 (3) 可得

$$L + \frac{D}{1-D \cdot M} > 0 \quad (11)$$

因此 M 的取值范围为

$$\left(\frac{-L \cdot (1-D)}{D}, 0 \right) \quad (12)$$

要使 Δi 尽可能小，则 L_{eq1} 尽可能大，由 $L'_{eq1}(M)=0$ 可得

$$M = -\frac{L(1-D)}{D} \pm L \cdot \frac{\sqrt{1-2D}}{D} \quad (13)$$

联立 (11)、(12) 式可得，M 取

$$M = -\frac{L(1-D)}{D} + L \cdot \frac{\sqrt{1-2D}}{D} \quad (14)$$

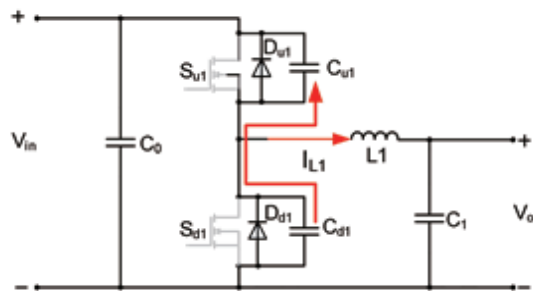


图 5 t_1-t_2 死区时间段工作过程

3 仿真验证

3.1 电感电流波形仿真

使用 Mathcad、PSIM 仿真软件将图 1 所示的电路图进行软件仿真。仿真参数设置为：输入电压 $V_{in}=48V$ ；输出电压 $V_o=12V$ ；额定功率 $P=800W$ ；实验电路中 MOS 上下管两端并联 100PF 的小电容，耦合电感值为 $L_1=L_2=1\mu H$ 。

使用 Mathcad 仿真软件将以上仿真参数结合 (6) 式理论计算绘制函数图像，仿真出最佳互感 M 值，仿真图形如图 6 所示。

如图所示，互感 M 在 $-0.1337\mu H$ 时其等效电感 L_{eq1} 最大，电流纹波最小，因此 M 取 $-0.1337\mu H$ 。将仿真得到的 M 值与仿真参数用 PSIM 进行仿真，仿真图形如图 7 所示。

为了比较耦合电感与无耦合情况下的电感电流纹波的大小，将无耦合电感的两相交错双向半桥 DC/DC 变换器电路进行仿真，其仿真波形如图 8 所示。

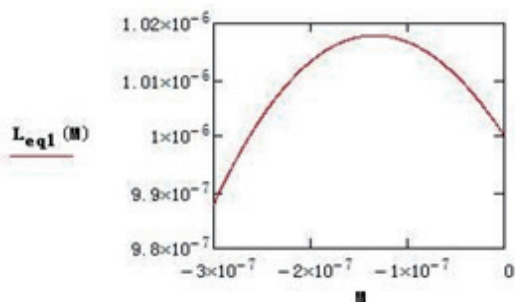


图 6 互感 M 函数图形

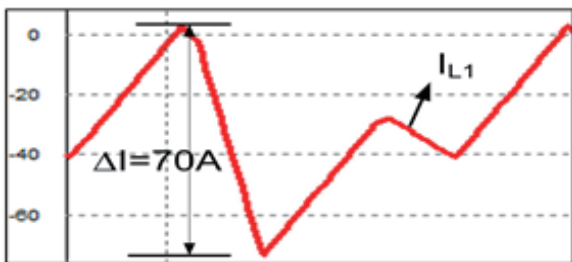


图 7 两相交错磁集成电感 L_1 电流波形

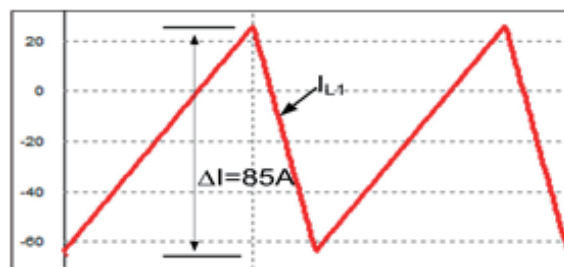


图 8 无耦合两相交错电感 L_1 电流波形

由以上仿真图形可知，仿真证明了理论推导的正确性，例如，耦合电感的相电流 I_{L1} 与理论分析一致，且由计算出的互感值使得相电感电流纹波减小 15A，验证了理论推导的正确性。

3.2 零电压开通软开关仿真

为了验证两相电感耦合磁集成能够实现开关管的 ZVS 导通，将上述得到的参数在电路中进行仿真，仿真结果如图 9 所示。其中， G_{d2} 为下部开关管的驱动波形， V_2 为下部开关管在一个周期内的电压波形。由仿真图可知，在驱动波形到来之前，由于二极管的提前开通，使得开关管电压由 U_{in} 下降至 0，实现了开关管的零电压开通，从而验证了理论推导的正确性。

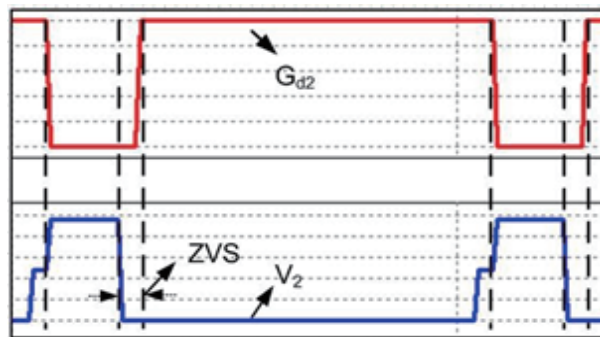


图 9 下管 S_{d1} 驱动及电压波形

4 结论

本文简要分析磁集成技术在双向 DC/DC 变换器的应用，并推导了双向 DC/DC 变换器交错并联磁集成的设计，

下转 164 页