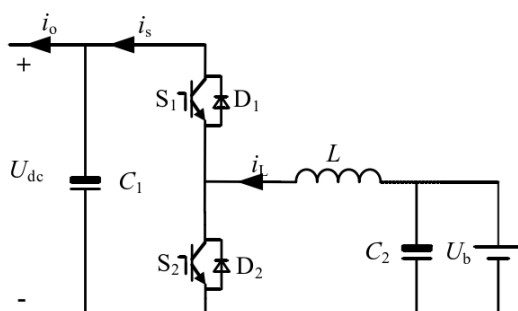


二 直流端口的理论分析（储能 or 直流负载）

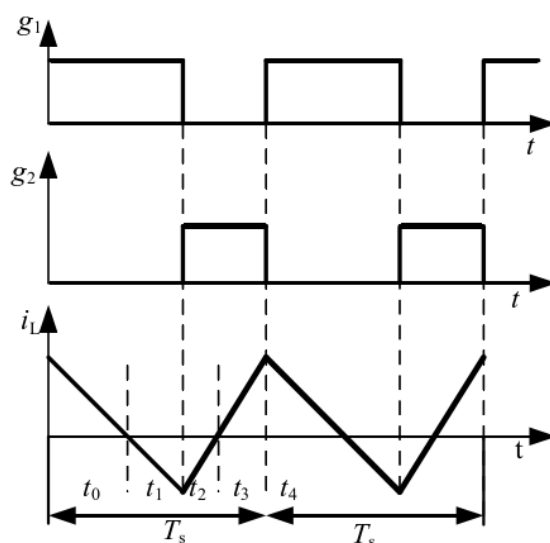
2.1 直流端口的拓扑结构

直流端口主要功能是对储能电池或直流负载接入到电能路由器中，考虑到端口的通用性，所有直流端口采用相同的电路拓扑，在端口工作时，由上层控制器根据接口接入的负载类型将端口设置为单向或双向运行模式。由于直流母线电压为 400V，低压侧电压在 200V 左右，电压转换比在 1 附近，可以直接使用非隔离型拓扑结构，采用半桥型双向 Buck-Boost 变换器作为直流端口变换器主电路拓扑，其拓扑结构如图所示。其中 U_{dc} 为直流母线电压， U_L 为低压侧电压， C_1 、 C_2 分别为两端输入输出接口滤波稳压电容， L 为滤波电感， S_1 、 S_2 为开关管， D_1 、 D_2 为开关管并联二极管。其拓扑结构可看作是在单向 Buck 或 Boost 电路的基础上转换而来，因此其控制方式也可采用互补 PWM 控制和独立 PWM 控制。



1) 互补 PWM 控制方式

当双向 DC-DC 变换器处于互补 PWM 控制方式时，变换器的两个开关管在开关周期内进行交替互补导通。其开关管驱动信号以及电感电流波形如图所示。



图中, g_1 、 g_2 代表开关管 S_1 、 S_2 驱动波形, i_L 为电感电流波形。在一个开关周期 T_s 内, S_1 与 S_2 交替开通, 设 S_1 开通时间占空比为 D , S_2 开通时间占空比为 $1-D$, 电感电流以低压侧向高压侧流动为正方向, 此时对电路模态进行分析可得:

在 $t_0 \sim t_2$ 期间内, 开关管 Q_1 开通, Q_2 关断, 可得出能量变化为:

$$\Delta Q_1 = \int_{t_0}^{t_2} (U_{dc} - U_{LV}) (-i_L) dt = -(U_{dc} - U_{LV}) \int_{t_0}^{t_2} i_L dt \quad (2.21)$$

在 $t_2 \sim t_4$ 期间内, 开关管 Q_1 关断, Q_2 开通:

$$\Delta Q_2 = \int_{t_2}^{t_4} U_{LV} i_L dt = U_{LV} \int_{t_2}^{t_4} i_L dt \quad (2.22)$$

在整个开关周期内, 总体能量变化为:

$$\Delta Q = \Delta Q_1 + \Delta Q_2 = -DT_s (U_{dc} - U_{LV}) \frac{i_{t0} + i_{t2}}{2} + (1-D) T_s U_{LV} \frac{i_{t2} + i_{t4}}{2} \quad (2.23)$$

假设在稳态时, 高压侧电压 U_{dc} 与低压侧电压 U_{LV} 关系为 $U_{dc} = \alpha U_{LV}$, 同时在一个开关周期中, 电感电流呈周期性变化, 因此可有 $i_{t0} = i_{t4}$, 用 \bar{i}_L 表示电感电流平均值, 则可得 $\bar{i}_L = (i_{t0} + i_{t2})/2 = (i_{t2} + i_{t4})/2$, 式 2.23 可简化为:

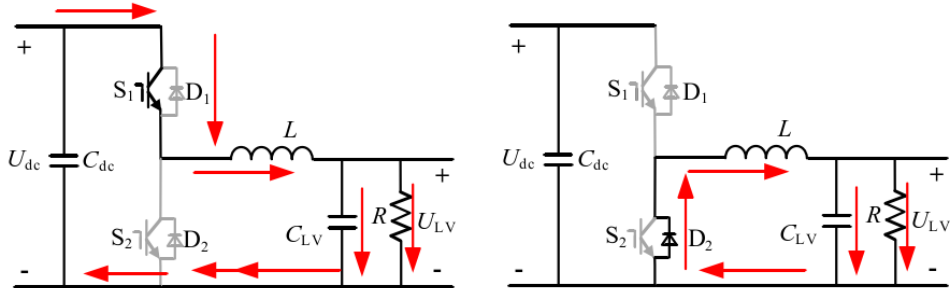
$$\Delta Q = \Delta Q_1 + \Delta Q_2 = (1 - \alpha D) T_s U_{LV} \bar{i}_L \quad (2.24)$$

由此可根据输入输出电压转换比以及驱动信号占空比可得变换器能量流动方向, 当 $\alpha D > 1$ 时, 向母线馈入能量; 当 $\alpha D < 1$ 时, 从母线吸收能量。

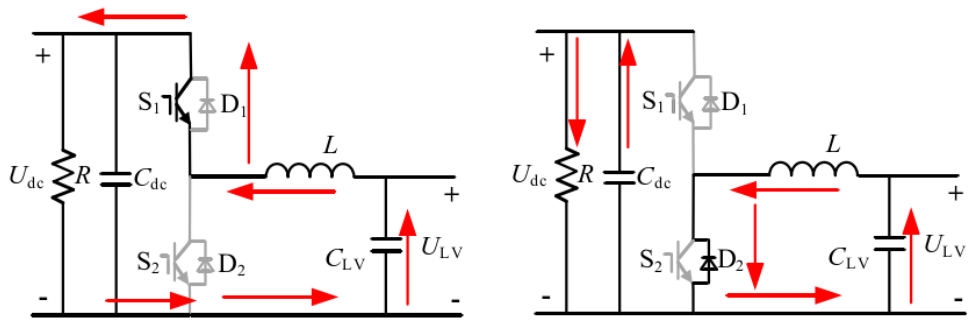
2) 独立 PWM 控制方式

独立 PWM 控制方式指的是在双向 DC-DC 变换器运行时, 只能有一个开关管工作在 PWM 模式下, 而另一个保持关断状态。在这种工作模式下, 双向 DC-DC 变换器可等效看作一个单独的 Buck 变换器或 Boost 变换器。

当变换器工作在降压模式下时, S_1 工作, S_2 不工作, 电路由 S_1 、 D_2 、 L 、 C_1 构成单向 Buck 电路, 能量从直流母线向低压侧流动, 则其变换器工作模态如图所示。



当变换器工作在升压模式下时, S_1 不工作, S_2 工作, 电路由 S_2 、 D_1 、 L 、 C_2 构成单向 Boost 电路, 能量从低压侧向直流母线流动, 变换器工作模态如图所示。



综上所述，当变换器工作在互补 PWM 控制方式下时，只需对 PWM 的占空比进行控制，即可实现控制变换器的能量流动方向。因此采用互补 PWM 控制方式驱动双向 DC-DC 变换器。

2.2 直流端口数学模型

本文户用型电能路由器直流端口具有能量双向的特性，工作模式可分为 Buck 模式和 Boost 模式：在 Buck 模式下，能量由直流母线供给，接口端可看作负载接入到系统中；在 Boost 模式下，可将直流母线看作负载，接口端作为电源，以此进行数学模型的建立。

1) 降压模式下数学模型

在 Buck 模式下，电感电流处于连续 (CCM) 模式，变换器都存在两个工作模式，如图 2.16 所示，假设图中元件均为理想器件， R 为负载电阻，能量从 U_{dc} 流向 U_{LV} 。

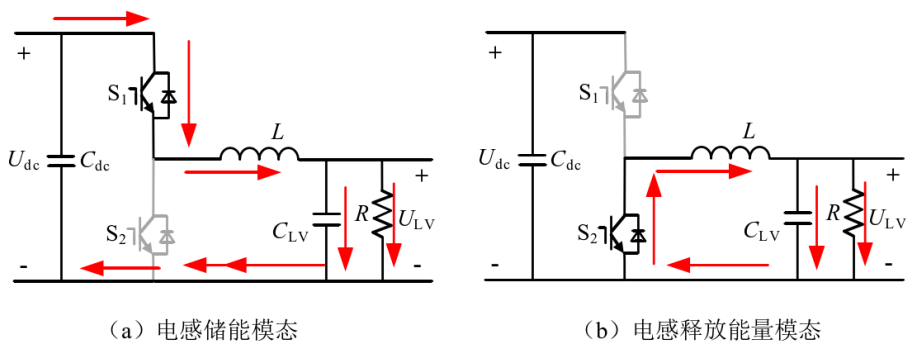


图 2.16 降压模式下变换器工作模式图

如图 2.16 (a) 所示, 当 S_1 导通, S_2 关断时, 其变换器状态方程为:

$$\begin{cases} v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{dc}(t) - v_{LV}(t) \\ i_{C_1}(t) = C \frac{dv_{LV}(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_{LV}(t)}{R} \end{cases} \quad (2.25)$$

输出方程为:

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = i_L(t) \\ v_{LV}(t) = v_{LV}(t) \end{cases} \quad (2.26)$$

如图 2.16 (b) 所示, 当 S_1 关断, S_2 导通时, 其状态方程为:

$$\begin{cases} v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{bat}(t) \\ i_{C_{bat}}(t) = C \frac{dv_{bat}(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_{bat}(t) - E}{R} \end{cases} \quad (2.27)$$

输出方程为:

$$\begin{cases} i_{DC}(t) = 0 \\ v_{bat}(t) = v_{bat}(t) \end{cases} \quad (2.28)$$

将导通和关断得到方程在稳态工作点做微小连续波动:

$$\begin{cases} \langle v_L \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{dT_s} v_L(t) dt + \int_{dT_s}^{T_s} v_L(t) dt \right] = d(t) \langle v_{LV}(t) \rangle_{T_s} - \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{C_{LV}}(t) \rangle_{T_s} = C_{LV} \frac{d \langle v_{C_{LV}}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases} \quad (2.29)$$

加入小信号波动后, 对电感电压和滤波电容电流作平均化处理后, 电感电流、电容电压方程为:

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = Dv_{dc}(t) - V_{dc}d(t) - v_{LV}(t) \\ C_{LV} \frac{dv_{C_{LV}}(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_{LV}(t)}{R} \end{cases} \quad (2.30)$$

根据稳态分析, 联合小信号模型状态方程, 约去稳态值, 同时忽略二阶交流项, 可得电感电流 i_L 与直流母线 U_{dc} 之间的传递函数为:

$$G_{u_{dc}1}(s) = \frac{u_{dc}(s)}{i_L(s)} = \frac{LC2s^2 + sL/R + 1}{(C_2s^2 + 1/R)d} \quad (2.31)$$

同时电感电流与 PWM 占空比之间的传递函数可表达为:

$$G_{idl}(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{U_{DC}(C_2s + 1/R)}{LC_2s^2 + sL/R + 1} \quad (2.32)$$

2) 升压工作模式数学模型分析

当变换器处于 Boost 模式下，其工作模态如图 2.17 所示。 R 为母线等效电阻，能量从 U_{LV} 流向 U_{dc} 。

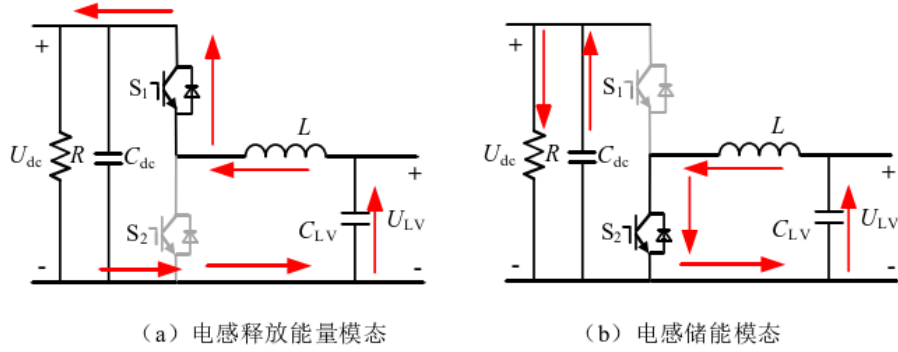


图 2.17 升压模式下变换器工作模态图

如图 2.17 (a) 所示，当 S_1 关断， S_2 导通时，变换器状态方程为：

$$\begin{cases} v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{LV}(t) \\ i_{C_{dc}}(t) = C_{dc} \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = -\frac{v_{dc}(t)}{R} \end{cases} \quad (2.33)$$

输出方程为：

$$\begin{cases} i_L(t) = i_L(t) \\ v_{dc}(t) = v_{dc}(t) \end{cases} \quad (2.34)$$

如图 2.17 (b) 所示，当 S_1 导通， S_2 关断时，其状态方程为：

$$\begin{cases} v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{LV}(t) - v_{dc}(t) \\ i_{C_{dc}}(t) = C_{dc} \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_{dc}(t)}{R} \end{cases} \quad (2.35)$$

输出方程为：

$$\begin{cases} i_L(t) = i_L(t) \\ v_{dc}(t) = v_{dc}(t) \end{cases} \quad (2.36)$$

将导通和关断得到方程在稳态工作点做微小连续波动：

$$\begin{cases} \langle v_L \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{dT_s} v_L(t) dt + \int_{dT_s}^{T_s} v_L(t) dt \right] = \langle v(t) \rangle_{T_s} - d' \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s} \\ \langle i_{C_{dc}}(t) \rangle_{T_s} = C_2 \frac{d \langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{dt} = d' \langle i_L(t) \rangle_{T_s} - \frac{\langle v_{dc}(t) \rangle_{T_s}}{R} \end{cases} \quad (2.37)$$

加入小信号波动后，电感电流、电容电压方程为：

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}(t)}{dt} = V_2 \hat{d}_1(t) - D_1 \hat{v}_2(t) + \hat{v}_1(t) \\ C_{dc} \frac{d\hat{v}_{C_{dc}}(t)}{dt} = D' \hat{i}_L(t) - \hat{d}(t) I_L - \frac{\hat{v}_{dc}(t)}{R} \end{cases} \quad (2.38)$$

最后求解出直流母线电压 U_{dc} 对电感电流 i_L 的传递函数为：

$$\hat{G}_{ui2}(s) = \frac{\hat{u}_{dc}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{R_{dc}(1-d_2)^2 - sL}{(1-d_2)(R_{dc}C_1s + 2)} \quad (2.39)$$

电感电流 i_L 与 占空比 d 之间的传递函数为：

$$\hat{G}_{id2}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}_2(s)} = \frac{U_{dc}(sC_1 + 1/R_{dc})}{LC_1s^2 + sL/R_{dc} + (1-d_2)^2} \quad (2.40)$$