

一种带有辅助 LC 网络的输出串联双有源桥变换电路的分析

钟洪亮, 郭志强

(北京理工大学自动化学院, 北京 100081)

摘要:提出了一种带有辅助 LC 网络的输出串联双有源桥变换器拓扑,此网络用来实现全工作条件下变换器的软开关。通过分析变换器的工作模式得出软开关区域,同时为了使辅助网络产生最小的导通损耗,设计了位于软开关边界的调制轨迹,并传统输出串联变换器的导通损耗进行对比,得出只在轻载时导通损耗会有所增加的结论。最后,通过搭建 1.3kW 的实验样机验证了电路拓扑的可行性和调制策略的正确性,并且可以实现软开关性能和效率的提升。

关键词:输出串联; 双有源桥; 辅助 LC 网络; 零电压开关

DOI: 10.12067/ATEEE1901077 **文章编号:** 1003-3076(2019)08-0019-08 **中图分类号:** TM919

1 引言

为了应对石油短缺和环境污染等问题,全球各国都在大力研发和推广电动汽车,已成为汽车工业发展的必然趋势。双向 DC-DC 变换器作为电动汽车能量转换的关键部分,对提高电动汽车电机驱动系统的性能有着非常重要的意义^[1-3]。

随着储能系统和微网应用的发展,由 R.Doncker 等提出的双有源桥变换器具有高功率密度、较小的元器件开关应力及零电压开通等优点,逐渐成为双向 DC-DC 变换的通用解决方案^[4-7]。该类变换器大都采用移相控制,因此存在循环能量、环流损耗大、且在宽输入或输出范围内,轻载时不能实现软开关^[8]。因此有学者提出扩展 PWM 移相控制(Extended PWM Plus Phase Shift, EPPS)的方法,以此减小环流损耗^[9]。本文在传统双有源桥的基础上,提出一种带有辅助 LC 网络的双有源桥变换器拓扑,设计了能够实现宽电压和宽负载范围内软开关的调制轨迹和控制流程,并通过实验进行了验证。

2 电路拓扑和原理分析

2.1 电路拓扑

实际应用中,可以将双有源桥输入侧或输出侧的全桥电路进行串联或并联,以降低功率器件的电

压应力、电流应力和热应力,本文提出的变换器拓扑采用输出侧串联的方式,其电路如图 1 所示。

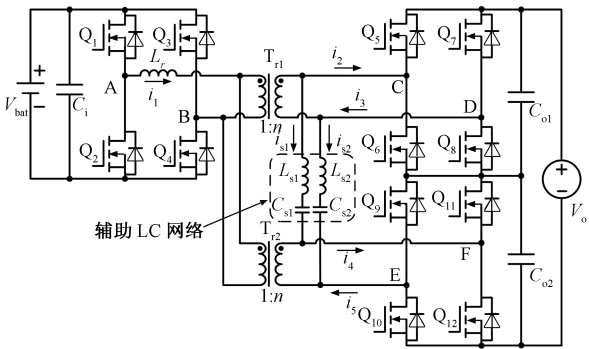


图 1 带有辅助 LC 网络的输出串联双有源桥变换电路

Fig.1 Output-series dual active bridge converter with auxiliary LC networks

为了便于论述,将左侧蓄电池端 V_{bat} 定义为输入侧,右侧 V_o 定义为输出侧,并将功率由 V_{bat} 侧传至 V_o 侧定义为正向功率流。电路中两个变压器 T_{r1} 和 T_{r2} 的变比均为 $1:n$, L_r 是外部串联的电感。电感 L_{s1} 、 L_{s2} 和电容 C_{s1} 、 C_{s2} 组成了两个辅助 LC 网络,用以实现输出侧开关管的宽范围软开关。 C_{s1} 和 C_{s2} 为隔直电容,且 $L_{s1}=L_{s2}=L_s$, $C_{s1}=C_{s2}=C_s$ 。

2.2 工作原理

分析之前进行以下假设:① $Q_1 \sim Q_{12}$ 均为理想开

关管,且包含反并二极管和寄生电容;②输入侧和输出侧的电容足够大;③变换器在每个工作周期的前后半部分严格对称,因此每个桥臂上下管实现软开关的条件相同;④两个变压器和两个辅助 LC 网络各参数相等,因此输出侧上下两个全桥的同侧桥臂上互补位置的开关管实现软开关的条件相同,如 Q_5 和 Q_{10} 、 Q_6 和 Q_9 ,其余类推;⑤ $nV_{bat} \geq V_o/2$ 。

2.2.1 工作模式划分

考虑正向功率流的情况,根据不同的移相角和占空比的关系,按照不同的开关顺序变换器可能工作在四种模式,典型波形如图 2 所示。

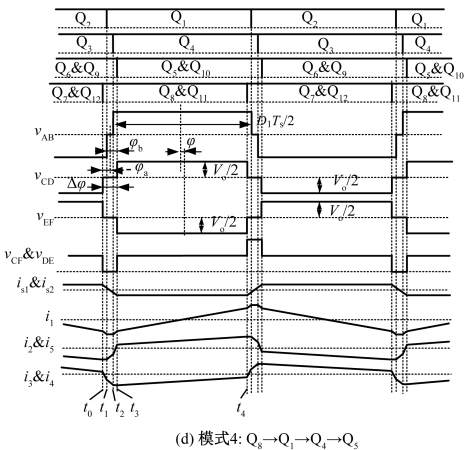


图 2 正向功率流下变换器的四种工作模式典型波形

Fig.2 Key waveforms of four working modes for forward power flow

所有开关管驱动信号的占空比均为 50%,周期为 T_s , v_{AB} 是 V_{bat} 侧全桥电路的两桥臂之间电压,其占空比定义为 D_1 , v_{CD} 和 v_{EF} 分别是 V_o 侧两个全桥两桥臂之间电压, v_{CF} 和 v_{DE} 分别是两个辅助 LC 网络两端电压。图 2 中所示各电流满足式(1)。

$$\begin{cases} i_{s1} = i_{s2} = i_s \\ i_2 = i_5 = \frac{i_1}{2n} - i_s \\ i_3 = i_4 = \frac{i_1}{2n} + i_s \end{cases} \quad (1)$$

v_{AB} 和 v_{CD} 之间的相位差定义为 φ , Q_8 和 Q_5 驱动信号的等效相位差定义为 $\Delta\varphi$,同时引入变量 φ_a 和 φ_b ,其满足式(2)。

$$\begin{cases} \varphi_a = \varphi - \frac{\Delta\varphi}{2} \\ \varphi_b = \varphi + \frac{\Delta\varphi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

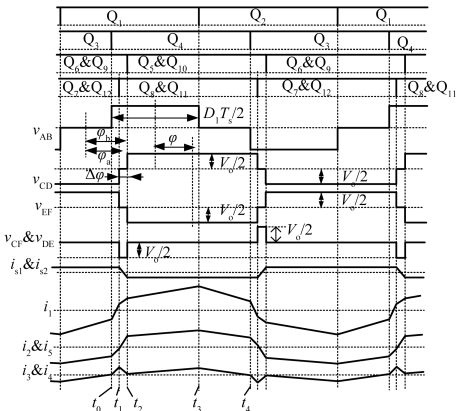
图 2 中四种工作模式的划分区间由表 1 给出。

表 1 变换器四种工作模式划分

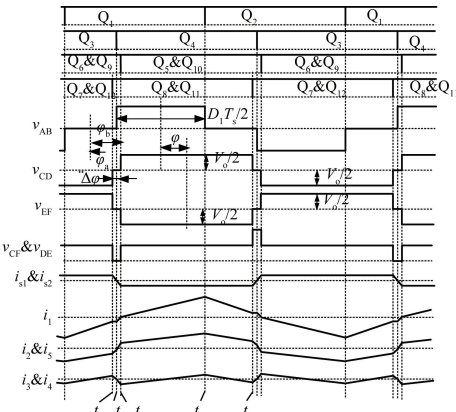
Tab.1 Boundaries of four working modes

工作模式	划分区间
模式 1a	$(1-D_1)/2 \leq \varphi_a/\pi \leq \varphi_b/\pi \leq 0.5$
模式 2a	$-(1-D_1)/2 \leq \varphi_a/\pi \leq (1-D_1)/2 \leq \varphi_b/\pi$
模式 3	$-(1-D_1)/2 \leq \varphi_a/\pi \leq \varphi_b/\pi \leq (1-D_1)/2$
模式 4	$\varphi_a/\pi \leq -(1-D_1)/2 \leq 0 \leq (1-D_1)/2 \leq \varphi_b/\pi$

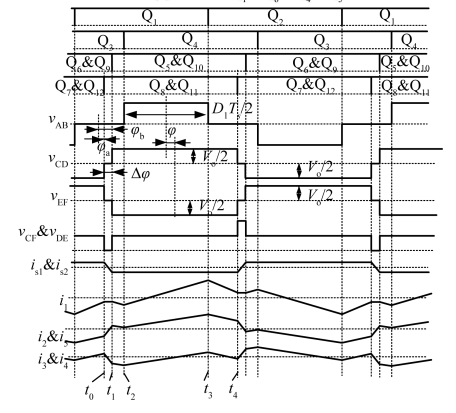
反向功率也有四个工作模式,分别定义为模式 1b、模式 2b、模式 3 和模式 4。模式 1a 和模式 1b 是对称的模式,模式 2a 和模式 2b 是对称的模式,模式 3 和模式 4 是正向和反向功率的共有模式。本文



(a) 模式 1a: $Q_1 \rightarrow Q_4 \rightarrow Q_8 \rightarrow Q_5$



(b) 模式 2a: $Q_1 \rightarrow Q_8 \rightarrow Q_4 \rightarrow Q_5$



(c) 模式 3: $Q_1 \rightarrow Q_8 \rightarrow Q_5 \rightarrow Q_4$

只分析正向功率,反向功率可以得出相同的结论。

以模式 1a 为例进行模式分析,如图 2(a)所示:

阶段 1 $[t_0, t_1]$: t_0 之前, Q_1 、 Q_3 、 Q_6 、 Q_7 、 Q_9 和 Q_{12} 处于导通状态,在 t_0 时刻 Q_3 关断, Q_4 开通。电感 L_r 两端电压为 $V_{bat} + V_o/(2n)$, 电流 i_1 线性增加, 电流 i_{s1} 保持不变。

阶段 2 $[t_1, t_2]$:在 t_1 时刻, Q_7 和 Q_{12} 关断, Q_8 和 Q_{11} 开通。电感 L_r 两端电压为 V_{bat} , 电流 i_1 线性增加, 电流 i_{s1} 线性减小。

阶段 3 $[t_2, t_3]$: t_2 时刻, Q_6 和 Q_9 关断, Q_5 和 Q_{10} 开通。 L_r 两端电压为 $V_{bat} - V_o/(2n)$, 基于假设⑤, 电流 i_1 仍线性增加, 电流 i_{s1} 保持不变。

阶段 4 $[t_3, t_4]$: t_3 时刻, Q_1 关断, Q_2 开通。电感 L_r 两端电压为 $-V_o/(2n)$, 电流 i_1 线性减小, 电流 i_{s1} 保持不变。

通过上述模态可以计算出各个阶段起始和结束时刻各个电流与 V_{bat} 、 V_o 、 D_1 、 φ 和 $\Delta\varphi$ 的关系。同理模式 2a、模式 3 和模式 4 也可以按照相似的方法进行分析,由于篇幅所限,具体过程不再赘述。

2.2.2 软开关分析

首先分析开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的软开关条件,基于假设③,只对 Q_1 和 Q_4 的软开关条件进行推导,为了实现软开关, Q_1 和 Q_4 在开通时刻的电流大小必须能对其寄生电容完全放电,最小值设为 I_{ZVS1} , 考虑 i_1 电流的方向,在 Q_1 和 Q_4 开通时刻,电流 i_1 的瞬时值应满足:

$$i_1 \leq -I_{ZVS1} \quad (3)$$

式中, I_{ZVS1} 为变换器实现软开关的最小电流值。因此可以得出 Q_1 和 Q_4 在不同工作模式下的软开关条件如表 2 所示。

表 2 Q_1 和 Q_4 软开关条件

Tab.2 Soft switching conditions for Q_1 and Q_4

模式 1a	模式 2a	模式 3	模式 4
$-i_1(t_3) = -\left(\frac{\varphi_a}{\pi} + \frac{\varphi_b}{\pi} - D_1\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$	$-i_1(t_3) = -\frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} + \left(D_1 - \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} \leq -I_{ZVS1}$	$-i_1(t_3) = -\frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} + \left(D_1 - \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} \leq -I_{ZVS1}$	$i_1(t_1) = \left(1 + \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$
$i_1(t_0) = \left(2 - \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi} - D_1\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$	$i_1(t_1) = \left(1 + \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$	$i_1(t_2) = \left(D_1 + \frac{\varphi_b}{\pi} + \frac{\varphi_a}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$	$i_1(t_2) = \left(1 + \frac{\varphi_a}{\pi} - \frac{\varphi_b}{\pi}\right) \frac{V_o T_s}{8nL_r} - \frac{V_{bat} D_1 T_s}{4L_r} \leq -I_{ZVS1}$

其中 D_1 可根据伏秒面积平衡设为:

$$D_1 = \frac{V_o}{2nV_{bat}} \left(1 - \frac{\Delta\varphi}{\pi}\right) \quad (4)$$

模式 2a 不同 D_1 的典型波形如图 3 所示。

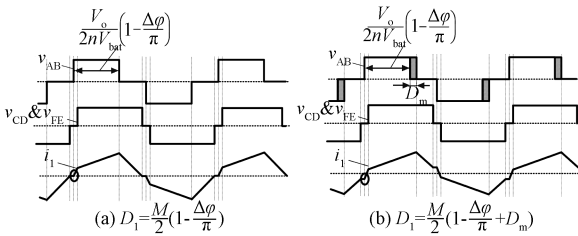


图 3 模式 2a 不同 D_1 的典型波形

Fig.3 Key waveforms of Mode 2a for different value of D_1

以模式 2a 为例,典型的工作波形如图 3(a)所示,在 Q_4 开通时刻 i_1 等于 0,此时 Q_4 不能实现软开关,因此需要将 D_1 改设为:

$$D_1 = \frac{V_o}{2nV_{bat}} \left(1 - \frac{\Delta\varphi}{\pi}\right) + D_m \quad (5)$$

此时电路典型的工作波形如图 3(b)所示。将式(2)和式(5)代入表 2 各式,得到此时 Q_1 和 Q_4 在不同工作模式下的软开关条件,列入表 3。

可以得出结论,若 D_m 满足:

$$D_m \geq \frac{4L_r I_{ZVS1}}{V_{bat} T_s} \quad (6)$$

$Q_1 \sim Q_4$ 就能在所有工作模式下实现软开关。

对 $Q_5 \sim Q_{12}$ 软开关条件进行分析,基于假设③和④,只对 Q_5 和 Q_8 软开关条件进行分析, Q_5 和 Q_8 在开通时刻的电流大小必须能对其寄生电容完全放电,最小值设为 I_{ZVS2} , 考虑 i_2 和 i_3 电流的方向,可得到 Q_5 和 Q_8 在开通时刻 i_2 和 i_3 的瞬时值应满足:

$$\begin{cases} i_2 \geq I_{ZVS2} \\ i_3 \geq I_{ZVS2} \end{cases} \quad (7)$$

表 3 简化后 Q₁ 和 Q₄ 软开关条件

Tab.3 Simplified soft switching conditions for Q₁ and Q₄

	模式 1a	模式 2a	模式 3	模式 4
Q ₁ 软开关条件	$-i_1(t_3)= -\left(\frac{2\varphi_a}{\pi}+1-D_1\right)\frac{V_oT_s}{8nL_r}-\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}$ $\leqslant -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$-i_1(t_3)= -\left(\frac{2\varphi_a}{\pi}+1-D_1\right)\frac{V_oT_s}{8nL_r}-\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}$ $\leqslant -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$-i_1(t_3)= -\left(\frac{2\varphi_a}{\pi}+1-D_1\right)\frac{V_oT_s}{8nL_r}-\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}$ $\leqslant -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$i_1(t_1)= -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$
Q ₄ 软开关条件	$i_1(t_0)= \left(1-D_1-\frac{2\varphi_a}{\pi}\right)\frac{V_oT_s}{8nL_r}-\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}$ $\leqslant -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$i_1(t_1)= -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$i_1(t_2)= -\left(1-D_1-\frac{2\varphi_b}{\pi}\right)\frac{V_oT_s}{8nL_r}-\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}$ $\leqslant -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$	$i_1(t_1)= -\frac{V_{bat}D_mT_s}{4L_r}\leqslant -I_{ZVS1}$

在不同工作模式下 Q₅ 和 Q₈ 软开关条件如表 4 所示。

表 4 Q₅ 和 Q₈ 软开关条件

Tab.4 Soft switching conditions for Q₅ and Q₈

	模式 1a	模式 2a	模式 3	模式 4
Q ₅ 软开关条件	$i_2(t_2)=\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}+\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}+\left[\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}\right]\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_2(t_2)=\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}+\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}+\left[\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}\right]\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_2(t_1)= -\frac{D_mT_s}{16n^2L_r}+\frac{V_oT_s}{8L_s}\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_2(t_3)=\frac{(V_o-2nV_{bat}D_1)T_s}{16n^2L_r}+\frac{V_{bat}D_1T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}+\left[\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat}D_1)T_s}{16n^2L_r}\right]\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$
Q ₈ 软开关条件	$i_3(t_1)=\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}+\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}+\left[\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o+2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}\right]\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_3(t_0)= -\frac{D_mT_s}{16n^2L_r}+\frac{V_oT_s}{8L_s}\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_3(t_0)= -\frac{D_mT_s}{16n^2L_r}+\frac{V_oT_s}{8L_s}\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$	$i_3(t_0)=\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}-\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}+\left[\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}\right]\frac{\Delta\varphi}{\pi}$ $\geqslant I_{ZVS2}$

模式 1a 下 Q₅ 和 Q₈ 软开关条件可分别化简为：

$$\Delta\varphi\geqslant \frac{\pi}{\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}}.$$
$$\left[I_{ZVS2}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}-\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}\right]=\Delta\varphi_d\quad (8)$$

$$\Delta\varphi\geqslant \frac{\pi}{\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o+2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}}.$$
$$\left[I_{ZVS2}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}-\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}\right]=\Delta\varphi_e\quad (9)$$

Δφ_e>Δφ_d,当式(9)成立时,式(8)必然成立。

模式 2a 下 Q₅ 软开关条件和式(8)相同,而 Q₈ 软开关条件可化简为：

$$\Delta\varphi\geqslant \frac{8\pi L_s}{V_oT_s}\left(I_{ZVS2}+\frac{D_mT_s}{16n^2L_r}\right)\quad (10)$$

模式 3 下 Q₅ 和 Q₈ 软开关条件和式(10)相同。

模式 4 下 Q₅ 和 Q₈ 软开关条件可分别化简为：

$$\Delta\varphi\geqslant \frac{\pi}{\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat}D_1)T_s}{16n^2L_r}}.$$
$$\left[I_{ZVS2}-\frac{(V_o-2nV_{bat}D_1)T_s}{16n^2L_r}-\frac{V_{bat}D_1T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}\right]\quad (11)$$

$$\Delta\varphi\geqslant \frac{\pi}{\frac{V_oT_s}{8L_s}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}}.$$
$$\left[I_{ZVS2}-\frac{(V_o-2nV_{bat})T_s}{16n^2L_r}+\frac{V_{bat}T_s}{4nL_r}\frac{\varphi}{\pi}\right]\quad (12)$$

由于 $D_1 \leq 1$, 当式(12)成立时, 式(11)必然成立。

2.3 调制轨迹

基于四种工作模式的划分和 $Q_1 \sim Q_{12}$ 软开关条件的分析, 在给定变换器各参数的情况下, 在 $\Delta\varphi-\varphi$ 二维坐标系中可以得到对应工作模式下的软开关区域及调制轨迹。图 4 为在不同的等效电压变换比 $V_o/(nV_{bat})$ 下的软开关区域(灰色阴影部分)及调制轨迹(黑色实线)。

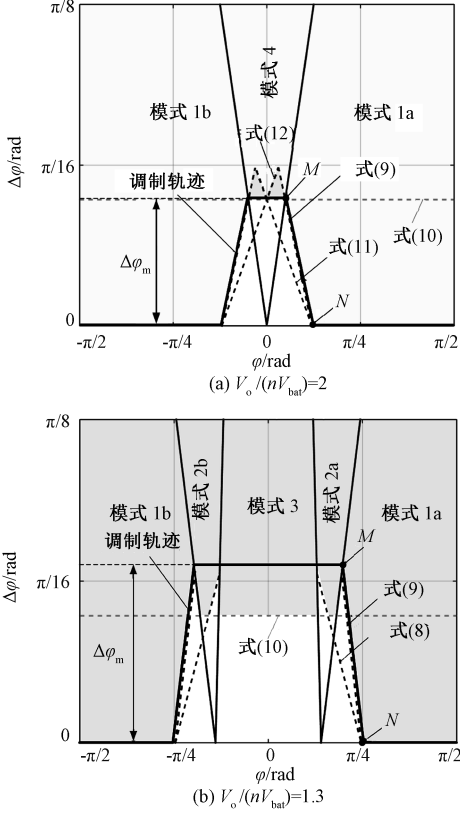


图 4 不同 $V_o/(nV_{bat})$ 下软开关

区域和调制轨迹

Fig.4 Soft switching and modulation trajectory in different $V_o/(nV_{bat})$

图 4 中点 N 的坐标可表示为 $(\varphi_n, 0)$, 可由式(9)将 $\Delta\varphi_e$ 设为 0 得出:

$$\varphi_n = \frac{4\pi n L_r I_{ZVS2}}{V_{bat} T_s} - \frac{\pi}{4} \left(\frac{V_o}{nV_{bat}} - 2 \right) \quad (13)$$

点 $M(\varphi_m, \Delta\varphi_m)$ 在模式 1a 的边界上, 应满足:

$$\Delta\varphi_m = \frac{1}{1 + \frac{V_o}{2nV_{bat}}} \left[2\varphi_m + \left(\frac{V_o}{2nV_{bat}} + D_m - 1 \right) \pi \right] \quad (14)$$

与式(9)联立解得式(15):

$$\begin{cases} \varphi_m = \frac{2\pi L_s (V_o + 2nV_{bat})}{nV_{bat} V_o T_s} \\ \left[I_{ZVS2} - \frac{(V_o - 2nV_{bat}) T_s}{16n^2 L_r} - \left[\frac{nV_{bat} V_o T_s}{4L_s (V_o + 2nV_{bat})} - \frac{V_{bat} T_s}{8nL_r} \right] \left(\frac{V_o}{nV_{bat}} + D_m - 1 \right) \right] \\ \Delta\varphi_m = \frac{8\pi L_s}{V_o T_s} \cdot \left[I_{ZVS2} - \frac{(V_o - 2nV_{bat}) T_s}{16n^2 L_r} + \frac{V_{bat} T_s}{8nL_r} \left(\frac{V_o}{nV_{bat}} + D_m - 1 \right) \right] \end{cases} \quad (15)$$

则直线 MN 表达式为:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\varphi_m}{\varphi_m - \varphi_n} (\varphi - \varphi_n) \quad (16)$$

根据以上分析可以得到变换器闭环控制框图和 $\varphi-\Delta\varphi-D_1$ 调制流程如图 5 和图 6 所示。图 5 中 V_{ref} 是输出侧电压的参考值, 与实际输出侧电压 V_o 的差值作为 PI 调节器输入, 调节器输出作为移相角 φ , 然后在图 6 中 $\varphi-\Delta\varphi-D_1$ 调制流程中确定 $\Delta\varphi$ 和 D_1 , 最后可以根据 φ , $\Delta\varphi$ 和 D_1 三个变量得到 $Q_1 \sim Q_{12}$ 的驱动信号。

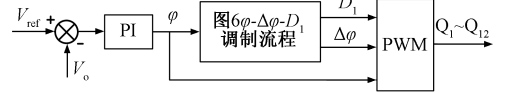


图 5 变换器闭环控制框图

Fig.5 Closed loop control diagram

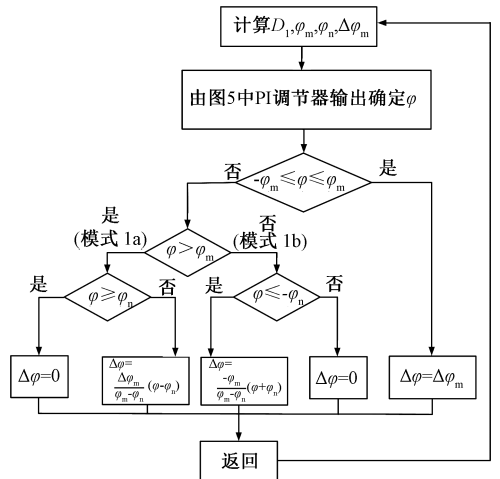


图 6 $\varphi-\Delta\varphi-D_1$ 调制流程

Fig.6 Flow chart modulation of $\varphi-\Delta\varphi-D_1$

2.4 LC 网络设计

LC 网络中 C_{s1} 和 C_{s2} 为隔直电容, 所以只要电容

值足够大即可,本文中 $C_s = 1\mu\text{F}$ 。如图 4 所示, MN 的斜率必须小于 0,否则各个工作模式之间无法实现平滑过渡和切换。因此根据式(9),必须满足如下条件:

$$L_s < \frac{L_r}{\frac{1}{2n^2} + \frac{1}{n^2M}} \tag{17}$$

为了满足输出额定的输出功率,需要首先确定电感值 L_r ,再根据式(17)计算出 L_s 满足的条件。

2.5 功率控制和导通损耗对比

变换器在不同的等效电压变换比 $V_o/(nV_{bat})$ 下归一化后输出功率 P_o^* 与移相角 φ 之间的关系如图 7 所示,可以看出当移相角 φ 从 $-\pi/2$ 变化到 $\pi/2$ 时,输出功率单调增加,因此图 5 中的闭环控制方式可以实现变换器的双向功率控制,且在不同工作模式之间能够实现平滑切换。

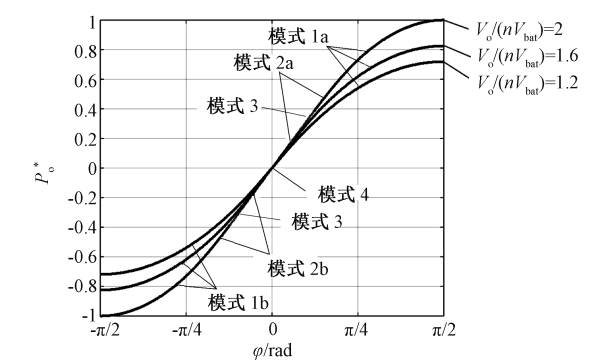


图 7 不同 $V_o/(nV_{bat})$ 下 P_o^* 与 φ 之间的关系

Fig.7 Relationship between P_o^* and φ in different $V_o/(nV_{bat})$

开关管的导通损耗与其导通电流为成正比关系,所有开关管的等效总导通电流可以表示为:

$$I_{RMS} = \frac{2}{n} \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_1^2(t) dt} + \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_2^2(t) dt} + \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_3^2(t) dt} + \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_4^2(t) dt} + \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_5^2(t) dt} \tag{18}$$

将本文提出的变换器与 EPPS 控制的输出串联双有源桥对比,不同的等效电压变换比 $V_o/(nV_{bat})$ 下归一化后等效导通电流 I_{RMS}^* 与 P_o^* 之间的关系如图 8 所示,可以看出,本文提出的变换器仅在轻载时导通损耗略大于 EPPS 控制下的导通损耗,这部分额外损耗对应的导通电流是 $Q_5 \sim Q_{12}$ 在轻载情况下

用于实现软开关。

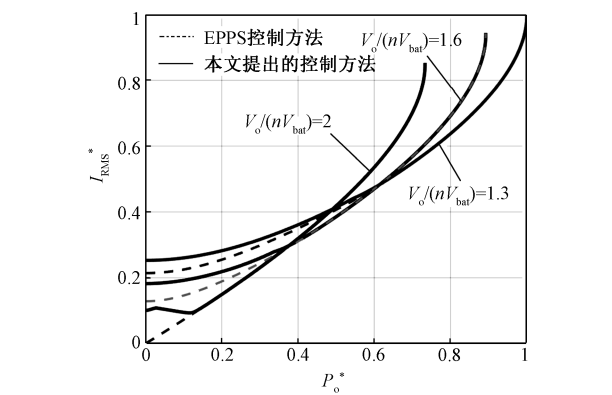


图 8 不同 $V_o/(nV_{bat})$ 下 I_{RMS}^* 与 P_o^* 之间的关系

Fig.8 Relationship between I_{RMS}^* and P_o^* in different $V_o/(nV_{bat})$

3 样机搭建与实验验证

基于上述分析搭建了一台 1.3kW 的实验样机,具体技术参数如表 5 所示,控制电路采用 TI 公司的 DSP 芯片 TMS320F28335,实现了全数字控制。图 9 给出了输入侧 V_{bat} 为 300V,满载时双向功率下的典型实验波形。图 10 给出了 V_{bat} 为 300V,正向功率 300W 下 Q_1 和 Q_5 的软开关波形。

表 5 实验样机技术参数

Tab.5 Specifications of experimental prototype

参数	数值
输入侧电压 V_{bat}/V	200~300
输出侧电压 V_o/V	600
变压器变比 n	1.5
开关频率 f_s/kHz	80
串联电感 $L_r/\mu\text{H}$	25
辅助电感 $L_{s1}, L_{s2}/\mu\text{H}$	22
辅助电容 $C_{s1}, C_{s2}/\mu\text{F}$	4.7
输出滤波电容 $C_{o1}, C_{o2}/\mu\text{F}$	20
开关管 $Q_1 \sim Q_{12}$	FQA28N50

将样机的实测效率与 EPPS 控制的输出串联双有源桥变换器的总效率进行对比,如图 11 所示。在任何工作模式下本文提出的变换器的效率都要高于 EPPS 控制的变换器,尤其在轻载时效率提升最为明显。

4 结论

本文对所提出的电路拓扑进行原理性分析,并给出了设计和控制方法。通过搭建的实验样机验证了所提拓扑和方法的正确性,说明了该变换器在宽电压和宽负载范围内都能实现软开关,明显改善了

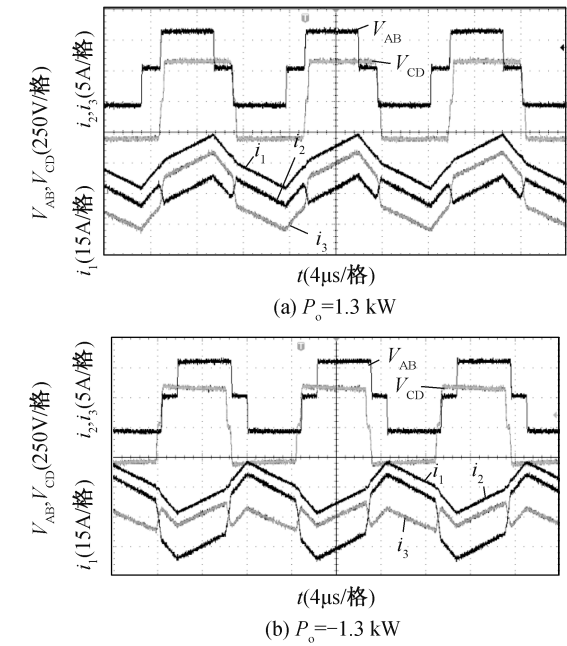


图9 $V_{bat} = 300V$ 满载时双向功率的典型实验波形
Fig.9 Key experimental results when $V_{bat} = 300V$

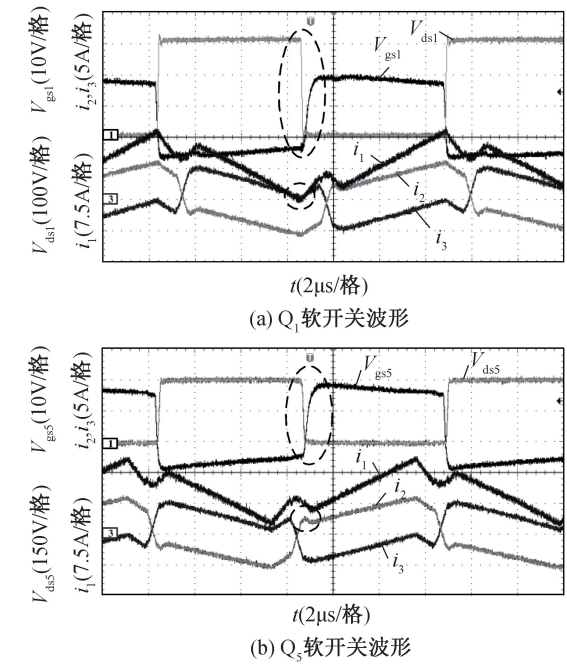


图10 $V_{bat} = 300V$ 正向功率 300W 的软开关波形
Fig.10 Soft switching waveforms for 300W output power when $V_{bat} = 300V$

轻载时电路的软开关性能,提高了变换器效率,因此能够适用于电动汽车车载充电机以实现双向 DC-DC 功率变换。

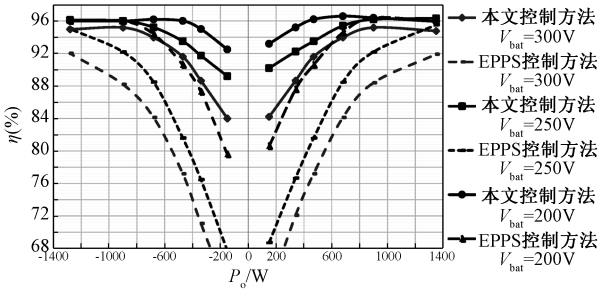


图11 实验与EPPS控制方式变换器效率对比
Fig.11 Efficiency comparisons of control strategy and EPPS

参考文献 (References):

[1] 邓哲,周峰武,吕征宇 (Deng Zhe, Zhou Fengwu, Lv Zhengyu). 基于超级电容储能与电压型变流器的电梯能量回收系统效率优化控制策略 (Optimal efficiency control strategy of elevator energy recovery system based on super capacitor storage and VSC) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (2): 22-28.

[2] 王归新,杨斌,陈海东 (Wang Guixin, Yang Bin, Chen Haidong). 混合式隔离双向 DC-DC 变换器建模与控制 (Modeling and control of hybrid isolated bi-directional DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 48-57.

[3] 李洪珠,马文涛,孙双元 (Li Hongzhu, Ma Wentao, Sun Shuangyuan). ZVS 双向 DC-DC 变换器在超级电容能量回收中的研究 (Research of ZVS bi-directional DC-DC converter in supercapacitor energy recovery system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (5): 18-23.

[4] De Doncker R W, Divan D M, Kheraluwala M H. A there-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27 (1): 63-73.

[5] Xue Fei, Yu Ruiyang, Huang Alex Q. A 98.3% efficient GAN isolated bidirectional DC-DC converter for DC micro-grid energy storage system applications [J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2017, 64 (11): 9094-9103.

[6] Zhang Zhiliang, Cai Yongyong, Zhang Yue, et al. A distributed architecture based on microbank modules with self-reconfiguration control to improve the energy efficiency in the battery energy system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (1): 304-317.

[7] 张金银, 方宇, 朱忠虎, 等 (Zhang Jinyin, Fang Yu, Zhu Zhonghu, et al.). 一种并-串型双有源桥变换电路的分析 (Analysis of parallel-cascaded dual active bridge converter) [J]. 电源学报 (Journal of Power Supply), 2014, (3): 87-94.

[8] 杨敏 (Yang Min). PWM 加移相控制双有源全桥双向 DC-DC 变换器的研究 (PWM plus phase-shift control for dual active full-bridge DC-DC converter) [D]. 南京: 南京航空航天大学 (Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), 2013.

[9] Zhao Biao, Yu Qingguang, Sun Weixin. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid [J] . IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (11): 4667-4680.

Analysis of output-series dual active bridge converter with auxiliary LC networks

ZHONG Hong-liang, GUO Zhi-qiang
(School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: A novel output-series dual active bridge (DAB) converter with dual auxiliary LC networks is presented in this paper. The dual auxiliary LC networks are integrated into the output-series dual active bridge converter for full operation zero voltage switching (ZVS). By analyzing the working modes of the converter, the ZVS range of the converter is derived. To compromise the ZVS and the conduction loss caused by the LC networks, the modulation trajectory is designed in terms of the boundary condition of the ZVS range. The conduction loss of the proposed converter is compared with the conventional output-series dual active bridge converter, which illustrates that the conduction loss is only increased in light loads. Finally, a 1.3kW experimental prototype is built to verify the proposed converter and the modulation scheme, which demonstrates the ZVS performance and efficiency improvement.

Key words: output-series; dual active bridge; auxiliary LC network; zero-voltage switching