

具有极低输入电流纹波的电流源型双有源桥 DC-DC 变换器

倪永亮¹, 沙德尚², 王孙博², 李晓聪¹

(1. 中国北方车辆研究所信息与控制技术部, 北京 100072;

2. 北京理工大学自动化学院, 北京 100081)

摘要:针对新能源发电如光伏或者燃料电池的功率调节器电流输入纹波问题,本文提出了一种新颖的电流源型混合 DAB 拓扑。在稳态运行过程中输入侧开关管占空比始终为 50%,在交错的作用下输入电流纹波极小。采用所提出的占空比补偿策略,可以进一步增加开关管的软开关范围。同时电压反馈采用陷波滤波器,减少了单相逆变器负载时的低频输入电流纹波。文中给出了拓扑模态分析、工作原理、ZVS 条件和参数设计的原则。采用所提出的控制策略,所有功率器件都可以实现零电压(ZVS)开通,可以增加软开关的范围,同时实现高效率的功率变换。仿真结果和样机实验验证了所提出的变换器和控制策略的有效性。

关键词: DC-DC 变换器; 功率调节器; 零电压开关; 电流纹波

DOI: 10.12067/ATEEE1901083

文章编号: 1003-3076(2019)07-0035-12

中图分类号: TM46

1 引言

对于一些新能源功率调节系统,如燃料电池所用功率调节系统,一个主要问题是电流输入纹波过大,其包括由单相逆变器负载引起的低频纹波和由 DC-DC 变换器的高频工作引起的高频纹波。低频电流纹波会缩短燃料电池堆的使用寿命^[1,2]并导致质子交换膜的降解^[3];目前已经开发了许多方法来减少输入电流纹波。此外,高频电流纹波还会导致氢利用率降低^[4,5],降低运行效率,增加系统机械应力^[6];有可能存在对燃料电池老化和双层电容的长期影响^[7]。而低频纹波对于光伏电池最大功率跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)的精度也产生了影响,电流纹波越小,则最大功率点的计算精度越高。另一方面,燃料电池堆的输出电压通常较低,因此需要高升压比 DC-DC 变换器将低电压升至高直流电压^[8,9]。对于功率调节系统用 DC-DC 变换器,从入口可分为电压源型^[9,10]和电流源型^[11-22]。对于电压源型 DC-DC 变换器,高频输入电流纹波相对较高。为了降低输入电流纹波,电流源型 DC-DC 变换器是一个很好的解决方案。在某些电流源型

DC-DC 变换器中,由于输出电压一开始为零,存在自启动问题,因此必须使用额外的电路辅助其启动^[14-16]。而电流源型 BUCK-BOOST(降压-升压)电路可以很好地解决自启动问题^[17-22],无需增加任何额外的启动电路。

电流源型双有源桥式变换器(Dual Active Bridge, DAB)具有吸引人的优点,在电路上既可以实现双向功率流,在单向功率流发电场合也可以应用,比如前级的源为光伏电池电力调节系统^[18]。其变压器漏电感可以当做能量转移的媒介,通过适当的控制,不会产生过电压尖峰。为了抑制漏感中电流尖峰,可以采用电压主动匹配控制技术,在电池电压变化的时候,使得钳位电压和高压侧输出电压匹配。不仅适用于全桥-半桥电流型 DAB^[18],对于全桥-全桥型电流型 DAB 同样适用^[20-22]。因为低压侧采用 PWM 调节,虽然采用了相应的交错控制,但是输入电流纹波会随着占空比的变化而变化,即使占空比工作在 50%两侧^[22],输入电流纹波为零也随着输入侧占空比的变化而变化。即使燃料电池侧采用三相交错,由于输入的占空比随着燃料电池电压而变化,所以输入纹波不为零^[23],此外开关管软开

收稿日期: 2019-01-29

基金项目: 国家自然科学基金项目(51577012)

作者简介: 倪永亮(1980-),男,河南籍,副研究员,硕士,研究方向为综合机电系统、综合电力系统;

沙德尚(1977-),男,江苏籍,研究员,博士,研究方向为电力电子高频变换。

关范围受限。

为了尽可能地减小输入电流纹波,本文提出了一种新颖的电流源型混合 DAB 拓扑结构。对于本文的拓扑结构,在稳态运行过程中不论输出功率和输入电压如何变化,输入侧开关管占空比始终为 50%,在交错的作用下输入电流纹波极小。理论上,电流纹波甚至可以减小到零。此外,所有开关管均可以在宽输入电压和宽负载范围内实现零电压开通 (Zero Voltage Switch, ZVS)。

2 工作原理

2.1 电路拓扑

所提出的变换器拓扑结构如图 1 所示。输入侧 (即燃料电池侧) 是双升压半桥结构,由四个功率 MOSFET (Q_1, Q_{1a}, Q_2, Q_{2a}) 和两个直流电感 (L_1, L_2) 组成。输出侧由全桥和辅助半桥构成。其中,全桥由四个 MOSFET ($S_1 \sim S_4$) 组成,辅助半桥由两个 MOSFET (S_5, S_6) 和两个电容器 C_u 和 C_d 组成。两侧通过高频变压器 T 连接,其匝数比为 $1:n$ 。 L_k 表示变压器的漏电感。 m 是电压转换率,其定义式为:

$$m = V_o / (2nV_{in}) \quad (1)$$

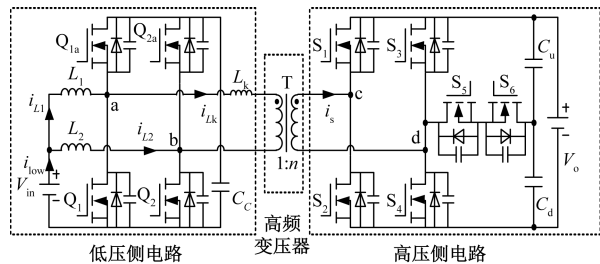


图 1 电流源型混合双有源桥变换器电路拓扑结构

Fig. 1 Current-fed hybrid DAB converter

2.2 工作原理

对于图 1 所示的电路,根据副边高脉冲的占空比 d 可分为三种工作模式。具体混合桥三种模式的典型示意图如图 2 所示。图 2 中, $Ap+$ 是低压侧电压 v_{ab} 的正半周的伏秒积, $As+$ 是高压侧电压 v_{cd} 折算到变压器原边时其正半周的伏秒积。中小负载下一般典型工作波形如图 2(b) 所示。输入侧开关管, Q_1 和 Q_{1a} , Q_2 和 Q_{2a} 分别互补工作,占空比固定为 50%; Q_1 和 Q_2 相移 $T_s/2$,其中 T_s 是开关周期。对于输出侧开关管, S_1 和 S_2 , S_3 和 S_5 , S_4 和 S_6 也互补工作。 S_1 和 S_2 的占空比固定为 50%,并且 S_1 的选通信号滞后移相率 φ 于 Q_{1a} 的选通信号。 S_3 和 S_4 的占空比均表示为 d 。 S_3 和 S_4 分别与 S_2 和 S_1 同时

接通。正确选择 d 可以确保所有开关管在宽范围内实现 ZVS,这点将在第 3 节中进行介绍。 v_{ab} 表示图 1 中点 a 和点 b 之间的电压, v_{cd} 是点 c 和点 d 两端的电压。漏电感中电流表示为 i_{Lk} 。

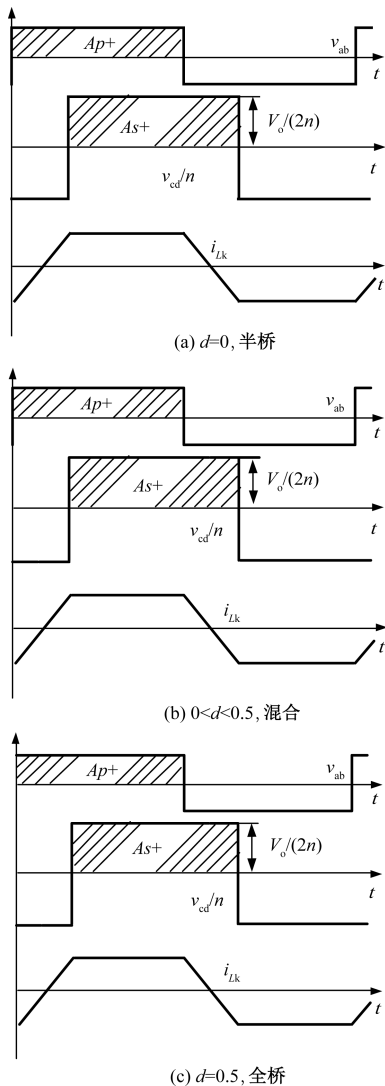


图 2 混合桥三种模式的典型示意图

Fig. 2 Typical operation diagram of three modes of hybrid bridge

2.3 典型工作区域

典型工作波形如图 3 所示,根据图 3 的工作波形,整个开关周期可分为 12 个阶段。由于工作模式是对称的,故图 4 仅给出了一半的开关周期,并在下面进行详细描述。另一半周期中的模式是相似的。

(1) 工作模式 1 ($t_0 \sim t_1$)。此工作模式如图 4(a) 所示。在 t_0 时刻之前,低压侧 Q_1 和 Q_{2a} 导通,高压侧 S_2, S_5 和 S_6 导通,因此 v_{ab} 为 $-V_{cc}$, v_{cd} 为 $-V_{high}/2$,谐振电感电流 i_{Lk} 线性减小。此时, Q_{1a} 和 Q_2

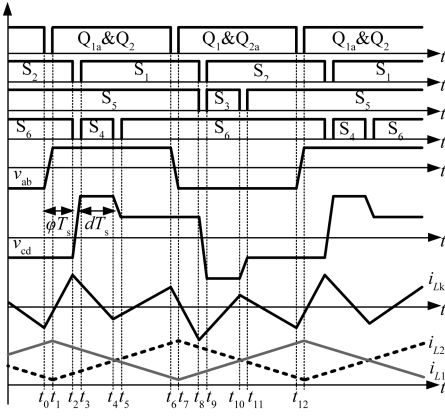


图3 典型工作波形

Fig.3 Typical operating waveforms

承受的反压均为 V_{Cc} 。

在 t_0 时刻, Q_1 和 Q_{2a} 关断, 低压侧所有开关管的结电容将与 L_k 、 L_1 、 L_2 一起谐振。以 Q_1 和 Q_{1a} 为例, L_1 电流 i_{L1} 与 L_k 电流 i_{Lk} 之差给 Q_1 结电容充电, 并给 Q_{1a} 结电容放电, 直到 Q_{1a} 的漏-源极电压降为零, 此时 Q_{1a} 的体二极管导通, 谐振过程结束; 由于二极管钳位作用, Q_{1a} 的漏-源极电压将被钳位在零, 若此时给 Q_{1a} 导通信号, Q_{1a} 将实现 ZVS 软开关。类似, 如果电流 $-i_{L2} - i_{Lk}$ 为正, 将给 Q_2 的结电容充电, 并给 Q_{2a} 结电容充电, 进而为 Q_2 实现 ZVS 软开关做准备。

(2) 工作模式 2 ($t_1 \sim t_2$)。此工作模式如图 4(b) 所示。在 t_1 时刻, 控制器给出 Q_{1a} 和 Q_2 的导通信号, 通过合理的直流电感和漏感设计, Q_{1a} 和 Q_2 可实现 ZVS 软开关, 将在第 5 节介绍。在 Q_{1a} 和 Q_2 导通后, 电压 v_{ab} 为 $+V_{Cc}$, v_{cd} 为 $-V_o/2$, V_{Cc} 为电容 C_c 两端的电压, V_o 为图 1 中输出侧的电压。此时谐振电感电流 i_{Lk} 将以固定斜率线性上升。值得注意的是, 在此期间, S_1 承受的反压为 V_{high} , 而 S_3 和 S_4 承受的反压则被处于导通状态的 S_5 和 S_6 钳位在 $V_{high}/2$ 。

在工作模式 2 期间, 变换器满足式(2):

$$\begin{cases} v_{ab} = +V_{Cc}, v_{cd} = -V_{high}/2 \\ i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_1) + \frac{v_{ab} - v_{cd}/n}{L_k}(t - t_1) \end{cases} \quad (2)$$

(3) 工作模式 3 ($t_2 \sim t_3$)。此工作模式如图 4(c) 所示。在 t_2 时刻, 高压侧 S_2 和 S_6 被关断, 副边电流 i_s 将给 S_2 的结电容充电并给 S_1 的结电容放电, 直到 S_1 的漏-源极电压下降到零且 S_2 电压上升到 V_{high} , 此时 S_1 的体二极管将导通, 为 S_1 实现

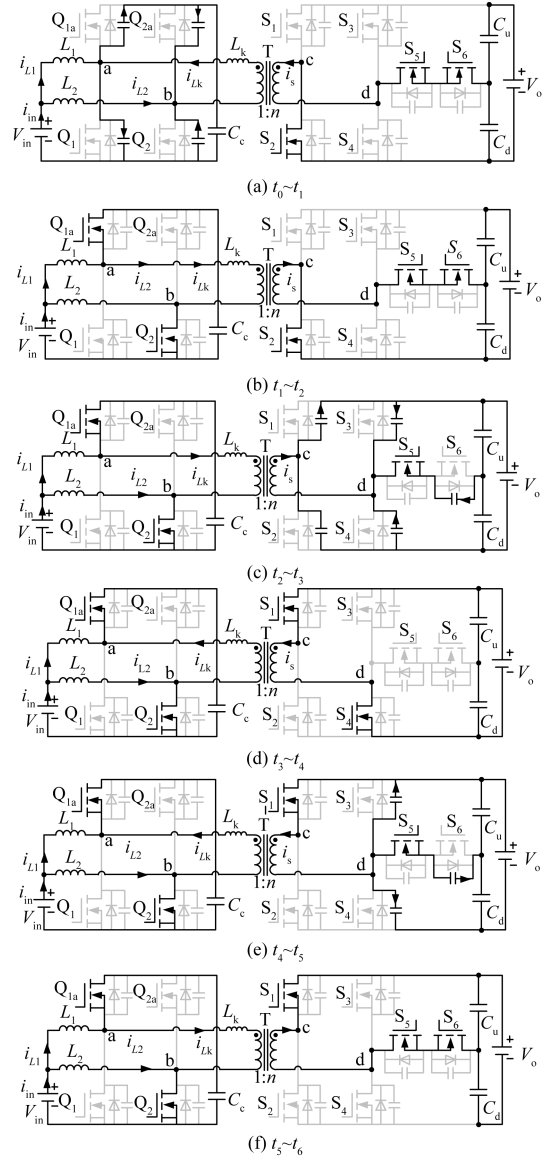


图4 典型工作区域

Fig.4 Typical operating periods

ZVS 软开关做准备。与此同时, 电流 i_s 将给 S_3 和 S_6 的结电容充电并给 S_4 的结电容放电, 直到 S_4 的漏-源极电压下降到零且 S_3 和 S_6 电压分别上升到 V_{high} 和 $V_{high}/2$, 此时 S_4 的体二极管将导通, 直到 S_1 和 S_4 被开通。

(4) 工作模式 4 ($t_3 \sim t_4$)。此工作模式如图 4(d) 所示。在 t_3 时刻, 控制器给出开关管 S_1 和 S_4 的导通信号; 根据模式 3 的分析, S_1 和 S_4 可以实现 ZVS。在其导通之后, 电压 v_{ab} 为 $+V_{Cc}$, v_{cd} 为 $+V_{high}$, i_{Lk} 将线性下降。在此期间, S_2 和 S_3 承受的反压均为 V_{high} , S_6 承受的反压为 $V_{high}/2$, 而 S_5 虽然尚未被关断, 但是 S_5 在该模式期间无电流流过, 其漏-源极

电压为零。

在模态四期间,变换器满足方程:

$$\begin{cases} v_{ab} = +V_{C_c}, v_{cd} = +V_{high} \\ i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_3) + \frac{v_{ab} - v_{cd}/n}{L_k}(t - t_3) \end{cases} \quad (3)$$

(5)工作模式 5($t_4 \sim t_5$)。此工作模式如图 4(e)所示。在 t_4 时刻,高压侧 S_4 被关断,副边电流 i_s 将给 S_4 的结电容充电,并给 S_3 和 S_6 的结电容放电,直到 S_6 的漏-源极电压下降到零,由于此时 S_5 两端的电压为零且其驱动信号仍为高电平,具备导通能力,所以 S_6 的体二极管将正向导通,谐振过程结束,并将 S_3 和 S_4 的电压钳位在 $V_{high}/2$ 。由于 S_6 的体二极管将其电压钳位为零,等待 S_6 导通信号的到来,为 S_6 实现 ZVS 做准备。

(6)工作模式 6($t_5 \sim t_6$)。此工作模式如图 4(f)所示。在 t_5 时刻高压侧 S_6 的驱动信号变为高电平,如果 i_s 为负值的话,则 S_6 可以实现 ZVS 软开关,反之则 S_6 硬开通。在 S_6 导通之后,电流重新流经 S_5 。该模态期间,电压 v_{ab} 为 $+V_{C_c}$, v_{cd} 为 $+V_{high}/2$,因此 i_{Lk} 将线性上升(斜率小于模式 2 中的上升斜率); S_2 承受的反压为 V_{high} ,而 S_3 和 S_4 承受的反压则均为 $V_{high}/2$ 。

在工作模式 6 期间,变换器满足方程:

$$\begin{cases} v_{ab} = +V_{C_c}, v_{cd} = +V_{high}/2 \\ i_{Lk}(t) = i_{Lk}(t_5) + \frac{v_{ab} - v_{cd}/n}{L_k}(t - t_5) \end{cases} \quad (4)$$

在 t_6 时刻,低压侧 Q_{1a} 和 Q_2 被关断,此时原边开关管的结电容将与 L_k 、 L_1 和 L_2 一起谐振,谐振过程与模式 1 类似,原边交流电压 v_{ab} 的电平也将由 $+V_{C_c}$ 逐渐变为 $-V_{C_c}$,此后将开始 v_{ab} 的负半周阶段,其与正半周的模态分析类似,因此不再赘述。

3 软开关条件分析和控制策略

3.1 软开关条件分析

如前所述,所提出的变换器传递的功率由两个独立变量控制,即移相角 φ 和输出侧占空比 d 。因此,对于具有固定输入电压和传输功率的特定工作点,可以通过改变两个控制变量的可能组合来产生不同的 i_{Lk} 波形,从而导致实现 ZVS 条件的不同。

所提出的变换器的理论工作波形如图 5 所示。 $t_0 \sim t_5$ 是功率管的开关时刻。这些时刻漏电感电流值决定了是否能实现功率管的软开关,因此需要计算这些电流的表达式。

根据图 5 和式(2)~式(4),可得到漏感电流在

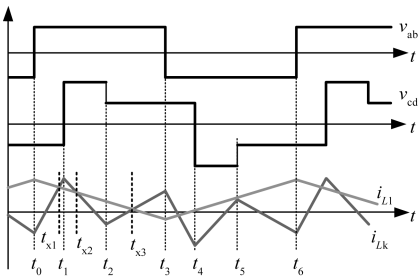


图 5 理论工作波形

Fig. 5 Theoretical operating waveforms

下述时刻电流值的表达式:

$$\begin{cases} i_{Lk}(t_1) = -i_{Lk}(t_4) = i_{Lk}(t_0) + [2V_{in} + V_o/(2n)]\varphi T_s/L_k \\ i_{Lk}(t_2) = -i_{Lk}(t_5) = i_{Lk}(t_1) + (2V_{in} - V_o/n)dT_s/L_k \\ i_{Lk}(t_3) = -i_{Lk}(t_0) = i_{Lk}(t_2) + [2V_{in} - V_o/(2n)](0.5 - \varphi - d)T_s/L_k \end{cases} \quad (5)$$

求解式(5)可得到式(6):

$$\begin{cases} i_{Lk}(t_0) = [-0.5nV_{in} + V_o(0.125 + 0.25d - 0.5\varphi)]T_s/(nL_k) \\ i_{Lk}(t_1) = [(0.125 + 0.25d)V_o + nV_{in}(2\varphi - 0.5)]T_s/(nL_k) \\ i_{Lk}(t_2) = [(0.125 - 0.75d)V_o + nV_{in}(2d + 2\varphi - 0.5)]T_s/(nL_k) \end{cases} \quad (6)$$

同时,输入直流电感电流的表达式为:

$$\begin{cases} i_{Ll}(t_0) = i_{Ll}(t_3) = P_o/(2V_{in}) + V_{in}T_s/(4L_{in}) \\ i_{Ll}(t_3) = i_{Ll}(t_0) = P_o/(2V_{in}) - V_{in}T_s/(4L_{in}) \end{cases} \quad (7)$$

式中, P_o 为输出功率。开关管的 ZVS 条件可以总结如表 1 所示。

表 1 ZVS 实现条件

Tab. 1 ZVS conditions for switches

开关实现 ZVS	电流条件
$S_1 \& S_2 \& S_3 \& S_4$	$i_{Lk}(t_1) > 0$
$S_5 \& S_6$	$i_{Lk}(t_2) < 0$
$Q_1 \& Q_{1a} \& Q_2 \& Q_{2a}$	$-i_{Lk}(t_0) > i_{Ll2}(t_0)$

3.2 控制策略

从表 1 可以看出,对于输出侧全桥开关管 $S_1 \sim S_4$,一旦 $i_{Lk}(t_1)$ 值为正,就可以实现 ZVS。如果输出侧占空比 d 选择如下:

$$d = 1/m - 0.5 \quad (8)$$

则式(6)中的 $i_{Lk}(t_1)$ 可以表示为:

$$i_{Lk}(t_1) = 2V_{in}\varphi T_s/L_k \quad (9)$$

考虑到系统中的单向功率流特征,移相比 φ 总是正的, $i_{Lk}(t_1)$ 可以始终保持为正。因此可以获得 $S_1 \sim S_4$ 的 ZVS。同时,通过适当设计输入直流电感值和 L_k ,可以实现 Q_1 、 Q_{1a} 、 Q_2 和 Q_{2a} 的 ZVS。

在这种情况下, d 仅由电压转换增益决定,不受

负载条件的影响。然而,辅助开关管 S_5 和 S_6 的 ZVS 与 φ 和 d 的组合有关。如果仅根据式(8)选择 d ,则当传输功率高时,不能实现 S_5 和 S_6 的 ZVS。因此,为了确保 S_5 和 S_6 的 ZVS, d 不能仅由式(8)决定,并且需要改进控制。

根据表 1, S_5 和 S_6 的 ZVS 实现条件可表示为:

$$i_{Lk}(t_2) < 0 \quad (10)$$

根据式(1)和式(6),该条件可以写为:

$$(1 - 6d)m + (8d + 8\varphi - 2) < 0 \quad (11)$$

考虑到 $i_{Lk}(t_2)$ 的值,假设其为 0,则可以得到式(12)。如果式(12)成立,则在任何条件下 $i_{Lk}(t_2)$ 的值均为 0,这也是实现 S_5 和 S_6 的 ZVS 的边界条件。

$$d = (8\varphi + m - 2)/(6m - 8) \quad (12)$$

在该情况下,在时间间隔 (t_1, t_2) 内漏感线性减小而 $i_{Lk}(t_2)$ 的值为 0,所以 $i_{Lk}(t_1)$ 的值恒为正, $S_1 \sim S_4$ 可以实现 ZVS。

但是式(12)将会导致新的问题。在这种情况下变换器传递的功率可以表达为:

$$P_o = \frac{\int_0^{T_s} 2V_{in}(t)i_{Lk}(t)dt}{T_s} = \frac{2[d^2 + \varphi(1 - 2\varphi) + d(2\varphi - 0.5)]mV_{in}^2T_s}{L_k} \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)中可得到:

$$P_o = \frac{mT_sV_{in}^2}{L_k(3m - 4)^2}[-4(9m^2 - 36m + 40)\varphi^2 + 4(6m^2 - 19m + 12)\varphi - (m - 1)(m - 2)] \quad (14)$$

式(14)显示传输的功率有最小的限制。最小传输功率 P_{min} 可以表示为:

$$P_{min} = \frac{mT_sV_{in}^2(m - 1)(m - 2)}{L_k(3m^2 - 12m + 8)} \quad (15)$$

综上所述,根据式(8)的关系,辅助开关管的 ZVS 可以在轻负载时实现,但在重负载时不能保证。相比之下,采用式(12)的控制策略,由于最小输出功率受限,因此可以在某种负载上实现用于辅助开关管的 ZVS。因此,两个控制律可以组合在一起。因此,所提出的控制策略如式(16)所示:

$$d = \begin{cases} \max\left\{\frac{1}{m} - 0.5, \frac{8\varphi + m - 2}{6m - 8}\right\} & 6m - 8 > 0 \\ \min\left\{\frac{1}{m} - 0.5, \frac{8\varphi + m - 2}{6m - 8}\right\} & 6m - 8 < 0 \end{cases} \quad (16)$$

3.3 控制框图

该变换器的控制框图如图 6 所示。它由移相环路和占空比环路组成。移相环路由输出电压环路和输入电流环路组成,旨在通过相移调节输出电压。占空比环路根据式(16)改变 S_5 和 S_6 的占空比 d 。 $G_v(s)$ 和 $G_i(s)$ 分别是输出电压调节器和输入电流调节器的传递函数。 H_v 和 H_i 分别是 v_o 和 i_{in} 的采样系数。 $F_n(s)$ 是一个陷波滤波器,用于通过单相逆变器负载降低低频输入电流纹波。

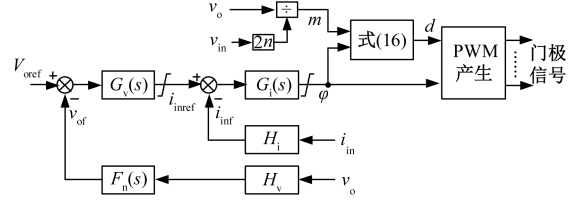


图 6 控制框图

Fig. 6 Control block diagram

若输入电压是固定的且输出电压 v_o 低于其参考电压,则移相比 φ 增加且传递的功率也增加。由于负载是固定的, v_o 将上升,直到等于参考值。

4 电流纹波分析

4.1 高频电流纹波分析

图 7 显示了在忽略死区时间并且所有器件都是理想的情况下输入侧电感器电流波形。由于只考虑输入侧的纹波,忽略死区,可以将输入侧分为四个工作模式,在时间 $[T_0, T_1]$ 中 Q_{2a} 和 Q_1 开通,在时间 $[T_1, T_2]$ 中 Q_{1a} 和 Q_2 开通。所有输入侧开关管的占空比为 50%,因此平均钳位电容电压 V_{C_c} 是输入电压的两倍,表示为:

$$V_{C_c} = 2V_{in} \quad (17)$$

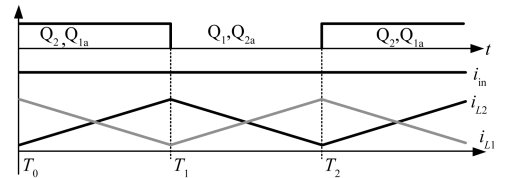


图 7 忽略死区影响下的输入电感电流波形

Fig. 7 Input inductor current waveforms neglecting dead time effect

L_1 和 L_2 为输入侧的电感值,如图 1 所示。时间 $[T_0, T_1]$ 中, L_1 上电压为 $V_{in} - V_{C_c}$ 而 L_2 上的电压为 V_{in} 。在时间 $[T_1, T_2]$ 中, L_1 上电压为 V_{in} ,而 L_2 的电压为 $V_{in} - V_{C_c}$ 。因此 L_1 上电流 i_{L1} 和 L_2 上电流 i_{L2} 可

以表达为:

$$i_{L1}(t)=\begin{cases} I_1+\frac{V_{in}T_s}{4L_1}-\frac{V_{in}}{L_1}(t-T_0) & T_0\leq t<T_1 \\ I_1-\frac{V_{in}T_s}{4L_1}+\frac{V_{in}}{L_1}(t-T_1) & T_1\leq t<T_2 \end{cases}$$
$$i_{L2}(t)=\begin{cases} I_2-\frac{V_{in}T_s}{4L_2}+\frac{V_{in}}{L_2}(t-T_0) & T_0\leq t<T_1 \\ I_2+\frac{V_{in}T_s}{4L_2}-\frac{V_{in}}{L_2}(t-T_1) & T_1\leq t<T_2 \end{cases}$$

(18)

式中, I_1 和 I_2 分别为 L_1 和 L_2 的平均电流。假设 L_1 和 L_2 的值相同,则输入电流 i_{in} 可以表达为:

$$i_{in}(t)=i_{L1}(t)+i_{L2}(t)=I_1+I_2$$

(19)

从式(19)可以看出,输入电流 i_{in} 是恒定的直流值,如果 L_1 和 L_2 相同,则没有高频电流纹波。因此,所提出的变换器理论上可以实现高频纹波自由输入电流。

4.2 低频电流纹波分析

当 DC-DC 变换器的负载是单相逆变器时,DC-DC 变换器的输入电流包含由于功率脉动引起的低频电流纹波。因为负载为单向逆变器,直流母线电压包含二倍频的低频纹波,该纹波将作为电压反馈的一部分,导致 i_{in} 的参考给定也产生脉动。本文中,在输出电压反馈路径中使用陷波滤波器。其中心频率设置与双倍频的频率相同,因此可以滤除低频分量。陷波滤波器通过软件实现,不需要额外的硬件设备。

5 仿真及实验结果

5.1 仿真分析

为了对电流源型混合双有源桥电路、控制方法以及参数设计进行原理验证,本节将利用 PSIM 软件进行仿真验证。仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
V_{in}/V	24~36	$L_1, L_2/\mu H$	11
V_o/V	400	$L_k/\mu H$	3
P_o/kW	1	n	5
f_s/kHz	50	$C_e/\mu F$	60

不同电压和不同功率下的稳态仿真波形如图 8 所示。由图 8 可知,不论输入电压还是负载如何变化,输入电流的纹波都很小。

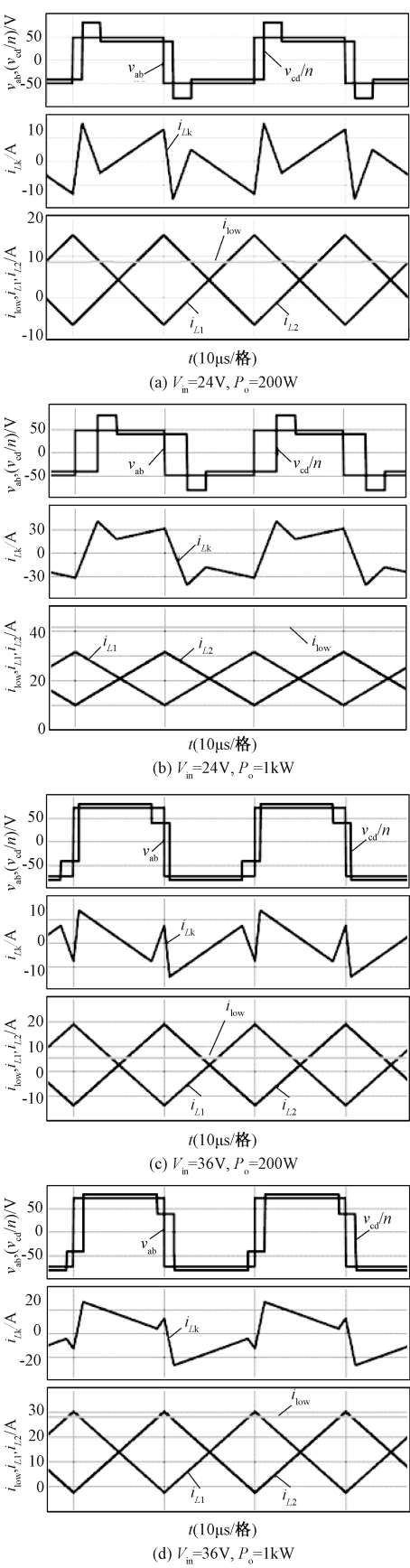


图 8 稳态仿真波形

Fig. 8 Simulated steady state waveforms

图 9 为负载单相逆变器时的二次纹波。可以发现,采用陷波器可以显著降低低频电流纹波。

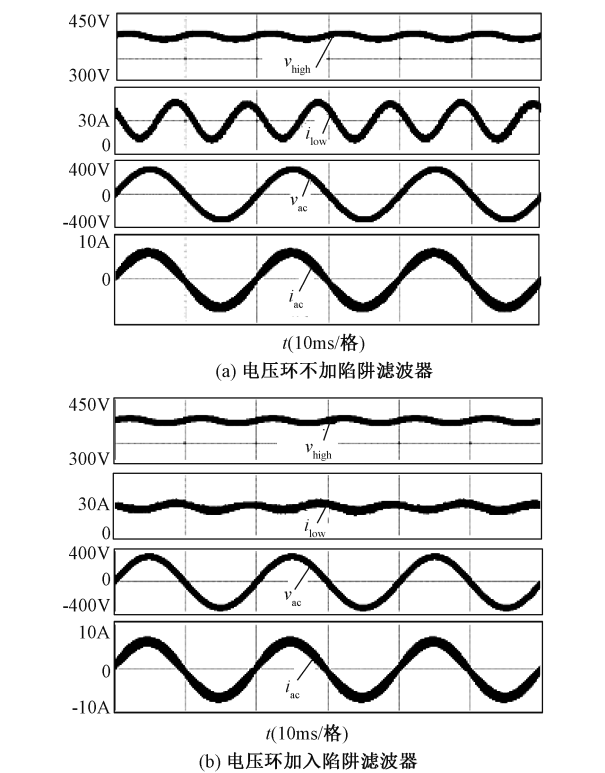


图 9 负载单相逆变器时的二次纹波
Fig. 9 Secondary ripplefor single-phase inverter load

5.2 实验分析

实验参数和表 2 中的仿真参数是完全一致的,输入侧开关管型号为 IPT015N10N5,开关管 $S_1 \sim S_4$ 的型号为 FDA50N50。

图 10 是输出侧占空比 d 仅由式(8)控制时,在不同输入电压和负载条件下的稳态波形。该变换器在宽输入电压范围和宽负载范围内工作良好。采用式(12)中提出的控制所示,在某些情况下需要补偿 d 以实现辅助开关管 S_5 和 S_6 的 ZVS。

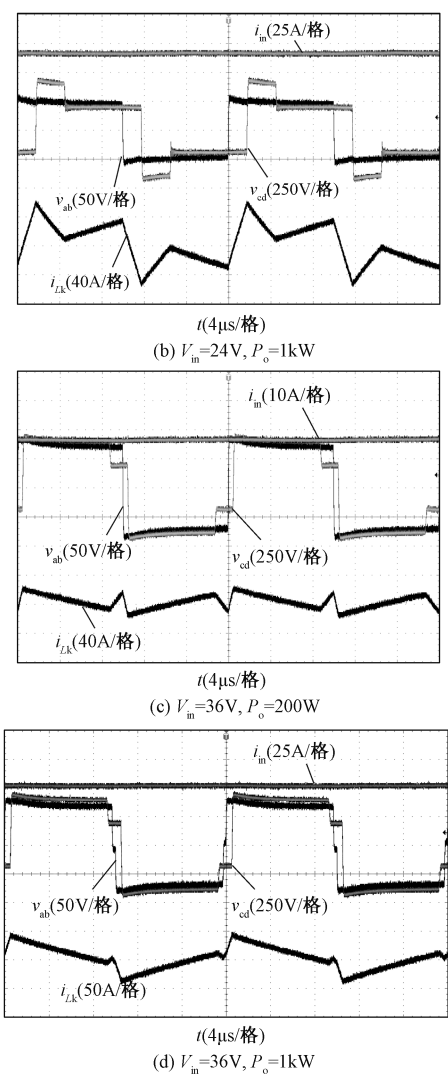
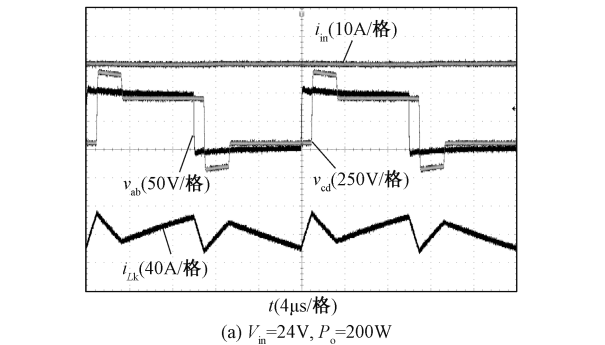


图 10 采用式(8)控制下稳态波形
Fig. 10 Steady state waveforms with control expressed by (8)

图 11 为采用提出的控制方法在 24V 输入和 1kW 负载条件下的稳态波形。占空比补偿为 0.1。可见,在采用该补偿以后, $i_{Lk}(t_2)$ 为负值,为实现软开关提供了条件。从上面的实验结果可以看出,所提出的变换器可以在宽的范围内工作。

图 12 给出了 1kW 负载和不同的输入电压下变换器高频纹波。其中 i_{in} 是输入电流而 Δi_{in} 是其交流分量。 Δi_{L1} 和 Δi_{L2} 分别代表 i_{L1} 和 i_{L2} 的交流成分。如图 12 所示,尽管输入电压变化,由于输入侧开关管的占空比固定为 50%,高频输入电流纹波很小。

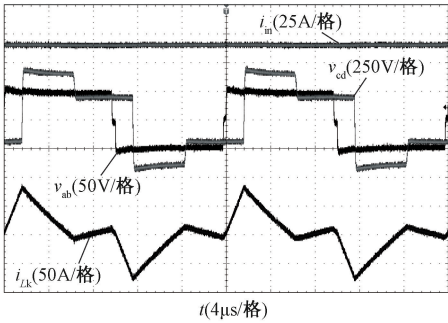
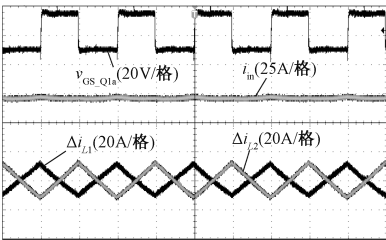
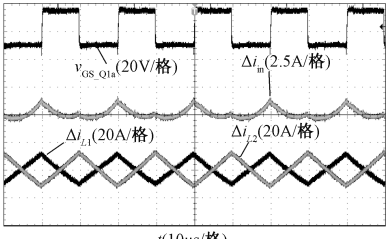


图 11 $V_{in}=24V$, $P_o=1kW$ 下采用所提出的
占空比补偿波形

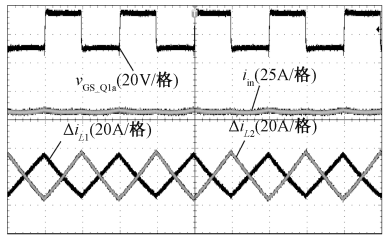
Fig. 11 Steady state with the proposed control with
 $V_{in}=24V$, $P_o=1kW$



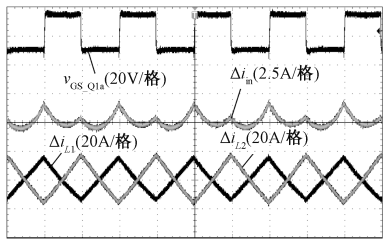
(a) $V_{in}=24V$ 时的输入电流



(b) $V_{in}=24V$ 时的输入电流交流分量



(c) $V_{in}=36V$ 时的输入电流

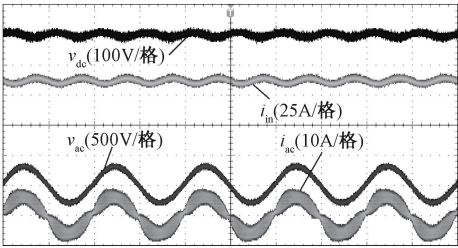


(d) $V_{in}=36V$ 时的输入电流交流分量

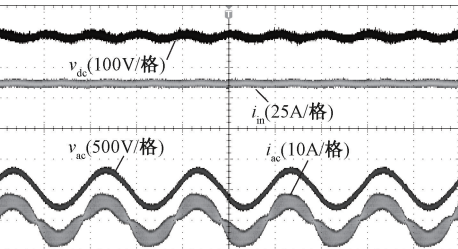
图 12 使用 50% 占空比交错工作的变换器的高频电流纹波实验结果

Fig. 12 Experiment results of high frequency current ripple for proposed converter using 50% duty cycle interleaving operation

图 13(a) 和图 13(b) 是负载为单相逆变器时, 分别不采用陷波器和采用陷波器时低频输入电流纹波。 Δv_{dc} 和 Δi_{in} 是 v_{dc} 和 i_{in} 的交流分量。由于图 12 所示的小高频纹波叠加在 i_{in} 上, 因此仅测量低频纹波的峰峰值。很明显, 当在单相逆变器负载下, 采用陷波器可以显著降低低频电流纹波。同时也表明, 在负载功率不断动态切换的情况下, 系统也可以稳定工作。



(a) 无陷波器



(b) 有陷波器

图 13 有无陷波滤波器时低频电流纹波

Fig. 13 Experimental results for low frequency current ripple with and without notch filter

图 14 为不同输入电压和负载下输入侧下管开 Q_1 的导通过程。如图 14 所示, Q_1 可以在宽输入电压范围和宽负载范围内实现 ZVS。根据前述分析, 输入上侧开关管比下侧开关管更容易实现 ZVS。因此 Q_{1a} 和 Q_{2a} 也可以实现 ZVS。

图 15 为在不同输入电压和负载情况下 S_1 的 ZVS 过程。可以发现 S_1 可以在宽输入电压范围和宽负载范围内实现 ZVS。实际上, S_1 和 S_2 相对容易实现 ZVS。

对于 S_4 , 它与 S_1 同时导通, 因此实现 S_1 和 S_4 的 ZVS 的谐振电流也是相同的。 S_4 关断状态时的电压为 $V_o/2$, 而 S_1 两端的电压为 V_o 。因此, 一旦实现 S_1 的 ZVS, S_4 也可以实现 ZVS。图 16 为辅助开关管 S_5 的软开关实现过程。可以看出, S_5 可以在宽范围内实现具有所提出的控制策略的 ZVS。

上述实验波形表明, 所提出的变换器在宽输入电压范围和宽负载范围内工作良好。同时, 所有开

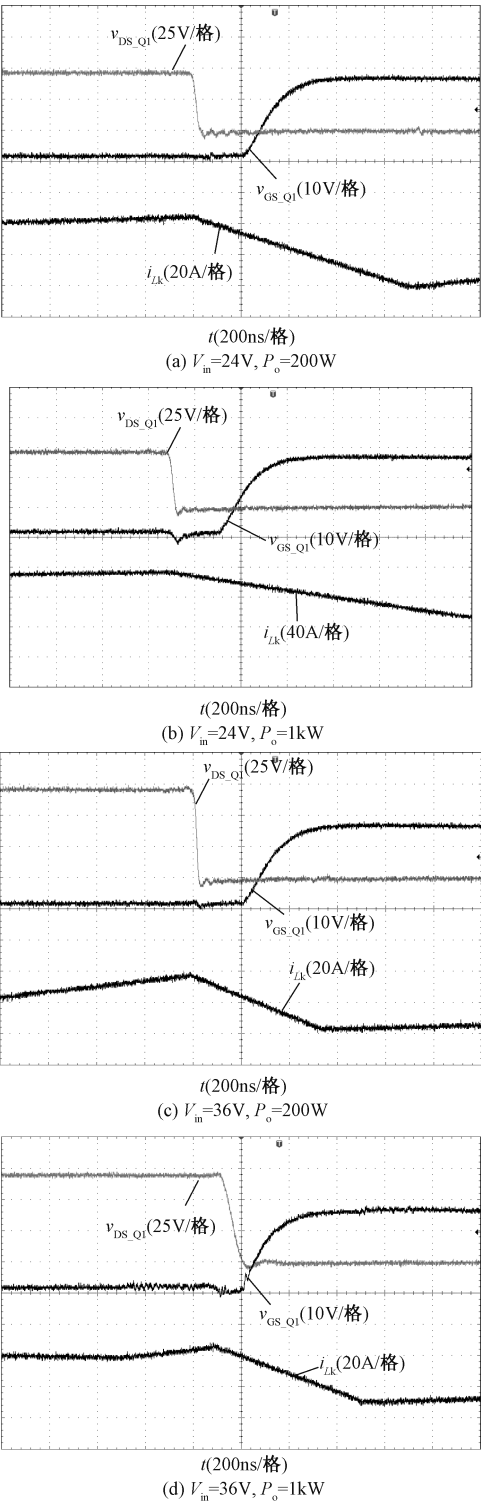


图 14 Q_1 的软开关波形

Fig. 14 Soft switching waveforms for Q_1

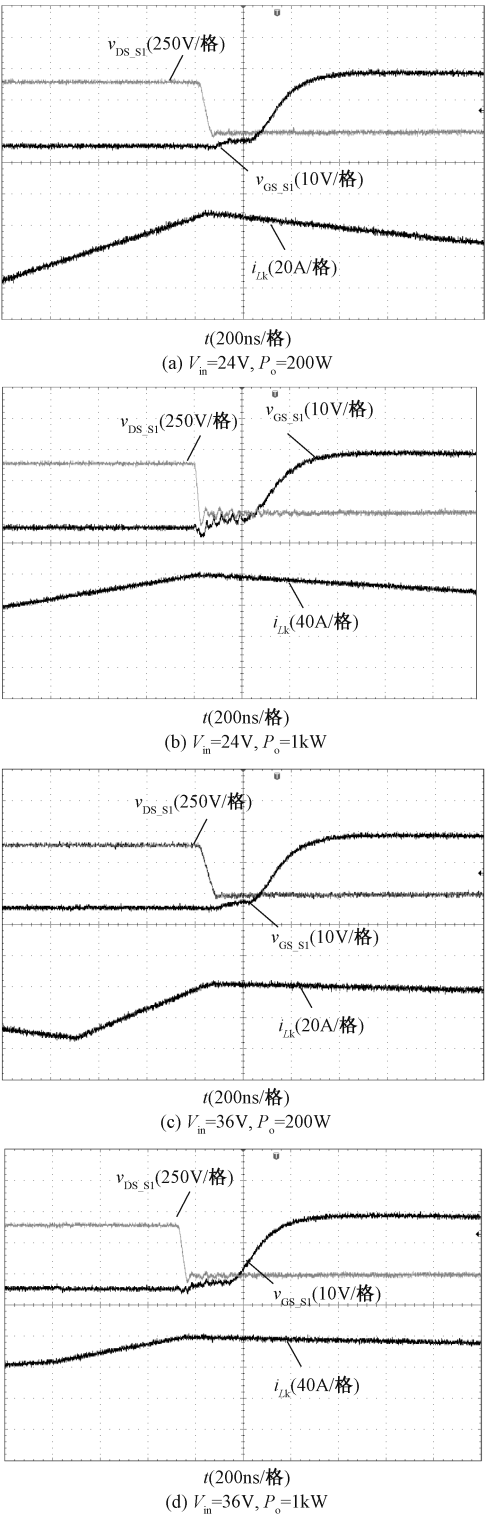


图 15 S_1 的软开关波形

Fig. 15 Soft switching waveforms for S_1

关管均可通过所提出的控制实现 ZVS。此外,理论上可以将输入电流高频纹波抑制到接近零;在为单相逆变器负载供电时,也可以显著降低低频电流纹波。这验证了所提出的变换器和控制的有效性。

对于所提出的转换器,测量了在不同输入电压和不同负载条件下主电路的效率。效率曲线如图 17 所示。可以看出,对于相同的输入电压,主电路

的效率随着传输的功率 P_o 的增加而增加,最高转换效率超过 95%。

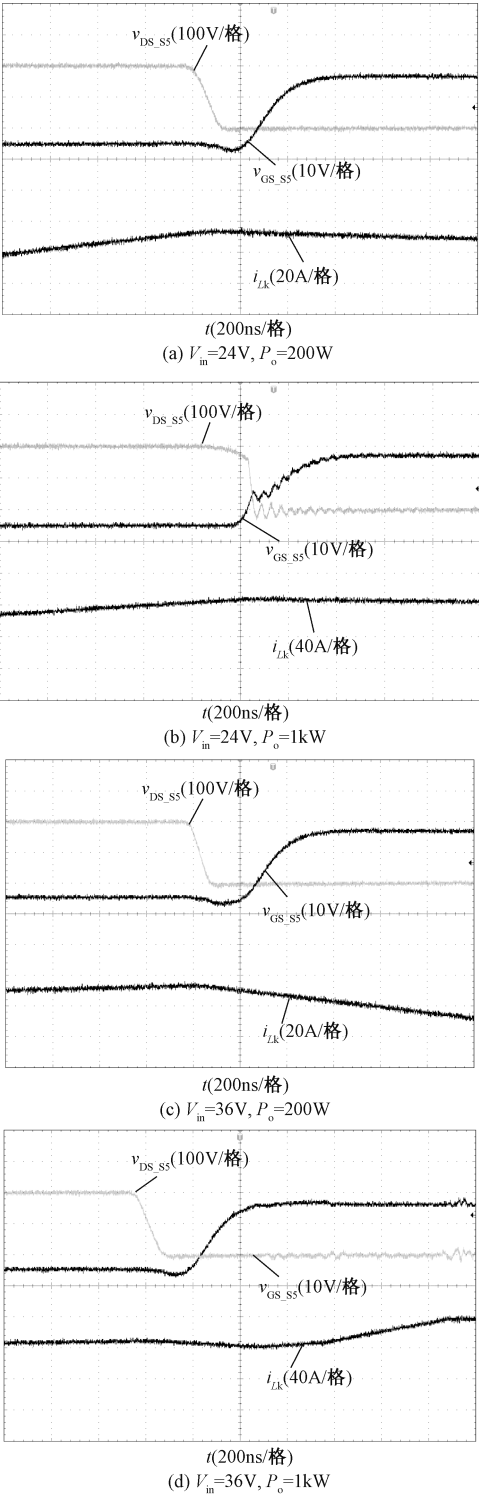


图 16 S_5 的软开关波形
Fig. 16 Soft switching waveforms for S_5

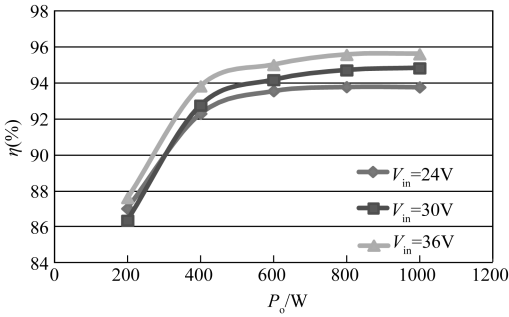


图 17 变换器主电路效率曲线
Fig. 17 Efficiency curves of converter

6 结论

本文提出了一种新型电流源型混合双有源桥式 DC-DC 变换器用于燃料电池功率调节系统。对于所提出的变换器,所有输入侧开关管的占空比固定为 50%,并且双交错升压电路的选通信号相移 180°。因此,与使用具有可变占空比控制的传统交错技术相比,具有所提出的控制的变换器可以实现更低的输入电流纹波。当负载为单相逆变器时,陷波滤波器可以有效地降低低频输入电流纹波。此外,通过使用所提出的控制策略,所有功率开关可以在宽输入电压范围和宽负载范围内实现 ZVS,使得所提出的变换器有很高的效率。通过实验结果验证了所提出的拓扑和控制策略的有效性。

参考文献 (References):

[1] Zhu G, Tan S, Chen Y, et al. Mitigation of low-frequency current ripple in fuel-cell inverter systems through waveform control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28 (2): 779-792.

[2] Debenjak A, Petrovic J, Boskoski P, et al. Fuel cell condition monitoring system based on interconnected DC-DC converter and voltage monitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 62 (8): 5293-5305.

[3] Kim J, Jang M, Cho B, et al. Characteristic analysis and modeling on PEMFC degradation associated with low frequency ripple current effects [A]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) [C]. 2011. 3336-3342.

[4] Mazumder S K, Burra R K, Acharya K. A ripple-mitigating and energy-efficient fuel cell power-conditioning system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (4): 1437-1452.

- [5] Rathore A K. High-frequency soft-switching current-fed inverter for off-grid micro-generation: fuel cell application for rural electrification/development [A]. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications [C]. 2011. 1-10.
- [6] Wang S, Kenarangu Y, Fahimi B. Impact of boost converter switching frequency on optimal operation of fuel cell systems [A]. 2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference [C]. 2006. 1-5.
- [7] Mazumder S K, Acharya K, Haynes C L. Solid-oxide-fuel-cell performance and durability: resolution of the effects of power-conditioning systems and application loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (5): 1263-1278.
- [8] Dominic Gu J, Chen B, Zhang L, et al. Hybrid transformer ZVS/ZCS DC-DC converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (4): 2127-2136.
- [9] Shi Y, Li R, Xue Y, et al. Optimized operation of current-fed dual active bridge DC-DC converter for PV applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 62 (11): 6986-6995.
- [10] 王跃, 郭海平, 高远 (Wang Yue, Guo Haiping, Gao Yuan). 双向全桥直流变换器的全功率范围软开关控制技术研究 (Research on full power range soft-switching control technology of dual active bridge DC-DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (1): 7-12.
- [11] Kong X, Khambadkone A. Analysis and implementation of a high efficiency, interleaved current-fed full bridge converter for fuel cell system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (2): 543-550.
- [12] 郭瑞, 王磊, 杨玉岗, 等 (Guo Rui, Wang Lei, Yang Yugang, et al.). 一种多相交错并联磁耦合双向直流变换器效率优化策略 (Research on light-load efficiency of bidirectional DC/DC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (9): 48-54.
- [13] 王磊, 王秋实, 赵君君, 等 (Wang Lei, Wang Qishui, Zhao Junjun, et al.). 新能源发电系统用多相耦合交错型双向 DC-DC 变换器及控制研究 (Research on staggered parallel magnetic DC-DC converters for new energy power generation system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 41-50.
- [14] Choi J, Cha H, Han B M. A three-phase interleaved DC-DC converter with active clamp for fuel cells [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (8): 2115-2123.
- [15] Jang S, Won C, Lee B, et al. Fuel cell generation system with a new active clamping current-fed half-bridge converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (2): 332-340.
- [16] Pan Xuewei, Rathore Akshay Kumar. Naturally clamped zero-current commutated soft-switching current-fed push-pull DC/DC converter: analysis, design, and experimental results [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (3): 1318-1327.
- [17] Shi Y, Li R, Xue Y, et al. Optimized operation of current-fed dual active bridge DC-DC converter for PV applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 62 (11): 6986-6995.
- [18] Xiao H, Xie S. A ZVS bidirectional DC-DC converter with phase-shift plus PWM control scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (2): 813-823.
- [19] Sha D, You F, Wang X. A high efficiency current fed semi dual active bridge DC-DC converter for low input voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 63 (4): 2155-2164.
- [20] Li W, Wu H, Yu H, et al. Isolated winding-coupled bidirectional ZVS converter with PWM plus phase-shift (pps) control strategy [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (12): 3560-3570.
- [21] Sha D, Zhang J, Wang X, et al. Dynamic response improvements of parallel-connected bidirectional DC-DC converters for electrical drive powered by low-voltage battery employing optimized feedforward control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (10): 7783-7794.
- [22] Sha D, Wang X, Chen D. High-efficiency current-fed dual active bridge DC-DC converter with ZVS achievement throughout full range of load using optimized switching patterns [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2): 1347-1357.
- [23] Choi J, Cha H, Han B M. A three-phase interleaved dc-dc converter with active clamp for fuel cells [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25 (8): 2115-2123.

**A current-fed dual active bridge converter with
rather low input current ripples**

NI Yong-liang¹, SHA De-shang², WANG Sun-bo², LI Xiao-cong¹

(1. Department of Information and Control, China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072, China;

2. School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In this paper, a novel current fed hybrid dual active bridge DC-DC converter is proposed, which is suitable to be used as power condition systems for fuel cell or PV with very low input current ripples. The high frequency input current ripple can be reduced to minimum because the input side switches are always switched at 50% duty cycles in spite of the fuel cell voltage and the load variation. The ZVS range can be extended with the proposed duty cycle extension. To minimize the double-line frequency as the load is single-phase inverter, a notch filter is added in the voltage feedback loop. The mode analysis, the operation principle, ZVS conditions and parameter design are given in this paper. In most working conditions, ZVS can be achieved while the input current ripple including both the high frequency and low frequency ones is low. The conversion efficiency is high. The effectiveness of the proposed converter employing the proposed control strategy is verified by simulation and experimental results of a prototype.

Key words: DC-DC converter; power conditioning system; zero voltage switching; current ripple