具有升压谐振直流环节的单相全桥软开关逆变器

王强， 李兵， 王天施， 刘晓琴
(辽宁石油化工大学 信息与控制工程学院,辽宁 抚顺 113001)

摘 要: 直流母线电压在每个工作周期的短时零状态会降低谐振直流环节逆变器的直流电压利用率。为解决该问题,提出了具有升压谐振直流环节的新型单相全桥软开关逆变器。辅助电路可使直流母线电压处在更高的稳态值,降低直流母线电压归零对直流电压利用率的不利影响。依据等效电路图和理论工作波形,阐述了电路在1个工作周期的工作流程,参数设计方法和辅助电路损耗的计算方法,给出了详细的参数计算过程。实验波形证明了开关器件在切换瞬间处于软开关工作状态。关于效率和直流电压利用率的实验数据表明逆变器额定工作状态下的效率为98.6%,而且其效率和直流电压利用率均优于同类型逆变器。因此,直流环节具有升压功能可优化谐振直流环节逆变器的效率和直流电压利用率。

关键词: 逆变器; 直流电压利用率; 软开关; 谐振; 开关损耗; 直流环节
DOI: 10.15938/j.emc.2020.08.013
中图分类号: TM 464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-449X(2020)08-0101-08

Single-phase full-bridge soft-switching inverter with a boost resonant DC link

WANG Qiang, LI Bing, WANG Tian-shi, LIU Xiao-qin
(College of Information and Control Engineering, Liaoning Shihua University, Fushun 113001, China)

Abstract: The short-time zero state of DC bus voltage in each working cycle reduced the DC voltage utilization of resonant DC link inverter. In order to solve the problem, a single-phase full-bridge soft-switching inverter with a boost resonant DC link is proposed. The DC bus voltage changed to zero periodically and the switches achieved soft switching. The auxiliary circuit improved the steady state value of the DC bus voltage, and reduced the negative effect of DC bus zero-voltage state on DC voltage utilization. According to the equivalent circuit diagram and theoretical working waveform, the working process of the circuit in one working cycle, the parameter design method and the calculation method of auxiliary circuit loss were described, and the detailed parameter calculation process was given. The experimental waveforms show that the switching devices are in soft-switching state at the moment of switching. The experimental data of efficiency and DC voltage utilization rate show that the efficiency of the inverter is 98.6% under rated working condition, and its efficiency and DC voltage utilization rate are better than those of the same type of inverter. Therefore, the DC link with boost function can optimize the efficiency and DC voltage utilization of the resonant DC link inverter.

Keywords: inverter; DC voltage utilization rate; soft-switching; resonant; switching loss; DC link

收稿日期: 2017-12-21
基金项目: 辽宁省教育厅科学研究经费项目(L2019017)
作者简介: 王 强(1981—),男,博士,副教授,硕士生导师. 研究方向为软开关逆变器的电路拓扑及控制;
李 兵(1994—),男,硕士研究生,研究方向为软开关变换器的电路拓扑及控制;
王天施(1970—),男,博士,副教授,研究方向为电力系统继电保护;
刘晓琴(1975—),女,博士,副教授,研究方向为电力系统故障诊断。
通信作者: 王 强

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

0 引 言

逆变器高频化可以减小逆变器中磁性元件的重量和体积，但是逆变器运行于高开关频率时，开关损耗和电磁干扰噪音会显著增加，开关损耗会降低逆变器的运行效率，电磁干扰噪音会对逆变器及其周围电气设备的运行产生负面影响[1-4]。为克服以上缺陷，研究人员提出了具有辅助谐振电路的软开关逆变器，能使开关器件实现软切换，有利于提高开关频率，降低开关损耗和电磁干扰。

近些年，已提出的谐振直流环节软开关逆变器仍存在一些待解决的问题，例如文献[5-7]提出的逆变器在工作过程中，由于电容长期进行充放电操作，不可避免的导致电路出现中性点电位变化问题，影响逆变器的稳定性；文献[8]提出的逆变器在辅助电路中设置了变压器，在辅助电路工作过程中，变压器的剩磁通累积会使变压器铁心处于饱和状态，电能消耗变大；文献[9-12]提出的逆变器在工作过程中需要对谐振电感预充电，而且辅助开关的触发脉冲的占空比随负载电流瞬时值的变化而变化，因此需要额外添加计时与测量模块，这增加了辅助电路损耗和辅助电路控制的复杂性；文献[13]提出的逆变器在谐振参数确定以后，其每个开关周期内的直流母线零电压持续时间是固定值，导致不能灵活调整逆变器的脉宽调制策略。此外，文献[5-13]提出的各种谐振直流环节软开关逆变器存在的问题是直流母线电压周期性下降到零将降低软开关逆变器的直流电压利用率。

本文提出的新型逆变器包含如下优势：1）克服了直流母线电压的零状态对直流电压利用率的影响；2）逆变器在每个开关周期内的直流母线电压的零状态时间是灵活控制的；3）辅助开关能完成软切换，无需实时检测谐振电流值和负载电流值来控制电路中的辅助开关，辅助开关触发脉冲变为高电平的时刻与主开关触发脉冲变为高电平的时刻的间隔时间可以设计为固定值。

1 电路工作过程分析

1.1 电路结构

电路结构如图1所示，图2为图1的等效电路。电感L_b和电容C_b组成的升压电路，其升压原理是直流电源向L_b转移能量，在负载电流通过逆变器桥臂上的续流二极管续流期间，L_b也通过续流二极管向C_b转移能量，使C_b的电压极性与直流电源电压极性相同，最终稳态时利用该升压电路使逆变器桥臂输入端电压u_{pn}从直流电源电压U_{in}提升到$U_{in}+U_{Cb}$，其中U_{Cb}为C_b的端电压。另外，辅助开关S_a，辅助二极管D_a、谐振电感L_r、谐振电容C_r和辅助开关S_b及其反并联二极管D_b组成辅助谐振电路。在电路分析中认为：1）在1个开关周期内流过L_b的电流I_{Lb}保持恒定；2）L_f电感值足够大，在1个开关周期内逆变器输出端电流I_0保持恒定，逆变器输出端可看作与恒流源相连。3）C_b电容值足够大，在一个开关周期内U_{Cb}保持恒定。

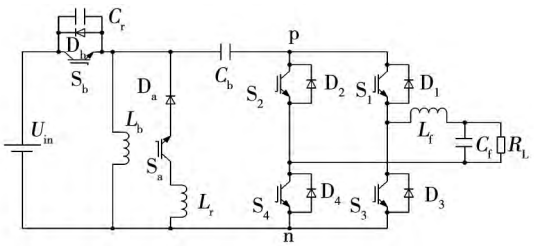


图1 主电路

Fig. 1 Main circuit

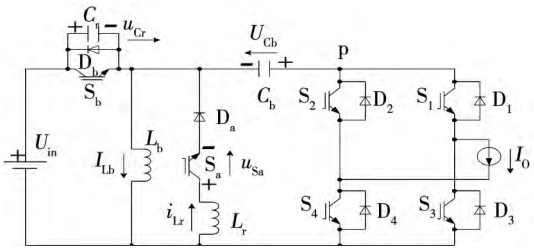


图2 等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit

1.2 电路的工作流程

图3显示出在1个开关周期内的电路理论波形。图4显示出了各工作流程的电流流通路径。

流程1（$t_0 \sim t_1$）：直流电源U_{in}通过L_b转移能量，L_b继续处于充电状态，同时直流电源U_{in}向逆变器输出端转移能量，电路平稳运行，此时$i_{Lr}=0$，$u_{Cr}=0$，$u_{pn}=U_{in}+U_{Cb}$。

流程2（$t_1 \sim t_2$）：S_b在t_1时刻变为关断，C_r阻碍了S_b的端电压快速提升，所以S_b获得了零电压软关断切换。在S_b完成关断动作之后，直流电源开始通过C_r向L_b和逆变器输出端转移能量，C_r处于充电状态，当u_{Cr}线性增大到$U_{in}+U_{Cb}$时，本流程结束，其运动轨迹如图5所示。

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

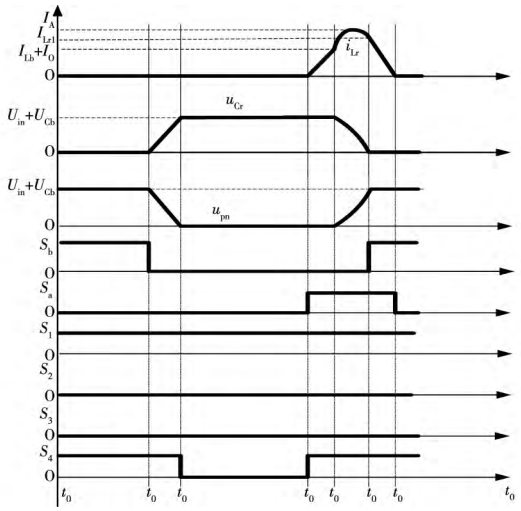


图 3　理论工作波形

Fig. 3　Oretical waveforms

本流程中 u_{Cr} 表达式为

$$u_{Cr}(t) = \frac{(I_{Lb} + I_0)}{C_r}(t - t_1)。\quad (1)$$

S_b 关断瞬间电压变化率为

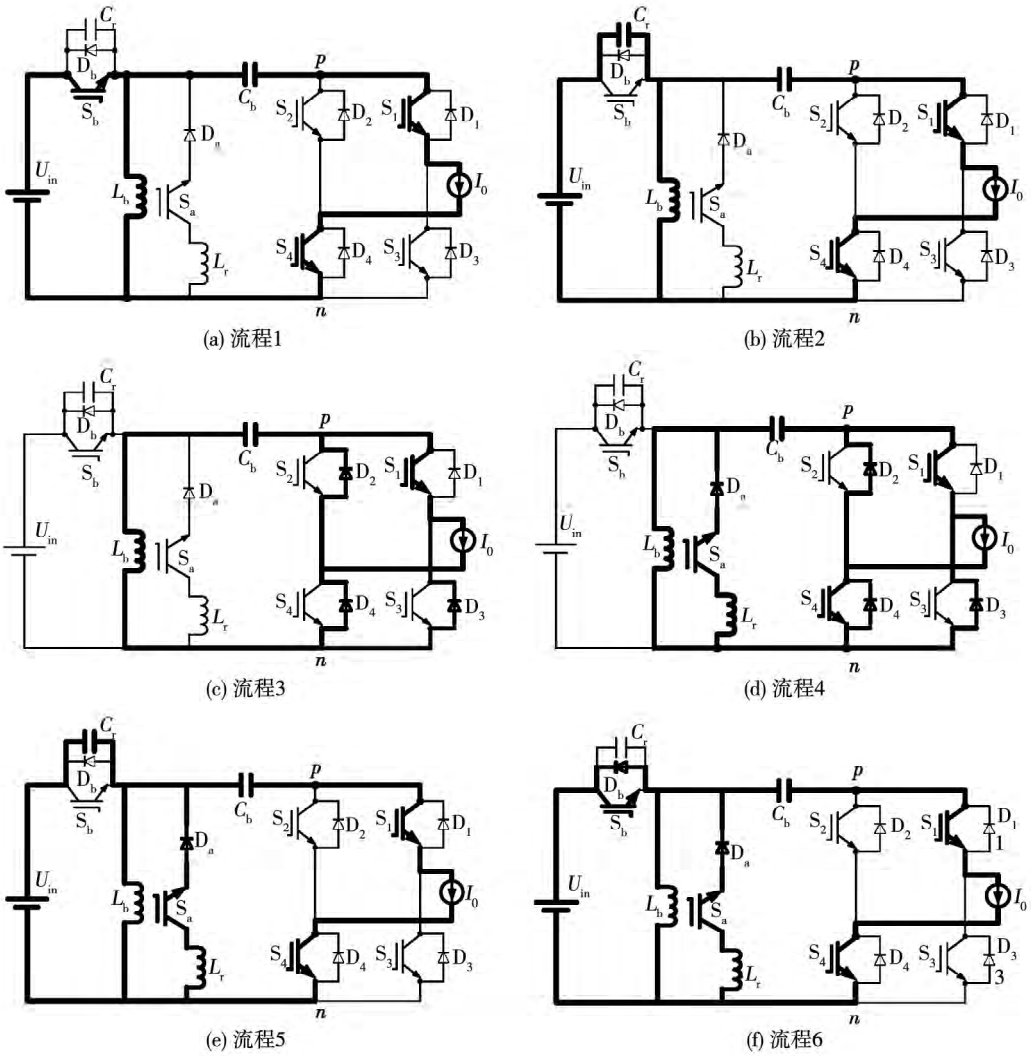
$$\frac{du_{S_b}}{dt}\Big|_{t=t_1} = \frac{I_{Lb} + I_0}{C_r}。\quad (2)$$

本流程持续时间为

$$T_2 = \frac{(U_{in} + U_{Cb})C_r}{I_{Lb} + I_0}。\quad (3)$$

流程 3($t_2 \sim t_3$): 在 t_2 时刻,关断 S_4,关断后母线电压保持为零,I_{Lb} 通过 D_4 实现续流,导致 S_4 两端电压仍然为零,所以 S_4 的关断损为零。在本流程中,电路平稳运行。

流程 4($t_3 \sim t_4$): 在 t_3 时刻,S_4 触发脉冲切换为高电平,S_4 处于开通状态,因 S_4 开通前 D_4 有电流流过,S_4 两端电压为零,所以 S_4 实现了零电压开通。S_a 变为开通,L_r 阻碍了流过 S_a 的电流快速提升,所以 S_a 获得了零电流软开通切换。在该流程中,施加在 L_r 上的电压为 U_{Cb},L_r 处于充电状态,i_{Lr} 开始线性增加。当 i_{Lr} 增大为 $I_{Lb} + I_0$ 时,本流程结束。其运动轨迹如图 5 所示。



(a) 流程1　(b) 流程2　(c) 流程3　(d) 流程4　(e) 流程5　(f) 流程6

图 4　各工作流程的电流路径图

Fig. 4　Current path diagram in every work flow

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

本流程中 i_{Lr} 表达式为

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_{Cb}}{L_r}(t - t_3) 。 \quad (4)$$

S_a 开通瞬间电流变化率为

$$\frac{di_{S_a}}{dt}\Big|_{t=t_3} = \frac{U_{Cb}}{L_r} 。 \quad (5)$$

本流程持续时间为

$$T_4 = \frac{L_r(I_{Lb} + I_0)}{U_{Cb}} 。 \quad (6)$$

流程5($t_4 \sim t_5$)：从 t_4 时刻开始，L_r 与 C_r 进入谐振工作模式，L_r 吸收电能，C_r 释放电能，i_{Lr} 继续变大，u_{Cr} 逐渐变小。当 u_{Cr} 减小为 U_{in} 时，i_{Lr} 达到正向峰值 I_A。然后 L_r 和 C_r 都释放电能，i_{Lr} 和 u_{Cr} 都逐渐变小。当 u_{Cr} 减小为零，i_{Lr} 减小为 I_{Lr1} 时，本流程结束。本流程运动轨迹如图5所示。

该流程中的 $i_{Lr}(t)$ 和 $u_{Cr}(t)$ 的表达式分别为：

$$i_{Lr}(t) = (I_{Lb} + I_0) + \frac{U_{Cb}}{Z_0}\sin[\omega_r(t - t_4)] , \quad (7)$$

$$u_{Cr}(t) = U_{in} + U_{Cb}\cos[\omega_r(t - t_4)] 。 \quad (8)$$

式中：$\omega_r = 1/\sqrt{C_rL_r}$，$Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$。

本流程曲线运动方程为

$$Z_0^2[i_{Lr}(t) - (I_{Lb} + I_0)]^2 + [u_{Cr}(t) - U_{in}]^2 = U_{Cb}^2 。 \quad (9)$$

式(9)给出了谐振过程中的 u_{Cr} 和 i_{Lr} 对应的数学关系，将谐振过程的某一时刻的 u_{Cr} 的数值代入式(9)就可以求出对应时刻的 i_{Lr} 的数值，式(9)中 Z_0 表示谐振电路的特性阻抗。

将 $u_{Cr}(t_5) = 0$ 代入式(9)可得 i_{Lr} 在 t_5 时刻的电流值为

$$I_{Lr1} = I_{Lb} + I_0 + \frac{\sqrt{U_{Cb}^2 - U_{in}^2}}{Z_0} 。 \quad (10)$$

i_{Lr} 的正向峰值为

$$I_A = I_{Lb} + I_0 + \frac{U_{Cb}}{Z_0} 。 \quad (11)$$

本流程持续时间为

$$T_5 = \frac{1}{\omega_r}(\pi - \arccos\frac{U_{in}}{U_{Cb}}) 。 \quad (12)$$

流程6($t_5 \sim t_6$)：在 t_5 时刻，开通 S_b，因为此时 u_{Cr} 为零，所以 S_b 实现了零电压开通。从 t_5 时刻开始，L_r 承受的电压值为 U_{in}，L_r 释放电能，i_{Lr} 降低。当 i_{Lr} 降低为 $I_{Lb} + I_0$ 时，流过 S_b 的电流从零开始增大，当 i_{Lr} 减小为零时，本流程结束。本流程运动轨迹如图5所示。

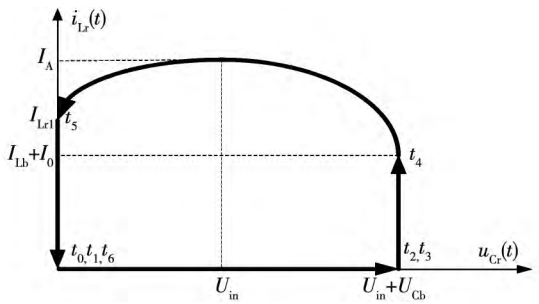


图5 逆变器的相平面运动轨迹

Fig.5 Phase plane of inverter

本流程中 i_{Lr} 表达式为

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr1} - \frac{U_{in}}{L_r}(t - t_5) 。 \quad (13)$$

电流开始流过 S_b 的时刻 t_5' 为

$$t_5' = t_5 + \frac{L_r\sqrt{U_{Cb}^2 - U_{in}^2}}{Z_0U_{in}} 。 \quad (14)$$

本流程的持续时间为

$$T_6 = \frac{L_rI_{Lr1}}{U_{in}} 。 \quad (15)$$

1.3 设计规则

1) 在全负载范围内实现 S_a 零电流开通，其开通瞬间的电流变化率不能超过设定值A，要满足

$$\frac{di_{Sa}}{dt}\Big|_{t=t_3} = \frac{U_{Cb}}{L_r} \le A 。 \quad (16)$$

由式(16)得到 L_r 不小于 U_{Cb}/A。

2) 为确保在全负载范围内辅助开关 S_a 能实现零电流软关断，就要保证 S_a 在关断之前 S_b 是开通的，使流过 S_a 的电流能减小到零。因此，应该对 S_b 在每个开关周期的导通时间加以限制，使每个开关周期内 S_b 的触发脉冲为高电平的时间等于 T_6 的最大值，即 S_b 的触发脉冲占空比 ρ_{Sb} 为固定值，具体如下式：

$$\rho_{Sb} = \frac{L_r}{TU_{in}}\left[I_{Lb} + I_0 + \frac{\sqrt{U_{Cb}^2 - U_{in}^2}}{Z_0}\right]\Big|_{I_0 = I_{0max}} 。 \quad (17)$$

其中：T 表示开关周期；I_{0max} 表示负载电流最大值。

同时还要保证在全负载范围内 S_a 在每个开关周期内的导通时间足够长，使流过 S_a 的电流等于零之后，关断 S_a。因此，也应该对 S_a 在每个开关周期的导通时间加以限制，使每个开关周期内 S_a 的触发脉冲为高电平的时间等于 $T_4 + T_5 + T_6$ 的最大值，即 S_a 的触发脉冲占空比 ρ_{Sa} 为固定值，具体如下：

$$\rho_{Sa} = \frac{1}{T}\left[\frac{L_r(I_{Lb} + I_0)}{U_{Cb}} + \frac{1}{\omega_r}(\pi - \arccos\frac{U_{in}}{U_{Cb}}) + \right.$$

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$\left.\frac{L_r I_{Lr1}}{U_{in}}\right]\Big|_{I_0=I_{0max}} 。\tag{18}$$

由式(17)和式(18)可知,在参数确定后,辅助开关 S_a 和 S_b 的触发脉冲的占空比均为固定值,使辅助电路控制简单化。

3) 为在全负载范围内辅助开关 S_b 能实现零电压软关断,当负载电流 I_0 达到最大值 I_{0max} 时,其关断瞬间的电压变化率不能超过设定值 B,要满足

$$\frac{du_{S_b}}{dt}\Big|_{t=t_1}=\frac{I_{Lb}+I_{0max}}{C_r}\leqslant B 。\tag{19}$$

4) 为确保在全负载范围内辅助开关 S_b 能实现零电压软开通,需要保证在 S_a 开通之后,当 u_{Cr} 变化到零时,S_b 才能开通。因此,在每个开关周期内,S_b 的触发脉冲变成高电平的时刻要比 S_a 的触发脉冲变成高电平的时刻滞后,设滞后时间为 T_{d1},T_{d1} 应该等于 T_4+T_5 的最大值,即 T_{d1} 为固定值,具体如下:

$$T_{d1}=(T_4+T_5)\Big|_{I_0=I_{0max}}=\left[\frac{L_r(I_{Lb}+I_0)}{U_{Cb}}+\frac{1}{\omega}\left(\pi-\arccos\frac{U_{in}}{U_{Cb}}\right)\right]\Big|_{I_0=I_{0max}} 。\tag{20}$$

5) 为在全负载范围内主开关 S_4 实现在零电压条件下完成关断和开通,需要保证 S_b 关断使直流母线电压下降到零以后,才能关断 S_4。因此,在每个开关周期内,从 S_b 的触发脉冲变成低电平到 S_4 的触发脉冲变成低电平之间的时间间隔 T_{d2} 等于流程 2 的持续时间 T_2 的最大值,即 T_{d2} 为固定值,具体如下:

$$T_{d2}=\frac{(U_{in}+U_{Cb})C_r}{I_{Lb}+I_0}\Big|_{I_0=I_{0min}} 。\tag{21}$$

其中 I_{0min} 为负载电流最小值。

同时在全负载范围内,S_4 在一个开关周期的最短导通时间 T_{S4min} 应等于(T_2 的最大值 $+T_4$ 的最小值 $+T_5+T_6$ 的最大值),即

$$T_{S4min}=T_2\Big|_{I_0=I_{0min}}+T_4\Big|_{I_0=I_{0min}}+T_5+T_6\Big|_{I_0=I_{0max}} 。\tag{22}$$

6) 为避免辅助电路损耗过大,根据公式(11),流过 L_r 的最大电流值应该不超过负载电流最大值的 2 倍,需要满足下式

$$I_{Lb}+I_{0max}+\frac{U_{Cb}}{Z_0}\leqslant 2I_{0max} 。\tag{23}$$

7) 为限制流过升压电路中的 L_b 的电流的最大脉动量 ΔI_{Lb} 和 C_b 的端电压的最大脉动量 ΔU_{Cb},需要满足:

$$L_b\geqslant U_{in}(T-T_{S4min})/\Delta I_{Lb} ,\tag{24}$$

$$C_b\geqslant I_{0max}(T-T_{S4min})/\Delta U_{Cb} 。\tag{25}$$

1.4　电路中器件承受的最大电压和电流

本电路中主开关器件,辅助开关 S_b 和谐振电容 C_r 承受的最大电压为 $U_{in}+U_{Cb}$,辅助开关 S_a 承受的最大电压为 $U_{Cb}/2$。

流过主开关的最大电流为 I_{0max},流过辅助开关 S_b 的最大电流为 $I_{0max}+I_{Lb}$。

根据式(11),流过谐振电感 L_r,辅助开关 S_a 和辅助二极管 D_a 的最大电流为

$$I_{Lrmax}=I_{Samax}=I_{Damax}=I_{Lb}+I_{0max}+\frac{U_{Cb}}{Z_0} 。\tag{26}$$

在确定谐振参数后,根据以上分析可以得到器件承受的最大电压和最大电流值,然后进行器件选型。

2　辅助电路功率损耗分析

设开关器件处于导通状态时的压降用 V_{CE} 表示,二极管处于导通状态时的压降用 V_{EC} 表示,开关切换频率用 f_c 表示,L_r,L_b,C_r 和 C_b 内阻分别用 R_{Lr},R_{Lb},R_{Cr} 和 R_{Cb} 表示。

辅助开关 S_a 和 S_b 的功率损耗表示为

$$P_{Sa}=V_{CE}\left[\int_{t_3}^{t_4}i_{Lr}(t)\,dt+\int_{t_4}^{t_5}i_{Lr}(t)\,dt+\int_{t_5}^{t_6}i_{Lr}(t)\,dt\right]f_c ,\tag{27}$$

$$P_{Sb}=V_{CE}\left[\int_{t_0}^{t_1}i_{Sb}(t)\,dt+\int_{t_5}^{t_6}i_{Sb}(t)\,dt\right]f_c 。\tag{28}$$

二极管 D_a 和 D_b 的功率损耗表示为:

$$P_{Da}=V_{EC}\left[\int_{t_3}^{t_4}i_{Lr}(t)\,dt+\int_{t_4}^{t_5}i_{Lr}(t)\,dt+\int_{t_5}^{t_6}i_{Lr}(t)\,dt\right]f_c ,\tag{29}$$

$$P_{Db}=V_{EC}\left[\int_{t_5}^{t_6}i_{Db}(t)\,dt\right]f_c 。\tag{30}$$

电感 L_r 和电容 C_r 的功率损耗表示为:

$$P_{Lr}=f_c\left[\int_{t_3}^{t_4}i_{Lr}^2(t)\,dt+\int_{t_4}^{t_5}i_{Lr}^2(t)\,dt+\int_{t_5}^{t_6}i_{Lr}^2(t)\,dt\right]R_{Lr} ,\tag{31}$$

$$P_{Cr}=f_c\left[\int_{t_1}^{t_2}u_{Cr}^2(t)\,dt+\int_{t_4}^{t_5}u_{Cr}^2(t)\,dt\right]\frac{1}{R_{Cr}} 。\tag{32}$$

电感 L_b 和电容 C_b 的功率损耗表示为:

$$P_{Lb}=I_{Lb}^2R_{Lb} ,\tag{33}$$

$$P_{Cb}=U_{Cb}^2/R_{Cb} 。\tag{34}$$

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

辅助谐振电路总损耗 P_{add} 表示为

$$P_{add} = P_{Sa} + P_{Sb} + P_{Da} + P_{Db} + P_{Lr} + P_{Cr} + P_{Lb} + P_{Cb} 。 \quad (35)$$

3 参数设计

已知参数：样机额定输出功率 $P_0 = 2$ kW，直流电源电压 $U_{in} = 110$ V，输出滤波电感 $L_f = 1$ mH，输出滤波电容 $C_f = 3.9$ μF，额定负载电阻 $R_L = 10$ Ω，开关频率 $f_c = 20$ kHz，输出频率 $f_0 = 50$ Hz，最大负载电流为 $I_{0max} = 20$ A，最小负载电流 $I_{0min} = 0$ A，输出线电压有效值 $U_0 = 141$ V，开关器件的额定电流变化率 $A = (di/dt)_r = 20$ A/μs，开关器件的额定电压变化率 $B = (du/dt)_r = 300$ V/μs，升压电容 C_b 两端电压 $U_{Cb} = 130$ V，流过升压电感 L_b 的电流 $I_{Lb} = 4$ A，电流的最大脉动量 $\Delta I_{Lb} = 0.2$ A，电压的最大脉动量 $\Delta U_{Cb} = 2$ V。

具体设计过程：

1) 为在全负载范围内实现 S_a 零电流开通，根据式(16)可知，谐振电感 L_r 应满足下式，即

$$L_r \geqslant \frac{U_{Cb}}{A} = 6.5\ \mu H 。 \quad (36)$$

这里取 $L_r = 7$ μH。

2) 为在全负载范围内辅助开关 S_b 实现零电压软关断，根据式(19)可知，谐振电容 C_r 应满足下式，即

$$C_r \geqslant \frac{I_{Lb} + I_{0max}}{B} = 80\ nF 。 \quad (37)$$

这里取 $C_r = 90$ nF。

3) 为确保在全负载范围内辅助开关 S_b 能实现零电压软开通，将 $L_r = 7$ μH，$C_r = 90$ nF，$T = 50$ μs 等参数代入式(17)得到 S_b 的触发脉冲占空比为

$$\rho_{Sb} = 0.04 。 \quad (38)$$

将 $L_r = 7$ μH，$C_r = 90$ nF，$T = 50$ μs 等参数代入式(18)得到 S_a 的触发脉冲占空比为

$$\rho_{Sa} = 0.106 。 \quad (39)$$

4) 为确保在全负载范围内辅助开关 S_b 能实现零电压软开通，要求 S_b 开通时刻比 S_a 开通时刻滞后的时间 T_{d1} 等于 $T_4 + T_5$ 最大值，即

$$T_{d1} = (T_4 + T_5)|_{I_0 = I_{0max}} = \left[\frac{L_r(I_{Lb} + I_0)}{U_{Cb}} + \frac{1}{\omega}\left(\pi - \arccos\frac{U_{in}}{U_{Cb}}\right)\right]|_{I_0 = I_{0max}} = 3.3\ \mu s 。 \quad (40)$$

5) 为在全负载范围内主开关 S_4 实现在零电压条件下完成关断和开通，要满足从辅助开关 S_b 关断到 S_4 关断之间的时间间隔 T_{d2} 等于流程2的持续时间的最大值，即

$$T_{d2} = \frac{(U_{in} + U_{Cb})C_r}{I_{Lb} + I_0}|_{I_0 = I_{0min}} = 5.4\ \mu s 。 \quad (41)$$

同时在全负载范围内，S_4 在一个开关周期的最短导通时间 T_{S4min} 应满足

$$T_{S4min} = T_2|_{I_0 = I_{0min}} + T_4|_{I_0 = I_{0min}} + T_5 + T_6|_{I_0 = I_{0max}} = 9.7\ \mu s 。 \quad (42)$$

6) 为检验谐振电流最大值是否不超过2倍的负载电流最大值，将 $U_{Cb} = 130$ V，$I_{Lb} = 4$ A，$I_{0max} = 20$ A，$L_r = 7$ μH，$C_r = 90$ nF 带入式(23)可得

$$I_{Lrmax} = 38A < 40A 。 \quad (43)$$

7) 为限制电流的最大脉动量 ΔI_{Lb} 和电压的最大脉动量 ΔU_{Cb}，需要满足

$$L_b \geqslant U_{in}(T - T_{S4min})/\Delta I_{Lb} = 22.16\ mH , \quad (44)$$

$$C_b \geqslant I_{0max}(T - T_{S4min})/\Delta U_{Cb} = 403\ \mu F 。 \quad (45)$$

取 $L_b = 25$ mH，$C_b = 470$ μF。

4 实验验证

样机参数与第3节参数设计中的参数一致。相关的实验波形如图7所示，实验波形中的电压和电流取的正方向与图2中的标注一致。图6(a)给出了在一个开关周期内，谐振电容 C_r 两端的电压 u_{Cr} 与流过谐振电感 L_r 的电流 i_{Lr} 的实验波形，可以看出实验波形与图3所示的理论工作波形的变化趋势基本相符。图6(b)给出了辅助开关 S_a 进行切换动作时的端电压 u_{Sa} 和流过的电流 i_{Sa} 的实验波形，可以看出 S_a 开通时，i_{Sa} 的增大速度受限，实现了 S_a 的零电流软开通；还可以看出 u_{Sa} 增大之前，i_{Sa} 已经等于零，实现了 S_a 的零电流关断。图6(c)给出了辅助开关 S_b 进行切换动作时的端电压 u_{Sb} 和流过的电流 i_{Sb} 的实验波形，可以看出 i_{Sb} 开始反向变化之前，u_{Sb} 已为零，实现了 S_b 的零电压软开通；还可看出在 i_{Sb} 突变为零的同时，u_{Sb} 的增大速度受限，实现了 S_b 的零电压软关断。图6(d)和图6(e)分别给出了在满载和轻载下，逆变器桥臂上的主开关 S_4 进行切换动作时的端电压 u_{S4} 和流过的电流 i_{S4} 的实验波形，从图6(d)和图6(e)可以看出 S_4 进行切换动作时 u_{S4} 始终等于零，所以 S_4 完成了零电压切换。

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

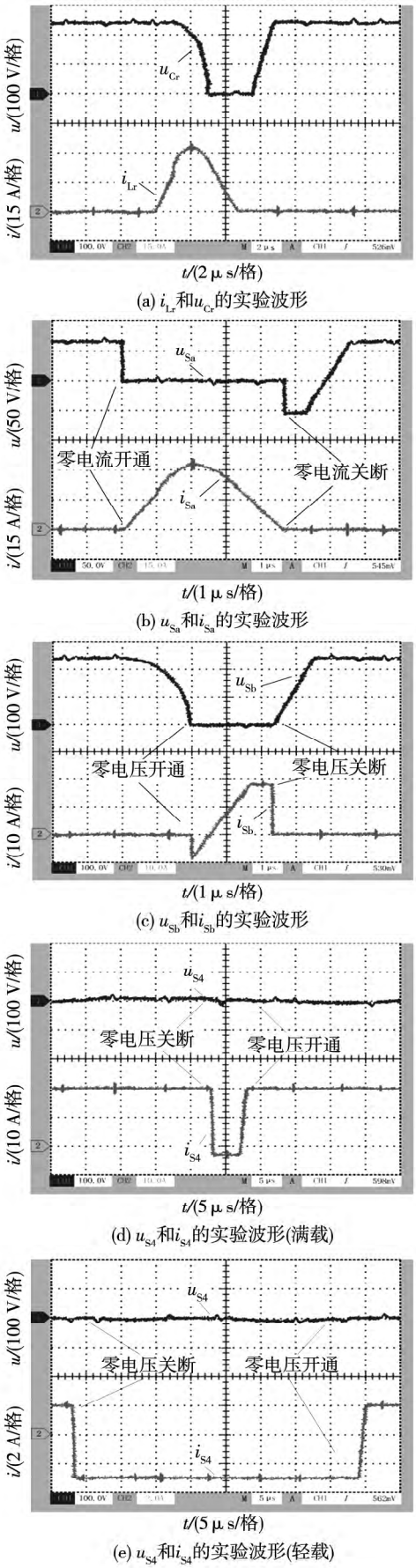


图 6　实验结果

Fig. 6　Experimental results

图 7 给出了效率测试曲线，可以看出在 1 kW 至 2 kW 的输出功率范围内，该新型单相全桥软开关逆变器的效率最高。

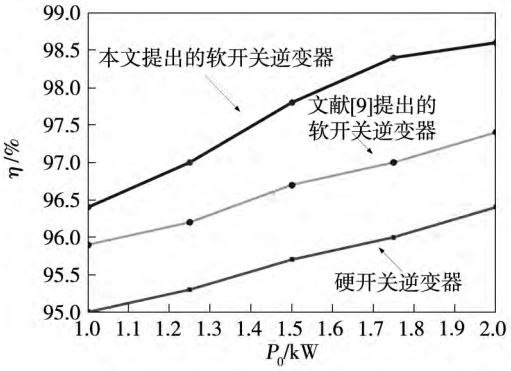


图 7　效率与输出功率之间变化关系曲线

Fig. 7　Changing relation curve between efficiency and output power

图 8 给出了在不同直流电源电压下的效率测试结果，可以看出当输入直流电源电压从 30 V 变化到 110 V 时，该新型单相全桥软开关逆变器的效率最高。

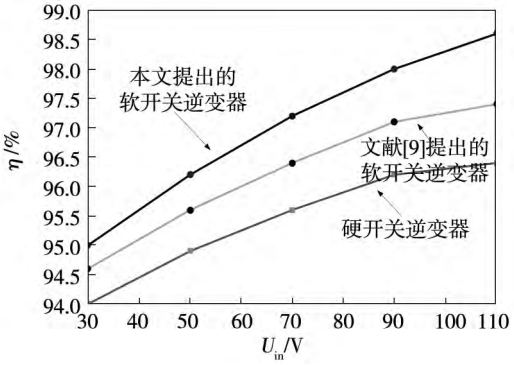


图 8　效率与输入直流电源电压之间变化关系曲线

Fig. 8　Changing relation curve between efficiency and input voltage

最后，对 3 种逆变器进行了直流电压利用率对比测试，测试时通过调节逆变器最前端的直流电源电压使逆变器输出线电压基波幅值均保持为 200 V，得到该新型逆变器的直流电压利用率为 1.818，明显高于另 2 个逆变器。该新型辅助电路结构不仅能改善逆变器效率，还能利用辅助电路的升压功能来改善直流电压利用率，克服直流母线电压周期性形成的的零状态对直流电压利用率的负面影响。

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

5 结 论

设计出了一种具有较高实用性的单相全桥软开关逆变器，区别于其它文献中同类型的谐振直流环节软开关逆变器的显著特点是其辅助电路工作时，能提升直流母线电压的稳态值，克服了直流母线电压在每个开关周期中形成的零电压状态对直流电压利用率的影响，而且逆变器的控制方法简单，各开关切换动作发生的间隔时间是固定值。经实验验证得到的结论如下：1）在轻载和满载时，逆变器主开关实现了零电压开关，辅助开关也可以分别实现零电流开关和零电压开关；2）该新型逆变器的效率和直流电压利用率均优于同类型逆变器。

参 考 文 献：

[1] 寇宝泉，张海林，张赫，等. 改进型零电压转换PWM软开关功率变换器的实现机理分析[J]. 电工技术学报，2017，32(14)：116.
KOU Baoquan，ZHANG Hailin，ZHANG He，et al. The analysis of a novel zero-voltage-transition PWM soft-switching power converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(14)：116.

[2] 王强，胡斐，王天施，等. 改进型箝位谐振直流环节逆变器的实现机理分析[J]. 电机与控制学报，2018，22(5)：70.
WANG Qiang，HU Fei，WANG Tianshi，et al. Analysis of clamped resonant DC-link inverter[J]. Electric Machines and Control，2018，22(5)：70.

[3] 王强，单瑞香，王天施，等. 单相全桥谐振直流环节软开关逆变器[J]. 电机与控制学报，2017，21(3)：38.
WANG Qiang，SHAN Ruixiang，WANG Tianshi，et al. Single-phase full-bridge resonant DC-link soft-switching inverter[J]. Electric Machines and Control，2017，21(3)：38.

[4] 王强，胡斐，王天施，等. 无需设置箝位开关的箝位谐振直流环节逆变器[J]. 电机与控制学报，2018，22(9)：48.
WANG Qiang，HU Fei，WANG Tianshi，et al. Clamped resonant DC-link inverter without setting clamped switching[J]. Electric Machines and Control，2018，22(9)：48.

[5] MANDREK S，CHRZAN P J. Quasi-resonant DC-link inverter with a reduced number of active elements[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2007，54(4)：2088.

[6] WANG Qiang，WANG Youzheng. Resonant DC link soft-switching inverter with low-loss auxiliary circuit[J]. International Journal of Electronics，2019，1-06(10)：1602.

[7] 贺虎成. 新型谐振直流环节软开关逆变器[J]. 电力自动化设备，2012，32(6)：56.
HE Hucheng. Soft-switching inverter with parallel resonant DC link[J]. Electric Power Automation Equipment，2012，32(6)：56.

[8] PAN Zhiyang，LUO Fanglin. Transformer based resonant DC link inverter for brushless DC motor drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2005，20(4)：939.

[9] 梁星，李睿，蔡旭. 一种新颖的软开关单相逆变器[J]. 电力电子技术，2013，47(4)：96.
LIANG Xing，LI Rui，CAI Xu. A novel soft switching single-phase inverter[J]. Power Electronics，2013，47(4)：96.

[10] 王强，刘岩松，陈祥雪，等. 基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节逆变器[J]. 电子学报，2015，43(10)：2133.
WANG Qiang，LIU Yansong，CHEN Xiangxue，et al. Parallel resonant DC link inverter with a single storage capacitor-assisted commutation[J]. Acta Electronic Sinica，2015，43(10)：2133.

[11] MOHAMMAD REZA AMINI，HOSEIN FARZANEHFARD. Three-phase soft-switching inverter with minimum components[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2011，58(6)：2258.

[12] LI Rui，XU Dehong. A zero-voltage switching three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2014，29(3)：1200.

[13] 王强. 零电压持续时间不依赖于负载电流的谐振直流环节逆变器[J]. 中国电机工程学报，2012，32(6)：33.
WANG Qiang. Resonant DC link inverter with duration of zero-voltage independent of load current[J]. Proceedings of the CSEE，2012，32(6)：33.

（编辑：贾志超）

(C)1994-2020 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net