

# 高效率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:** 为使逆变器处于高效率运行状态, 提出新型单相全桥逆变器。在各切换周期内, 仅需切换1个主开关和1个辅助开关的工作状态, 而且辅助开关处于开通状态的时间可设计为常数, 与负载电流瞬时值的变化无关。在各切换周期的工作流程中, 主开关切换为开通状态前的端电压已为0, 其实现了零损耗开通。讨论逆变器在1个切换周期内的工作流程、参数选取原则和辅助电路的理论损耗, 完成具体实验参数的计算。在2 kW样机上获取的实验波形显现出开关器件工作于软切换状态, 逆变器输出电流波形的总谐波畸变率具有优势, 特别是低频时的输出电流波形不存在明显畸变, 而且逆变器的额定运行功率达到98.4%。实验结果证明, 可通过消除开关损耗来提升该逆变器的运行效率, 而且其运行在低输出频率时的稳态性能良好。

**关键词:** 逆变器; 高效率; 软开关; 零损耗; 零电压开通; 谐振电路

**DOI:** 10.15938/j.emc.2020.06.011

中图分类号: TM 464

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2020)06-0090-08

## Efficient single-phase full bridge soft-switching inverter

WANG Qiang, LI Bing, WANG Tian-shi, LIU Xiao-qin

(College of Information and Control Engineering, Liaoning Shihua University, Fushun 113001, China)

**Abstract:** For the sake of high-efficiency of the inverter, a single-phase full bridge inverter is proposed. In each switching period, only one main switch and one auxiliary switch needs switch. The duration of conduction state of the auxiliary switch is constant and independent of the instantaneous value of load current. During the workflow in each switching period, the voltage across the main switch decreased to zero before the main switch was turned on. The main switch achieved zero-loss turn-on. In the workflow of one switching period, parameter design rules and theoretical loss of auxiliary circuit were discussed. In addition, the calculation of specific experimental parameters was implemented. The working principle and parameter design process of the circuit were analyzed in detail, and a 2 kW prototype was built. The experimental waveforms derived from a 2 kW prototype showed that the switches work in the state of soft-switching; the total harmonic distortion rate of output current waveform has advantages, and the output current waveform at low frequency does not have obvious distortion. The efficiency of the inverter at rated power is up to 98.4%. The experimental results prove that the inverter can work efficiently and stably at low output frequency by reducing the switching loss.

**Keywords:** inverter; high-efficiency; soft-switching; zero-loss; zero-voltage turn-on; resonant circuit

收稿日期: 2017-09-20

基金项目: 辽宁省教育厅科学研究项目(L2019017)

作者简介: 王强(1981—), 男, 博士, 副教授, 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, 研究方向为软开关逆变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

# 0 引 言

传统的硬开关逆变器工作在高开关频率时, 逆变器的转换效率会因为开关损耗的增大而降低, 同时还存在音频噪声, 而且逆变器输出电流易受死区影响而产生畸变, 影响电能质量<sup>[1-4]</sup>。软开关技术可解决上述问题。

辅助谐振电路位于逆变器直流环节的是谐振直流环节逆变器, 由于该类型逆变器耦合性较为突出, 任意 1 个主开关器件需要零电压切换时, 都要利用谐振把母线电压下降为 0, 因此会有多个零电压凹槽出现在母线电压中, 会导致直流母线电压的利用率变低, 谐振频率的提升受到限制<sup>[5-6]</sup>。辅助谐振电路接在逆变器桥臂中点和直流母线之间的是谐振极逆变器, 该逆变器各相的辅助谐振电路相互独立, 因此谐振极逆变器在近些年已逐渐成为研究热点。文献 [7-9] 提出逆变器中的变压器易出现饱和状态, 会影响逆变器可靠工作; 文献 [10-11] 提出逆变器存在中性点电位波动, 同样会影响逆变器可靠工作; 文献 [12] 提出逆变器需要通过实时检测谐振电流值来控制辅助开关, 不利于控制电路简单化。

设计了高效率单相全桥软开关逆变器, 包含优势如下: 1) 既不含变压器, 又不含分压电容, 工作可靠; 2) 辅助电路控制信号的占空比为常数, 不随负载电流瞬时值的变化而变化; 3) 当 1 个桥臂上的主开关都处于关断状态, 负载电流能通过辅助电路中的储能元件来续流, 因此相比于硬开关逆变器, 该软开关逆变器输出电流的畸变率被降低。

## 1 电路分析

### 1.1 工作流程

逆变器主电路、等效电路、理论波形和各流程的电流流路径分别如图 1 ~ 图 4 所示。

流程 1 ( $t_0 \sim t_1$ ): 逆变器处于稳态  $\mu_{C1} = 0$   $\mu_{C2} = E$   $i_{La} = 0$   $S_a$  的端电压  $U_A = C_{a1}E / (C_a + C_{Da} + C_{a1} + C_{a2})$  其中  $C_a$ 、 $C_{Da}$ 、 $C_{a1}$  和  $C_{a2}$  分别表示  $S_a$ 、 $D_a$ 、 $D_{a1}$  和  $D_{a2}$  的寄生电容。

流程 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):  $S_1$  在流程 2 开始时刻切换为关断状态,  $C_1$  有效阻止了  $S_1$  切换为关断状态时的端电压快速增大, 所以  $S_1$  的关断损耗下降,  $S_1$  在关断的过程中取得了零电压软关断。从  $t_1$  时刻开始  $\mu_{C1}$  以恒定的速度增大。在  $u_{C1}$  达到  $E$  时,  $D_2$  切换为导通状态, 流程 2 终止。本流程运动轨迹如图 5 所示。

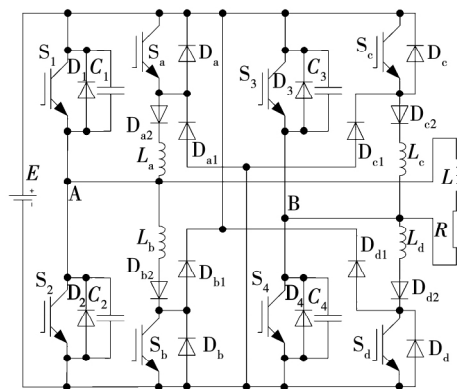


图 1 逆变器主电路

Fig. 1 Main circuit of the inverter

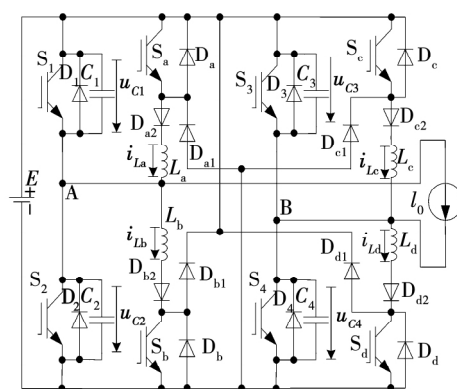


图 2 逆变器等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the inverter

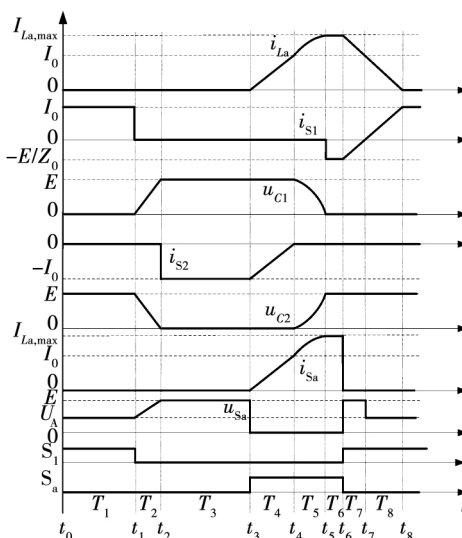


图 3 电路理论工作波形

Fig. 3 Theoretical waveforms of the circuit

$i_{La}$ 、 $u_{C1}$  和  $u_{C2}$  的表达式为:

$$i_{La}(t) = 0 \quad (1)$$

$$u_{C1} = \frac{I_0}{2C_r}(t - t_1) \quad (2)$$

$$u_{C2} = E - \frac{I_0}{2C_r}(t - t_1) \quad (3)$$

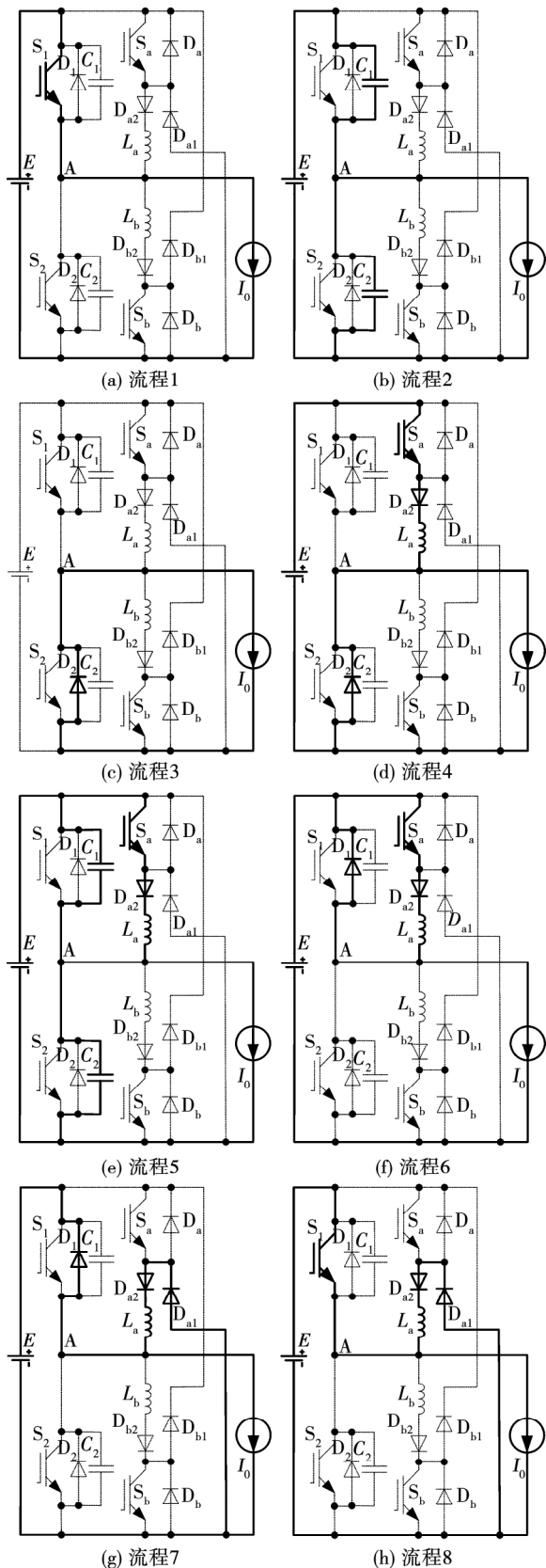


图4 各工作流程的电流通径图

Fig.4 Current path diagram in every work flow

S<sub>1</sub>关断瞬间电压变化率为

$$\frac{du_{S1}}{dt} \Big|_{t=t_1} = \frac{I_0}{2C_r} \quad (4)$$

本流程持续时间为

$$T_2 = \frac{2EC_r}{I_0} \quad (5)$$

流程3 (t<sub>2</sub> ~ t<sub>3</sub>): 辅助电路工作结束, 负载电流流过 D<sub>2</sub>。

流程4 (t<sub>3</sub> ~ t<sub>4</sub>): S<sub>a</sub>在流程4开始时刻切换为开通状态, L<sub>a</sub>阻止了 S<sub>a</sub>切换为开通状态时的电流快速增大, 所以 S<sub>a</sub>的开通损耗下降, S<sub>a</sub>在开通过程中取得了零电流软开通。从 t<sub>3</sub>时刻开始, i<sub>L<sub>a</sub></sub>以恒定的速度增大, 在 i<sub>L<sub>a</sub></sub>达到 I<sub>0</sub>时, D<sub>2</sub>切换为关断状态, 流程4终止。本流程运动轨迹如图5所示。

i<sub>L<sub>a</sub></sub>、u<sub>C1</sub>和 u<sub>C2</sub>的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = \frac{E}{L_a}(t - t_3) \quad (6)$$

$$u_{C1} = E \quad (7)$$

$$u_{C2} = 0 \quad (8)$$

S<sub>a</sub>开通瞬间电流变化率为

$$\frac{di_{S_a}}{dt} \Big|_{t=t_3} = \frac{E}{L_a} \quad (9)$$

本流程持续时间为

$$T_4 = \frac{I_0 L_a}{E} \quad (10)$$

流程5 (t<sub>4</sub> ~ t<sub>5</sub>): L<sub>a</sub>、C<sub>1</sub>和 C<sub>2</sub>在流程5开始时刻发生电能转移, C<sub>1</sub>释放电能, C<sub>2</sub>吸收电能, μ<sub>C1</sub>处于降低状态, μ<sub>C2</sub>处于增大状态, 当 u<sub>C1</sub>降低为0时, i<sub>L<sub>a</sub></sub>达到最大值 I<sub>L<sub>a</sub>max</sub>, 流程5终止。本流程运动轨迹如图5所示。本流程的运动曲线方程为:

$$Z_0 [i_{L_a}(t) - I_0]^2 = E^2 - u_{C1}^2(t) \quad (11)$$

$$Z_0 [i_{L_a}(t) - I_0]^2 = E^2 - [E - u_{C2}(t)]^2 \quad (12)$$

将 u<sub>C1</sub> = 0 代入式(11)可求出 i<sub>L<sub>a</sub></sub>的最大值为

$$I_{L_a \max} = \frac{E}{Z_0} + I_0 \quad (13)$$

i<sub>L<sub>a</sub></sub>、u<sub>C1</sub>和 u<sub>C2</sub>的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = \frac{E}{Z_0} \sin[\omega_0(t - t_4)] + I_0 \quad (14)$$

$$u_{C1} = E \cos[\omega_0(t - t_4)] \quad (15)$$

$$u_{C2} = E - E \cos[\omega_0(t - t_4)] \quad (16)$$

本流程持续时间为

$$T_5 = \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (17)$$

式中:  $\omega_0 = \sqrt{1/2L_a C_r}$ ;  $Z_0 = \sqrt{L_a/2C_r}$ 。

流程 6 ( $t_5 \sim t_6$ ): 辅助电路谐振停止, 电路处于稳态。

流程 7 ( $t_6 \sim t_7$ ): 在流程 7 开始时刻,  $S_a$  切换为关断状态,  $S_1$  切换为开通状态。  $i_{Lr}$  以恒定速度下降, 当  $i_{Lr}$  下降为  $I_0$  时, 流程 7 终止。本流程运动轨迹如图 5 所示。

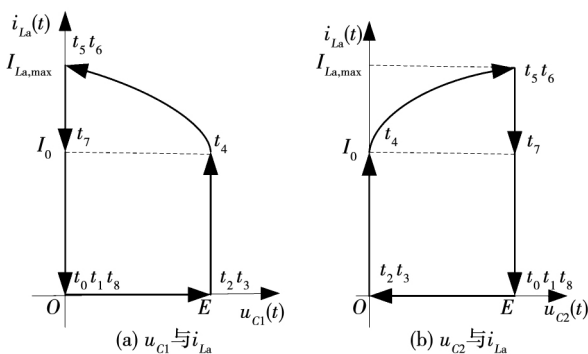


图 5 逆变器的相平面运动轨迹

Fig. 5 Phase plane of inverter

$i_{L_a}$ 、 $u_{C1}$  和  $u_{C2}$  的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = -\frac{E}{L_a}(t - t_6) + \frac{E}{Z_0} + I_0 \quad (18)$$

$$u_{C1} = 0 \quad (19)$$

$$u_{C2} = E \quad (20)$$

本流程持续时间为

$$T_7 = \frac{L_a}{Z_0} \quad (21)$$

流程 8 ( $t_7 \sim t_8$ ): 在流程 8 开始时刻, 流过  $S_1$  的电流  $i_{S1}$  以恒定速度从 0 变大,  $i_{L_a}$  继续以恒定速度降低。当  $i_{L_a}$  降低到 0 时, 流程 8 终止。本流程运动轨迹如图 5 所示。

$i_{L_a}$ 、 $u_{C1}$  和  $u_{C2}$  的表达式为:

$$i_{L_a}(t) = -\frac{E}{L_a}(t - t_7) + I_0 \quad (22)$$

$$u_{C1} = 0 \quad (23)$$

$$u_{C2} = E \quad (24)$$

本流程持续时间为

$$T_8 = \frac{I_0 L_a}{E} \quad (25)$$

需要说明的是当负载电流值接近于 0 时, 在  $S_a$  开通瞬间  $u_{C1}$  可能还没有变化到  $E$ 。但是这不影响

$S_a$  开通之后  $u_{C1}$  在电路的谐振过程中变化到 0, 即负载电流接近零对  $S_1$  实现零电压开通无影响。

### 1.2 设计方法

1) 为确保全负载范围内主开关  $S_1$  实现零电压开通, 则主开关  $S_1$  的开通动作比辅助开关  $S_a$  的开通动作要滞后时间  $T_d$ , 且满足  $T_d = T_4 + T_5$  ( $u_{C1}$  下降为 0 之后再开通主开关  $S_1$ ), 即

$$T_d = \frac{I_{0max} L_a}{E} + \frac{\pi}{2\omega_0} \quad (26)$$

2) 为确保在全负载范围内主开关  $S_1$  在关断瞬间完成零电压软关断, 其关断瞬间的电压变化率不能超过器件允许的电压变化率, 即

$$\left. \frac{du_{S1}}{dt} \right|_{t=t_1} = \frac{I_{0max}}{2C_r} \leq \left( \frac{du}{dt} \right)_r \quad (27)$$

3) 为确保在全负载范围内辅助开关  $S_a$  实现零电流开通, 器件允许的电流变化率应不小于其开通瞬间的电流变化率, 即

$$\left. \frac{di_{Sa}}{dt} \right|_{t=t_3} = \frac{E}{L_a} \leq \left( \frac{di}{dt} \right)_r \quad (28)$$

4) 为简化控制, 在全负载范围内, 辅助开关  $S_a$  可采用恒定占空比控制, 其触发脉冲的占空比为

$$\rho_{Sa} = \frac{1}{T}(T_4 + T_5) = \frac{1}{T} \left( \frac{I_{0max} L_a}{E} + \frac{\pi}{2\omega_0} \right) \quad (29)$$

式中:  $T$  表示开关周期;  $I_{0max}$  表示最大负载电流值。由式 (29) 可知, 在其它参数确定后, 辅助开关  $S_a$  的触发脉冲占空比为定值。

5) 为限制辅助电路的损耗, 根据式 (13) 可得出需要满足以下条件:

$$\left( \frac{E}{Z_0} + I_0 \right) \Big|_{I_0=I_{0max}} \leq 2I_{0max} \quad (30)$$

### 1.3 器件的最大电压和最大电流

开关器件两端的最大电压等于  $E$ 。

流程 5 中, 当  $u_{C1}$  减小到 0 时,  $i_{L_a}$  增大到最大值  $I_{L_a,max}$ , 此时流过  $S_a$ 、 $D_{a2}$  的电流也达到最大值  $I_{L_a,max}$ ; 在  $t_6$  时刻,  $D_{a1}$  导通, 此时  $i_{L_a}$  为最大值  $I_{L_a,max}$ , 流过  $D_{a1}$  的电流也达到最大值  $I_{L_a,max}$ ; 流程 4 中,  $i_{L_a}$  为 0 时, 流过  $D_2$  的电流达到最大值  $I_0$ ; 流程 8 中, 当  $i_{L_a}$  减小到 0 时, 流过主开关  $S_1$  的电流达到最大值  $I_0$ 。

流过  $S_a$ 、 $D_{a2}$  与  $D_{a1}$  的电流最大值为

$$I_{Sa,max} = I_{Da1,max} = I_{Da2,max} = \frac{E}{Z_0} + I_{0max} \quad (31)$$

流过主开关  $S_1$  以及  $D_2$  的电流最大值为

$$I_{S1\max} = I_{D2\max} = I_{0\max} \quad (32)$$

根据式(31)和式(32)即可求得器件承受的电流最大值,进而选择合适的型号。

## 2 辅助电路功率损耗分析

主开关  $S_1$  实现软切换,故不存在开关损耗;辅助开关  $S_a$  实现零电流开通,没有实现软关断,存在关断损耗;谐振电感和谐振电容存在内阻损耗;电流流过辅助开关以及二极管时存在通态损耗。设开关导通时压降为  $V_{CE}$ ,二极管导通时的压降为  $V_{EC}$ ,开关频率为  $f_c$ ,谐振电感  $L_a$  的内阻为  $R_{La}$ ,谐振电容  $C_1$  和  $C_2$  的内阻分别为  $R_{C1}$  和  $R_{C2}$ 。

辅助开关  $S_a$  的功耗表示为

$$P_{Sa} = V_{CE} \left[ \int_{t_3}^{t_4} i_{La}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{La}(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{La}(t) dt \right] f_c = V_{CE} \left[ \frac{I_0^2 L_a}{2E} + 2EC_1 + \frac{\pi I_0 \omega_0}{2} + T_6 I_{La\max} \right] f_c \quad (33)$$

二极管  $D_{a1}$  的功耗表示为

$$P_{Da1} = V_{EC} \left[ \int_{t_6}^{t_7} i_{La}(t) dt + \int_{t_7}^{t_8} i_{La}(t) dt \right] f_c = V_{EC} \left[ \frac{I_0^2 L_a}{2E} + \frac{L_a E}{2Z_0^2} + \frac{I_0 L_a^2}{Z_0} \right] f_c \quad (34)$$

二极管  $D_{a2}$  的通态损耗表示为

$$P_{Da2} = V_{EC} \left[ \int_{t_3}^{t_4} i_{La}(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{La}(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{La}(t) dt + \int_{t_6}^{t_7} i_{La}(t) dt + \int_{t_7}^{t_8} i_{La}(t) dt \right] f_c = V_{EC} \left[ \frac{I_0^2 L_a}{E} + 2EC_1 + \frac{\pi I_0 \omega_0}{2} + T_6 I_{La\max} + \frac{L_a E}{2Z_0^2} + \frac{I_0 L_a^2}{Z_0} \right] f_c \quad (35)$$

谐振电感  $L_a$  的功率损耗表示为

$$P_{La} = f_c \left[ \int_{t_3}^{t_4} i_{La}^2(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} i_{La}^2(t) dt + \int_{t_5}^{t_6} i_{La}^2(t) dt + \int_{t_6}^{t_7} i_{La}^2(t) dt + \int_{t_7}^{t_8} i_{La}^2(t) dt \right] R_{La} = f_c \left[ \frac{I_0^2 L_a (2I_0 + 3)}{6E} + \frac{\pi E^2}{4\omega_0 Z_0^2} + \frac{2EI_0}{\omega_0 Z_0} + \frac{I_0^2 \pi}{2\omega_0} + I_{Lamax}^2 T_6 + \frac{L_a E}{2Z_0^2} + \frac{L_a I_0}{Z_0} \right] R_{La} \quad (36)$$

辅助开关  $S_a$  的关断损耗表示为

$$P_{sa(off)} = \frac{f_c E_{sw(off)p}}{\pi} \frac{I_{CP}}{I_{CN}} \frac{E}{V_{CEN}} \quad (37)$$

式中:  $V_{CEN}$  代表额定电压;  $I_{CN}$  代表额定电流;  $E_{sw(off)p}$  代表额定条件下开关关断时损失的电能; 流过开关的最大电流为  $I_{CP}$ , 且  $I_{CP} = I_{0\max}$ 。

谐振电容  $C_1$  的功率损耗表示为

$$P_{C1} = f_c \left[ \int_{t_1}^{t_2} u_{C1}^2(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} u_{C1}^2(t) dt \right] \frac{1}{R_{C1}} = f_c \left( \frac{2E^3 C_r}{3I_0} + \frac{\pi E^2}{4\omega_0} \right) \frac{1}{R_{C1}} \quad (38)$$

谐振电容  $C_2$  的功率损耗表示为

$$P_{C2} = f_c \left[ \int_{t_1}^{t_2} u_{C2}^2(t) dt + \int_{t_4}^{t_5} u_{C2}^2(t) dt \right] \frac{1}{R_{C2}} = f_c \left( \frac{3\pi E^2 - 8E^2}{4\omega_0} \right) \frac{1}{R_{C2}} \quad (39)$$

辅助谐振电路总损耗表示为

$$P_{add} = P_{Sa} + P_{Sa(off)} + P_{Da1} + P_{Da2} + P_{La} + P_{C1} + P_{C2} \quad (40)$$

## 3 实验参数计算

已知实验样机额定输出功率  $P_0 = 2$  kW, 逆变器直流电源电压  $E = 200$  V, 最大负载电流为  $I_{0\max} = 24$  A, 输出电压有效值  $U_0 = 120$  V, 负载电感  $L = 1$  mH, 负载电阻  $R = 7 \Omega$ , 开关频率  $f_c = 20$  kHz, 输出频率  $f_0 = 50$  Hz, 开关器件额定的电流变化速度  $(di/dt)_r = 20$  A/ $\mu$ s, 开关器件额定的电压变化速度  $(du/dt)_r = 200$  V/ $\mu$ s。

设计过程:

为在全负载范围内实现主开关  $S_1$  零电压关断, 依据式(27), 谐振电容  $C_r$  应满足

$$C_r \geq \frac{I_0}{2 \left( \frac{du}{dt} \right)_r} \Big|_{I_0=I_{0\max}} \quad (41)$$

由式(37)可得  $C_r \geq 60$  nF, 取  $C_r = 68$  nF。

为确保辅助开关  $S_a$  零电流开通, 由式(28)得谐振电感  $L_a$  应满足

$$L_a \geq \frac{E}{\left( \frac{di}{dt} \right)_r} \quad (42)$$

可求出  $L_a \geq 10 \mu$ H, 留有一定裕量可取  $L_a = L_r = 11 \mu$ H。

为确保全负载范围内主开关  $S_1$  实现零电压开通,  $S_1$  的开通动作比  $S_a$  的开通动作滞后的时间  $T_d$  需要满足式(26)。将  $L_r = 11 \mu$ H、 $C_r = 68$  nF、 $T = 50 \mu$ s

等相关参数带入式(26)可得

$$T_d = 3.24 \mu\text{s}, \quad (43)$$

因此当  $T_d = 3.24 \mu\text{s}$  时,可确保主开关  $S_1$  零电压开通。

将  $E = 200 \text{ V}$ 、 $C_r = 68 \text{ nF}$ 、 $L_r = 11 \mu\text{H}$  代入式(30)可得

$$I_{La, \max} = 46 \text{ A} < 48 \text{ A}, \quad (44)$$

所以谐振电流最大值符合设计目标。

将  $L_r = 11 \mu\text{H}$ 、 $C_r = 68 \text{ nF}$ 、 $T = 50 \mu\text{s}$  等相关参数代入式(29)可得  $S_a$  的触发脉冲占空比为

$$\rho_{Sa} = 0.0648. \quad (45)$$

## 4 实验验证

实验参数为直流输入电压  $E = 200 \text{ V}$ , 输出功率  $P_0 = 2 \text{ kW}$ , 逆变器输出电流峰值  $I_{0\max} = 24 \text{ A}$ , 输出电压有效值  $U_0 = 120 \text{ V}$ , 负载电阻  $R = 7 \Omega$ , 负载电感  $L = 1 \text{ mH}$ , 谐振电感  $L_r = 11 \mu\text{H}$ , 谐振电容  $C_r = 68 \text{ nF}$ , 逆变器死区时间  $\Delta = 2 \mu\text{s}$ , 辅助开关  $S_a$  触发脉冲占空比  $\rho_{Sa} = 0.0648$ , 最大负载电流  $I_{0\max} = 24 \text{ A}$ , 开关频率  $f_c = 20 \text{ kHz}$ , 输出频率  $f_0 = 50 \text{ Hz}$ 。另外,为避免开关器件关断时产生过电压,以获得开关瞬间的相对理想实验波形,在逆变器桥臂上并联了放电阻止型 RCD 吸收电路。采用该类型吸收电路的原因是其适用于输出功率和开关频率较高的装置,而且能有效抑制过电压,不会额外增加流过开关器件的电流,附加损耗小。实验样机照片如图 6 所示。

图 7(a) 为电路谐振电流和谐振电压波形,基本符合图 3 的理论特征波形;图 7(b) 为单相全桥软开关逆变器的输出电流  $i_0$  的实验波形,输出频率为  $50 \text{ Hz}$ , 波形比较光滑,是良好正弦波,波形畸变率为  $2.2\%$ ,如果将负载电感去掉,变为阻性负载,波形畸变率为  $1.5\%$ 。如图 7(c) 所示,  $i_{Sa}$  没有瞬间快速增大,  $S_a$  取得了零电流软开通。如图 7(d) 和图 7(e) 所示,  $S_1$  切换为开通状态之前,  $\mu_{S1}$  已提前变化为 0, 所以  $S_1$  取得了零电压软开通;当  $S_1$  切换为关断状态时,  $\mu_{S1}$  没有瞬间快速增大,所以  $S_1$  取得了零电压软关断。如图 7(f) 和图 7(g) 所示,本文设计的软开关逆变器输出电流无畸变,这是因为该软开关逆变器处于死区状态时,负载电流能通过辅助电路中的储

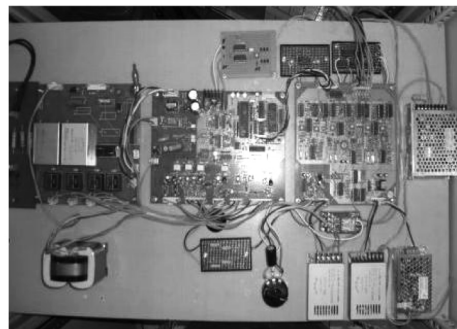
能元件续流,降低了死区状态对逆变器输出电流的影响,所以低输出频率时,电流无畸变。图 7 所示的实验波形在开关瞬间的抖动较为理想,说明了本实验采用的吸收电路工作效果明显。



(a) 机柜内配置



(b) 功率变换逆变电路



(c) 硬件控制电路

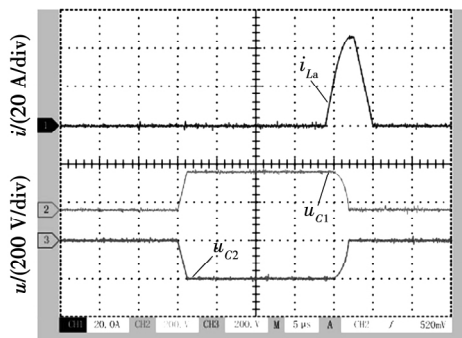
图 6 实验样机照片

Fig. 6 Photo of experimental prototype

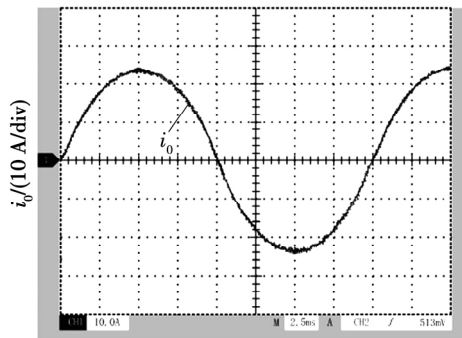
在不同输出功率下的实测效率曲线如图 8 所示。可以看出,在输出功率为额定值时,效率达到  $98.4\%$ ,比硬开关逆变器高  $2.7\%$ ,比文献[13]提出的软开关逆变器高  $1.2\%$ 。

在不同输出功率下测得的辅助电路损耗  $P_{add}$  的曲线如图 9 所示。可以看出,输出功率  $2 \text{ kW}$  时,本文提出的软开关逆变器的辅助电路损耗明显低于文献[13]所提出的拓扑结构的辅助电路损耗,本文提出的软开关逆变器的辅助电路损耗的理论值略低于实测值是因为实际存在的磁芯损耗和线路损耗等没

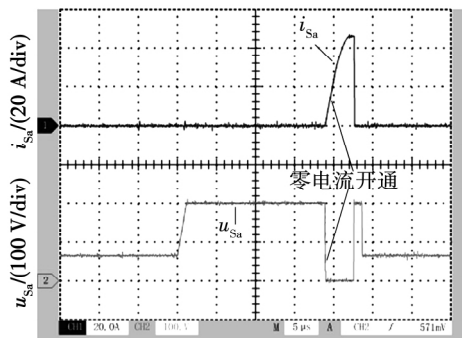
有包含在理论计算中,但是理论值和实测值的变化曲线比较接近,说明了辅助谐振电路功率损耗的数学模型是有效的。



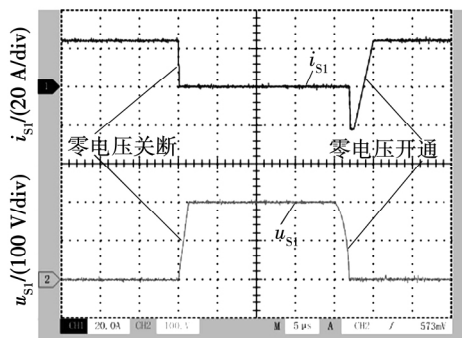
(a) 谐振电流 $i_{La}$ 和共振电压 $u_{C1}$ 、 $u_{C2}$ 的实验波形



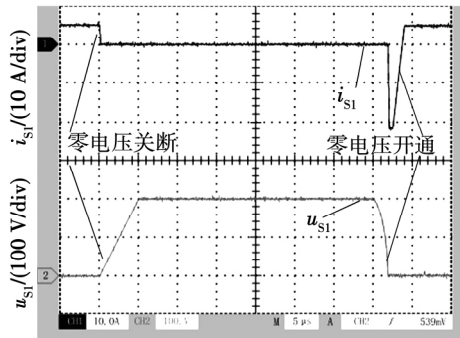
(b) 软开关逆变器输出电流 $i_o$ 的实验波形 ( $f_0=50$  Hz)



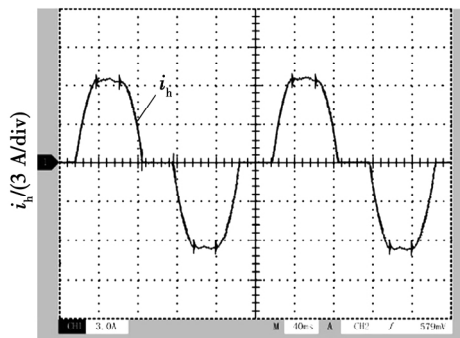
(c)  $u_{Sa}$ 和 $i_{Sa}$ 实验波形



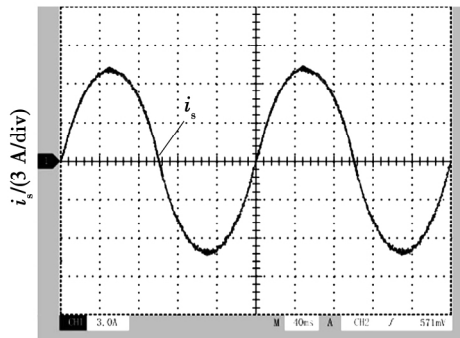
(d)  $u_{S1}$ 和 $i_{S1}$ 实验波形(满载)



(e)  $u_{S1}$ 和 $i_{S1}$ 的实验波形(轻载)



(f) 硬开关逆变器输出电流 $i_h$ 的实验波形 ( $f_0=5$  Hz)



(g) 软开关逆变器输出电流 $i_e$ 的实验波形 ( $f_0=5$  Hz)

图7 实验结果

Fig. 7 Experimental results

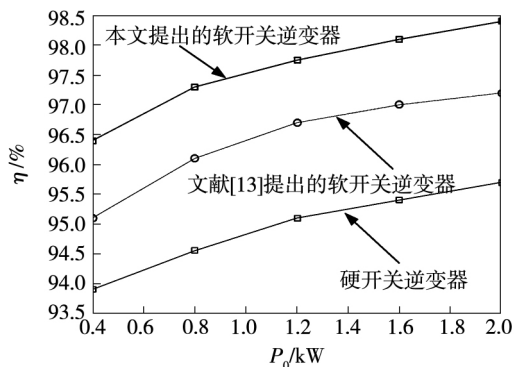


图8 效率与输出功率之间变化曲线

Fig. 8 Changing curve between efficiency and output power

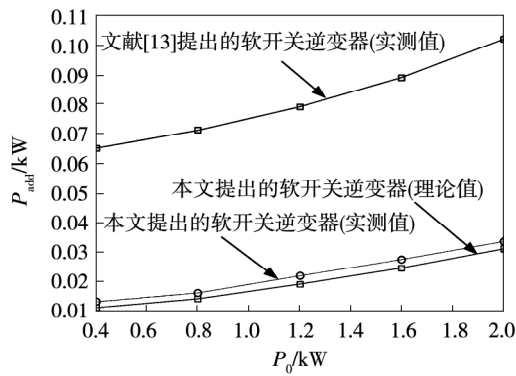


图 9 辅助谐振电路功率损耗与输出功率之间的变化曲线

Fig. 9 Changing curve between auxiliary resonant circuit loss and output power

## 5 结 论

设计了高效率单相全桥软开关逆变器,根据实验结果得出结论如下: 1) 开关器件取得了软切换; 2) 逆变器输出电流波形为光滑正弦波,表明增加的辅助电路对逆变器的正常运行无影响; 3) 在输出功率 2 kW 时,效率达到 98.4%,效率得到改善。在开关频率为 20 kHz 时取得的良好实验结果也为进一步提高开关频率和在更高开关频率下的实验奠定了基础。

### 参 考 文 献:

- [1] 王强,张岩,王天施,等. 单开关辅助换流的谐振直流环节 PWM 整流器[J]. 电机与控制学报,2019,23(7): 98.  
WANG Qiang, ZHANG Yan, WANG Tianshi, et al. Resonant DC link PWM rectifier with a single switch-assisted commutation[J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(7): 98.
- [2] 王强,牛博学,王天施,等. 谐振直流环节电流型软开关整流器[J]. 电机与控制学报,2020,24(1): 156.  
WANG Qiang, NIU Boxue, WANG Tianshi, et al. Resonant DC link current source soft-switching rectifier[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(1): 156.
- [3] WANG Qiang, WANG Youzheng. Resonant DC link soft-switching inverter with low-loss auxiliary circuit[J]. International Journal of Electronics, 2019, 106(10): 1602.
- [4] 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.
- [5] LI Rui, XU Dehong. A zero-voltage switching three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1200.
- [6] 贺虎成,刘卫国,李榕,等. 电机驱动用新型谐振直流环节电压源逆变器[J]. 中国电机工程学报,2008,28(12): 60.  
HE Hucheng, LIU Weiguo, LI Rong, et al. A novel resonant DC link voltage source inverter for motor drives[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(12): 60.
- [7] PAN Zhiyang, LUO Fanglin. Novel resonant pole inverter for brushless DC motor drive system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 173.
- [8] 姚钢, KHAN M M, 周荔丹, 等. 基于变压器辅助换流的新型 ZVS-ZCS 逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 61.  
YAO Gang, KHAN M M, ZHOU Lidian, et al. A novel ZVS-ZCS inverter with a transformer-assisted commutation[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 61.
- [9] YUAN X, BARBI L. Analysis, designing, and experimentation of a transformer-assisted PWM zero-voltage switching pole inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(1): 72.
- [10] 贺虎成,刘卫国,解恩. 一种新型无刷直流电机谐振极软开关逆变器[J]. 电工技术学报,2008,23(12): 99.  
HE Hucheng, LIU Weiguo, XIE En. A novel resonant pole inverter for brushless DC motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(12): 99.
- [11] 王强,张化光,褚恩辉,等. 新型零电压零电流谐振极型软开关逆变器[J]. 中国电机工程学报,2009,29(27): 15.  
WANG Qiang, ZHANG Huaguang, CHU Enhui, et al. Novel zero-voltage and zero-current resonant pole soft-switching inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(27): 15.
- [12] 潘三博,潘俊民. 一种新型的零电压谐振极型逆变器[J]. 中国电机工程学报,2006,26(24): 55.  
PAN Sanbo, PAN Junmin. A novel zero-voltage switching resonant pole inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(24): 55.
- [13] 王强,王有政,王天施,等. 新型单相全桥无源软开关逆变器[J]. 电子学报,2019,47(12): 2653.  
WANG Qiang, WANG Youzheng, WANG Tianshi, et al. Novel single-phase full-bridge passive soft-switching inverter[J]. Acta Electronic Sinica, 2019, 47(12): 2653.

(编辑: 邱赫男)