

一种新型的零电压谐振极型逆变器

潘三博, 潘俊民

(上海交通大学电子信息与电气工程学院, 上海市 徐汇区 200030)

A Novel Zero-Voltage Switching Resonant Pole Inverter

PAN San-bo, PAN Jun-min

(Shanghai Jiaotong University, Xuhui District, Shanghai 200030, China)

ABSTRACT: In order to realize a simple topology, high efficiency, high frequency, low voltage stress, easy to control soft switching three phase inverter, this paper introduces a novel resonant pole three phase inverter, which realized the zero-voltage switching of the main switches, zero-current switching of auxiliary switches and possesses the small power auxiliary circuit and full PWM capability. It avoids the bulk capacitor of the auxiliary resonant commutated pole inverter (ARCPI) and no center tap potential variation problem of ARCPI, unlike the delta or wye(Y) configured resonant snubber inverter, the inverter possesses the advantages of the decoupled resonance of each phase, it is easy to implement the various control schemes. The operation principle of one phase circuit has been analyzed and the equivalent circuits at different operation modes for both ZCS and ZVS operations are present. Simulation and experimental results are proposed to verify the theoretical analysis.

KEY WORDS: resonant pole inverter; soft switching; zero current switching; zero voltage switching

摘要: 为实现一种结构简单, 高效, 高频, 低的电压应力, 易于控制的软开关三相逆变器。该文提出一种新型的三相谐振极逆变器, 它可以实现逆变器主开关的零电压开通, 辅助开关管的零电流开关, 谐振电路功率小, 与传统的辅助谐振变换极逆变器(ARCPI)不同, 它避免了 ARCPI 使用的 2 个大电容, 也没有中性点电位的变化问题。与三角形或星型谐振吸收逆变器(RSI)的三相谐振电路之间互相耦合不同, 它的三相之间是互相独立的, 这就使得逆变器易于应用各种控制策略。该文选取一相电路, 对其工作原理进行了分析, 给出了在不同工作模式下的等效电路图, 仿真和实验结果都验证了原理的正确性。

关键词: 谐振极逆变器; 软开关; 零电流开关; 零电压开关

0 引言

随着电力电子技术的发展, 和软开关技术在直流变换器领域应用的成功, 人们对软开关技术在逆变器方面的应用表现出了浓厚的兴趣。在涉及传统硬开关逆变器所带来的诸多问题时都把解决办法投向了软开关, 如: 低的开关频率, 高开关损耗, 开关瞬时严重的电流电压尖峰, 对环境的电磁干扰和音频噪声。D. M. Divan 率先提出谐振直流环节逆变器(RDCLI), 开创了谐振逆变器的研究, 但是这个电路有大的电压应力, 谐振不可控, 只能应用离散脉冲控制(DPM)等缺点^[1]。接着出现了各种改进的有源箝位谐振直流环节逆变器(ARCLI), 并联谐振直流环节逆变器(PRDCLI)^[2-4], 虽然他们解决了 RDCLI 的缺点, 但由于谐振直流环节逆变器本身具有很强的耦合性, 当 1 个开关管需要零电压条件时, 整个母线电压必须谐振到零, 这样母线电压出现很多过零凹槽, 既影响了谐振频率的进一步提高, 又减少了直流电压的利用率^[4-5]。因此人们又把目光关注到谐振极逆变器上, 有代表性的电路有辅助谐振变换极逆变器(ARCPI)^[6], 三角形或星型谐振吸收逆变器(RSI)^[7], 耦合电感逆变器^[8], 变压器辅助逆变器^[9-10]等, 但这些电路要么需要 2 个很大的电容, 要么需要复杂的耦合电感或变压器及相应的磁通复位电路, 要么三相谐振电路之间互相耦合, 使得主电路与控制策略都很复杂^[11-12]。本文提出 1 种新颖的辅助谐振极变换电路, 如图 1 所示。每相辅助谐振电路使用 1 个双向开关单元, 小的谐振电感与谐振电容, 1 个箝位二极管实现了具有低电压应力, 三相谐振电路独立可控且易于应用各种 PWM 控制策略, 体积小, 高频的软开关谐振极逆变器。

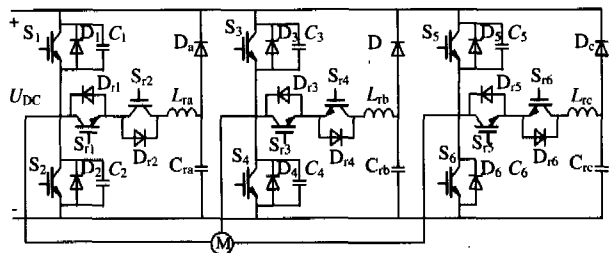


图1 三相谐振极逆变器主电路

Fig. 1 Proposed three phase resonant pole inverter

1 电路结构及运行原理

因为三相的谐振网络之间是独立可控的，为简化分析，取电路的一相进行分析，其等效电路见图2。其中，设 U_{DC} 为直流母线电压， I_0 为负载电流， i_{Lr} 是谐振电感电流。图中正方向为从左至右， U_{Cr} 是谐振电容两端的电压，正方向为从上至下，设此时负载电流为正，即从逆变器主开关管流向负载，且在一个逆变器开关周期内保持不变。电路的特征波形见图3，各个工作模式的等效电路图见图4。

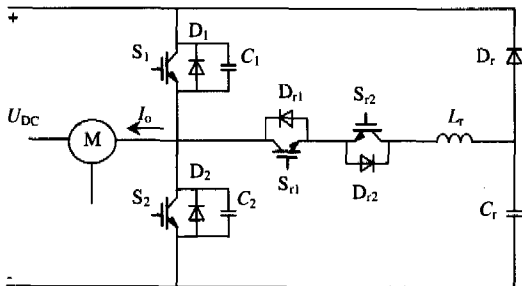


图2 新型零电压逆变器的一相等效电路

Fig. 2 One phase equivalent circuit of proposed ZVS inverter

工作模式：

(1) 模式0 $[t-t_0]$ 初始状态， S_1 导通流过负载电流 I_0 ，辅助电路不工作。

(2) 模式1 $[t_0-t_1]$ 在 t_0 时刻，开通 S_{r1} ，在电感 L_r 作用下为零电流开通，电流流过 S_1, S_{r1}, D_{r2} ，给 L_r, C_r 充电， U_{Cr} 上升。到时间 t_1 ， i_{Lr} 达到阈值 I_{T1} ，此时 U_{Cr} 等于 U_{T1} 此模式结束。如果 U_{T1} 等于 U_{DC} ，谐振为全谐振模式。下1个模式为模式2，如果 U_{T1} 小于 U_{DC} ，谐振为半谐振模式，下1个模式为模式3。

(3) 模式2 $[t_1-t_2]$ U_{Cr} 达到 U_{DC} ， D_r 导通，电流在 $S_1, S_{r1}, D_{r2}, L_r, D_r$ 中形成环流。 i_{Lr} 保持 I_{T1} 不变， U_{Cr} 保持 U_{DC} 不变。

(4) 模式3 $[t_2-t_3]$ 在 t_2 时刻，关断 S_1 ， I_0 与 i_{Lr} 一起给 C_1 充电，给 C_2 放电，如果电路是全谐振状态， L_r 与 C_1, C_2 谐振；如果电路是半谐振状态， L_r, C_r 与 C_1, C_2 谐振。在 t_3 时刻， C_2 两端电压下降到零，

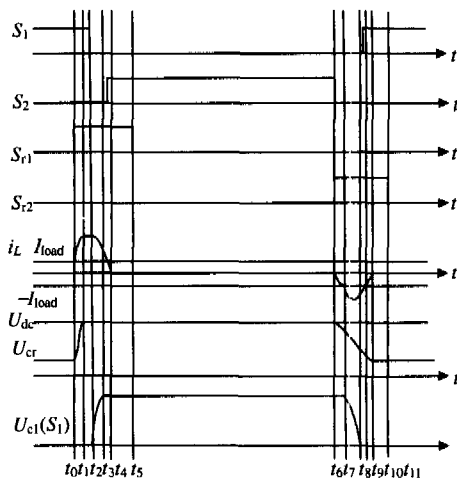


图3 电路的特征工作波形

Fig. 3 Characteristic waveforms of circuit

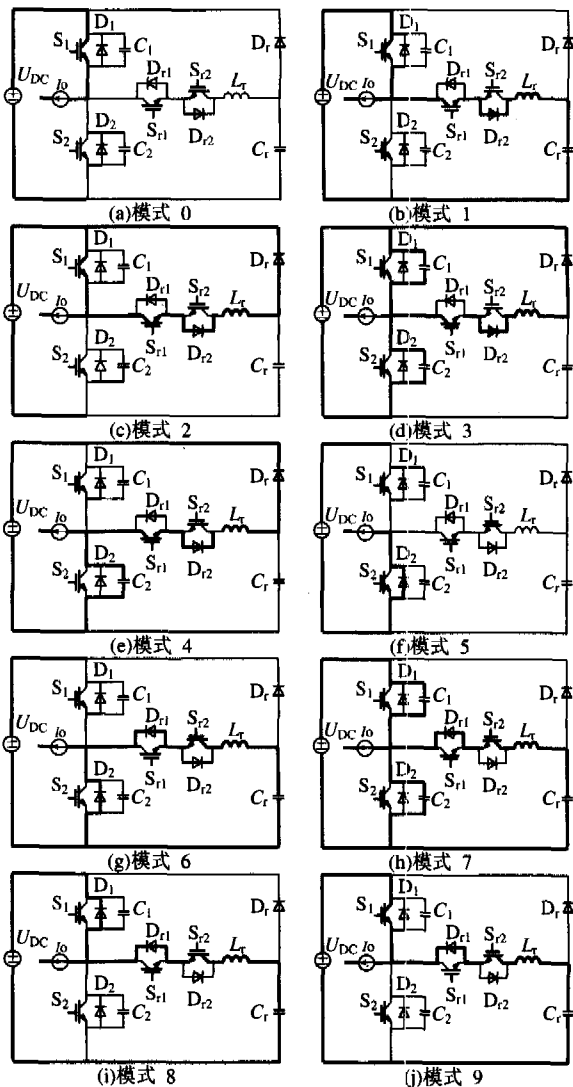


图4 全谐振时各工作模式下的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits under different operation modes in full resonant mode

D_2 导通。

(5) 模式4 $[t_3-t_4]$ 全谐振模式时， U_{Cr} 保持

U_{in} 不变, L_r 两端电压为 U_{DC} , i_{Lr} 线性下降, t_4 时刻降为零; 半谐振模式时, L_r 与 C_r 继续谐振至 t_4 时刻 i_{Lr} 降为零, U_{cr} 上升至 U_{T4} 。在这段时间中开通 S_2 , 是 ZVS。

(6) 模式 5 [t_4-t_6] 在 t_4 时刻, 由于 D_{r2} 的阻断, 谐振支路电流保持零不变, 在 t_5 时刻关断 S_{r1} 为 ZCS, 是逆变器下管正常输出阶段, 从模式 0 的上管 S_1 输出换流到了下管 S_2 。

(7) 模式 6 [t_6-t_7] 在 t_6 时刻, 开通 S_{r2} 为 ZCS, 在电容 C_2 作用下软关断 S_2 , C_r 与 L_r 谐振, i_{Lr} 反向增加到 $i_{Lr}(t_7) = -I_0$, 这时二极管 D_2 截止。

(8) 模式 7 [t_7-t_8] 在 t_7 时刻, 与模式 3 类似, L_r 与 C_1, C_2, C_r 谐振, 到 t_8 时刻, U_{c2} 升高到 U_{DC} 时, D_1 开通。

(9) 模式 8 [t_8-t_9] 在 t_8 时刻, D_1 开通, L_r 与 C_r 谐振, 在 i_{Lr} 的大小降至 I_0 之前, D_1 始终导通, 直到 t_9 , $i_{Lr} = -I_0$, D_1 关断。在此模式中导通 S_1 为 ZVS。

(10) 模式 9 [t_9-t_{11}] 在 t_9 时刻, $i_{Lr} = -I_0$, D_1 关断, 电流从 S_1 流向负载, 谐振状态与模式 8 类似, 到 t_{10} 时刻, i_{Lr} 到零, 谐振结束, 到 t_{11} 时刻, 关断 S_{r2} 为 ZCS。

然后又回到模式 0, 是逆变器上管正常输出阶段, 从模式 5 的下管 S_2 输出换流到了上管 S_1 。至此, 一个完整的负载电流为正的 PWM 周期结束, 负载电流为负的工作模式与之类似。

文献[4-5]中, 靠检测负载电流的方向, 然后靠负载电流的续流实现对应开关管的自然零电压开通。首先需要检测电流方向来调整控制逻辑, 使得控制复杂, 其次为了使开关管关断损耗小, 吸收电容 C_1, C_2 的取值 C 不能太小^[9]。否则, 负载电流小的时候, 就不能实现开关管的自然零电压开通。

在本电路中, 当逆变器的上管 S_1 关断, 谐振电路就给它并联电容充电, 给下管并联电容放电, 创造下管 ZVS 开通条件; 当下管 S_2 关断, 谐振电路就给它并联电容充电, 给上管并联电容放电, 创造上管 ZVS 开通条件, 不需要检测电流的方向, 且不管负载电流的大小均能实现开关管的软开关。

设 Z_r 为谐振网络的阻抗, ω_0 为谐振角频率, 归一化后的电感电流 $\bar{i}_{Lr} = i_{Lr} \cdot Z_r / U_{DC}$, 谐振电容两端电压 $\bar{U} = U_{cr} / U_{DC}$, 时间 $\bar{t} = t \cdot \omega_0$, 可得图 5 所示的谐振电感电流, 电容电压的相平面轨迹图。其中, 曲线 t_0 到 t_1 代表模式 1 的谐振; 直线 $t_1(t_2), t_3-t_4$ 描叙

S_1 到 D_2 的换流过程; t_4-t_9 描叙 D_2 到 S_1 的换流过程; 点 $t_4(t_5, t_6)$ 表示模式 5; 点 $t_0(t_{10})$ 表示模式 0。整个周期内谐振电压都低于 U_{DC} , 对电路元器件的选择极为有利。

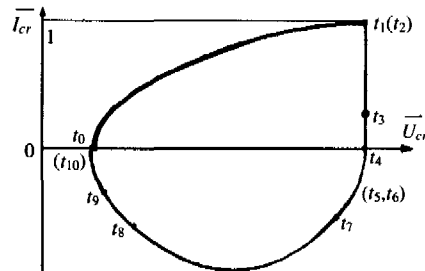


图 5 正的负载电流时谐振电感电流、电容电压的相平面图
Fig. 5 Phase plane representation of the resonance during a switching cycle under positive load current

2 谐振参数分析

本节探讨在实现所有开关管的软开关的条件下选取合适的谐振参数。首先, 为了减小关断损耗, 希望主开关的吸收电容 C 处于过吸收状态^[9], 设流过开关器件的最大电流为 $I_{so\max}$, 开关器件的开通时间为 t_{on} , 关断时间为 t_{off} , 则

$$C \geq \frac{I_{so\max}}{U_{DC}} \cdot (3-5)t_{off} \quad (1)$$

要使辅助开关 ZCS 开通, 希望谐振电感大小 L_r 满足

$$L_r \geq \frac{U_{DC}}{I_{so\max}} \cdot (3-5)t_{on} \quad (2)$$

i_{Lr} 峰值 $i_{Lr}(\max)$ 必须不超过器件允许的最大电流 I_{sm} , 而且为减少 i_{Lr} 带来的损耗, 电流值应尽量小

$$i_{Lr}(\max) = \frac{U_{DC} \sqrt{C_r}}{\sqrt{L_r}} \leq I_{sm} \quad (3)$$

为满足逆变器下管的 ZVS, 电感中的能量应该大于给吸收电容充放电所需能量, 有

$$\frac{1}{2} L_r (U_{DC} \sqrt{C_r} / \sqrt{L_r})^2 - \frac{1}{2} L_r I_0^2 \geq C U_{DC}^2 \quad (4)$$

电容中储存的能量也应该能满足给吸收电容充放电所需能量, 使上管实现 ZVS, 有

$$\frac{1}{2} C_r U_{DC}^2 \geq C U_{DC}^2 + \frac{1}{2} L_r \cdot I_0^2 \quad (5)$$

为减小谐振损耗, 要使得谐振时间小于 1/10 的开关周期 T_s , 正负谐振电流的时间 T_a, T_b 分别可近似为

$$T_a = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \approx T_b = T_6 + T_7 + T_{8-10} \approx$$

$$\pi \sqrt{L_r \cdot C_r} / 2 + \pi \sqrt{L_r \cdot 2C} / 2 + \sqrt{L_r \cdot C_r} \leq T_s / 10 \quad (6)$$

满足上述表达式的谐振参数可以实现电路的各管 ZVS 或 ZCS, 参数的选择还有一优化问题^[13-15]。

当 C 增加, 主开关的关断损耗小, 但是需要 C_r 随着增大, 为抑制谐振电流, L_r 需加大, 谐振时间 T_r 也增加, 这样谐振电流带来的损耗也增加。

本文尝试对损耗的目标函数求最小值, 可求得效率的优化。以全谐振模式(U_{Cr} 充电到 U_{DC})为例: 设总的损耗为 P_{loss} , S_1 与 S_2 关断损耗之和为 $P_{S1,2off}$; S_{r1} , S_{r2} 开通损耗之和为 $P_{S1,2on}$; 谐振损耗为 P_r , $I_{r,rms}$ 为谐振电流的有效值; R_{reft} 为电路的等效电阻; 包括开关管的通态电阻 R_{on} ; 电感等效电阻 R_L ; 电容等效电阻 R_C ; $i_{Lm}(m=1:9)$ 为各个工作模式中的电感电流; $T_i(i=1:9)$ 为各个工作模式的时间, 则

$$P_{loss} = P_{S1,2off} + P_{Sr1,2on} + P_r = \frac{2I_o^2 \cdot t_f^2}{24C} f + \frac{2U_{DC}^2 \cdot t_r^2}{6L} f + I_{r,rms}^2 \cdot R_{reft} \quad (7)$$

其中, $I_{r,rms}^2 = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_4} i_L^2 dt + \int_{t_6}^{t_9} i_L^2 dt \right];$

$$R_{reft} = R_{on} + R_L + R_C.$$

$$\text{而 } \int_0^{t_4} i_L^2 dt = \int_0^{t_1} i_L^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} i_L^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} i_L^2 dt + \int_{t_3}^{t_4} i_L^2 dt \approx$$

$$\int_0^{T_1} i_{L1}^2 dt + \int_0^{T_3} i_{L3}^2 dt + \int_0^{T_4} i_{L4}^2 dt;$$

$$\int_{t_6}^{t_9} i_L^2 dt = \int_{t_6}^{t_7} i_L^2 dt + \int_{t_7}^{t_8} i_L^2 dt + \int_{t_8}^{t_9} i_L^2 dt = \int_0^{T_7} i_{L7}^2 dt + \int_0^{T_8} i_{L8}^2 dt + \int_0^{T_9} i_{L9}^2 dt.$$

其中, $T_1 = t_1 - t_0 = \pi/2\omega_r$, $i_{L1} = U_{DC} \cdot \sin \omega_r t / Z_r$;

$$T_3 = t_3 - t_2 = \sin^{-1} \left[\frac{U_{DC}}{(U_{DC}/Z_r + I_o) Z_1} \right] / \omega_1;$$

$$i_{L3} = \left(\frac{U_{DC}}{Z_r} + I_o \right) \cos \omega_1 t - I_o;$$

$$T_4 = t_4 - t_3 = \left[\left(\frac{U_{DC}}{Z_r} + I_o \right) \cos \omega_1 T_3 - I_o \right] \cdot L_r / U_{DC};$$

$$i_{L4} = \left(\frac{U_{DC}}{Z_r} + I_o \right) \cos \omega_1 T_3 - I_o - U_{DC} \cdot t / L_r;$$

$$T_7 = t_7 - t_6 = \sin^{-1} [I_o Z_r / U_{DC}] / \omega_r;$$

$$i_{L7} = U_{DC} \cdot \sin \omega_r t / Z_r;$$

$$U_{T8} = U_{Cr(8)} = U_{DC} - U_{DC} \cos \omega_2 T_7 +$$

$$2L_r C I_o \omega_2 \sin \omega_2 T_7 / C_r + L_r U_{DC} \omega_2 \cos \omega_2 T_7 / Z_2;$$

$$T_8 = t_8 - t_7 = \pi \sqrt{L_r \cdot 2C} / 2;$$

$$i_{L8} = \frac{2C}{C_r} I_o \cos \omega_2 t - \frac{C_r + 2C}{C_r} \cdot I_o - \frac{U_{DC} - U_{T4}}{Z_2} \sin \omega_2 t$$

$$T_9 = t_{10} - t_8 = t_g^{-1} \left[\frac{U_{DC} - U_{T8}}{Z_r I_o} \right] / \omega_r;$$

$$i_{L9} = \frac{U_{DC} - U_{T8}}{Z_r} \sin \omega_r t - I_o \cos \omega_r t.$$

$$\text{而 } \omega_r = 1 / \sqrt{L_r C_r}; \quad Z_r = \sqrt{L_r / C_r};$$

$$\omega_1 = 1 / \sqrt{L_r \cdot 2C}; \quad Z_1 = \sqrt{L_r / 2C};$$

$$Z_2 = \sqrt{L_r \cdot (C_r + 2C) / 2C}.$$

为减少损耗, 应尽量缩短模式 2 的时间 T_2 , 一般控制 $T_2 \approx 0$ 。以上电流有效值的计算需要通过计算机数值解来求得, 通过选择使 P_{loss} 最小同时满足式 (1)~(7) 的 L_r , C , C_r 来实现效率的近似优化。

3 实验结果

为验证上述原理, 制作了一相桥臂实验电路, 取额定直流电压 300V, 负载电流 10A, 开关频率 10kHz, 取 $L_r = 5\mu H$, $C_r = 0.45\mu F$, $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$; 输出负载用大电感电容滤波后来模拟^[10], $L_f = 2mH$, $C_f = 50\mu F$, 改变负载接入端, 可改变 I_o 的正负。为减小开关元件的寄生震荡, 用图 6(b) 中的双向开关代替图 6(a) 中的双向开关。 C_1 取 $0.1\mu F$ 来减小关断损耗, 为确保主开关零电压开通, 避免非 ZVS 开通时 C_1 的损耗, 主开关的开通逻辑上采用零电压检测^[10], 只有主开关 U_{ce} 小于设定值, 驱动信号才给出, 这种结实臂的控制方法增加了电路的可靠性。

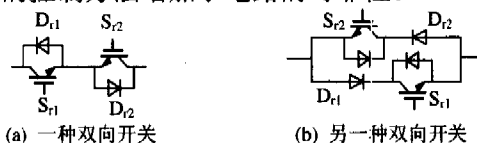


图 6 双向开关单元

Fig. 6 Bidirectional switch unit

图 7 给出了 S_1 开通时的 U_{ce} , U_{ge} 波形, 图 8 给出了 S_2 开通时的 U_{ce} , U_{ge} 波形, 可以看出, 当开关管两端电压降为零后, 驱动信号才给出, 开关均处于 ZVS 开通, 图 9 给出 S_{r1} 开通时两端电压与流过电流的波形, 电压与电流基本没有重叠部分, 为 ZCS 开通。谐振结束后电流下降并保持为零, 使得 S_{r1} 关断也为 ZCS, 图 10 给出一个周期内 i_{Lr} 与 U_{Cr} 的波形, 以上实验波形与理论分析基本吻合。

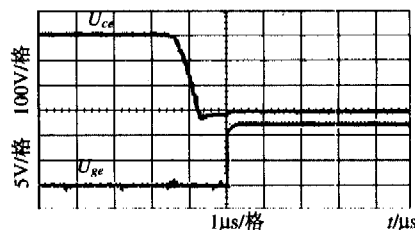


图 7 $I_o = 10A$ 时, S_1 的 U_{ce} 与 U_{ge} 波形

Fig. 7 U_{ce} and U_{ge} waveforms of switch S_1 when $I_o = 10A$

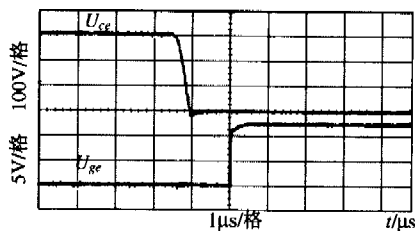
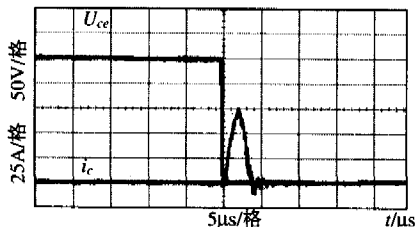
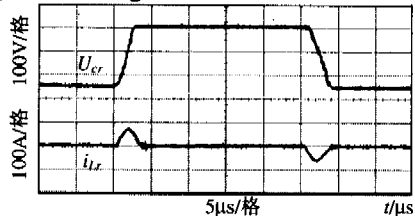
图 8 $I_o=5A$ 时, S_2 的 U_{ce} 与 U_{ge} 波形Fig. 8 U_{ce} and U_{ge} waveforms of switch S_2 when $I_o=5A$ 图 9 S_{r1} 的 U_{ce} 与 i_c 波形Fig. 9 The voltage and current waveforms of S_{r1} 图 10 $I_o=10A$ 时, i_{lr} 与 U_{cr} 波形

Fig. 10 The inductor current and resonant capacitor voltage waveforms at full load current

4 结论

本文提出一种新型的辅助谐振极逆变器, 它避免了 ARCPI 使用的 2 个大电容, 也没有中性点电位的变化问题。与 Δ 或 Y 型 RSI 的三相谐振电路之间互相耦合不同, 它的三相谐振电路之间是独立可控的, 使得逆变器易于应用各种控制策略。通过理论分析和实验研究得出如下结论: ①所有开关均运行于 ZVS 或 ZCS, 有利于开关损耗的减少和提高开关频率; ②无需检测负载电流的方向和大小, 均能使主开关实现 ZVS 开通; ③元件的电压应力被箝位于直流电压, 有利于器件选择与电路运行; ④谐振电流过零时被二极管阻断, 没有反向恢复电流和损耗。这种电路适宜于中小功率的软开关逆变器, 对减少 EMI 和提高效率很有意义。

参考文献

- [1] Bellar M D, Wu T S, Tchamdjou A, et al. A review of soft-switched DC-AC converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 847-860.
- [2] Teng Liu, Jianping Ying, Dehua Zhang, et al. Half-bridge two-amplitude actively clamped resonant DC-Link inverter[C]. IEEE-APEC, Dallas, USA, 2002, (1): 532-536
- [3] 明正峰, 钟彦儒. SVPWM 技术在零电压过渡三相逆变器中的

- 应用研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(6): 56-61.
- Ming Zhengfeng, Zhong Yanru. The research of SVPWM method applied in DC-link zero-voltage-transition three-phase inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(6): 56-61(in Chinese).
- [4] 许春雨, 陈国呈, 孙承波, 等. 软开关三相逆变器磁链轨迹的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 29-33.
- Xu Chunyu, Chen Guocheng, Sun Chengbo, et al. Research on Locus of Flux Linkage for Three-Phase ZVS Inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 29-33(in Chinese).
- [5] 许春雨, 陈国呈, 张瑞斌, 等. 三相软开关逆变器的 PWM 实现方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(8): 23-27.
- Xu Chunyu, Chen Guocheng, Zhang Ruibin, et al. A PWM realization method for three-phase soft-switching inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 23-27(in Chinese).
- [6] Teichmann R. Control parameter selection in auxiliary resonant commutated pole converters[C]. IEEE-IECON, Denver, USA, 2001, (2): 862-869.
- [7] Yu Q, Nelms R M. A single-phase resonant snubber inverter with fixed timing control for a UPS [C]. PESC, Mexico, 2003, (4): 1633-1638.
- [8] Jae-Young Choi, Dushan Boroyevich, Jerry Francis, et al. A novel ZVT inverter with simplified auxiliary circuit [C]. IEEEAPEC, Anaheim, USA, 2001, (2): 1151-1157.
- [9] Zhi Yang Pan, Fang Lin Luo. Novel resonant pole inverter for brushless DC motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(1): 173-181.
- [10] Yuan X, Barbi I. Analysis, design and experimentation of a transformer-assisted PWM zero-voltage switching pole inverter [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2000, 15(1): 72-82.
- [11] 胡宗波, 张波, 邓卫华. PWM 直流变流器中一种新型的零电压零电流转换软开关单元[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(3): 126-134.
- Hu Zongbo, Zhang Bo, Deng Weihua. Novel ZVZCT soft switching cell in PWM DC-DC Converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(3): 126-134(in Chinese).
- [12] 陈志英, 阮新波. 零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 24-29.
- Chen zhiying, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 24-29(in Chinese).
- [13] Divan D M, Venkataramanan G, De Doncker R W. Design methodologies for soft switched inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(1): 126-135.
- [14] Xuan San Cai, Shu Hua Zhang. Nonlinear design optimization for the resonant tank of zero-voltage-switching multi-resonant converters[C]. INTELEC, Kyoto, Japan, 1991, (1): 509-514.
- [15] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.

收稿日期: 2006-06-12。

作者简介:

潘三博(1974—), 男, 博士研究生, 研究方向为软开关逆变器电路、拓扑及控制, pansan@sjtu.edu.cn;

潘俊民(1947—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为运动控制系统、智能控制系统, 电力电子装置。

(编辑 王彦骏)