

组合式三相高频脉冲直流环节逆变器研究

陈道炼, 李 旭, 张 蓉, 张海涛

(南京航空航天大学电气工程系, 江苏省 南京市 210016)

COMBINED THREE-PHASE INVERTER WITH HIGH FREQUENCY PULSE DC LINK

CHEN Dao-lian, LI Xu, ZHANG Rong, ZHANG Hai-Tao

(Nanjing university of aeronautics & astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: A combined three-phase inverter based on the inverter with duty cycle extended active clamp forward style high frequency pulse dc link is proposed. The circuit topology, steady principle, control strategy of three-state discrete pulse modulation (DPM) hysteresis current, load characteristic, criterions of the key circuit parameters of the combined three-phase inverter are investigated. The three-phase inverter is combined of three same single inverter modules. A designed and developed prototype for 3kVA 27VDC/200V400HzAC combined three-phase inverter with high frequency pulse DC link has excellent comprehensive performances such as small bulk, lower weight, high conversion efficiency, high steady precision, fast dynamic response, wide input voltage range, good output waveforms, strong over-load and short-circuit ability, and strong ability with different nature load and three-phase unbalanced load.

KEY WORDS: Power electronics; Three-phase; Inverter; High frequency pulse dc link; Three-state discrete pulse modulation (DPM); Load characteristic

摘要: 该文提出了基于占空比扩展有源箝位正激式高频脉冲直流环节逆变器的组合式三相逆变器电路结构, 并对其电路拓扑、稳态原理、三态 DPM 电流滞环控制技术、负载特性、关键电路参数设计进行了深入的分析研究。这类组合式三相逆变器, 由 3 个完全相同的单相逆变器模块构成。设计并研制成功的 3kVA 27VDC/200V400HzAC 组合式三相高频脉冲直流环节逆变器, 具有体积小、变换效率高、静态精度高、动态响应快、输入电压变化范围宽、输出波形质量高、过载与短路能力强、带三相不平衡负载的能力强等综合性能。

关键词: 电力电子; 三相; 逆变器; 高频脉冲直流环节; 三态离散脉冲调制; 负载特性

1 引言

单相逆变器应用于中小功率负载供电场合^[1-4];

而三相逆变器广泛应用于用电量大或三相四线制供电负载场合, 其电路拓扑主要有三相全桥式、三相半桥式、三相四桥臂式和组合式等结构^[1]。

三相全桥式逆变器^[5-7], 具有拓扑简洁、功率器件数少、功率开关电压应力低等优点, 但为了提高带不平衡负载的能力, 必须在其输出端增加中点形成变压器, 从而体积和重量显著增加。三相半桥式逆变器^[8]拓扑简洁、功率器件数少, 但输入直流电源电压利用率较低, 相同输出电压时功率开关的电压应力大, 为了获得强的带不平衡负载的能力, 两个串联的电解电容必须足够大, 从而使逆变器体积和重量增加。三相四桥臂逆变器^[9-10]带不平衡负载的能力强, 但电路拓扑较复杂、功率器件数较多、控制复杂。

组合式三相逆变器^[1], 由三个单相逆变器星型联结构成, 能同时实现单相和三相四线制供电。虽然这种电路结构的元器件数多、成本高, 但由于每相可分别独立控制、易实现模块化结构、在线热更换、N+1 模块冗余技术、系统的可靠性高, 具有极强的带不平衡负载的能力。因此, 组合式三相逆变器电路结构具有重要的应用价值。本文深入研究组合式三相逆变器及其关键技术, 并给出了样机试验结果。

2 电路拓扑结构

以占空比扩展有源箝位正激式高频脉冲直流环节逆变器为例, 组合式三相逆变器, 由完全相同的三个单相高频脉冲直流环节逆变器星型联接构成, 如图 1 所示。图 1(a)为三个独立的单相电路构成的组合式三相高频脉冲直流环节逆变器, 图 1(b)为共用高频脉冲直流环节电路的组合式三相高频脉冲直流环节逆变器。前者更体现了模块化设计思想, 后者成本会有所降低, 本文仅讨论前者。

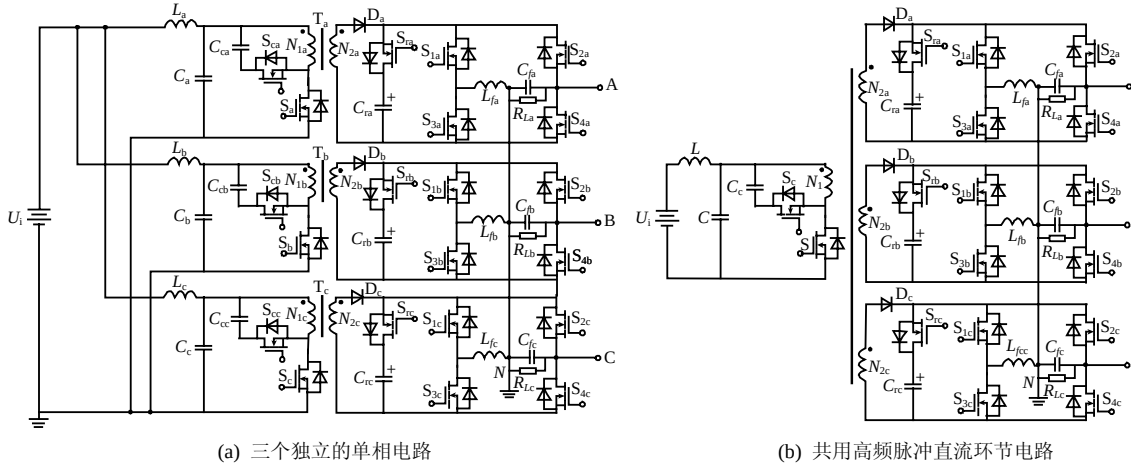


图1 组合式三相高频脉冲直流环节逆变器
Fig.1 Combined three-phase inverter with high frequency pulse dc link

3 组合式三相逆变器的稳态原理与控制策略

3.1 稳态原理

增大占空比 D ，可以降低逆变桥、吸收支路功率开关的电压应力。只要让吸收支路开关 S_r 的关断时刻滞后功率开关 S 的关断时刻一段时间，就可实现 u_{do} 的占空比扩展。

设箝位电容 C_c 、吸收电容 C_r 足够大，分别用电压源 U_c 、 U_{cr} 表示；整个逆变桥负载可以看成高频脉冲直流环节电路低频交变的负载，低频交变的负载在每个高频PWM开关周期内可近似认为恒定不变，用电流源 i_{Lf} 表示； D_f 表示为逆变桥等效的续流回路。因此，每个PWM开关周期内，占空比扩展有源箝位正激式高频脉冲直流环节电路等效电路及其原理波形，如图2所示。图2(b)中， i_{Lm} 为变压器磁化电流。每个PWM开关周期包含了8个工作模式：

- ① $t_0 \sim t_1$ t_0 时刻 S 开通，磁化电流 i_{Lm} 线性上升， D 和 D_r 导通、 D_f 截止；
- ② $t_1 \sim t_2$ t_1 时刻 S_r 开通， D 仍导通、 D_f 仍截止；
- ③ $t_2 \sim t_3$ t_2 时刻 S 关断， S_r 继续导通， C_r 开始对负载供电， D 承受反压截止、 D_f 仍截止， L_m 和 C_s 谐振，使 i_{Lm} 先增加后减小， u_{DS} 上升；
- ④ $t_3 \sim t_4$ t_3 时刻 u_{DS} 上升到箝位电压 $U_c + U_i$ ， D_c 开通， L_m 与 C_c 、 C_s 之间谐振， U_c 基本保持恒定， i_{Lm} 线性下降；
- ⑤ $t_4 \sim t_5$ t_4 时刻 i_{Lm} 为零，随后 i_{Lm} 变负， S_c 导通， S_c 实现了ZVS开通；
- ⑥ $t_5 \sim t_6$ t_5 时刻 S_r 实现了ZVS关断， D 仍截止， i_{Lf} 经 D_f 开始续流；
- ⑦ $t_6 \sim t_7$ t_6 时刻 S_c 关断后， L_m 与 C_s 谐振， i_{Lm} 继续反向增大， C_s 放电， u_{DS} 下降，负载 i_{Lf} 仍经 D_f 续流。
- ⑧ $t_7 \sim t_8$ t_7 时刻 u_{DS} 下降到 U_i 、 D 开通，空载或

轻载时， t_8 时刻 S 开通， u_{DS} 可降为0， S 实现了ZVS开通；重载时， $u_{DS} = U_i$ ， t_8 时刻 S 再次开通， S 是硬开通。

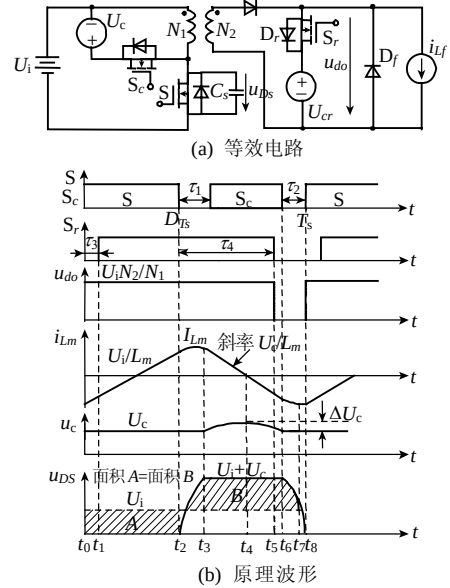


图2 每个开关周期等效电路及其原理波形
Fig.2 The equivalent circuit and schematic waveforms within one switching period

3.2 控制策略

高频脉冲直流环节电路采用输入电压前馈PWM控制。DC/AC逆变桥采用输出电压和滤波电感电流双闭环反馈三态离散脉冲(DPM)控制技术，如图3所示。功率开关 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 在 u_{do} 零电平期间开关转换，调制电压 u_{AB} 的控制规律为

$$u_{AB} = \begin{cases} +U_{dom} & +1 \text{ 状态 } (i_g - i_f > \delta, S_1, S_4 \text{ 导通}) \\ -U_{dom} & -1 \text{ 状态 } (i_g - i_f < -\delta, S_2, S_3 \text{ 导通}) \\ 0 & 0 \text{ 状态 } (|i_g - i_f| < \delta, S_1, S_2 \text{ 或 } S_3, S_4 \text{ 导通}) \end{cases} \quad (1)$$

式中 δ 为半个滞环宽度， U_{dom} 为高频脉冲直流电压幅值。

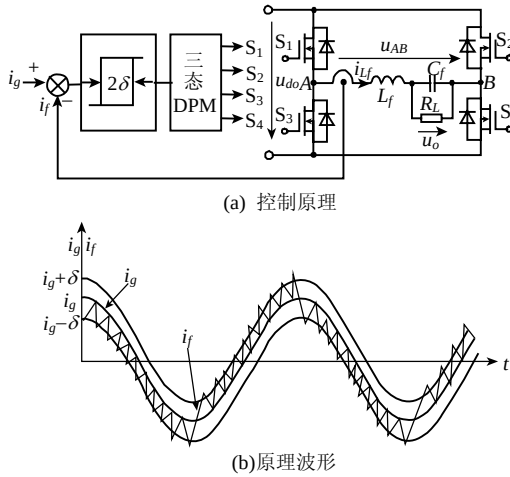


图 3 三态离散脉冲电流滞环跟踪控制原理

Fig.3 The three-state discrete pulse modulation hysteresis current control principle

4 组合式三相高频脉冲直流环节逆变器的负载特性

4.1 相负载（星形负载）特性

设三相输出电压 u_A 、 u_B 、 u_C 对称，其有效值为 115V，初相位分别为 0° 、 -120° 、 -240° ，三相额定容量为 3kVA，输出电压频率为 400Hz，滤波电感为 0.7mH，滤波电容为 11 μ F，则不对称相负载时各相电流如表 1 所示。可见，三相滤波电感电流的幅值均不相等、相位差不再满足 $\pm 120^\circ$ 关系。

表 1 不对称相负载时各相滤波电感电流

Tab.1 Each filter inductor current under unbalanced phase load

各相电流	不对称相负载	
	A 相空载 $R_{La} = \infty$ B 相阻性半载 $R_{Lb} = 26.45\Omega$ C 相阻性满载 $R_{Lc} = 13.23\Omega$	A 相 1/3 阻性负载 $R_{La} = 39.68\Omega$ B 相 2/3 阻性负载 $R_{Lb} = 19.84\Omega$ C 相阻性满载 $R_{Lc} = 13.23\Omega$
负载电流 $\dot{I}_A = \dot{U}_A / R_{La}$	0(A)	$2.90 \angle 0^\circ$ (A)
A 相 滤波电容电流 $\dot{I}_{Cfa} = \dot{U}_A j \omega_0 C_{fa}$	$2.89 \angle 90^\circ$ (A)	$2.89 \angle 90^\circ$ (A)
滤波电感电流 $\dot{I}_{Lfa} = \dot{I}_{Cfa} + \dot{I}_A$	$2.89 \angle 90^\circ$ (A)	$4.09 \angle 44.90^\circ$ (A)
负载电流 $\dot{I}_B = \dot{U}_B / R_{Lb}$	$4.35 \angle -120^\circ$ (A)	$5.80 \angle -120^\circ$ (A)
B 相 滤波电容电流 $\dot{I}_{Cfb} = \dot{U}_B j \omega_0 C_{fb}$	$2.89 \angle -30^\circ$ (A)	$2.89 \angle -30^\circ$ (A)
滤波电感电流 $\dot{I}_{Lfb} = \dot{I}_{Cfb} + \dot{I}_B$	$5.22 \angle -86.40^\circ$ (A)	$6.48 \angle -93.51^\circ$ (A)
负载电流 $\dot{I}_C = \dot{U}_C / R_{Lc}$	$8.69 \angle 120^\circ$ (A)	$8.69 \angle 120^\circ$ (A)
C 相 滤波电容电流 $\dot{I}_{Cfc} = \dot{U}_C j \omega_0 C_{fc}$	$2.89 \angle -150^\circ$ (A)	$2.89 \angle -150^\circ$ (A)
滤波电感电流 $\dot{I}_{Lfc} = \dot{I}_{Cfc} + \dot{I}_C$	$9.16 \angle 138.4^\circ$ (A)	$9.16 \angle 138.4^\circ$ (A)

4.2 线负载（三角形负载）特性

逆变器带三相不对称线负载时，如在 B、C 相输出间接一电阻负载，简化电路及其相量，如图 4 所示。

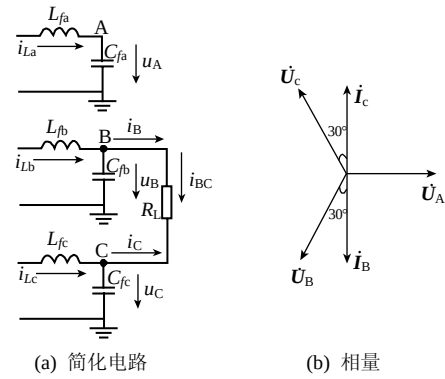


图 4 B、C 相间接电阻负载时简化电路及其相量

Fig.4 Simplified circuit and its vectors under resistance load between phase B and C

由图 4(a)可得

$$\dot{I}_{BC} = \dot{I}_B = -\dot{I}_C = \dot{U}_{BC} / R_L \quad (2)$$

B 相电流 i_B 超前电压 $u_B 30^\circ$ ，C 相电流 i_C 滞后电压 $u_C 30^\circ$ 。因此，B、C 相间的电阻 R_L 相对于 B 相为功率因数等于 0.866 的容性负载，相对于 C 相为功率因数等于 0.866 的感性负载。同理，B、A 相间的电阻相对于 B 相为功率因数等于 0.866 的感性负载。

如果三相逆变器 B、C 相间与 B、A 相间同时接相同的阻性（感性）负载时，则 BC 间的负载电流 i_{BC} 与 BA 间的负载电流 i_{BA} 合成后所得的 B 相输出电流 i_B 与电压 u_B 同相，对 B 相相当于接了阻性（感性）相负载。故当逆变器带三相对称线负载时，相当于接同样负载性质的对称相负载。考虑线负载情况，单相逆变器模块设计时要将功率因数范围由 $-0.75 \sim 0.75$ 扩大为 $-0.866 \sim 0.32$ 。宽范围的功率因数意味着单模块的电流容量和无功回馈能量增加。

5 关键电路参数设计

箝位电容 $C_c^{[11-12]}$ 为

$$C_c \geq \frac{(1-D)^2 T_s^2}{8 L_m \cdot \Delta U_c / U_c} \quad (3)$$

式(3)中，通常取 $\Delta U_c / U_c \leq 10\%$ 。为了确保输出电压的波形质量，高频脉冲直流电压平均值应满足

$$U_{do,avg} = \frac{N_2}{N_1} U_i (D + \Delta D) \geq 180V \quad (4)$$

由式(4)可知，相同的 $U_{do,avg}$ 值，总占空比 $(D + \Delta D)$ 越大，则高频脉冲直流电压幅值将越小。此外，为了保证逆变桥功率器件可靠实现 ZVS 开关，需要一定的零电平时间 t_0 ，则最大占空比应满足

$$(D + \Delta D)_{\max} \leq 1 - t_0 \cdot F_s \quad (5)$$

空载时，DC/AC 逆变器一个输出周期内就有半个周期能量回馈，此时吸收电容上的电压脉动量

ΔU_{cr} 最大。设空载时滤波电感电流最大值为 $I_{Lf,0max}$ 、滤波电容电压最大值 $U_{Cf,max}$ 、吸收电容电压最小值 $U_{cr,min}$ ，逆变桥空载无功能量回馈时，有

$$\frac{1}{2}C_r[(\Delta U_{cr} + U_{cr,min})^2 - U_{cr,min}^2] = \frac{1}{2}C_f U_{Cf,max}^2 - \frac{1}{2}L_f I_{Lf,0max}^2 \quad (6)$$

式(6)中，通常要求 $\Delta U_{cr} \leq 5\%U_{cr,min}$ 。功率开关S开通瞬间吸收支路的冲击电流峰值 $I_{cr,peak}$ 为

$$I_{cr,peak} = \frac{\frac{N_2}{N_1}U_i - U'_{cr,min}}{|Z_s|} = \frac{\Delta U'_{cr,max}}{|Z_s|} \quad (7)$$

式(7)中， Z_s 为电路等效阻抗， $\Delta U'_{cr,max}$ 是 u_{do} 占空比扩展期间吸收电容 C_r 对逆变桥供电引起的最大电压降落，即

$$\Delta U'_{cr,max} = \frac{I_{Lf,short} \cdot \Delta D \cdot T_s}{C_r} \quad (8)$$

式(8)中， $I_{Lf,short}$ 为负载短路时滤波电感电流（即负载短路电流）。由(7)、(8)可得

$$I_{cr,peak} = \frac{\Delta U'_{cr,max}}{|Z_s|} = \frac{I_{Lf,short} \cdot \Delta D \cdot T_s}{C_r \cdot |Z_s|} \quad (9)$$

滞环宽度 2δ 和输出滤波电感 L_f 密切相关。一般来说环宽过小，电路不能有效选择零状态，工作于双极性模式，输出电压 THD 增大，开关频率增大，损耗增加；若环宽过大，输出滤波电感电流偏差过大，输出电压 THD 增大，且电路的动态调节速度变慢。环宽的大小通常为

$$\delta = (0.3 \sim 0.6) \frac{U_{do,avg}}{L_f} T_s K_i \quad (10)$$

式(10)中， K_i 为电流调节器的放大倍数。三相输出电压的对称度，常用电压幅值偏差 ΔU_o 和电压相位偏差 $\Delta \theta_o$ 表示，即

$$\Delta U_o = \frac{\text{最高相电压幅值} - \text{三相电压幅值平均值}}{\text{三相电压幅值平均值}} \times 100\% \quad (11)$$

$$\Delta \theta_o = \frac{\text{最大的相电压相位差} - \text{三相电压相位差的平均值}}{\text{三相电压相位差的平均值}} \quad (12)$$

6 试验结果

设计实例：开关频率 $F_s = 80 \text{ kHz}$ ；占空比 $D = 0.34 \sim 0.6$ ，扩展的占空比 $\Delta D = 0.3$ ；箝位电容 $C_c = 3.3 \mu\text{F}$ ；变压器磁心选用 Mn-Zn LP3 型铁氧体材料 PM74；变压器原、副边匝比 $N_1/N_2 = 2/24$ ；磁化电感 $L_m = 48 \mu\text{H}$ ；吸收支路电容 $C_r = 150 \mu\text{F}$ ；输出滤波电

感 $L_f = 0.7 \text{ mH}$ ；输出滤波电容 $C_f = 11.2 \mu\text{F}$ 。设计并研制成功的 3kVA 27V DC/200V 400Hz AC 三相组合式高频脉冲直流环节逆变器样机，获得了优良的综合性能：输入电压 $U_i = 18 \sim 32 \text{ VDC}$ ，输出额定容量 3kVA，负载功率因数 -0.75 （超前）— 0.75 （滞后），输出线电压 $200 \text{ V} \pm 4 \text{ V}$ ，输出电压频率 $400 \pm 0.2 \text{ Hz}$ ，输出电压直流分量小于 0.1 V ，输出电压波形 $THD < 1.0\%$ ，额定容性、阻性、感性负载时变换效率分别为 82%、84%、87%，110% 额定负载 120min，150% 额定负载 5min；短路时间 5s，短路电流能力达 22A，重量小于 $3 \times 4.4 \text{ kg}$ ，体积 $3 \times 30.0 \times 15.2 \times 13.0 (\text{cm}^3)$ ；三相输出电压幅值不对称度小于 2%，三相输出电压相位差角： $120^\circ \pm 2^\circ$ 。

27V 输入电压时，逆变器带三相阻性不平衡相负载时试验波形，如图 5 所示。由试验波形可知：三相输出电压满足幅值相等、相位相差 $2\pi/3$ 的关系，具有很强的带不平衡负载能力。但输出滤波电感电流却不再满足 $2\pi/3$ 的相位关系，相位关系受各相负载的制约。此时， $U_A = 116.0 \text{ V}$ 、 $U_B = 115.0 \text{ V}$ 、 $U_C = 114.0 \text{ V}$ ， $\theta_{AB} = 119.95^\circ$ 、 $\theta_{BC} = 121.91^\circ$ 、 $\theta_{CA} = 118.15^\circ$ ， $\Delta U_o = 0.87 \text{ V}$ 、 $\Delta \theta_o = 1.91^\circ$ 。

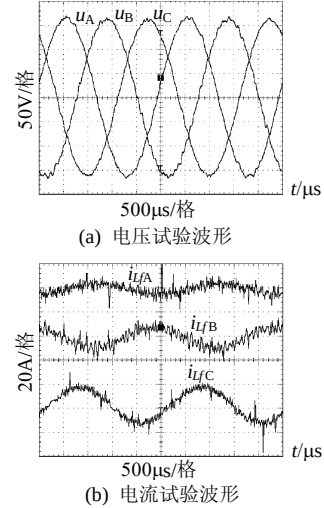


图5 A相空载、B相半载、C相满载时三相输出电压、滤波电感电流试验波形

Fig.5 The experimental waveforms of output voltages and filter inductor currents under phase A no load, phase B 1/2 full load, phase C full load

逆变器短路时的试验波形，如图 6 所示。当 C 相短路时，其它两相仍然正常工作，如图 6(a) 所示；此时，C 相滤波电感电流饱和，如图 6(b) 所示；三相同步短路时，三相滤波电感电流波形如图 6(c) 所示。

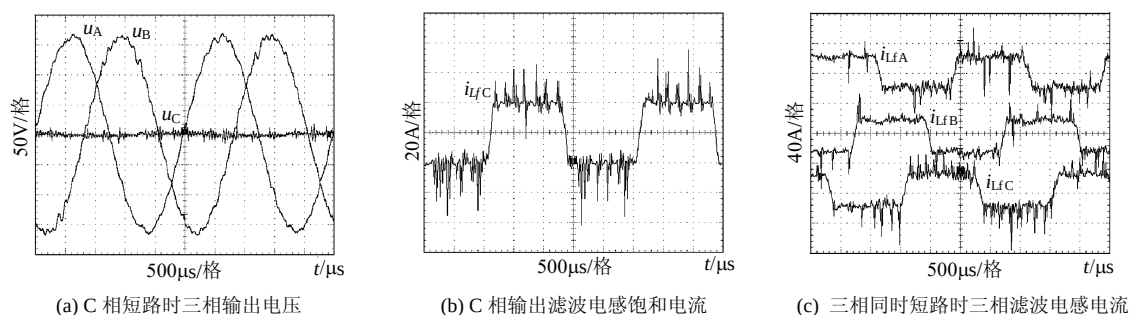


图6 短路时三相输出电压、滤波电感电流试验波形

Fig. 6 The experimental waveforms of filter inductor currents under load-short

7 结论

理论分析与试验均表明,组合式三相高频脉冲直流环节逆变器电路结构,能同时实现单相和三相四线制供电,具有每相独立控制、易实现模块化结构、在线热更换、N+1 模块冗余技术、系统的可靠性高、极强的带不同性质负载和不平衡负载的能力等优点,具有重要的工程应用价值。

参考文献

- [1] 陈道炼. DC-AC 逆变技术及其应用[M]. 机械工业出版社, 北京
- [2] 陈道炼, 张友军. 单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 27-30.
Chen Daolian, Zhang Youjun. Research on uni-polarity phase-shifting controlled inverters with high frequency pulse ac link[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 27-30.
- [3] 李磊, 陈道炼, 张友军, 等. 双极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 33-37.
Li Lei, Chen Daolian, Zhang Youjun *et al.* Research on bi-polarity phase-shifting controlled inverters with high frequency pulse ac link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2002, 17(6): 33-37.
- [4] 孙向东, 钟彦儒, 任碧莹, 等. 一种新颖的软开关组合式高频环节逆变器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 160-164.
Sun Xiangdong, Zhong Yanru, Ren Biying *et al.* Research on a novel soft-switching compounding-form high frequency link inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 160-164.
- [5] 应建平, 沈红, 张德华, 等. 双滞环控制的三相双幅有源箝位谐振直流环节逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 8-12.
Ying Jianping, Shen Hong, Zhang Dehua *et al.* Two-hysteresis control of three-phase two-amplitude actively clamped resonant dc-link inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 8-12.
- [6] 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.
- [7] 孔雪娟, 王荆江, 彭力, 等. 基于内模原理的三相电压源型逆变电源的波形控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(7): 67-70.
Kong Xuejuan, Wang Jingjiang, Peng Li *et al.* The control scheme of three-phase voltage-source inverter output waveform based on internal model theory[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(7): 67-70.
- [8] 周林, 蒋建文, 周维维, 等. 基于单周控制的三相四线制有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 85-88.
Zhou Lin, Jiang Jianwen, Zhou Luowei, *et al.* Three-phase four-wire active power filter with one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(3): 85-88.
- [9] Jahns T M, De Doncker, Rik W A A *et al.* System design considerations for a high power aerospace resonant link converter. IEEE Trans. On PE, 1993, 8(4): 663-671.
- [10] 孙驰, 毕增军, 魏光辉. 一种新颖的三相四桥臂逆变器解耦控制的建模与仿真[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(1): 124-130.
Sun Chi, Bi Zenghui, Wei Guanghui. Modeling and simulation of a novel three-phase four-leg inverter with decoupled control[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(1): 124-130.
- [11] 陈道炼, 胡育文, 严仰光. 有源箝位正激变换器稳态分析与小信号特性[J]. 电工技术学报, 2000, 15(4): 40-46.
Chen Daolian, Hu Yuwen, Yan Yangguang. Steady Analysis and Small Signal Properties of Active Clamp Forward Converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(4): 40-46.
- [12] 陈道炼. 高频环节航空静止变流器研究[R]. 南京: 南京航空航天大学. 2001.
Chen Daolian. Research on aviation static inverter with high frequency link[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2001.

收稿日期: 2004-09-14。

作者简介:

陈道炼(1964-), 男, 博士后、教授和博士生导师, 主要从事电力电子变换技术、航空航天电源系统的研究;

李旭(1979-), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术。