

48V/3KVA 正激直流环节软开关静止变流器的分析与实现

肖 岚 龚春英 姜志强 严仰光
(南京航空航天大学自控系 210016)

摘要: 变换器高频软开关工作可减小变压器和滤波元件的尺寸和重量,改善电气性能,提高效率 and 可靠性。本文提出了正激直流环节软开关逆变器拓扑,对交叉并联正激直流变换器、离散脉冲控制逆变器和吸收电路的工作原理和工作特性进行了详细分析,并采用 IGBT 制作了一台逆变器样机。实验结果证明该静止变流器有高的技术性能指标。

关键词: 正激 软开关 静止变流器 离散脉冲调制

1 引言

通讯逆变电源用于将 48V 低压直流电变换为 220V/50Hz 交流电。它要求可靠性高、成本低、维护方便、体积小、重量轻、电气性能好。随着用电设备的不断增加,对静止变流器更是要求具有高效、高可靠性和高功率密度。实现这些目标的关键是采用高频软开关技术。

软开关逆变器可分为谐振极逆变器和谐振直流环节逆变器。大部分软开关逆变器为实现电源和负载之间的电气隔离,必须在输出端增加一低频隔离变压器,势必增加变流器的体积和重量^[1-3]。而具有高频变压器隔离的软开关逆变器电路拓扑较少,已有的电路复杂,电气性能差^[4]。因此,必须寻求带高频变压器隔离、高性能、电路简单的软开关逆变器拓扑。

具有隔离功能的电压源型直流变换器有推挽、半桥、桥式和单端正激变换器等^[5],输出端为滤波电路,滤波电路的输入电压为直流脉冲方波。考虑将电压源型直流变换器的滤波电路移至逆变器的输出端,无输出滤波电路的直流变换器作为逆变器的直流环节,由此构成新一族软开关逆变器拓扑,脉冲方波为逆变器功率管提供零电压开关条件。因为通讯逆变电源输入电压低,输入电压变化范围较大,所以采用正激直流环节软开关静止变流器拓扑作为主电路结构,电路图见图 1 所示。

本文对正激直流变换器、离散脉冲控制逆变器和吸收电路的工作原理和电路特性进行了详细分析,讨论了交叉并联正激直流变换器的工作原理,给出了静止变流器的实验结果。

2 工作原理

正激直流环节软开关静止变流器由改进的单端正激直流变换器、吸收电路和逆变器三个部分构成。三个部分的控制关系可由图 2 说明。其中, $u_{gs(VT1)}$ —直流功率管 VT1 的驱动信号; $u_{gs(VTe)}$ —吸收功率管 VTe 的驱动信号; u_s —正激变换器和逆变器的交联信号; u_c —逆变器功率管的过零采样信号。

正激变换器的变压器副边经整流二极管输出,随着 VT1 的开通和关断,将输入直流电压 U_i 变换成周期性回零的高频直流脉冲电压 u_s ^[5],为后接逆变器功率管提供零电压开关条件。 u_s 波形与 $u_{gs(VT1)}$ 同步。

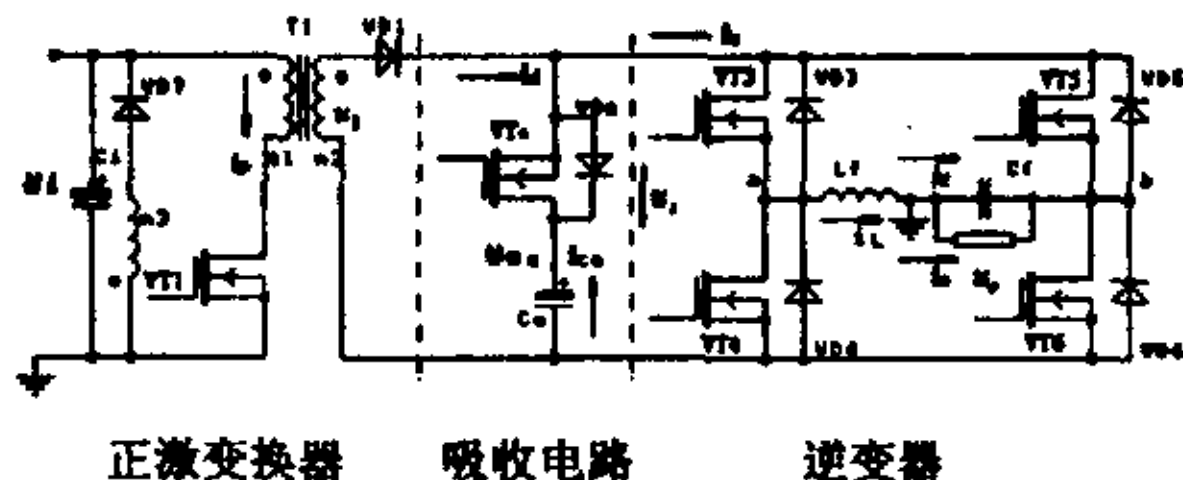


图1 正激直流环节软开关静止变流器电路图

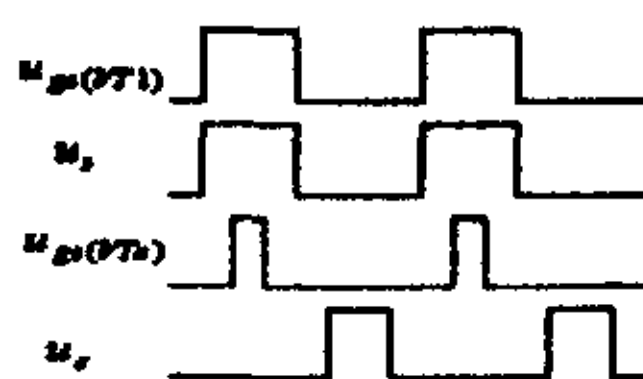


图2 静止变流器的控制逻辑关系

逆变器采用桥式电路，用于将 u_c 变换成正弦电压 u_o 输出。逆变器功率管 VT3~VT6 必须控制在 u_c 的零电平转换开关状态才能实现零电压开关，因此逆变器无法采用 PWM 控制，而只能采用离散脉冲控制 (DPM—Discrete Pulse Modulation)。 u_c 的上升沿对应逆变器功率管转换开关状态。控制 u_c 的上升沿在 u_o 的过零处即可实现逆变器功率管零电压开关。

当输出电压 u_o 和滤波电感电流 i_L 不同方向时，逆变器存在无功能量回馈状态，而正激变换器通过二极管输出，能量不可能返回电源侧。为此，必须增加由 VTe、VDe 和 Ce 构成的吸收电路。回馈电流通过 VDe 给 Ce 充电；当要求提供能量给负载，且 VTe 导通时，Ce 放电。

2.1 正激变换器

直流变换器的高频变压器实现电气隔离，可降低静止变流器的体积、重量和成本。由于变压器副边可以设置多个绕组，每个绕组均可接单相桥式逆变器，因而易于实现直流电压至单相、两相和多相交流电压的隔离变换，而所有变换器的主功率管均软开关。正激变换器可采用有源箝位电路吸收变压器漏感引起的功率管电压尖峰，实现功率管软开关。

2.2 逆变器

逆变器采用滞环控制 DPM 策略^[1]。设 Δi 为给定电流 i_g 和滤波电感电流 i_L 的差值。以 i_L 为图示方向为例，开关规律如下：

①当 $\Delta i > \delta$ 时，VT3 和 VT6 被施加开通信号，VT4 和 VT5 关断。 u_c 为低电平时， i_L 分别经 VD5、VT3 和 VD4、VT6 两条支路续流 (图 3 (a))； u_c 为高电平时， i_L 经 VT3、 L_f 、 C_f 和 VT6 增长 (图 3 (b))。

$$u_{ab} = u_c \quad (1)$$

② $-\delta < \Delta i < \delta$ ，VT3 和 VT5 关断，VT4 和 VT6 被施加驱动信号， i_L 经 VD4 和 VT6 续流 (图 3 (c))。

$$u_{ab} = 0 \quad (2)$$

③ $\Delta i < -\delta$ ，VT4 和 VT5 被施加驱动信号， i_L 下降，经 VD4 和 VD5 至吸收电路 (图 3 (d))。

$$u_{ab} = -u_c \quad (3)$$

由此 i_L 在一定的正负滞环范围内跟踪给定电流变化，将逆变器输入高频直流脉冲电压组合成低频脉冲电压 u_{ab} (如图 4 所示)，经滤波电路滤波成正弦波输出。

滞环控制得到的开关转换信号必须经 u_c 触发后，逆变器功率管才真正改变开关状态，因此控制误差为一个采样周期。必须要求直流环节开关频率远大于输出频率来减小该误差。

当逆变器处于续流和能量回馈状态后，正激变换器输出高电平给逆变器功率管的结电容充电。因为结电容无放电回路，逆变器上桥臂功率管开通就要消耗这部分能量。

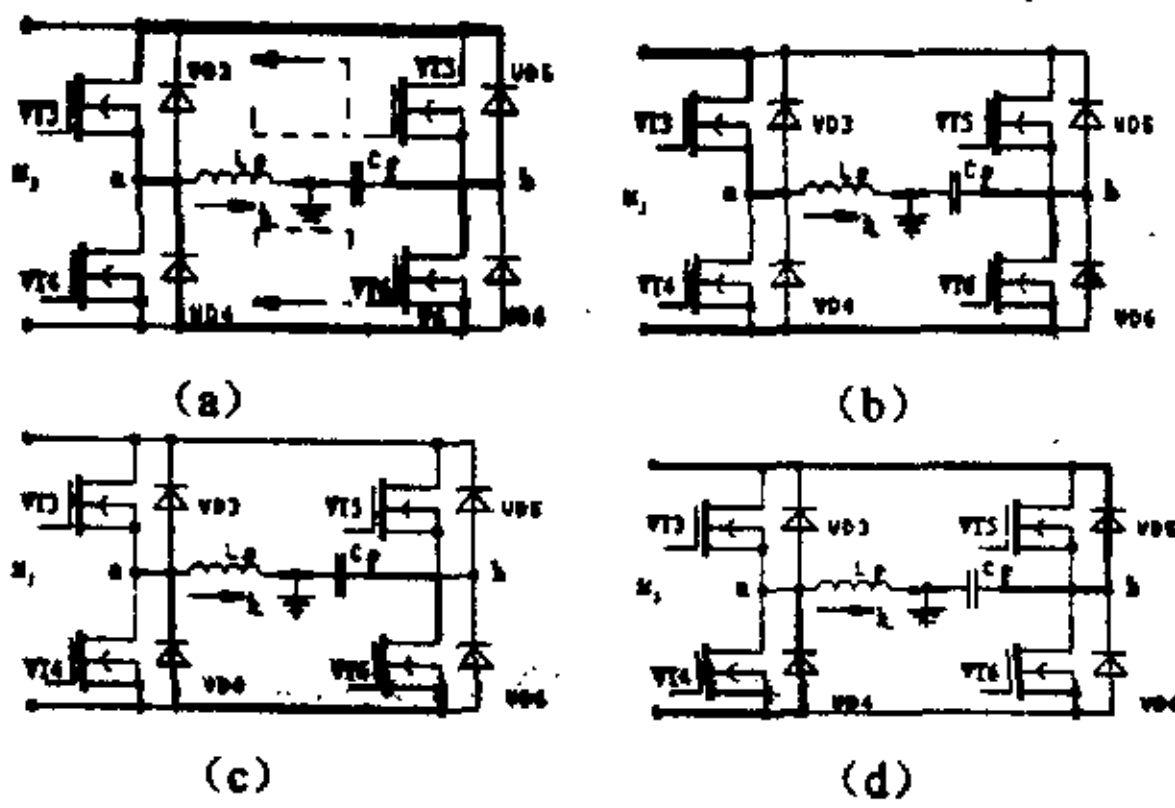


图3 逆变器工作模式电路图

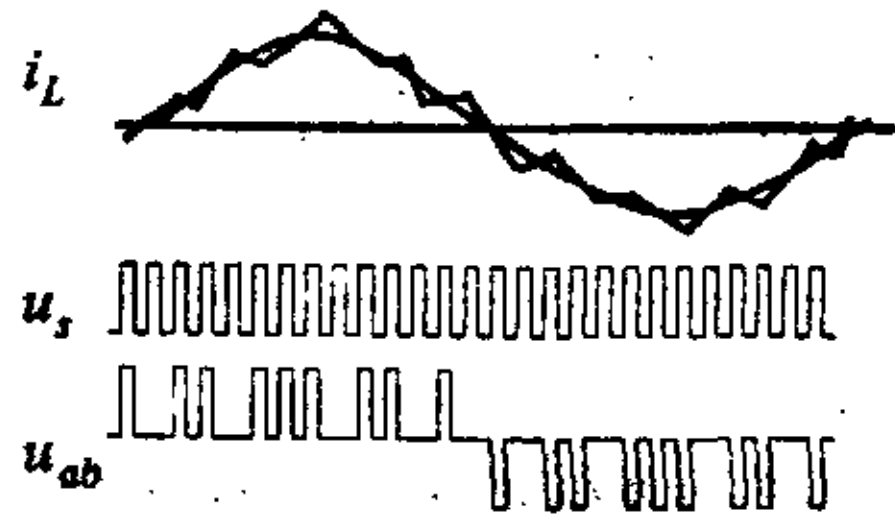


图4 逆变器控制实质

由上分析可得出以下结论:

- 1) 逆变器的功率管在端电压为零时开关, 开关损耗小, 开关频率可以大幅度提高;
- 2) 在逆变器处于续流和回馈状态之后, u_s 电压不回零, 上桥臂功率管开通需消耗其结电容能量;
- 3) 逆变器有续流状态, 滤波电感电流 i_L 三态变化, 当 Δi 较小时, u_{ab} 两态变化, i_L 的脉动量较小; 当 Δi 较大时, u_{ab} 正负变化, 动态响应速度加快;
- 4) 逆变器采用电流控制DPM技术。由于 i_L 在一定滞环范围内变化, 且变化率直接跟踪输入和输出电压变化, 消除了电感引起的相位滞后, 系统降阶工作, 因而系统具有快速的动态响应速度和较高的输出电压精度; 采用电流控制易于实现变换器并联, 增加系统容量, 实现系统多裕度工作;
- 5) DPM 同样可应用于硬开关静止变流器的控制中, 与软开关电路有所不同的是: 逆变器功率管的开关点没有过零限制, 因此只需提供一定频率的方波信号作为采样基准即可。

2.3 吸收电路

若 VTe 在 u_s 为零时开通, 因 U_{Ce} 远高于 u_s , 有一很大的放电电流流过吸收管和逆变器功率管, 造成功率管较大的损耗, 甚至损坏。此外, u_s 零电平时间减小, VTe 关断存在同样问题, 因此 VTe 的开关遵循比 VT1 “后开通、先关断” 的原则, 使其上升和下降沿控制在 u_s 的高电平期间, 既避免影响 u_s 波形, 同时 VTe 开关时承受的压差很小, 可实现软开关。

VTe 的开关最大占空比取决于 u_s 波形, 最小占空比则受 U_{Ce} 限制。若 VTe 开通时间, 即 C_e 放电时间过短, U_{Ce} 平衡在一较高值, 会损坏 VTe 和电路其它器件。

3 交叉并联正激直流变换器

定义 N 是变压器副边和原边的匝比, 占空比 D 是 u_s 高电平时间与周期时间的比值:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (4)$$

u_s 的峰值电压为:

$$U_{s,max} = NU_{i,max} \quad (5)$$

u_s 的平均电压 U_{sp} 为:

$$U_{sp} = NU_i D \quad (6)$$

VT1 承受的电压为:

$$U_{ds(VT1)} = (1 + \frac{n1}{n3})U_i \quad (7)$$

占空比受变压器铁芯的磁复位限制, 为:

$$D \leq \frac{n1}{n1 + n3} \quad (8)$$

为满足静止变流器输出电压的幅值要求, 逆变器输入电压平均值 U_{ip} 不能过小。当要求逆变器输出电压有效值为 220V AC, $U_{ip} = 360V$, $f_s = 20KHz$, 直流环节采用单端正激变换器时, 由式(4)~(8)计算有表 1:

- 1) 占空比较小时, $U_{ds,max}$ 很高, 功率器件承受的电压较大, 损耗增加;
- 2) 提高占空比, 可减小 $U_{ds,max}$, 但正激功率管承受的电压变高, 达 $10U_i$ 。

表 1 单端和交叉并联正激直流环节的比较

	D_{max}	$U_{ds,max}$	f_s	$U_{ds(VT1)}$
单端	≤ 0.5	$\geq 720V$	20KHz	$2U_i$
	≥ 0.9	$\geq 400V$	20KHz	$10U_i$
交叉	≥ 0.9	$\geq 400V$	40KHz	$2U_i$

为提高占空比, 直流环节采用两个单端正激变换器错开 180° 相位交叉并联工作^[9]。计算结果如表 1 所示: 占空比扩大, 频率提高一倍, 器件电压定额减小。

此外, 交叉并联正激直流变换器还具有以下特点:

- 1) 交叉并联不存在一般变换器并联要求的均流, 实现容易。
- 2) 正激变换器输入和输出电流纹波频率提高一倍, 有助于提高逆变器的动态性能, 减小输入滤波器和输出滤波器的体积和重量。
- 3) 每一变换器均分一部分功率, 因此热应力和开关应力降低。
- 4) 整流二极管承受的电压提高一倍。

4 静止变流器原理样机的实现

采用交叉并联正激直流环节软开关静止变流器拓扑研制单相静止变流器原理样机。输入电压为 DC48V (变化范围 40V~60V)。输出电压要求为单相 AC, $220V \pm 4\%$, $50 \pm 0.5Hz$ 。输出功率 3KVA。

4.1 电路参数

每一路正激变换器开关频率为 20KHz, 功率管 VT1 和 VT2 分别采用 IXFK90N20 型 MOSFET; 功率变压器选用 R2KBD、EE85B 铁氧体磁芯^[10], 原边绕组选用 $0.5 \times 50mm$ 扁铜线, 磁复位绕组选用 0.03×45 扁铜线, 副边选用 $\phi 1.2$ 漆包线; 整流二极管型号为 DSEI2x31-12B 的超快软恢复二极管; 磁复位二极管选用快恢复二极管 MUR1540; 吸收功率管 VTE 和逆变器功率管 VT3~VT6 选用 IGBT 模块 BSM50GB120CN2; 滤波电感 L_f 为 $30mH$; 滤波电容 C_f 为 $60\mu F$; 吸收电容 C_e 为 $410\mu F$ 。

4.2 控制电路的实现

直流变换器采用输出电压 u_o 平均值反馈控制, 保证逆变器输入脉冲电压平均值恒定为

360V。逆变器采用输出电压 u_o 和滤波电感电流 i_L 瞬时值双闭环反馈控制。电压环为外环，采用比例积分调节器，电压调节器的输出作为电流调节器的给定信号 i_g 。电流环为内环，采用离散脉冲电流滞环调节器^[7]。

4.3 实验结果

图5(a)~(f)为静止变流器在在输入电压48V、阻性负载、输出功率2KVA下测得的实验波形。(a)是正激功率管VT1的驱动电压CH1和漏源电压CH2波形，开关频率20KHz。功率管和变压器两端分别加了阻容缓冲电路，因此功率管软关断，电压尖峰很小。图(b)是逆变器输入直流脉冲电压 u_g 波形，频率为40KHz。图(c)是逆变桥功率管V4的驱动电压CH1- u_{gr} 和端电压CH2- u_{ce} 波形。可见逆变桥功率管工作在零电压开关状态。图(d)为逆变桥输出调制电压 u_{ab} 波形，为叠加了最高频率达40kHz载波的50Hz单相交流电压。图(e)为输出电压和滤波电感电流波形。电流为锯齿脉动的正弦波形，输出电压幅值达315V；输出频率为50Hz。图(f)是输出电压频谱分布图，频率为50Hz，失真度THD很低，仅为0.172%。

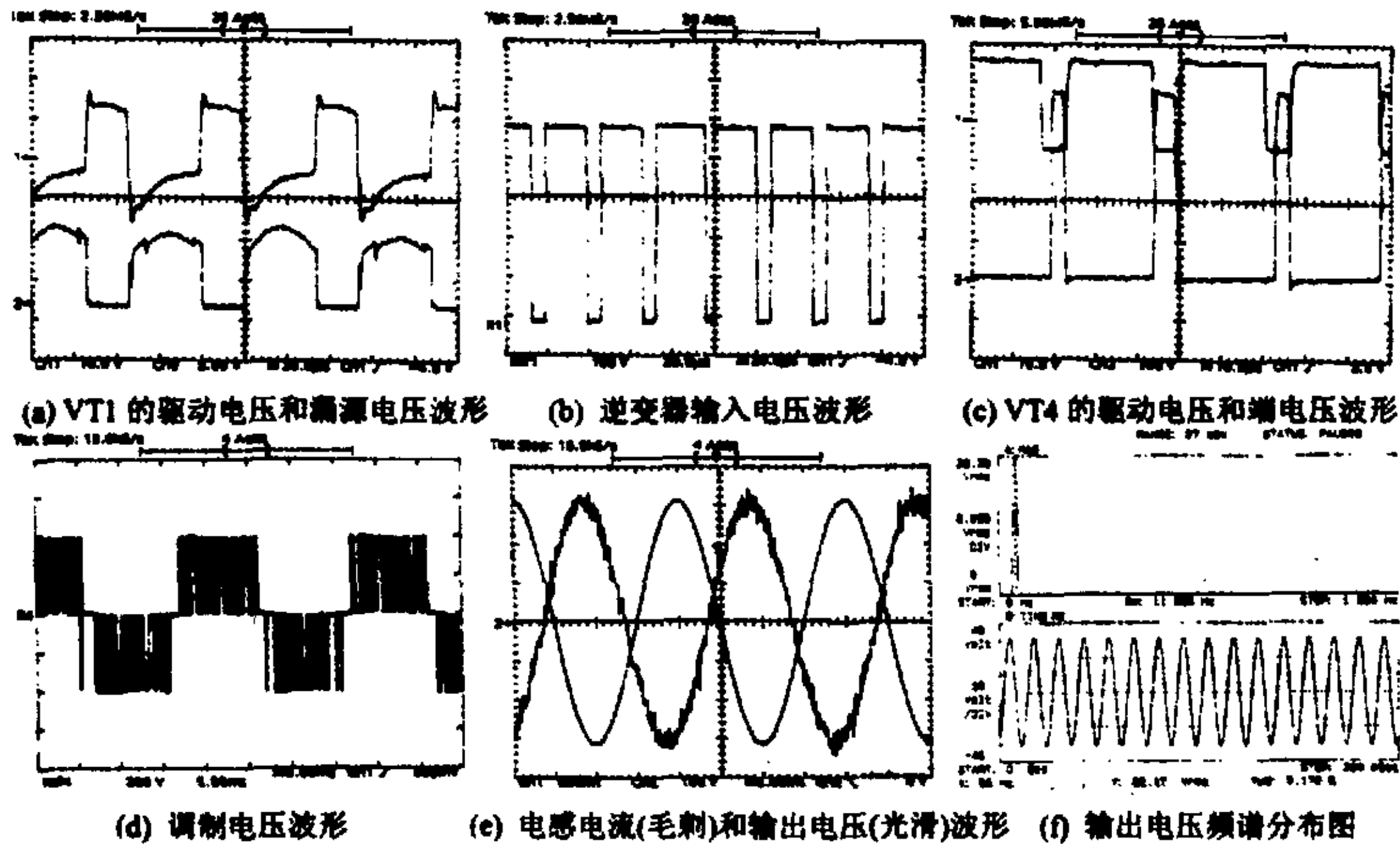


图5 静止变流器实验波形

表2 下输入电压变化时测得的数据

U_i (V)	I_i (A)	U_{orms} (V)	η (%)	THD (%)	I_i (A)	U_{orms} (V)	η (%)	THD (%)
$P_o = 1922VA$ 、阻性负载					$P_o = 1935.8VA$ 、感性负载 ($\cos\phi = 0.85$)			
40	55.5	218	86.6	0.19	45.0	218	86.7	0.23
48	47.0	218	85.2	0.19	38.0	218	85.6	0.23
60	38.5	218	83.2	0.21	31.1	218	83.5	0.23

表2是输出功率1922VA、阻性负载下和输出功率为1935.8VA、感性负载下($\cos\phi = 0.85$)输入电压变化时测得的数据。输入电压增大，正激功率管的开关损耗增加，

逆变器功率管的结电容损耗也增加,因而效率降低。表3是 U_i 为48V、负载变化时测得的数据。负载由0增大为1922VA时,因为逆变器的工作电流增大较小,固有损耗基本不变,效率增加;负载由1922VA增大为3096VA时,效率减小,这是因为电流增大造成功率管和二极管的通态损耗增加,正激功率管和二极管的开关损耗增加,变压器漏感储能引起的电压尖峰损耗和变压器损耗增加。

表3 $U_i=48V$ 、负载变化时测得的数据

P_o (VA)	I_{orms} (A)	U_{orms} (V)	I_i (A)	η (%)	THD (%)
0	0	222	3.4	—	0.24
1082.4	4.92	220	27.0	83.5	0.22
1922.0	8.82	218	47.0	85.2	0.19
3096	14.42	215	78.0	83.2	1.20

电压精度为:
$$dU_o = \frac{U_{orms} - U_{nrms}}{U_{nrms}} \approx \frac{222 - 215}{215} = 3.26\%$$

5 总结

本文提出了新型软开关静止变流器拓扑,通过原理样机的研制,证明该静止变流器具有高的技术性能指标。

- 1) 逆变器采用软开关技术,功率管IGBT的开关频率提高到40KHz。
- 2) 逆变器功率管软开关,开关损耗小,整机效率大于83%。
- 3) 输出正弦电压失真度小。
- 4) 响应速度快。输入电压和负载变化时,输出电压的恢复时间远远小于一个输出周期。
- 5) 整机重量较轻,为19.5 kg。

参考文献

- (1) D. M. Divan, "The resonant dc link converter—a new concept in static power conversion", IEEE IAS, 1986, pp.648—656
- (2) D. M. Divan and G. Skibinski, "Zero-switching-loss inverters for high-power applications", IEEE IAS, 1987, pp.626—639
- (3) 董永胜, "一种软开关组合式变换器的分析与实现", 南京航空航天大学申请工学博士学位论文, 1994. 5
- (4) Dalton L. R. Vidor and Arnaldo J. Perin, "A soft commutation constant high frequency link DC/AC converter operating with sinusoidal output voltage", IEEE PESC Record, 1994, pp.637—643
- (5) 丁道宏主编, "电力电子技术", 航空工业出版社, 1992.6
- (6) Michael T. Zhang, Milan M. Jovanovic and Fred C. Lee, "Analysis, design and evaluation of forward converter with distributed magnetics-interleaving and transformer paralleling", VPEC, 1995, pp.237-245
- (7) 肖岚, "单相和三相软开关航空静止变流器的研究", 南京航空航天大学申请工学博士学位论文, 1998.11
作者简介: 肖岚, 女, 1971年3月生, 南京航空航天大学自动控制系, 工学博士。主要研究方向为高频软开关电源及DSP控制逆变器的并联, 已发表论文十余篇。