

# 软开关推挽式高频链逆变器

袁义生, 田纪云

(华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013)

**摘要:** 提出一种新颖的单级式推挽高频链逆变器拓扑, 变压器初级侧采用电源端串接一个开关管的三管推挽结构, 次级侧采用双绕组全波式周波变换器结构。该类逆变器具有拓扑简洁、初次级开关管均可在宽输出电流区间范围内实现零电压开通、变换效率高等优点。电路采用正弦脉宽脉位调制策略, 变压器初级侧辅助开关管的工作频率是另外 2 个开关管的 2 倍, 除去死区时间, 辅管的驱动信号逻辑上是另外 2 个开关管驱动信号的与非关系。详细分析了各工作模式, 讨论了次级占空比丢失、软开关实现条件及特殊变压器设计的关键电路参数设计准则等。最后, 制作了一台输入 40~60 V DC、输出 110V AC、额定功率 660 W 的原理样机, 实验波形及较高的变换效率验证了所提拓扑的正确性。

**关键词:** 高频链逆变器; 三管推挽结构; 周波变换器; 零电压开关; 正弦脉宽脉位调制; 次级占空比丢失

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.03.029

## 0 引言

在交通、通信和新能源发电等领域, 由传统的化学电池、光伏阵列及燃料电池等供电的高频链逆变器具有重要的应用价值。此类逆变器主电路按照功率变换级数分为两级式、准单级式和单级式 3 类结构。

第一类是最常见的两级式结构<sup>[1]</sup>。其前级 DC/DC 变换器将输入直流电压转换成一个中间直流母线电压, 后级 DC/AC 逆变电路将该中间直流母线电压逆变成交流电压输出。此类逆变器前、后级电路分别设计及控制, 能够适应宽输入宽输出应用需求。缺点则是需要一个大的中间母线储能电容; 采用的半导体器件数量多, 效率低。

第二类是准单级式结构<sup>[2-7]</sup>, 主要特点是中间环节以小的电容代替了大的中间母线储能电容。该电容上的电压不再是直流, 而是由前级电路转换得到的高频脉冲电压<sup>[2-6]</sup>或者正弦全波电压<sup>[7]</sup>, 后级电路则只是工作于低频状态的周波变换器。因为前、后级电路控制上存在耦合关系, 故为一类特殊结构电路。此类结构的前级电路研究较多的是有源箝位正激<sup>[2-4]</sup>和推挽正激<sup>[5-6]</sup>型, 比较适合于中小功率场合; 后级电路依据需要有单相和三相周波变换器。高频电容上的电压是高频脉冲电压或者正弦全波电压的本质其实是一样的, 只不过前者拓扑中的 LC 滤波器位于周波变换器输出侧, 而后者拓扑中 LC 滤波器位于前级电路整流输出侧。准单级结构中需要的功率半导体器件数量与两级式结构一样多, 但开关

损耗更小, 体积也得到降低, 缺点是系统的源响应能力变差。

第三类是单级式结构<sup>[8-18]</sup>。其在准单级式结构上简化, 直接用周波变换器取代后者次级侧的整流电路和高频电容, 一次性将直流电压变换为交流电压, 具有器件少、效率高的优点。单级式结构分 2 种。第一种是双变压器差动输出型, 采用 2 组高频隔离电路分别输出 2 组反相的低频脉动电压, 差动得到正弦输出电压。这种电路的优点是变压器容易设计, 缺点则是控制更加复杂化。第二种是单变压器标准型。初级侧可以采用的电路形式多样, 研究较多的有全桥式<sup>[10-13]</sup>、全桥 Boost 式<sup>[14-15]</sup>、推挽式<sup>[16]</sup>拓扑。全桥式可以采用移相控制, 实现初、次级开关管的零电压开关换流。全桥 Boost 式的优点是输入侧纹波电流小, 但缺点是需要增加软启动电路, 启动控制也比较复杂。推挽式适合低压大电流输入场合, 但没有合适的软开关技术。次级侧电路常见的有全桥全波式和全桥桥式。前者只需要 4 个开关管, 结构简单, 但器件电压应力大; 后者需要 8 个开关管, 结构复杂, 但器件开关电压应力减半。文献<sup>[11]</sup>提出的组合全部整流式次级电路采用 6 个开关管, 将次级侧开关管分工频正负半周分别工作, 降低了开关管的电流应力。文献<sup>[17]</sup>提出的次级倍流同步式周波变换器拓扑, 能够实现双向开关自然换流以及零电压开关换流, 但需增加 1 个滤波电感。文献<sup>[18]</sup>则研究了三相全桥周波变换器的控制问题。

综上, 研究初次级侧全软开关的单变压器单级式高频链逆变器是一个重要方向。但目前主要是初级侧采用移相全桥控制的单极性或双极性电路能实现此功能, 适合低压大电流输入的软开关推挽结构并未在单级式高频链逆变器中得到研究应用。为

收稿日期: 2016-04-29; 修回日期: 2017-01-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51467005); 江西省自然科学基金资助项目(20142BAB206025)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51467005) and the Natural Science Foundation of Jiangxi Province(20142BAB206025)

此,本文提出了初级侧采用三管推挽结构<sup>[19]</sup>的软开关推挽式高频链逆变器拓扑,并制作了一台 660 W 的实验样机,测试结果验证了拓扑的可行性。该拓扑具有结构简单和变换效率高的优点。

### 1 工作原理分析

#### 1.1 拓扑结构

图 1 为软开关三管推挽式高频链逆变器主电路。其初级侧与传统推挽结构的区别在于,在电源正极和中心抽头之间串联了开关管  $V_{T3}$ ,用以实现软开关。次级侧开关管  $V_{T4} \sim V_{T7}$  组成全波式周波变换器; $L_1, L_2$  为变压器初级漏感; $u_1, u_2, u_3$  为初级侧开关管漏源极电压; $u_{m1}, u_{m2}$  和  $u_{m3}, u_{m4}$  分别为变压器初、次级绕组电压; $u_{45}$  为开关管  $V_{T5}, V_{T4}$  漏极之间电压差; $u_{67}$  为开关管  $V_{T7}, V_{T6}$  漏极之间电压差; $i_{Ll}, i_o$  分别为滤波电感电流和输出电流; $u_o$  为输出电压。

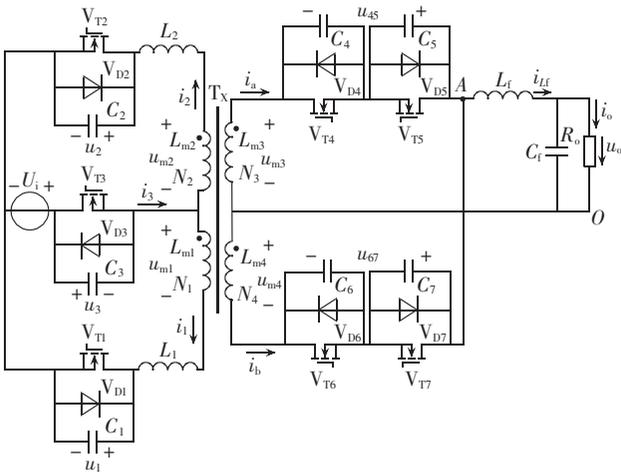


图 1 软开关推挽式高频链逆变器主电路  
Fig.1 Main circuit of soft-switching push-pull high-frequency link inverter

#### 1.2 正弦脉宽脉位调制方式

高频变压器将输入电压  $U_i$  调制为双极性三态电压波  $u_{m3}(u_{m4})$ ,故为正弦脉宽脉位调制(SPWPM)波,周波变换器将此电压解调为常规的单极性正弦脉宽调制(SPWM)波,经 LC 滤波后得到正弦输出电压  $u_o$ 。开关管  $V_{T3}$  的驱动信号  $u_{gs3}$  由正弦调制半波  $u_{ref}$  和高频三角载波  $u_c$  比较得到,如图 2 所示。

开关管  $V_{T1}$  和  $V_{T2}$  的开关频率是  $V_{T3}$  的 1/2,两者交替导通,占空比均大于 0.5,相位差 180°。除去死区时间, $V_{T3}$  的驱动信号  $u_{gs3}$  逻辑上是  $V_{T1}$  与  $V_{T2}$  的驱动信号  $u_{gs1}, u_{gs2}$  的与非关系。次级侧开关管  $V_{T4} \sim V_{T7}$  的驱动信号  $u_{gs4} \sim u_{gs7}$  逻辑如表 1 所示。

图 3 为  $u_o > 0$  时部分时段内各开关管的驱动逻辑时序及电路的关键工作波形图。 $u_o < 0$  时情况类似。

#### 1.3 工作模态分析

分析电路工作模态之前,先作如下假设:除特殊

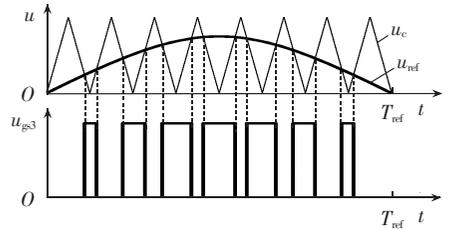


图 2  $V_{T3}$  的驱动波形示意图  
Fig.2 Schematic diagram of driving waveform for  $V_{T3}$

表 1 次级侧开关管驱动脉冲逻辑  
Table 1 Driving pulse logic of secondary-side transistors

驱动信号	$u_o > 0$	$u_o < 0$
$u_{gs4}, u_{gs5}$	与 $u_{gs1}$ 相同	与 $u_{gs2}$ 相同
$u_{gs6}, u_{gs7}$	与 $u_{gs2}$ 相同	与 $u_{gs1}$ 相同

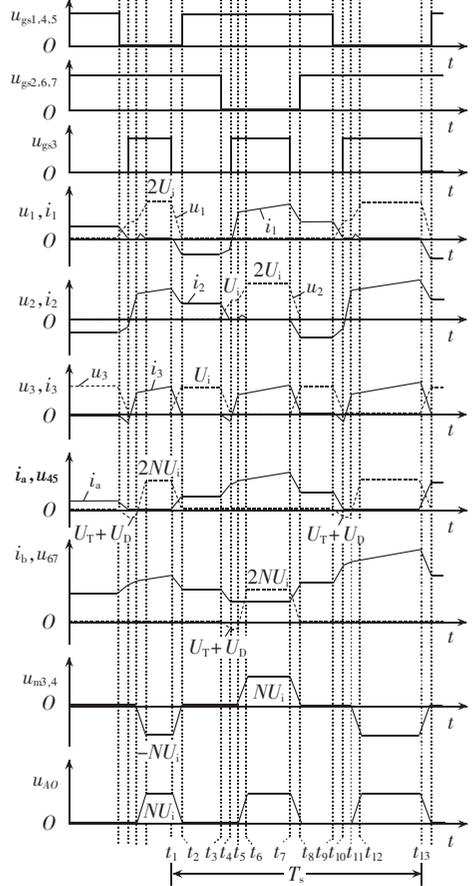


图 3  $u_o > 0$  部分时段内各开关管的驱动逻辑时序及电路的关键工作波形图

Fig.3 Partial driving logic sequence of different transistors and key working waveforms when  $u_o > 0$

说明外各开关器件导通压降为零;变压器  $T_x$  匝数  $N_1 = N_2 = N_3 / N = N_4 / N$ ,其中  $N$  为变比; $L_{m1} = L_{m2} = L_m = L_{m3} / N^2 = L_{m4} / N^2$ ;漏感  $L_1 = L_2 = L$  远小于  $L_m$ ;  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ;在死区时间内  $i_{Ll}$  不变。

如图 3 所示,在  $V_{T1}$  一个开关周期  $T_s$  内,所提出的拓扑存在 12 个工作模态,各工作模态分析如下。

### a. 死区模式 1 [ $t_1, t_2$ ].

这是次级周波变换器换流阶段。在  $t_1$  时刻之前,  $V_{T2}$  和  $V_{T3}$  导通, 忽略漏感电压, 则  $u_{m2} = -U_i, u_{m4} = -NU_i, V_{T6}, V_{T7}$  导通, 所以  $u_{A0} = NU_i, i_{Ll}$  经该桥臂流通,  $i_b$  线性上升。上桥臂承受反压, 即  $u_{A5} = 2NU_i$ 。在  $t_1$  时刻  $V_{T3}$  关断, 当  $C_3$  足够大时  $V_{T3}$  实现零电压关断。此时,  $i_{Ll}$  折射到初级, 与  $C_1$  和  $C_3$  谐振, 使  $C_3$  电压  $u_3$  从 0 开始上升,  $C_1$  电压  $u_1$  从  $2U_i$  开始下降, 使  $u_{m2}$  绝对值下降。同时,  $i_2$  下降,  $C_1$  放电电流  $i_1$  反向上升, 设  $t_1$  时刻  $i_2 = i_3 = I_{mm}$ 。

可列出初级回路电压和节点电流方程:

$$\begin{cases} U_i - u_3 + u_{m2} - L di_2 / dt = 0 \\ U_i - u_3 - u_{m1} - L di_1 / dt - u_1 = 0 \\ u_{m1} = u_{m2} = u_m \\ i_1 + i_2 = i_3 = C du_3 / dt \\ i_2 - I_{mm} = i_1 = C du_1 / dt \end{cases} \quad (1)$$

解式(1)得  $i_1 = i_2$ , 为初始值的一半。  $i_b$  随  $i_2$  下降而下降, 由于短小时内  $i_{Ll}$  保持不变, 所以次级上桥臂放电续流, 此即换流阶段, 可实现周波变换器的平滑换流和滤波电感电流的连续。此阶段结束时,  $V_{T3}$  充电电压上升到  $U_i$ , 变压器电压下降到 0,  $C_5$  放电完毕, 为  $V_{T4}, V_{T5}$  的零电压开通创造条件。解得此阶段持续的时间为:

$$t_{12} = 5CU_i / I_{mm} \quad (2)$$

$t_2$  时刻,  $C_1$  放电结束,  $V_{D1}$  自然导通, 为实现  $V_{T1}$  的零电压开通创造了条件。

### b. 环流模式 2 [ $t_2, t_3$ ].

这是初级环流阶段。在  $t_2$  时刻, 开通  $V_{T1}$ , 此时  $u_1$  已经下降到 0, 故  $V_{T1}$  实现零电压开通。此时初级进入环流阶段。受次级滤波电感电流下降影响, 初级环流亦随之下降。

$t_2$  时刻驱动  $V_{T4}, V_{T5}$  导通,  $V_{T4}, V_{T5}$  实现零电压开通。此阶段  $V_{T4}, V_{T5}(V_{D5})$  和  $V_{T6}, V_{T7}(V_{D7})$  均导通以维持滤波电感电流实现了平滑换流, 其电流值按式(3)下降:

$$i_{Ll} = i_a + i_b = I_{mm} / N - u_0(t - t_2) / L_f \quad (3)$$

本阶段为变压器的无效能量环流状态, 每相邻 2 个环流阶段经历时间不同, 导致初级环流电流以及滤波电感电流下降程度均各不相同。与文献[12]的移相全桥环流类似, 但环流是其一半, 损耗相对较小。

### c. 死区模式 3 [ $t_3, t_4$ ].

这是初级环流、次级换流结束阶段。  $t_3$  时刻, 驱动  $V_{T2}$  关断, 关断电流为较小的环流结束电流,  $V_{T2}$  因  $C_2$  的存在实现零电压关断。  $L_1, L_2$  和  $C_2, C_3$  一起谐振, 使得初级环流电流  $i_1$  与  $i_2$  均谐振减小,  $C_2$  充电,  $C_3$  放电。当漏感能量足够时, 在本阶段结束时  $C_2$  充

电到  $U_i, C_3$  放电到 0,  $i_2$  下降到 0,  $i_1$  下降到等于  $i_3$ ,  $V_{D3}$  自然导通, 为  $V_{T3}$  的零电压开通提供条件。  $t_3$  时刻, 同时将  $V_{T6}, V_{T7}$  关断, 由于变压器电压仍然为 0, 本阶段结束时刻变压器次级漏感上的能量转移到  $C_6$  上, 其电压被箝位在开关管通态压降值  $U_T$ , 所以  $V_{T6}, V_{T7}$  近似实现零电压关断, 即不会发生周波变换器开关管电压过冲现象。本阶段结束时刻,  $i_b$  谐振下降到 0,  $i_a$  续流上升到等于  $i_{Ll}$  以维持滤波电感电流。

若漏感能量足够, 可简化估计本阶段持续时间为  $1/4$  的 LC 谐振周期:

$$t_{34} = \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (4)$$

若漏感能量不够, 在本阶段结束时刻,  $V_{T3}$  无法实现零电压开通; 若本阶段持续时间大于  $1/4$  的谐振周期, 则  $C_3$  会再次谐振充电, 这 2 种情况需要避免。

### d. 占空比丢失模式 4 [ $t_4, t_5$ ].

这是  $V_{T3}$  开通初始阶段。  $t_4$  时刻, 开通  $V_{T3}, V_{T3}$  实现零电压开通。此初始阶段变压器电压还未建立, 仍为 0,  $U_i$  作用在  $L_1$  上, 根据  $U_i / L_1 = di_1 / dt$ , 可知  $i_1$  及  $i_3$  变化斜率较大, 两者均迅速由负变正, 次级  $i_a$  上升斜率亦较大。此阶段各电流为:

$$i_1 = i_3 = i_1(t_4) + U_i(t - t_4) / L \quad (5)$$

此阶段  $V_{T2}$  承受的电压应力为  $U_i$ 。次级下桥臂仍然被箝位在一个开关管与二极管通态压降之和 ( $U_T + U_D$ ), 即  $C_6$  上电压仍为  $U_T$ 。当  $i_1, i_3$  上升到正的最大时本阶段结束。

### e. 占空比丢失模式 5 [ $t_5, t_6$ ].

这是初级励磁电感充电阶段。  $t_5$  时刻, 变压器电压开始建立,  $L_m$  充电, 因  $L_m$  远大于  $L_1$ , 所以  $i_1, i_3$  及  $i_a$  变化斜率较前一初始阶段小很多。  $L_m$  和  $C_2$  谐振, 本阶段持续时间为:

$$t_{56} = \pi \sqrt{L_m C} \quad (6)$$

本阶段结束时,  $u_2$  从  $U_i$  上升到  $2U_i$ 。  $u_{m1}$  从 0 上升到  $U_i, u_{m3}, u_{m4}$  及  $u_{A0}$  从 0 上升到  $NU_i$ 。  $u_{67}$  从 0 上升到  $2NU_i$ 。

### f. 有效能量传输模式 6 [ $t_6, t_7$ ].

这是有效能量传输阶段。  $L_m$  承受电源电压, 励磁电流及  $i_1$  斜坡上升。次级上桥臂处于通态,  $u_{A0} = NU_i, u_{67} = 2NU_i, i_{Ll}$  经该桥臂流通,  $i_a$  线性上升, 有:

$$i_a = i_{Ll} = i_{Ll}(t_6) + (NU_i - u_0)(t - t_6) / L_f \quad (7)$$

$t_7$  时刻, 关断  $V_{T3}$ , 电路进入此周期的后 6 个工作模式, 与前 6 个模式类似, 不再赘述。  $t_{13}$  时刻, 开始下一个开关周期。

## 2 关键电路参数设计问题

依据上述分析, 本电路直流电压增益的占空比取决于  $V_{T3}$  的占空比。在 6 个工作模式中, 有 2 个死区

模态、2个占空比丢失模态、1个环流模态和1个有效能量传输模态,其中前面4个模态持续时间短。环流模态会带来额外的通态损耗,但为开关管的零电压开关实现创造了条件,此模态的原理及特性与传统的移相全桥电路中的环流模态是一样的。有效能量传输模态时间占 $V_{T3}$ 开通时间的大部分,但设计时要考虑2个占空比丢失模态带来的损失。

### 2.1 次级占空比丢失

根据前面的模态分析, $V_{T3}$ 导通期间可分为3个模态:模态4、5和6。前2个模态均不向次级传递能量,只有模态6向次级传递能量,此即次级占空比丢失。其根本原因是初级回路电流要反向且要为励磁电感充电。占空比丢失大小 $D_{\text{loss}}$ 及其期间初级电流变化幅度 $\Delta i$ 可以表示为:

$$\begin{cases} D_{\text{loss}} = (t_{45} + t_{56}) / (T_s / 2) \approx \frac{4LI_{\text{mm}}}{U_i T_s} \\ \Delta i = \frac{2P_o}{\eta U_i D_{\text{effect}}} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $P_o$ 为逆变器输出功率; $\eta$ 为效率; $D_{\text{effect}}$ 为有效占空比。

由式(8)可知,占空比丢失与初级漏感、初级电流、输入电压及 $V_{T1}$ 开关周期、 $V_{T2}$ 开关周期有关。

### 2.2 软开关实现

$V_{T1}$ 和 $V_{T2}$ 承受的电压为 $2U_i$ , $V_{T3}$ 的为 $U_i$ 。

由模态1分析可知, $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 实现零电压开通的条件是当输出滤波电感和漏感能量之和足够时,将 $V_{T3}$ 并联电容电压从0充电至 $U_i$ 并将 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 并联电容电压从 $2U_i$ 放电至0。所以根据能量守恒有:

$$(L + L_l / N^2) I_{\text{mm}}^2 > 5CU_i^2 \quad (9)$$

将式(9)计算得到的最小电流 $I_{\text{mm}(\text{min})}$ 代入式(1)可以得出 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 实现零电压开关需要满足的死区时间条件,但结果太复杂,此阶段相对于开关周期而言很短,因此将 $i_2$ 线性化处理可近似得到该死区时间为:

$$t_{12} > 5CU_i / I_{\text{mm}(\text{min})} \quad (10)$$

由式(9)可知,由于 $L_l \gg L$ ,则 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 实现零电压开通的条件主要取决于滤波电感上的能量,一般设计的 $L_l$ 较大,因此式(9)在除输出电流过零点附近区间外均较易满足,因此, $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 可实现全负载范围内的零电压开通。

根据模态3分析可知,若 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 外并电容较大,则可实现零电压关断,由于式(9)较易满足,所以外并电容 $C$ 可取 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 自身寄生电容的3倍以上。又因 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 关断电流是初级峰值电流的一半,所以关断损耗较传统推挽电路小。

$V_{T3}$ 的零电压开通实现主要取决于模态3回路中漏感能量的大小。在模态3时需满足:

$$Li^2(t_3) \approx L(I_{\text{mm}}/2)^2 > 2CU_i^2 \quad (11)$$

$V_{T3}$ 并联电容电压从 $U_i$ 放电至0的时间可由谐振原理推出:

$$t_{34} > \frac{\pi}{2} \sqrt{LC} \quad (12)$$

由式(11)可知当漏感较小、 $I_{\text{mm}}$ 较小(即 $i_o$ 较小)的区间或负载较轻时, $V_{T3}$ 不易实现零电压开通。因此适当加大变压器漏感(如不采用三明治绕法)或外加辅助LC网络可使 $V_{T3}$ 更易实现零电压开通。另外,适当加大 $V_{T3}$ 外并电容可以降低关断损耗。

### 2.3 变压器设计

与普通推挽直流变换器一个周期内置位伏秒数等于复位伏秒数不同,本电路拓扑采用SPWPM控制方式,在 $V_{T3}$ 导通期间电源电压作用于磁芯,使磁通沿磁滞回线上下移动,此即高频变压器的特性。但 $V_{T3}$ 是100 Hz的单极性SPWM波,正弦调制半波 $u_{\text{ref}}$ 的前1/2周期内,偶数次脉冲伏秒数之和大于奇数次脉冲伏秒数之和,磁芯沿着磁滞回线向某一方向偏移;在后1/2周期内则相反,磁芯沿着磁滞回线向另一方向偏移,则磁芯磁通宏观变化频率亦为100 Hz,这是低频变压器的特性。所以该变压器是介于高频变压器和低频变压器之间的特殊变压器。

由SPWM波的对称性可知, $u_{\text{ref}}$ 前1/2周期与后1/2周期内奇偶次脉冲伏秒数之差相等,所以一般情况下,磁芯不会偏离平衡点而趋向饱和。

设产生 $V_{T3}$ 驱动波形的 $u_{\text{ref}}$ 和 $u_c$ 的幅值均为1,且后者频率是前者的 $n_1$ 倍,则在前1/2周期有:

$$\begin{cases} s_{\text{odd}} = \sum_{n=0}^{n_1/2} \sin\left(\frac{2n+1}{n_1/2} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \\ s_{\text{even}} = \sum_{n=0}^{n_1/2} \sin\left(\frac{2n+2}{n_1/2} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (13)$$

其中, $s_{\text{odd}}$ 为奇数次脉冲冲量之和; $s_{\text{even}}$ 为偶数次脉冲冲量之和。则前1/2周期内两者的差值为:

$$|s_{\text{odd}} - s_{\text{even}}| = \sin\frac{\pi}{6} = 0.5 \quad (14)$$

推广到调制度为任意值,上式仍成立。因 $V_{T1}$ 的开关周期为 $T_s$ ,则可设 $V_{T3}$ 的开关频率为 $2f_s$ ,则有:

$$|t_{\text{odd}} - t_{\text{even}}| = \frac{|s_{\text{odd}} - s_{\text{even}}|}{2f_s} = \frac{0.5}{2f_s} = 0.25T_s \quad (15)$$

其中, $t_{\text{odd}}$ 、 $t_{\text{even}}$ 分别为前1/2周期内的奇、偶数次脉冲时间和,两者之差为 $0.25T_s$ 。例如 $f_s$ 为10 kHz时,则在逆变器输出电压的前1/4周期内 $V_{T3}$ 奇、偶次脉冲导通时间之差为25  $\mu\text{s}$ 。

则根据法拉第电磁感应定律可以确定初级匝数: $N_1 =$

$$\frac{U_i (|\sum t_{\text{odd}} - \sum t_{\text{even}}| + D_{\text{max}} T_s)}{\Delta B A_e} = \frac{(0.25 + D_{\text{max}}) T_s U_i}{\Delta B A_e} \quad (16)$$

其中, $D_{\text{max}}$ 为 $V_{T3}$ 的最大有效占空比; $N_1$ 为一个初级

绕组的匝数; $\Delta B$  为磁摆幅; $A_0$  为磁芯中心柱截面积。

由式(16)可见,此变压器匝数会比传统两级式逆变器中的高频变压器的匝数增加 25% 以上,变压器绕组尺寸有所增加。

在设计变压器时磁芯需要加气隙以防止变压器因上述磁滞回线特殊的高低频运行方式而出现偏磁现象,导致变压器饱和,因而磁芯尺寸也有所增加。

### 3 拓扑比较分析

所提出的拓扑比较的典型对象是传统推挽式高频链逆变器和单极性移相控制全桥全波高频链逆变器<sup>[12]</sup>,3 种电路器件及工作特点如表 2 所示。

表 2 3 种电路比较

Table 2 Comparison among three circuitry types

电路	开关管数量	开关管电压应力	软开关实现
传统推挽电路	6	$2U_i$	硬开关
三管推挽电路	7	$V_{T1}, V_{T2}: 2U_i$ $V_{T3}: U_i$	$V_{T1}$ 和 $V_{T2}$ 易实现零电压开通, $V_{T3}$ 在重载下实现零电压开通; 次级管零电压换流
全桥全波电路	8	$U_i$	2 个超前臂管易实现零电压开通; 2 个滞后臂管在重载下实现零电压开通;次级零电压换流

### 4 实验结果

在实验室制作了一额定功率为 660 W 的原理样机。实验样机参数如下:输入电压  $U_i = 40 \sim 60$  V,输出电压有效值  $u_o = 110$  V,额定功率  $P_o = 660$  W,  $V_{T3}$  的开关频率  $2f_s = 30$  kHz,变压器变比  $N = 1:1:5:5$ ,滤波电感  $L_f = 0.6$  mH,滤波电容  $C_f = 10$   $\mu$ F,漏感  $L = 2.1$   $\mu$ H,  $V_{T1} - V_{T3}$  型号为 IRFP260,  $V_{T4} - V_{T7}$  型号为 IRFP350。变压器材料为 TDK 的 PC40,磁芯为 ETD49,电路采用型号为 TMS320F28335 的 DSP 芯片实现对所有开关管的控制,驱动电路采用 A3120 光耦隔离驱动。

图 4 为输入电压 40 V 时额定负载下的初级三管驱动信号及次级电压在某一区间的展开波形。可见  $V_{T3}$  驱动有效时,变压器绕组为高电平,次级绕组电压为双极性三态的高频脉冲交流电压波。

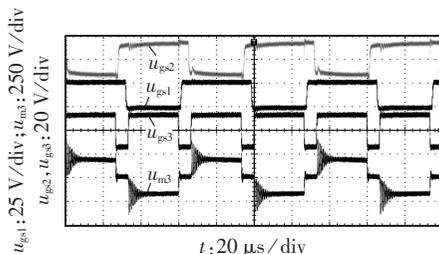


图 4 驱动脉冲  $u_{gs1}, u_{gs2}, u_{gs3}$  及变压器次级电压  $u_{m3}$  的波形

Fig.4 Waveforms of driving pulse  $u_{gs1}, u_{gs2}, u_{gs3}$  and secondary-side voltage  $u_{m3}$

图 5 为  $V_{T3}$  额定负载下的漏源电压和漏极电流在输出电流  $i_o = 0.95$  A 附近区间的展开波形。由式(11)的  $V_{T3}$  软开关实现条件可求得  $I_{mm} = 4.75$  A。可见,大于此电流的宽范围区间  $V_{T3}$  均可实现零电压开通。在负载较轻时,此区间距峰值处较近,故大于此电流的小范围区间  $V_{T3}$  才实现零电压开通。

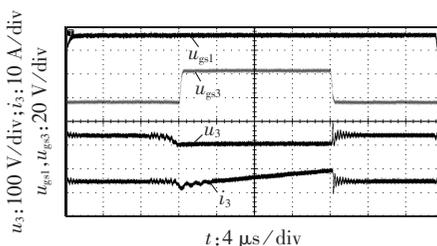


图 5 额定负载下  $i_o = 0.95$  A 附近区间  $V_{T3}$  漏源电压、漏极电流  $u_{gs1}, u_{gs3}, u_3, i_3$  的展开波形

Fig.5 Expanded waveforms of  $u_{gs1}, u_{gs3}, u_3$  and  $i_3$  of  $V_{T3}$  when  $i_o$  is around 0.95 A with rated load

图 6 为额定阻性负载条件下  $V_{T1}, V_{T2}$  漏源电压及漏极电流在输出电流  $i_o = 4.5$  A 附近区间的展开波形。可见除过零点附近小范围区间外  $V_{T1}, V_{T2}$  均已实现零电压开通。另外,当  $V_{T3}$  关断后,  $V_{T1}, V_{T2}$  漏极电流迅速下降到峰值处的一半。环流阶段电流稍有下降。由图可见  $V_{T1}, V_{T2}$  也实现了零电压关断。

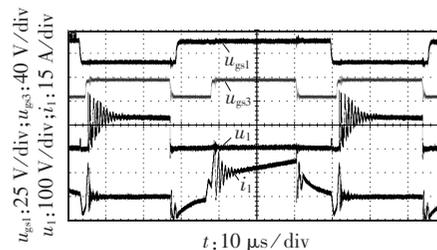


图 6 额定负载下  $i_o = 4.5$  A 附近区间  $V_{T1}, V_{T2}$  漏源电压、漏极电流  $u_{gs1}, u_{gs3}, u_1, i_1$  的展开波形

Fig.6 Expanded waveforms of  $u_{gs1}, u_{gs3}, u_1$  and  $i_1$  of  $V_{T1}$  and  $V_{T2}$  when  $i_o$  is around 4.5 A with rated load

图 7 为额定阻性负载下输出电流峰值区间次级下桥臂开关管的电压、电流展开波形。可见开关管在任意区间,  $V_{T6}, V_{T7}$  均实现零电压开关。在过零点附近区间电流近乎于 0,可实现零电流开关。

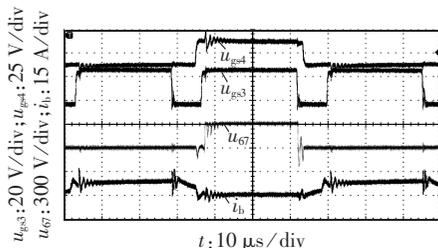


图 7 额定负载下输出电流峰值区间周波变换器开关管  $u_{gs4}, u_{gs3}, u_{67}, i_b$  的展开波形

Fig.7 Expanded waveforms of  $u_{gs4}, u_{gs3}, u_{67}$  and  $i_b$  of cycloconverter transistors in output current peak zone with rated load

图8为额定负载下输出电流峰值区间的变压器次级绕组占空比丢失现象。由图可知, $u_{gs3}$ 上升了一段时间后, $u_{m3}$ 才上升。并可见输出电流峰值处占空比丢失最严重。

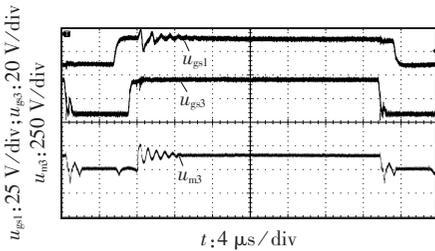


图8 额定负载下输出电流峰值区间的次级占空比丢失

Fig.8 Secondary-side duty-cycle loss in output current peak zone with rated load

图9为额定阻性负载下 $V_{T3}$ 驱动脉冲、滤波器前端电压、输出电压及电流波形。可见滤波器前端电压为单极性SPWM波;输出电压、电流波形光滑,正弦度高。

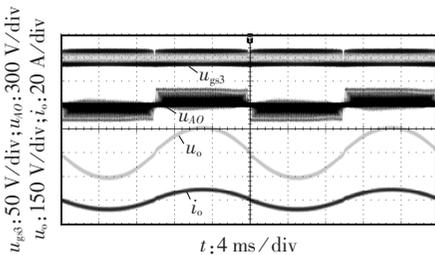


图9 额定负载下 $u_{gs3}$ 、 $u_{A0}$ 、 $u_o$ 及 $i_o$ 波形  
Fig.9 Waveforms of  $u_{gs3}$ ,  $u_{A0}$ ,  $u_o$  and  $i_o$  with rated load

图10为效率曲线。该曲线是变换器在额定输入电压下不同负载时测得的。可见,效率随着负载的提高而逐渐提高,额定阻性负载时测得效率为91.3%,稍小于700W时的91.5%。

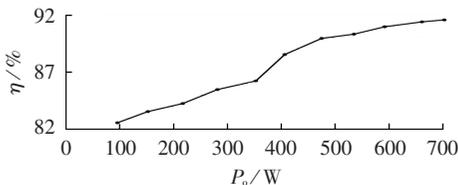


图10 效率曲线  
Fig.10 Efficiency curve

## 5 结论

本文提出了一种新颖的单级式推挽高频链逆变器拓扑,具有以下特点。

**a.** 拓扑属于单级式高频链逆变器类型中的Buck周波变换器型,初级采用电源端串接一个开关管的三管推挽结构,次级采用全波式周波变换器结构,功率开关器件较少,拓扑结构简单。

**b.** 初次级开关管均可在宽输出电流区间范围内

实现零电压开关。 $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$ 除输出电流过零点附近区间外、 $V_{T3}$ 除输出电流较小区间外,均可实现零电压开通。周波变换器开关管可在输出电流波形的任意区间实现零电压开关,并且在输出电流过零点附近区间实现零电流关断。周波变换器实现平滑换流,无电压过冲,变换效率较高。

**c.** 拓扑采用了SPWPM方式,次级绕组电压为双极性三态的高频脉冲交流电压波,输出滤波器前端电压为单极性SPWM波,获得了次级占空比丢失和软开关实现参数设计准则,以及兼备高低频特性的特殊变压器设计准则。

## 参考文献:

- [1] PITEL I J. Phase-modulated resonant power conversion techniques for high-frequency link inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, 22(6): 1044-1051.
- [2] 陈道炼,李旭,张蓉,等. 组合式三相高频脉冲直流环节逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 75-79.  
CHEN Daolian, LI Xu, ZHANG Rong, et al. Combined three-phase inverter with high frequency pulse DC link[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 75-79.
- [3] 陈道炼,张蓉,王建华,等. 并联高频脉冲直流环节逆变器研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 98-103.  
CHEN Daolian, ZHANG Rong, WANG Jianhua, et al. Parallel inverters with high frequency pulse DC link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(1): 98-103.
- [4] CHEN Daolian, LI Lei. Novel static inverters with high frequency pulse DC link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 971-978.
- [5] 许德,马运东,陈道炼,等. 推挽正激式高频环节逆变器研究[J]. 电力电子技术, 2007, 41(5): 42-44, 69.  
XU De, MA Yundong, CHEN Daolian, et al. Research on a push-pull forward inverter with high frequency link[J]. Power Electronics, 2007, 41(5): 42-44, 69.
- [6] 张杰,黄伏送,严斌,等. 推挽正激式准单级高频环节光伏并网逆变器[J]. 电力电子技术, 2014, 48(6): 32-35.  
ZHANG Jie, HUANG Fusong, YAN Bin, et al. Push-pull forward DC/DC converter mode quasi single-stage photovoltaic grid-connected inverters with high frequency link[J]. Power Electronics, 2014, 48(6): 32-35.
- [7] 熊雅红,陈道炼. 新颖的双向功率流高频环节DC/AC逆变器[J]. 电力电子技术, 2000, 34(4): 10-12.  
XIONG Yahong, CHEN Daolian. Novel high-frequency link DC/AC inverters with bi-directional power flow[J]. Power Electronics, 2000, 34(4): 10-12.
- [8] CHEN Daolian, WANG Guoling. Differential Buck DC-DC chopper mode inverters with high-frequency link[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(5): 1444-1551.
- [9] 张杰,陈道炼,陈盛. 新颖的单级双向反激式高频环节逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1732-1739.  
ZHANG Jie, CHEN Daolian, CHEN Sheng. A novel single-stage bi-directional flyback mode inverter with high frequency link[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1732-1739.
- [10] 龙美志,邓文浪,齐庭庭,等. 基于新型两步换流的高频链矩阵

- 整流器控制[J]. 电力自动化设备,2013,33(10):130-135.  
LONG Meizhi,DENG Wenlang,QI Tingting,et al. Control of high frequency link matrix rectifier based on two-step commutation[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):130-135.
- [11] 吴冬春, 阚加荣, 吴云亚, 等. 一种组合全波整流式高频链逆变器[J]. 电网技术,2015,39(6):1658-1664.  
WU Dongchun,KAN Jiarong,WU Yunya,et al. High-frequency-link inverter using combined full-wave rectifiers[J]. Power System Technology,2015,39(6):1658-1664.
- [12] 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):27-30,37.  
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):27-30,37.
- [13] 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):33-37,77.  
LI Lei,CHEN Daolian,ZHANG Youjun,et al. Research on double polarities phase shifting controlled inverters with high frequency pulse AC link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2002,17(6):33-37,77.
- [14] 陈艳慧, 陈道炼. 全桥 Boost 型高频环节 DC-AC 变换器[J]. 电工电能新技术,2009,28(4):32-36.  
CHEN Yanhui,CHEN Daolian. Full-bridge Boost mode DC-AC converter with high frequency link[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2009,28(4):32-36.
- [15] 沙德尚. 三相 Boost 型高频交流环节并网逆变器[J]. 电力电子技术,2014,48(6):18-21.  
SHA Deshang. A three-phase Boost-type grid-connected inverter with high frequency AC link[J]. Power Electronics,2014,48(6):18-21.
- [16] 龚春英, 李伟, 严仰光. 推挽式单级电流源高频链逆拓扑研究[J]. 电工技术学报,2005,20(10):6-10.  
GONG Chunying,LI Wei,YAN Yangguang. Research on a push-pull type single-stage DC/AC inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(10):6-10.
- [17] 吴胜华, 权建洲, 钟炎平, 等. 单相高频链正弦波逆变器的一种新拓扑[J]. 电工技术学报,2012,27(8):71-76.  
WU Shenghua,QUAN Jianzhou,ZHONG Yanping,et al. A new topology of single-phase sinusoidal inverter with high frequency link[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2012,27(8):71-76.
- [18] 郑连清, 赵永涛, 刘琦. 基于拓扑解耦的矩阵式高频链逆变器控制新方法[J]. 电力自动化设备,2010,30(8):41-44.  
ZHENG Lianqing,ZHAO Yongtao,LIU Qi. Synchronized sampling of process layer in digital substation[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(8):41-44.
- [19] 袁义生, 伍群芳. ZVS 三管推挽直流变换器[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33):23-30.  
YUAN Yisheng,WU Qunfang. ZVS three-transistor push-pull DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(33):23-30.

#### 作者简介:



袁义生

袁义生(1974—),男,江西上高人,教授,博士,研究方向为电力电子系统及控制技术(E-mail:cloudstone\_yuan@aliyun.com);  
田纪云(1989—),男,内蒙古包头人,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail:895489949@qq.com)。

## Soft-switching push-pull high-frequency link inverter

YUAN Yisheng, TIAN Jiyun

(East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract:** A topology of single-stage push-pull high-frequency link inverter is proposed. The primary side of its transformer adopts a three-transistor push-pull structure with a switching transistor connected in series to the power source while the secondary side of its transformer adopts two-winding full-wave cycloconverter topology. With simple topology and high conversion efficiency, the proposed inverter realizes the zero-voltage turn-on of all transistors within a wide output current zone. It adopts the sine pulse width and position modulation strategy. The operating frequency of the auxiliary switching transistor at the primary side of its transformer is two times the frequency of other two transistors. Except for the dead-time, the driving signal of the auxiliary transistor is logically the NAND of the driving signals of other two transistors. Different operating modes are analyzed in detail. The secondary-side duty-cycle loss, the conditions for realizing soft-switching and the parameter design criteria of key circuits for special transformer and so on are discussed. An inverter prototype with 40~60 V DC input, 110 V AC output and 660 W rated power is built, the experimental waveforms and high efficiency verify the correctness of the proposed topology.

**Key words:** high-frequency link inverter; three-transistor push-pull structure; cycloconverter; zero-voltage switching; sine pulse width and position modulation; secondary-side duty-cycle loss