

# 一种新颖的高频链逆变器

## A Novel High Frequency Link Inverter

许德 马运东 南京航空航天大学(南京 210016)

Xu De Ma Yundong Nanjing University of Aeronautics & Astronautics (210016)

陈道炼 福州大学(福州 350002)

Chen Daolian Fuzhou University (350002)

**摘要:**本文结合推挽正激直流变换器和高频脉冲直流环节逆变器的优点,提出了一种适用于低压大电流输入场合的逆变器,并对构成这种逆变器的电路拓扑、SPWM控制策略、稳态原理特性进行了深入的分析研究。实验结果证明,该逆变器具有结构简单,效率高,输出电压质量高等优点,是低压大电流输入逆变器的理想拓扑。

**叙词:**逆变器 推挽正激 正弦脉宽调制

**Abstract:**An inverter with high frequency link that suits for low input voltage is proposed in this paper. It has advantages that exist in push-pull forward DC converter and high pulse direct link inverter. The circuit topology, control strategy of SPWM, and steady principle property, are deeply investigated. The experimental results show that the inverter has advantages of simple construct, high efficiency and excellent outputting voltage and it is a novel topology for low voltage and high current inputting inverter.

**Keywords:** inverter push-pull forward SPWM

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2006)11-0020-04

## 1 引言

提高逆变器开关频率有助于减小滤波器体积和用高频变压器来代替体积和重量很大的低频变压器,从而可减小变压器的体积和重量,实现逆变器的小型化和轻量化。但是功率开关器件的高频开关带来的开关损耗比较严重。高频脉冲直流逆变器既具有高频环节逆变器的优点,又能够实现逆变器的软开关,是性能较好的高频环节逆变器<sup>[1-4]</sup>。与其他的直流变换器比较,推挽正激直流变换器具有以下特点<sup>[5,6]</sup>:

(1)功率开关关断时漏感引起的漏-源尖峰电压被箝位在 $2U_i$ ,省去了缓冲电路,提高了变换效率;

(2)输入电流 $i_i$ 的脉动量减小,降低了输入滤波器的体积和重量;

(3)高频变压器的磁心双向对称磁化,功率管承受一半的输

入电流,两倍输入电压。

因此,在低压大电流输入逆变场合,推挽正激 DC-DC 变换器将是单向电压源高频环节逆变器理想的前置级电路拓扑。采取适当的控制方案把它们有效地结合起来,则可以为应用于低压中大功率场合的逆变器寻找一种理想拓扑。

## 2 电路拓扑

推挽正激式高频环节逆变器由推挽正激 DC-DC 变换器、吸收回路和 DC-AC 逆变桥级联而成,如图 1 所示。前级推挽正激 DC-DC 变换器,先将不稳定的输入电压 $U_i$ 变换成后级 DC-AC 逆变桥所需要的高频脉冲直流电压 $u_{dc}$ ,经过尖峰吸收回路后,后级 DC-AC 逆变桥再将其变换成所需要的稳定正弦交流输出电压 $u_o$ 。

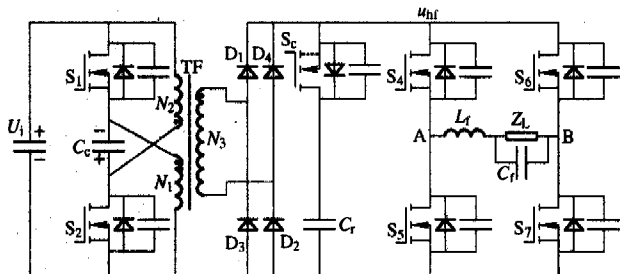


图1 推挽正激式高频环节逆变器电路拓扑

### 3 控制方案

#### 3.1 级联式控制

该控制方案如图2所示。在这种控制方案下，前级推挽正激直流变换器采用电压型控制，输出平均值恒定的高频脉冲直流电压  $u_{df}$ 。后级逆变器采用电压电流双闭环控制，选择在直流母线电压过零点进行开关以实现软开关。该控制方案实现软开关简单，但具有以下几点缺点：

- (1) 负载扰动变化在前级的直流变换器的闭环反馈之外，在负载变化时前级控制器反应较慢。
- (2) 后级为了实现零电压开关需要选择电压过零点，这种高散脉冲控制方式引入了控制滞后问题，增加了输出电压谐波，增大了滤波器体积。
- (3) 后级的逆变桥在能量回馈的时候由于直流母线电压不能回零依然工作于硬开关状态。

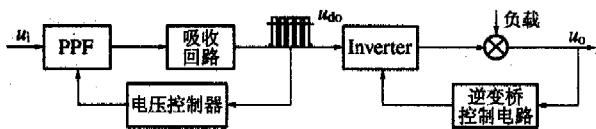


图2 级联式控制方案

#### 3.2 SPWM 控制

该控制方案如图3所示，该控制方案的闭环反馈把负载扰动包括在内，能对负载扰动做出快速反应，且 SPWM 控制输出电压谐波频率固定，输出滤波器设计简单，后级逆变桥基本上工作于低频开关状态，开关损耗低。该控制方案的原理为：输出电压与给定电压相比较后的信号经过电压调节器，电压调节器的输出信号作为电流的给定信号。检测滤波电感的电流信号与给定电流信号相比较后，信号经过电流调节器输出，输出信号与三角载波相交截，产生 SPWM 波来控制  $S_1$ ， $S_1$  的控制信号经过延时后来控制  $S_2$ 。这样，推挽正激电路的输出为 SPWM 高频直流脉冲电压，也就是逆变桥的母线电压为 SPWM 高频直流脉冲，经全桥逆变电路选择所需的脉冲，滤波之后得到正弦波。全桥逆变器功率开关管  $S_4$ 、 $S_5$  及  $S_6$ 、 $S_7$  分别互补工作。无能量回馈的

时候，所有逆变桥功率开关器件按输出电压频率开关，当输出电压为正电压时， $S_4$ 、 $S_7$  导通；输出为负电压时候， $S_5$ 、 $S_6$  导通。当有能量回馈时候，由于  $S_5$  反并的二极管导通，逆变器母线电压被箝制为  $C_c$  的电容电压。因此，逆变器母线电压不能周期性回零，逆变器工作在硬开关状态。此时  $S_4$ 、 $S_5$  高频互补工作， $S_6$ 、 $S_7$  低频互补工作。当输出电压为正而滤波电感电流为负时， $S_7$  一直开通，如果此时  $S_5$  的控制信号为高电平，则  $S_4$  开通，如果  $S_5$  的控制信号为低电平，则  $S_6$  开通；当输出电压为负而滤波电感电流为正时， $S_6$  一直开通，如果此时  $S_4$  控制信号为高电平则  $S_5$  开通，如果  $S_4$  的控制信号为低电平，则  $S_7$  开通。整个系统的控制信号如图4所示。

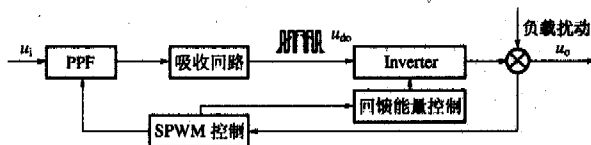


图3 SPWM 控制方案

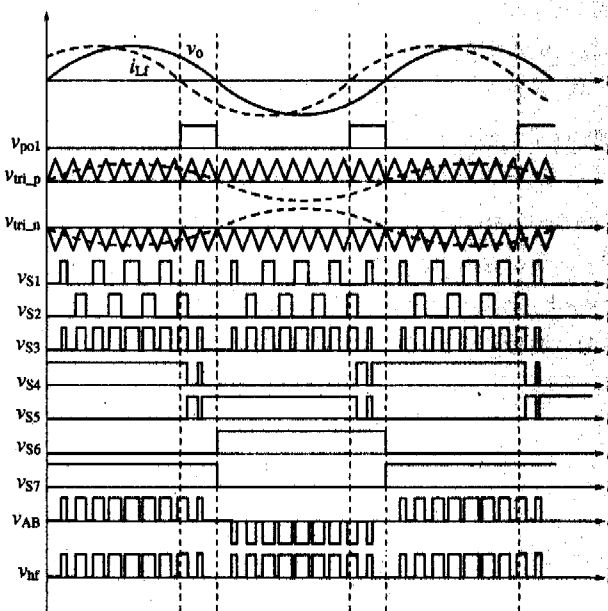


图4 SPWM 控制方案控制信号图

### 4 逆变器工作分析

采用 SPWM 控制方案明显优于级联式控制方法，其逆变桥将工作于低频开关状态。逆变桥稳态工作时，在一个输出电压周期内共有  $u_{AB} > 0, i_{Lf} > 0, u_{gpc-1}$ ； $u_{AB} > 0, i_{Lf} > 0, u_{gpc-0}$ ； $u_{AB} > 0, i_{Lf} < 0, u_{gpc-1}$ ； $u_{AB} > 0, i_{Lf} < 0, u_{gpc-0}$ ； $u_{AB} < 0, i_{Lf} > 0, u_{gpc-1}$ ； $u_{AB} < 0, i_{Lf} > 0, u_{gpc-0}$ ； $u_{AB} < 0, i_{Lf} < 0, u_{gpc-1}$ ； $u_{AB} < 0, i_{Lf} < 0, u_{gpc-0}$ ；八种高频开关工作模式。其  $u_{AB} > 0$  输出正向电压时的四种工作模式如图5所示。 $u_{AB} < 0$  输出负向电压时情况类似。

$u_{AB} > 0, i_{Lf} > 0, u_{gpc-1}$  时， $S_4$ 、 $S_7$  开通， $S_5$ 、 $S_6$  截止， $u_{AB} = u_{df}$ ，直流

母线电压为高, 电流流过  $S_6$ 、滤波电感、负载、 $S_7$  回到直流母线。此时, 四个功率开关器件都不需要改变状态, 都工作于低频状态。

$u_{AB} > 0, i_{L_f} > 0, u_{gsc} = 0$  时,  $S_4, S_7$  开通,  $S_6$  截止,  $S_5$  的体二极管导通续流, 直流母线电压为零, 电流一路流过  $S_4$ 、滤波电感、负载、 $S_5$  续流, 另一路流过  $S_6$ 、滤波电感、负载、 $S_7$  回到直流母线。此时, 功率开关器件开关状态不变, 都工作与低频状态。

$u_{AB} > 0, i_{L_f} < 0, u_{gsc} = 0$ ,  $S_4, S_6$  截止,  $S_5, S_7$  开通, 直流母线电压为高, 电流流过滤波电感,  $S_5, S_7$ , 负载续流。功率开关管  $S_4$  为软关断、 $S_6$  为硬关断, 工作于高频状态,  $S_5, S_7$  工作于低频状态。

$u_{AB} > 0, i_{L_f} < 0, u_{gsc} = 1$ ,  $S_4, S_7$  开通,  $S_5, S_6$  关断, 直流母线电压为高, 电流流过滤波电感,  $S_4, S_7$ 、负载回馈能量给直流母线。功率开关管  $S_4$  由于死区的存在为软开通,  $S_6$  为硬关断,  $S_5, S_7$  工作

于低频状态。

上述分析表明: 当  $u_{AB} > 0, i_{L_f} > 0$ , 无能量回馈时, 逆变桥所有开关管工作于低频开关状态。当  $u_{AB} > 0, i_{L_f} < 0$  有能量回馈时, 功率开关管  $S_4, S_6$  工作于高频开关状态,  $S_4$  为软开关, 而  $S_6$  为硬开关。

同样分析可得, 当  $u_{AB} < 0$  输出电压为负压的时候, 功率开关管  $S_5, S_7$  依然工作于低频状态, 在无能量回馈时候, 功率开关  $S_4, S_6$  也工作于低频状态, 有能量回馈时候,  $S_4$  为硬开关,  $S_6$  为软开关。

综上所述, 逆变桥在无能量回馈时, 功率开关管都工作于低频状态, 故开关损耗可忽略不计, 仅在在有能量回馈的时候, 逆变桥有一个开关管工作于高频硬开关状态, 故整个逆变桥的开关损耗很小。

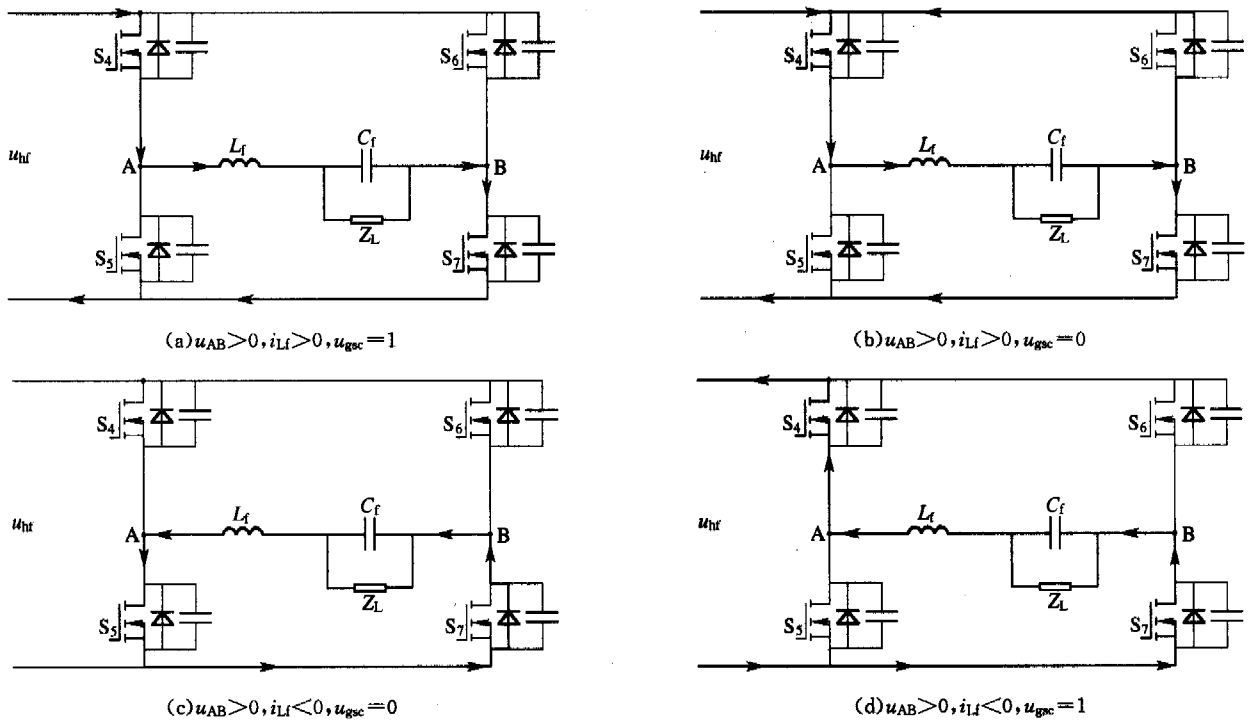


图5  $u_{AB} > 0$  时逆变桥的工作模式图

## 5 主要参数设计

### 1. 箝位电容 $C_c$

箝位电容  $C_c$  通过高频变压器向输出负载提供能量, 其值为  $P_o T_s (1/2 - D)$ 。箝位电容  $C_c$  充放电的频率为开关频率的两倍, 其上的高频纹波较大。箝位电容值为

$$C_c = \frac{P_o (1/2 - D) T_s}{4U_i \Delta U_{Cc}}$$

一般取  $\Delta U_{Cc} < 10\% U_i$ 。

### 2. 吸收电容 $C_f$

空载时, DC-AC 逆变器一个输出周期内就有半个周期能量

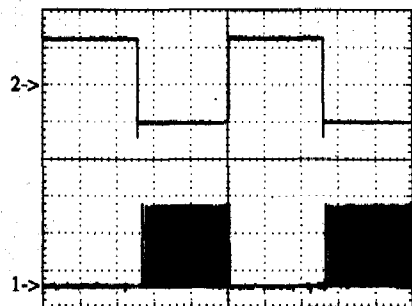
回馈, 此时吸收电容上的电压脉动量最大。设空载时滤波电感电流最大值为  $I_{L_f, \max}$ 、滤波电容电压最大值  $U_{Cf, \max}$ 、吸收电容电压最小值  $U_{Cr, \min}$ , 逆变桥空载无功能量回馈时, 有

$$\frac{1}{2} C_f [(\Delta U_{Cr} + U_{Cr, \min})^2 - U_{Cr, \min}^2] = \frac{1}{2} C_f U_{Cf, \max}^2 - \frac{1}{2} L_f I_{L_f, \max}^2$$

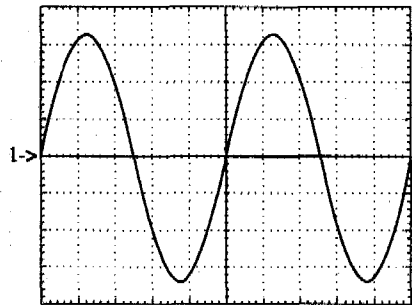
上式中, 通常要求  $\Delta U_{Cr} \leq 5\% U_{Cr, \min}$ 。但电容过大时, 开通瞬间的电流冲击过大。合理设计吸收电容  $C_f$ , 既要满足电压变化率的要求, 又要将每次功率开关  $S_6$  开通瞬间的电流冲击限制在允许值内。

## 6 实验验证

为了验证 SPWM 控制方式下推挽正激式高频脉冲直流环节逆变器的工作原理,进行以下条件的实验:输入电压  $18 \sim 32V_{DC}$ ,输出电压  $115V \pm 2V$ ,输出电压频率  $400Hz \pm 0.4Hz$ ,箝位电容  $C_c = 50\mu F$ ,吸收电容  $C_r = 150\mu F$ ,输出滤波电感  $L_f = 0.7mH$ ,输出滤波电容  $C_f = 10\mu F$ ,开关频率  $f_s = 48kHz$ ,阻性负载  $500W$ 。各处实验波形如图 6 所示。



(a) 逆变桥功率器件驱动与漏-源电压  
纵轴: Ch2(驱动电压)10V/div  
Ch1(漏源电压)100V/div  
横轴:  $t: 500\mu s/div$



(b) 输出电压波形  $u_o$   
纵轴:  $u_o 50V/div$ ; 横轴:  $t: 500\mu s/div$

图 6 实验波形

从实验结果可以看出,在阻性负载情况下,逆变桥功率管工作于低频状态,开关损耗低,输出电压质量高。

## 7 结语

研究表明,本文提出的 SPWM 控制下的推挽正激式高频环节逆变器具有以下优点:抗负载扰动能力强,动态响应快;逆变桥基本上工作于低频开关状态,开关损耗小;前级推挽正激直流变换器输入电流脉动小,功率管承受一半输入电流。因此,该逆变器是中大功率低压输入逆变器的理想拓扑,可用于航空静止变流器、太阳能发电,燃料电池发电等场合。

### 参考文献

- [1] 李磊. 两种移相控制全桥式高频环节逆变器比较研究. 中国电机工程学报. 2005, 26(2): 100-104.
- [2] Daolian Chen, Lei Li. Novel Static Inverters With High Frequency Pulse DC Link. IEEE Trans. on PE. 2004, 9(4): 971-978.
- [3] 陈道炼. 组合式三相高频脉冲直流环节逆变器研究. 中国电机工程学报. 2005, 25(8): 75-79.
- [4] Philip T. Krein, Robert S. Balogand, High-Frequency Link Inverter for Fuel Cells Based on Multiple-Carrier PWM. IEEE Trans. Power Elec. 2004, 19(5): 1279-1288.
- [5] Peng Xu. Design of 48 V Voltage Regulator Modules With a Novel Integrated Magnetic. IEEE Trans. Power Elec. 2002. 17(6): 990-998.
- [6] 步宏飞. 加双 CDD 无源无损缓冲电路的推挽正激变换器. 电力电子技术. 2006, 40(3): 50-53.

### 作者简介

许德,男,1977年生,硕士研究生,研究方向为功率变换器。

收稿日期:2005-06-21

定稿日期:2006-08-29

## 北京集成电路设计收入 6 年将增长 30 倍

日前从“2006 北京微电子国际研讨会”上获悉,今年北京集成电路设计销售收入预计超过 60 亿元。

2000 年北京集成电路设计公司只有 5 家,现在已增至 105 家。2000 年北京集成电路设计企业销售收入之和不足 2 亿元,去年已增至 40 亿元,今年预计超过 60 亿元,将增长 30 倍。6 年来北京集成电路设计行业吸引全球范围内投资达 40 亿元。

中芯国际北京厂今年 6 月已完成一期 12.5 亿美元投资,目前正在进行总投资 17.5 亿美元的一期扩产项目建设。另外,国家 863 重大设备专项——8 英寸 100 纳米等离子刻蚀机和大角度离子注入机已完成全部研发任务,并顺利实现产业化。国家 863 重大材料专项——12 英寸硅片已完成科技部规定的全部研发任务,生产线的建设也已完成。(S)