

# 一种新型 PS- FB- ZVZCS- PWM 移相全桥变换器的研究

A Study on Phase- shift Full- Bridge Soft- Switching Converter

(黄石理工学院)吴鸿霞 马学军  
Wu,Hongxia Ma,Xuejun

摘要:所研究的移相全桥软开关变换器带饱和电感的电路结构简单,能在很宽的范围实现滞后臂的零电流关断即 ZCS,减小了占空比的丢失,提高了高频变压器的利用率。讨论了饱和电感的特性,详细分析了该变换器的工作模式,给出了几个关键参数的设计原则。以此为基础试制了一台高频变换器样机,实验结果表明所研制的变换器具有较高的效率和较低的损耗,性能良好。

关键词:移相全桥;软开关;ZVZCS;饱和电感

中图分类号:TM461 文献标识码:A

Abstract:A topology of phase- shift full- bridge soft- switching converter with saturable inductance is presented .It 's structure is simple . Zero- voltage turn- on can be realized in lagged- leg with a wide load range . The lost of duty ratio can be reduced and utilizing efficiency of transformer can be improved.The characteristic of saturable inductance is discussed. The operating modes of the converter are analyzed in detail. The design principle of some key parameters is given. A high frequency converter prototype is made. Experimental results show the converter has high efficiency, low loss and a good performance.

Key words:phase- shifted full bridge(PS- FB),soft- switching,ZVZCS,Saturable Inductance

技术创新

## 1 引言

移相全桥软开关电路由于把 PWM 控制技术与软开关技术结合在一起,在中大功率变换器中应用非常广泛。移相全桥 PWM(PS- FB- PWM)软开关电路中其软开关方式有两大类:Zero voltage switching (ZVS)和(Zero- voltage zero- current- switching)ZVZCS。前者逆变桥的超前臂、滞后臂均实现 ZVS,后者逆变桥的超前臂实现 ZVS,滞后臂实现 ZCS。

为了移相全桥软开关变换器能在较大的负载范围内实现 ZVS,以减少开关损耗,需要在高频变压器的原边串接一个较大的线性谐振电感。然而,一个大的谐振电感则会产生一个高的环路能量使导通损耗明显增加,同时使变压器原边电流换向时间增加。在电流换向期间变压器副边是没有输出电压的,这就产生了副边的占空比损失  $D$ 。与传统 PWM 变换器相比,在能量停止向外传输、变压器原边为零的箝位续流期即零态,由于谐振电感的作用产生一环路电流,从而产生附加导通损耗,使开关管上的电流应力增加。该导通损耗的大小随着谐振电感储能和箝位续流时间的增加而

增加。

目前大功率直流变换器中功率器件往往采用 IGBT,但 IGBT 的关断存在较大的拖尾电流。

本文所研究的带饱和电感的 PS- FB- ZVZCS- PWM 变换器,利用饱和电感代替线性电感,可以有效地减小占空比损失,提高高频变压器的利用率,减小环路电流,降低开关损耗,提高变换器效率。滞后臂采用零电流关断方式以消除拖尾电流的影响。该电路结构简单,容易实现。

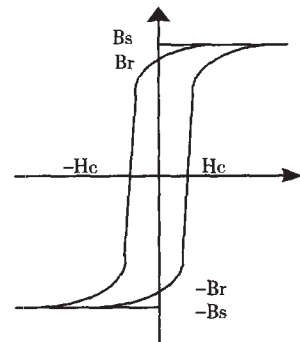


图 1 饱和电感的 B- H 特性曲线  $B=f(H)$

## 2 变换器工作原理分析

### 2.1 饱和电感的特性

饱和电感是一种磁滞回线矩形比高,起始磁导率高,矫顽力小,具有明显磁饱和点的电感。图 1 给出了

吴鸿霞:硕士

国家自然科学基金重点项目——新型高频中小功率逆变电源的控制技术和拓扑技术研究(项目批准号:50237020)的资助。

饱和和电感的特性曲线,其电感量随通过的电流大小可变。若铁心磁特性是理想的(例如呈矩形),则饱和电感工作时,类似于一个“开关”,即绕组中的电流小时,铁心不饱和,绕组电感很大,相当于“开路”;绕组中电流大时,铁心饱和,绕组电感小,相当于开关“短路”,即饱和电感中的电流在电感饱和前是线性增长的,在电流达到饱和值使电感饱和后电流值将会突变,但受制于负载电流。

因此饱和和电感的电感值可用开关函数表示为:

$$L_s = S \cdot L \tag{1}$$

$$\text{其中 } S = \begin{cases} 1 & \text{当 } i < I_s \\ 2 & \text{当 } i \geq I_s \end{cases}$$

$$(2) i_{L_s}(t) = \begin{cases} \left| \frac{V}{L_s} t \right| & \text{当 } |i| < |I_s| \\ \left| \frac{I_o}{n} \right| & \text{当 } |i| \geq |I_s| \end{cases} \tag{2}$$

$I_s$  为电感饱和时对应的饱和电流值,  $I_o$  为负载电流,  $n$  为原副边匝比。

### 2.2 带饱和和电感的 PS-FB-ZVZCS 变换器

图 2 所示为带饱和电感的移相全桥 PS-FB-ZVZCS 变换器主电路。为便于分析作如下假设:所有器件均为理想器件;忽略高频变压器匝间电容;高频变压器漏感为  $L_{lk}$ ;滤波电感足够大,负载电流  $I_o$  可近似为恒流。拓扑中所用到的元件说明如下:

变压器原副边之比为  $n$ ,超前管  $T_1$ 、 $T_2$ ,滞后管  $T_3$ 、 $T_4$ ,开关管并联谐振电容  $C_1=C_2=C_r$ 。D1~D4 为开关管的体二极管,Dr1~Dr4 为副边整流二极管, $L_s$  为饱和电感, $C_b$  为隔直电容, $i_p$  为原边电流  $v_{cb}$ ,为阻断电容电压, $L_f$  为输出滤波电感, $C_f$  为输出滤波电容, $R$  为负载电阻。

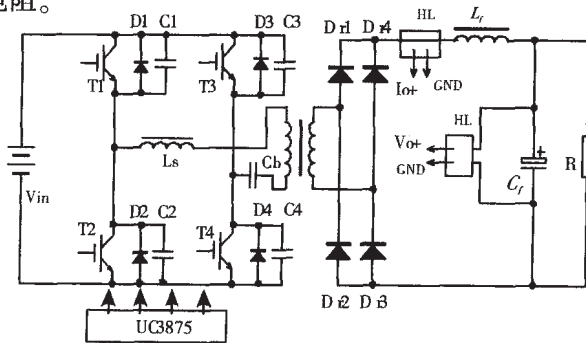


图 2 移相 FB-ZVZCS-PWM 变换器电路

下面以半个周期为例,说明其工作过程。

模态 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]:功率传输阶段,  $T_1$  和  $T_4$  导通。

在时刻以前,  $T_1$  和  $T_4$  导通,变换器传输功率,功率从电源经  $T_1$ 、变压器、 $T_4$  传输到副边,次级整流二极管  $Dr_1$ 、 $Dr_3$  导通,流过负载电流  $I_o$ 。饱和电感正向饱和。变压器原边电流为  $I_o/n$ ,隔直电容  $C_b$  上的电压以斜率  $I_o/nC_b$  线性上升,其电压为:

$$v_{cb} = v_{cb}(t_0) + \frac{I_o(t-t_0)}{nC_b} \tag{3}$$

模态 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]:开关管与并联电容换流,超前臂的  $T_1$  关断,  $T_2$  实现零电压开通 ZVS。

$t_1$  时刻超前臂  $T_1$  关断,因为电容  $C_1$  两端电压不能突变,所以  $T_1$  为零压关断。然后  $C_1$ 、 $C_2$  和  $L_{lk}$  谐振。  $C_1$  上电压线性上升,  $C_2$  上电压线性下降:

$$\begin{cases} v_{C1} = \frac{I_o(t-t_1)}{2nC_r} \\ v_{C2} = V_{in} - \frac{I_o(t-t_1)}{2nC_r} \end{cases} \tag{4}$$

$t_2$  时刻  $v_{C1}$  上升到  $V_{in}$ ,  $v_{C2}$  下降到零,  $T_2$  反并二极管  $D_2$  导通续流,将  $T_2$  的 CE 两端电压箝位为 0。  $t_2$  时刻以后再开通  $T_2$  就可实现零压开通即 ZVS。

模态 3 [ $t_2 \sim t_3$ ],  $T_2$ 、 $T_4$  同时导通,变压器原边电压为零,即变换器处于零态。

此时加在在变压器原边和漏感上的电压为阻断电容电压  $v_{cb}$ ,原边电流开始减小,副边电流也因此减小,  $Dr_1$  和  $Dr_3$  的电流逐渐减小,而前面假设条件中有负载电流  $I_o$  可近似为恒流,故  $Dr_2$  和  $Dr_4$  均自然导通以维持  $I_o$  恒定。由于漏感较小,而阻断电容较大,故可认为在该模态中  $v_{cb}$  基本不变,原边电流基本上也是线性减小的,  $t_3$  时刻初级电流降为零。有

$$\begin{cases} v_{cb(t)} = V_{cb(t_1)} = V_{cbp} \\ i_{p(t)} = I_{p0} - \frac{V_{cbp}}{L_{lk}}(t-t_2) \end{cases} \tag{5}$$

其中  $V_{cbp}$  为隔直电容电压峰值。对饱和电感而言,当原边电流降为  $I_s$  时,饱和电感开始正向退饱和,正向磁链减少,磁链瞬时值为  $\Phi_{(t)} = \Phi_s - u_{cb}(t-t_2)$ ,  $t_3$  时刻正向磁链降为零,饱和电感  $L_s$  实现磁复位,原边电流也因此降为零。当原边电流为 0 时,  $D_4$  自然关断,此后关断  $T_4$  就为零电流关断即可实现 ZCS。

模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]:饱和和电感反向饱和。

因为  $T_4$  为零电流关断,所以  $T_4$  与  $T_3$  之间的死区可以设得很小,这样可以进一步提高变换器的效率。  $t_4$  时刻开通  $T_3$ ,输入电压与阻断电容电压之和  $V_{in} + V_{cbp}$  全部加在饱和电感与漏感上,原边负向电流线性下降。

$$i_{L_s} = -\frac{V_{in} + V_{cbp}}{L_s + L_{lk}}(t-t_3) \tag{6}$$

当原边电流降为  $-I_s$  时,饱和电感开始反向磁饱和。

模态 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]:  $T_2$ 、 $T_3$  导通。

从  $t_4$  时刻开始,输入电压全部加在变压器漏感  $L_{lk}$  上,原边电流线性下降:  $i_{L_s} = -\frac{V_{in} + V_{cbp}}{L_{lk}}(t-t_4)$ ,  $t_5$  时刻时下降到  $-I_o/n$  时,  $Dr_2$  和  $Dr_4$  正向导通所提供的电流上升到  $I_o$ ,而  $Dr_1$  和  $Dr_3$  则由于电流减小至 0 而关断。变压器副边电压不再为 0。

模态 4 和 5 这两个模态所持续的时间内,变压器原边为  $V_{in}$ ,但副边 4 个整流管同时导通,相当于副边输出电压为 0,故对应的区间即为占空比损失时间。

从  $t_5$  时刻开始原边为负载提供能量,同时给隔直电容反向充电,

技术创新

$$v_{Cb} = V_{Cbp} - \frac{I_{p0}}{Cb} (t - t_s) = V_{Cbp} - \frac{I_o}{nCb} (t - t_s) \quad (7)$$

此后,功率从电源经 T<sub>2</sub>、变压器、T<sub>3</sub> 传输到副边,次级整流管 Dr<sub>2</sub>、Dr<sub>4</sub> 导通,开始了另半个周期的过程。

### 3 几个关键参数的计算与选择

在 ZVZCS 全桥变换器中谐振元件参数的选择对电路效率、频率的提高及可靠性等方面起着至关重要的作用。无论是零压开通还是零流关断过程都是在同一桥臂的死区时间内完成的。以此为约束条件可以推导出相关的参数计数式。

#### 3.1 超前桥臂并联电容的选择

忽略变压器原边绕组的匝间电容,超前臂开关管 T<sub>1</sub> 和 T<sub>2</sub> 实现 ZVS 所需的谐振电容为外并电容与等效结电容之和。

由式(4)及上述软开关约束条件可得超前桥臂开关管要实现 ZVS,应满足:

$$\begin{cases} v_{C2} = V_{in} - \frac{I_o \Delta t}{2nC} \leq 0 \\ \Delta t \leq t_d \end{cases} \quad (8)$$

式中 t<sub>d</sub> 为超前臂死区时间。

要在全范围内实现超前臂的零压开通,应以最小输出电流、最大输入电压来选择谐振电容 C<sub>r</sub>,即:

$$C_1 = C_2 = C_r \leq \frac{I_{o(\min)} t_d}{2n V_{in(\max)}} \quad (9)$$

#### 3.2 饱和电感线圈匝数、电感量及气隙的计算

在一个开关周期中,饱和电感应满足磁复位条件即 Δφ=0,正向、负向磁饱和的磁通变化量之和或伏秒积之和为 0。

设磁复位所需时间为 Δt,所加电压为 U<sub>in</sub>,铁芯的截面积为 S<sub>c</sub>,则有

$$V_{in} = \frac{N \Delta \phi}{\Delta t} = \frac{N \Delta B S_c}{\Delta t} \quad (10)$$

ΔB 可取所选铁芯的最大磁密 B<sub>m</sub>。饱和电感磁复位时间一般不超过开关周期的 4%,本设计中开关频率为 20KHz,开关周期为 50us,则 Δt 可取为约 2us,由(10)式得满足条件的饱和电感匝数

$$N = \frac{V_{in} \Delta t}{B_m S_c} \quad (11)$$

饱和电感在临界电流以下等效为线性电感,有

$$v_{L_s} = L_s \frac{di}{dt} = \frac{L_s \cdot I_c}{\Delta t} \quad (12)$$

通常临界饱和电流值 I<sub>c</sub> 可以预先设定,则由式(12)可得饱和电感值

$$L_s = \frac{V_{in} \Delta t}{I_c} \quad (13)$$

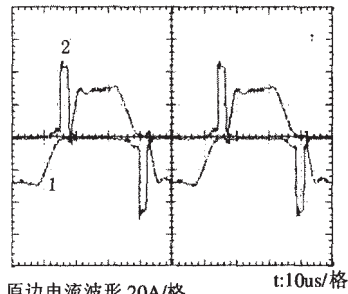
由式

$$L = \frac{1.26 N^2 S_c \times 10^{-8}}{l_0} \quad (14)$$

可以算得与电感量对应的所需的空气隙 l<sub>0</sub> 的大小。

饱和电抗的散热和损耗是 FB-ZVZCS-PWM 变换器的主要问题之一。由于饱和电抗的功耗较大,设计

时应选用矩形度好、损耗小的铁芯材料。

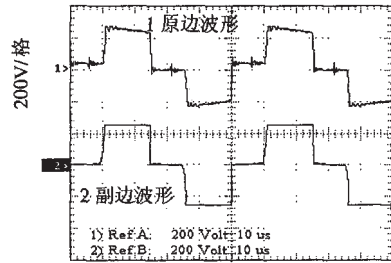


1 原边电流波形 20A/格

t:10us/格

2 饱和电感电压波形 100V/格

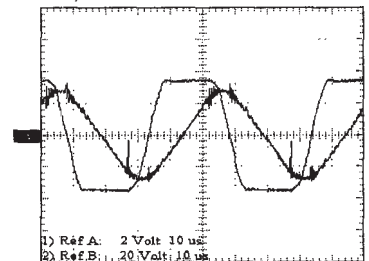
a) 变压器原边电流与饱和电感电压波形



200V/格

t:10us/格

b) 变压器原副边电压波形



1 原边电流波形

t:10us/格

2 隔直电容电压波形

1:10A/格

2:20V/格

c) 满载时原边电流与隔直电容电压波形

图 3 主要实验波形

#### 3.3 隔直阻断电容 C<sub>b</sub> 参数的选择

由上述分析可知,在功率传输阶段隔直电容 C<sub>b</sub> 的电压将线性增长,此阶段电容的充电电流 I<sub>cb</sub>=I<sub>o</sub>/n,充电维持时间为 DT,因此 C<sub>b</sub> 的充电电压峰值为

$$V_{Cbp} = \frac{1}{2} \frac{I_o DT}{nC_b} \quad (15)$$

工程上一般取隔直电容电压峰值为 0.1 倍的输入电压最大值。根据这一条件及式(15)则可以计算出对应的 C<sub>b</sub> 的值。

### 4 实验结果

采用以上拓扑结构研制 5KW 高频变换器样机一台。主要技术参数如下:输入电压 DC175-320V;额定输出电压 220V,额定负载 25A;;高频变压器变比 n=40/22 C<sub>r</sub>=10nF C<sub>b</sub>=10μF L<sub>r</sub>=1.8mH;L<sub>s</sub>=10μH;工作频率 20kHz。

主要实验结果如图 3 所示。(下转第 225 页)

的低电平与 0.5ms 的高电平,“1”是 0.5ms 的低电平与 1.5ms 的高电平。因此,在接收程序中,通过比较高电平的脉宽来判断到底是前导码,还是“0”或“1”。

图 6 是红外接收中断程序流程图。在主程序中,先设置 P2.0 口为上升沿和下降沿都捕获,然后中断允许,进入主循环。一旦 P2.0 口有电平的跳变即进入中断程序。在中断程序中,首先判断是否上升沿。若是,则上升沿标志置 1,并记录上升沿时刻;否则,说明是下降沿,再判断上升沿标志是否置 1。若是,说明已有上升沿,记录下降沿时刻,并计算脉宽(脉宽=下降沿时刻—上升沿时刻);否则,说明这是干扰信号,直接返回。下一步,判断脉宽的大小。若是起始码,则起始码标志置 1,记数值 n 清 0。否则,判断起始码标志是否置 1,若是,判断是“0”还是“1”,并保存,n 加 1,判断 n 是否大于或等于 32,是则将起始码标志和记数值 n 清 0,保存 32 位数据,返回;否则直接返回。

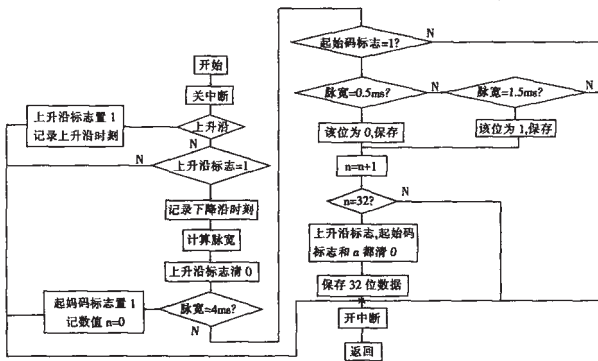


图 6 红外接收中断程序流程图

## 5 结束语

在遥控器开发中,红外发射电路采用红外发光二极管,用软件生成 38K 的载波;红外接收电路采用专用模块 TSOP1838SS3V;主控制器采用 MSP430F413 单片机。经实际测试,遥控器的发射功率约为 38mw,发射距离达到 8m。遥控器具有低功耗、便携式、低成本、高可靠性、体积小、结构简单的特点。

本文作者创新点:本文中的红外遥控器主要用于现场仪表的控制。目前带遥控器的现场仪表还非常少,国外也只有 SIEMENS 公司开发了带有遥控功能的现场仪表,而国内这种产品几乎没有,所以红外遥控器的开发,可以说走在了国内同类产品的前列,具有很大的市场优势。而且,通过红外遥控器的开发和使用的,适应了现代社会对控制的要求日益向便携式、简单式方向发展的趋势。

参考文献:

- [1]柏军,胡屏.一种用于单片机的红外串行通信接口.单片机及嵌入式系统应用,2003.8
- [2]蒋俊峰.基于单片机的红外通讯设计.电子设计应用,2003.11
- [3]魏小龙. MSP430 系列单片机接口技术及系统设计实例.北京:北京航空航天大学出版社,2002
- [4]陈茂勇,郭西进.基于 MSP430 单片机的智能无功补偿控制器

的设计.微计算机信息,2005.5

[5]冯瑛.全数字电动调节阀模糊控制系统的研究与开发[学位论文].长沙:中南大学,2004

作者简介:阎纲(1977.6-),男,汉族,湖南长沙人,博士生,研究方向为智能控制.Email:yg77622@163.com;梁昔明(1967.2-),男,汉族,湖南汨罗人,博士后,教授,研究方向为最优控制。

Biography:Yan Gang (1977.6 - ),male,Han,Hunan Changsha, doctorand, whose research field is intelligence control.

(中南大学信息科学与工程学院)阎纲 梁昔明 (湖南财经高等专科学校)阎纲

(College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083)Yan,Gang Liang,Ximing (Hunan Financial and Economic College, Changsha 410205) Yan,Gang

通讯地址:(410205 湖南省长沙市枫林二路 139 号 湖南财经高等专科学校信息管理系统)阎纲

(收稿日期:2006.2.13) (修稿日期:2006.3.17)

(上接第 127 页)

## 5 结论

实验表明,采用以上原则设计的参数,能在较宽的范围内满足 ZVZCS,尤其是滞后臂,极大的改善了 ZVS 移相全桥 DC/DC 变换器滞后臂在轻载时不易实现软开关的缺陷,而且占空比损失小。样机整体性能优良,效率可达 92%。

本文的创新点是将饱和电应用于大功率移相全桥变换器中,利用饱和电感的特性,极大的改善了移相全桥变换器滞后臂在轻载时不易实现软开关的缺陷,减小了占空比的丢失,提高了高频变压器的利用率,同时使软开关易于实现,因此提高了变换器的效率。所提出的关键参数的设计方法在工程上有指导意义。参考文献:

- [1]阮新波,严仰光.脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术[M]北京:科学出版社,1999
- [2]姜久红,朱若燕,姜久春.一种新型控制的 ZCT-PWM 变换器的分析、设计与实现[J].微计算机信息,2000,5:84-87
- [3]阮新波,严仰光.直流开关电源的软开关技术[M]科学出版社,2003
- [4]J.G.Cho,J.A.Sabate,G.C.Hua,and F.C.Lee, "Zero-voltage and zero-current switching full-bridge pwm converter for high power applications",IEEE- PESC,1994,pp.102-108.
- [5]陈坚,电力电子学[M].高等教育出版社,北京:高等教育出版社,2004

作者简介:吴鸿霞(1967-),女,湖北武汉人,硕士,研究方向为电力电子与电力传动。Email:wuhxpb@tom.com. (435003 湖北黄石理工学院电气与电子信息工程学院)吴鸿霞 马学军

(School of Electrical and Electronic Information Engineering, Huangshi Institute of Technology, Huangshi Hubei435003) Wu,Hongxia Ma,Xuejun

通讯地址:(435003 湖北黄石理工学院学报编辑部)吴鸿霞 (收稿日期:2006.1.11)(修稿日期:2006.2.11)