

基于 UCC3895 的移相全桥软开关 升压变换器设计

李晓玲, 邓焰, 何湘宁
(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:研究了一种新型的高频 DC/DC 开关功率变换器,采用单电压环移相 PWM 控制,在比较低的变压器匝比条件与较大的负载范围内实现了开关器件的零电压软开关(ZVS)。最后给出了实验结果和几个主要波形,并做出了详细的说明。

关键词:DC/DC 变换器; 移相 PWM 控制; 零电压软开关(ZVS); UCC3895; 升压变换器

Design of Voltage-mode Phase-shift Full Bridge Soft Switching DC/DC Converter Based on UCC3895

LI Xiao-ling, DENG Yan, HE Xiang-ning

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou Zhejiang 310027, China)

Abstract: A high frequency DC/DC power converter is presented. The control strategy of this converter is voltage-mode phase-shift PWM control. And it achieves zero voltage switching(ZVS) at a wide variety of loads and small turns ratio. At last, the experiment results and waveforms are presented and expounded in detail.

Keywords: DC/DC converter; phase-shift PWM control; zero voltage swithing (ZVS); UCC3895; booster converter

中图分类号:TM464 文献标识码:A 文章编号:0219-2713(2006)12-0039-04

0 引言

目前,全桥变换电路是国内外 DC/DC 变换器中最常用的电路拓扑形式之一,在大、中功率应用场合更是首选拓扑。其中以移相 PWM 方式进行控制的全桥电路,在近几年得到了极为广泛的应用。但是传统的 PWM DC/DC 移相全桥零电压软开关(ZVS)变换器一般都是应用在升压比为 1 左右的情况下,本文要介绍的变换器则是在升压比为 22 的比较极端的状态下基于 UCC3895 芯片来实现软开关。

1 改进型移相全桥 ZVS DC/DC 变换器主电路设计

1.1 指标要求

其主要技术指标要求如下:

- (1)输入电压 DC 48V(DC 40V~57V);
- (2)输出电压 DC ± 370 V;
- (3)输出功率 2000 V·A。

1.2 主电路拓扑与基本工作原理

移相全桥 ZVS DC/DC 变换器主电路结构如图 1 所示。

其基本工作原理为,在 PWM 控制方式下,直流电压 V_{BVT} 施加在由 $S_1 \sim S_4$ 共 4 只开关管构成的两个桥臂上。当两只成对角的开关管 S_1, S_4 或 S_2, S_3 同时导通时,功率从源侧通过变压器 T 向负载传送;当所有开关管均关断时,负载电流将通过整

收稿日期:2006-04-28

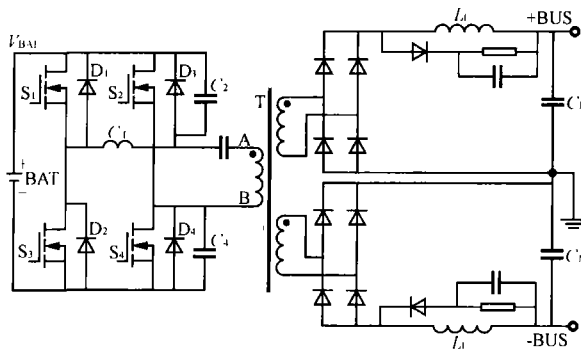


图1 移相全桥ZVS主电路

流二极管续流,同时滤波电容 C_r 为负载继续提供能量。通过相移方式控制4只开关管的通断顺序,在变压器的原边将得到按某一占空比 D 变化的正负半周对称的交流方波电压。如果变压器的变比为 n ,则变压器次边将产生幅值为 V_{in}/n 的交流方波电压,经过二极管组成的整流电路和电感 L_r 、电容 C_r 组成的低通滤波电路最终就可得到所要求的平滑直流输出电压。

由于本电路的升压比比较高,所以在架构与参数设计上都存在一定的难度。关于参数设计的内容将会在下文中涉及到,而本电路拓扑与基本型电路在架构上的主要差别则在于以下两点。

(1)主电路采用基本的移相全桥软开关变换器,副边整流电路由于属于高压大电流型,且为了实现正负母线电压,副边采用两组全桥整流电路进行串联的方式。这样可以大大地降低我们对于整流二极管的选型难度,改善二极管电气特性。否则,按照变压器变比为1:22,副边二极管的耐压至少应为 $V_{in,max} \times 22$,即1254V。再考虑到一定的裕量,则没有办法选到合适的整流二极管型号。

(2)变压器原边不需要外加饱和电感,而且由于该电路为单电压环控制,所以需要外加一个隔直电容。超前臂的开关关断时,原边电流近似为恒流特性,使得电路有充足的能量为即将开通的开关结电容放电,从而易于实现ZVS。滞后桥臂实现零电压开关就比较困难。谐振电感是用来帮助实现滞后桥臂的零电压开关,为开关管的零电压开关谐波电感 L_{r1} 提供足够的能量。为了实现滞后桥臂的零电压开关,必须满足式(1)的关系,即

$$L_{r1} \geq \frac{\frac{4}{3} C_{ms} \times V_{in,max}^2}{\frac{1}{2} (I_{out,0.3})^2} \quad (1)$$

式中: $I_{out,0.3}$ 代表30%负载时的输出电流;

$V_{in,max}$ 为直流输入电压的最大值;

C_{ms} 为电路等效电容。

实际计算结果显示,变压器的原边漏感就已经足以提供这个谐振电感了,所以本电路不需要外加谐振电感。实际上在空载的时候,就已经实现了全桥电路的零电压开关。

1.3 主电路参数设计

1.3.1 主变压器的设计

全桥变换器,由于变压器工作在磁化曲线的正负两个方向,所以变压器利用率较高。设计过程中主要存在的问题是对原边漏感大小的限制,因为变压器原边漏感的大小直接影响到副边占空比的丢失以及副边电压电流的振荡。副边占空比丢失是PS-ZVS-PWM变换器的一个特有现象。当变压器原边电流换向的过程中原边不足以提供负载电流,副边整流桥全部二极管导通,端电压为零,这就是占空比的丢失。其大小是与原边漏感大小成正比,而与变压器变比成反比的。随着变比的降低,对原边漏感的要求就越来越苛刻,现在的变比低到1:22,所以变压器原边的漏感就相应地要求非常小,才能保证功率的正常输出。在实际的设计中,变压器原边采用铜皮绕制,并将其绕在两个副边绕组之间以尽量减小其漏感,实际结果良好,漏感控制在 $0.2 \mu\text{H}$ 左右,副边占空比丢失则在0.05以下,符合设计要求。

1.3.2 滤波电感的设计

由于输出电感的电流是单方向流动的,且基本上是一个直流量,并迭加一个很小的2倍于开关频率的交流分量,所以其工作时的磁通密度可以接近饱和磁通密度。铁粉磁芯因为允许的工作磁通密度大,比较适合用作滤波电感的铁心。工程设计中一般的经验算法是,在临界连续状态下滤波电感电流的平均值为满载时输出平均电流的10%,电感量的估算公式如式(2)所列。

$$L_r = \frac{V_{min}}{0.4f I_{omax}} \left(1 - \frac{V_{min}}{nV_{in} - V_D} \right) \quad (2)$$

式中: V_{min} 为输出直流电压的最小值;

f 为开关频率;

I_{omax} 为满载输出电流;

n 为变压器变比;

V_{in} 为变压器原边输入电压;

V_D 为整流二极管导通压降。

1.4 控制环参数设计

1.4.1 UCC3895 控制器

UCC3895 是一种移相式 PWM 脉宽调制控制器。它实现全桥功率级的变换,是通过开关一个半桥电路相对于另一个半桥电路作移相来控制的。它采用恒频脉宽调制,结合谐振式零电压开关,提供高效率工作。UCC3895 作为最新型移相控制器的代表,相对于早期的控制器,比如 UC3875/6/7/8 系列和 UC3879, UCC3895 既保持了原有的功能,又做了一些值得称道的改进,包括其恰当的延时设置,关闭能力的提高,需求的驱动电流大大减少,控制逻辑也大大增强等。

1.4.2 电压反馈环补偿网络设计

由于全桥变换器本质上属于 Buck 变换器,同时,滤波电感与滤波电容的存在可以看出其为一个具有两个极点的二阶系统,幅频特性曲线在极点频率之前是一条直线,而在其后是一条以每十倍频程-40dB 下降的斜线。为了保证整个系统的稳定,一般需要闭环幅频特性曲线通过 0dB 线时其斜率为每十倍频程-20dB。显然必须在电压调节环中加入适当的补偿网络,才能使系统满足这个要求。

控制环系统框图如图 2 所示。

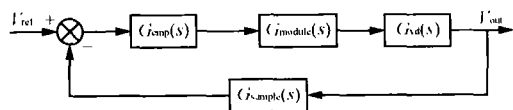


图 2 控制环系统框图

$$G_{val}(\omega) = \frac{V_{in}(1+j\omega C_f R_c)/n}{-\omega^2 C_f L + j\omega \left(\frac{L_f}{R_{load}} + R_c C_f \right) + 1} \quad (3)$$

$$G_{modulate} = \frac{1}{V_{saw}}; G_{sample} = \frac{V_{ref}}{V_{out}}$$

式中: R_c 为滤波电容 C_f 的等效串联电阻;

V_{saw} 为 UCC3895 三角波峰值。

对于一般的开关调压系统而言,补偿网络的两个极点配置一般在 1.5 倍穿越频率处,而两个零点则配置在系统的转折频率两端。再结合以上关系式就可以找到合适的补偿网络的传输函数使系统稳定。

1.4.3 死区时间设置

UCC3895 允许用户选择死区时间,并可以对两个半桥电路提供各自不同的死区时间,以适应不同的谐振电容充电电流。但是,本电路在实际设计过程中为了简单起见,将两个死区时间设置为相同的 750ns。死区时间的选择主要考虑两个因素。首先最基本的,死区时间应该大于功率开关管的开通与关断时间之和,否则就不能避免单边桥臂的直通问题。其次对于滞后桥臂来说,如果死区时间过长,由于谐振电感较小,原边电流过零后死区时间仍未结束,则滞后桥臂并联电容又发生充放电过程,不仅不能实现 ZVS,系统还会开始振荡。所以滞后桥臂死区时间长短的选择,是一件涉及众多因素的难题,是全桥软开关移相控制的重要设计环节。

1.4.4 软启动电路设计

UCC3895 的 SS/DISB 脚组合了两个独立的功能,一个是失效模式,另一个是软启动模式。芯片的快速关闭是由如下的任意一种方法来实现的:在外部迫使 SS/DISB 低于 0.5V;在外部迫使 V_{ref} 低于 4V; V_{DD} 降低到低于 UNLO 欠压锁定门限电平;或者过流故障信号被传感(CS=2.5)。对于以上几种情况芯片都有不同的处理方式,这是 UCC3895 一个很有特色也很实用的设计,合理地利用这一设计可以大大增加电路的灵活性。软启动的时间由该脚外加的电容器大小决定。另外,在电容器上可以并联一个电阻,以限制该脚的最大电压。

2 实验结果

滞后桥臂比超前桥臂容易实现 ZVS,而实际测试中滞后桥臂在空载的时候就已经实现了 ZVS,具体波形如图 3 所示。

其中 CH1 为滞后桥臂上管驱动波形,CH2 为该管 v_{DS} 波形。由图 3 可以清楚地看出在关断的时候当下面的驱动波形电压下降到零以后,上面的管电压才开始上升;开通的过程中,管电压下降到零后,驱动电压才开始上升,管子在该管电压为零的情况下导通。

在满载的情况下,变压器原边电压与电流的波形如图 4 所示。

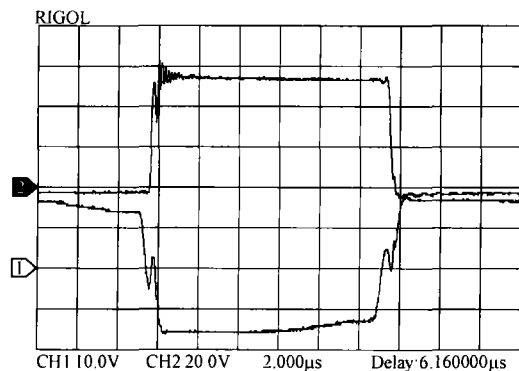


图3 滞后桥臂的开关过程

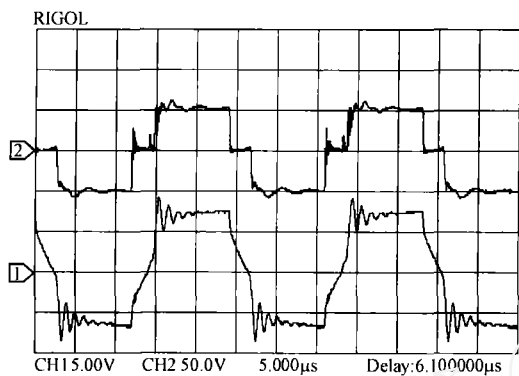


图4 变压器原边电压与电流波形

图4中CH1为原边电流波形,它是通过一个1:400的电流互感器输出端接40Ω电阻测试而得到的。CH2为原边电压波形。

3 结语

在升压比很高的情况下使用移相全桥软开关变换器架构,存在着许多要注意的问题。本文结合控制芯片UCC3895对存在的问题与解决方案进行了分析,并在具体实验中验证了其可行性。从实验波形来看,变换器的超前与滞后桥臂开关器件均能很好地实现零电压软开关,系统也可以很好地稳定运行。

参考文献

- [1] 刘胜利. 代高频开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业出版社, 2004.
- [2] 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.
- [3] 绍江峰. 48V/100A开关整流模块的研制[D]. 北方交通大学硕士学位论文, 2000.
- [4] Hsieh Guan-Chyun, Li Jung-Chien, Liaw Ming-Huei, et al. A Study on Full-bridge Zero-voltage-switched PWM

Converter: Design and Experimentation[A]. *International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON'93*[C]. 1993, 2:1281-1285.

作者简介

李晓玲,女,浙江大学硕士研究生,研究方向为电力电子技术。

英飞凌推出新一代 MOSFET 节能器件

日前,英飞凌科技股份有限公司在2006年全球电源系统展会(Power Systems World 2006)上,发布应用于计算机、电信设备和消费电子产品的DC/DC变换器的新一代功率半导体产品家族。全新的OptiMOS® 3 30V N沟道MOSFET家族可使标准电源产品的可靠性和能源效率提高1%至1.3%,并在导通电阻、功率密度和门极电荷等主要功率转换指标上达到业界领先水平。

许多电源产品,如用于服务器、笔记本电脑、等离子或液晶电视以及游戏机的电源产品,为了满足节能和降低系统功耗的需求,需要更高的能源效率。比如,在美国,电源将110V标准交流电压转换成电子设备子系统所需的直流电,大约需要消耗6%的电能。在工作模式下,约有10%至20%的电能以热能形式被浪费。

作为全球功率半导体领先厂商,英飞凌设计出了专门用于提高低压电源转换器性能的OptiMOS3产品家族。该产品家族与前一代产品相比,通常可使能源效率提高1%至1.3%。这种提升幅度看似不大,但从技术的角度讲是很难实现的,它可以实现很大的节能量。如果全球1200W服务器供电系统的能效都提高1%,全年可节省的电量,相当于一个传统发电厂的发电量。

借助OptiMOS3的出色特性,电源制造商只需利用较少的器件,即可获得理想性能,使DC/DC转换器通常所需的MOSFET数量降低33%。英飞凌还为该器件采用了全新的高性能Shrink SuperSO8(S308)3mm×3mm封装,这将使转换器系统设计中所需的MOSFET板载空间减小60%。

除了可开发小型DC/DC转换器之外,OptiMOS3器件还可用于提高给定标准尺寸的电源的输出功率。此外,OptiMOS3还可延长笔记本电池的使用寿命,降低服务器和电信系统的能耗。

全新的OptiMOS 3 30V功率MOSFET家族采用8种封装形式,共有80多种器件,各种器件具备不同的导通电阻。目前,OptiMOS 3已批量供应。性能最为出色的BSC016N03LSC器件,导通电阻为1.6mΩ,采用SuperSO8封装。如果订购数量达到万件,单价不到1美元。采用S308封装的3.5mΩ器件的价格不到0.7美元。