

文章编号:1009-3664(2010)05-0020-04

研制开发

移相全桥 ZVS ZCS 变换器双闭环控制系统设计

陈国超,张昆仑

(西南交通大学电气工程学院,四川 成都 610031)

摘要: 以移相全桥 ZVSZCS 变换器作为控制对象,分析了平均电流模式的电压电流双闭环控制系统的控制原理,用 MATLAB 中的可视化工具 SISOTOOL 设计了电压电流双闭环的 PI 调节参数,减少了设计的复杂性和重复性。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建出电压电流双闭环控制系统的仿真模型,验证了设计结果的正确性。

关键词: 移相全桥;双闭环控制;SISOTOOL;Simulink**中图分类号:** TM461 **文献标识码:** A

Design of Phase-Shifted Full-Bridge ZVS ZCS Converter Dual Closed-Loops Control System

CHEN Guo-chao, ZHANG Kun-lun

(College of Electric Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: This paper first took the phase-shift full-bridge ZVSZCS converter as the control object, and analysed the control theory of the dual closed-loop with a current-loop and a voltage-loop based on the average current mode. Then it designed the parameters of PI regulator for the current-loop and voltage-loop using SISOTOOL, which reduced the complexity and repeatability for designing PI parameters. Finally, it gave the simulation model of the dual closed-loop control system with MATLAB/Simulink simulation software. The experimental results show the design proposal is feasible.

Key words: phase-shift full-bridge; dual closed-loop control; SISOTOOL; simulink

0 引言

移相全桥变换器是目前 DC/DC 变换器中最常用的电路拓扑之一,它具有开关器件电压应力、电流应力小,功率变压器的利用率高等优点,所以常应用在中大功率的场合。而作为一个闭环的自动控制系统,移相全桥变换器控制环节的设计是非常重要的部分。而控制环节的设计与主电路的拓扑和参数有极大关系,因此,在对其控制环节进行设计时,通常的做法是先建立其完整的小信号数学模型,从而确定其功率级传递函数,对其进行零极点配置,设计合理的控制系统。

在控制系统的设计中,采用单环控制进行调节,可使控制器的设计简化,但是这种方法控制速度不快。因此,本文拟采用电压电流双闭环进行控制。在设计过程中,最复杂的就是确定 PI 调节的参数。用 MATLAB 中的 SISOTOOL 可视化工具,可减少设计的复杂性。

SISOTOOL 是 MATLAB 中一个图形用户界面 (GUI) 的设计工具,可用来分析和调整 SISO 反馈控制系统,它能用根轨迹图/波特图进行控制器的设计。由于它采用了 GUI,用户无需从键盘输入许多操作命令,只需导入系统各个环节的模型后就能自动显示根轨迹图和波特图,用鼠标可以直接对屏幕上的对象进

行操作,并且与 SISOTOOL 动态连接的可视分析工具 LTIviewer 可马上显示出设计结果,这样用户可以一边观察闭环响应,一边调整控制器的增益、极点和零点,直到设计出满足要求的控制器为止。

1 双闭环控制系统的分析

本文采用平均电流模式的电压电流双闭环控制系统进行控制,控制对象分别是输出电压 $U_o(s)$ 和输出滤波电感电流 $I_L(s)$,移相全桥 ZVSZCS 变换器的控制框图如图 1 所示。

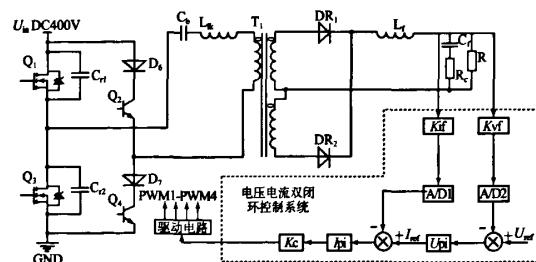


图 1 移相全桥 ZVSZCS 变换器的控制框图

本文的控制思想是: 内部电压基准 $U_{ref}(s)$ 与输出电压采样值比较生成电压误差信号, 经过一个 PI 环节构成电压外环, 电压外环输出作为电流内环基准 $i_{ref}(s)$, $i_{ref}(s)$ 与输出滤波电感电流采样信号比较, 并经过 PI 调节输出, 其输出作为与三角波交截的调制信号。可以用图 2 的控制框图来表示整个控制回路的结构。其中 $G_i(s)$ 、 $G_v(s)$ 分别表示电流内环和电压外环调节

收稿日期:2010-04-29

作者简介:陈国超(1984-),男,陕西安康人,在读硕士研究生,主要研究方向为高频开关电源及其相关技术。

器的传递函数, $G_{id}(s)$ 表示电流环功率级的传递函数, $z_{ok}(s)$ 表示输出负载的传递函数, k_{if} 、 k_{if} 分别表示电流和电压调理电路的增益, k_c 表示 PWM 环节的三角载波系数, 且 $k_c = 1/U_c$, 其中 U_c 为三角载波的峰值。

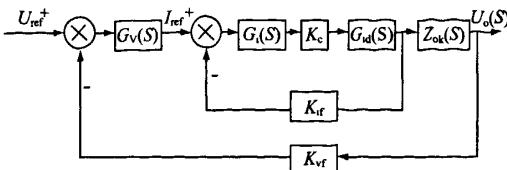


图 2 电压电流双闭环控制系统框图

对于采用平均电流模式的电压电流双闭环控制系统, 设计步骤都是从电流内环的参数设计开始, 在获得稳定内环后, 可得到电流内环的闭环传递函数 $G_{ci}(s)$, 将其作为电压外环的一个环节, 然后再设计电压外环的参数。

基于以上分析, 并结合图 2 电压电流双闭环控制系统框图可知, 在进行设计时, 必须首先获得电流内环功率级及其负载的传递函数。文献[4]给出了占空比 $\hat{d}(s)$ 对电感电流 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数为

$$G_{id}(s) = \frac{U_{in}}{s^2 L_i C_f \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) + s \left[\frac{L_i}{R} + R_c C_f + R_d C_f \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) \right] + 1 + \frac{R_d}{R}}$$

$$(1)$$

式中, $R_d = \frac{4C_r U_{in}^2 f}{I_i^2} + \frac{2L_{ik} f}{n^2}$, 此即为电流环功率级的传递函数。

文献[4]同样给出了变换器负载的传递函数, 即

$$z_{ok}(s) = \frac{R_c C_f s + 1}{C_f \left(1 + \frac{R_c}{R}\right) s + \frac{1}{R}} \quad (2)$$

2 双闭环控制系统的设计

本文设计的移相全桥 ZVS ZCS 变换器的参数如下: 输入电压 U_{in} 为 400 V, 输出额定电压 U_o 为 48 V, 输出额定电流 I_o 为 20 A, 开关管开关频率 f 为 100 kHz。经过计算, 其它电路参数为: 高频变压器原副边匝数比 n 为 6, 超前臂并联电容 C_f 为 560 pF, 谐振电感 L_{ik} 为 20 μ H, 输出滤波电感 L_o 为 2 μ H, 输出滤波电容 C_o 为 4 000 μ F, 其等效串联电阻 R_c 为 24.5 m Ω , 负载 R 为 2.4 Ω 。

设计中电流内环和电压外环调节器均采用 PI 控制器进行调节, 且通过 SISOTOOL 来配置 PI 控制器参数。

2.1 电流内环的设计

将移相全桥 ZVS ZCS 变换器的电路参数代入式(1), 得到电流内环功率级的传递函数为

$$G_{id}(s) = \frac{0.2694s + 27.78}{8.082 \times 10^{-9}s^2 + 0.0009099s + 1.084} \quad (3)$$

电流内环的具体设计过程如下:

(1) 打开 SISOTOOL 设计工具。在 MATLAB 命令行中输入: SISOTOOL 然后回车, 即可进入 SISOTOOL 操作界面。

(2) 取 $k_c = 1/U_c = 1/2.5$, 在 MATLAB 命令行中输入电流内环功率级的传递函数。即输入如下命令: num1 = [0.10776, 11.112]; den1 = [8.082e-9, 0.0009099, 1.084]; Gid1 = tf(num1, den1) 然后回车。

(3) 导入电流内环各个环节的模型。在 SISOTOOL 操作界面上点击“File”菜单下的“import...”导入对象模型, 使 $G = Gid1$, 且设置 $H = 0.05$, 于是出现如图 3 所示未经过 PI 调节的电流内环系统根轨迹和开环波特图。

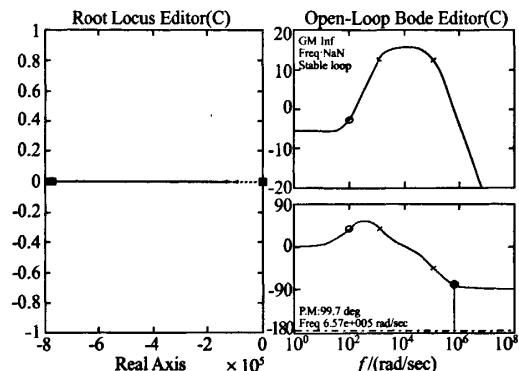


图 3 未经过 PI 调节的电流内环系统根轨迹和开环波特图

此时可以看到系统的相角裕度 $\gamma = 99.7^\circ$, 截止频率 $\omega_c = 6.57 \times 10^5$ rad/sec, 已经超出了变换器的开关频率(6.28×10^5 rad/sec), 且低频段增益很低, 因此需要对系统进行 PI 调节。

对一般的控制系统来讲, 控制系统对开环频率特性的要求如下:

①为了提高系统的稳定性, 低频段应该有较高的增益;

②为了获得较好的系统稳定性, 开环系统中频段应有足够的频带宽度, 以 -20 dB/dec 的斜率穿越 0 分贝线;

③为了获得较好的动态特性, 截止频率 ω_c 应较高;

④应该留有足够的相角裕度 γ , 相角裕度 γ 越大, 对应系统的超调量就会越小;

⑤为了提高系统的抗高频干扰能力, 高频段应该有较快的衰减。

对于系统的截止频率 f_c , 一般定为开关频率的 $1/10 \sim 1/5$ 。

本文采用 PI 控制器对电流内环进行调节, PI 控

制器的一般形式为 $G_{PI}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_{i,s}}\right)$, 进一步可化

为 $G_{PI}(s) = k_p \left(\frac{s+1/T_i}{s}\right)$ 的形式。因此, 首先需要在 SISOTOOL 左边根轨迹中加入一个零点和极点, 且极点设为 0, 然后用鼠标拖住右边幅频特性中的图形, 使其低频增益大于一定数值, 并具有适当的相角裕度 γ_i 和截止频率 ω_{ci} 。需要注意的是应使电流内环系统的截止频率 ω_{ci} 大于电压外环系统的截止频率 ω_{cv} , 这样, 对电压外环来说, 电流内环在 ω_{cv} 之前保持恒定平坦增益, 极大地方便了电压外环参数的设计。

最终调节得到的电流内环系统根轨迹和开环波特图如图 4 所示。从图中可以看到系统的相角裕度 $\gamma_i = 82^\circ$, 截止频率 $\omega_{ci} = 9.15 \times 10^4 \text{ rad/s}$ 。打开 Analysis 里面的 Response to step command, 观察系统的阶跃响应, 如图 5 所示。由此可见系统阶跃响应基本没有超调, 调节时间为 0.000119 s, 满足要求。此时得到电流内环的 PI 环节为

$$G_i(s) = 1.7 \times 10^4 \times \frac{1 + 6.5 \times 10^{-6}s}{s} = \frac{0.1105s + 17000}{s} \quad (4)$$

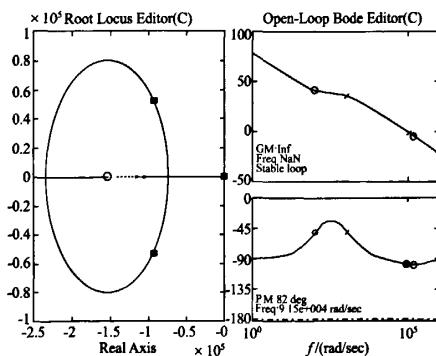


图 4 经过 PI 调节的电流内环系统根轨迹和开环波特图

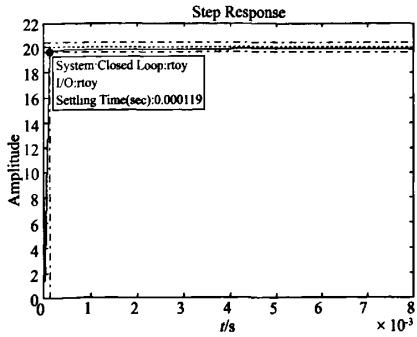


图 5 经过 PI 调节的电流内环系统的阶跃响应

2.2 电压外环的设计

设计好电流内环之后, 按照图 2 所示电压电流双闭环控制系统框图的思路, 将其作为电压外环的一个环节进行处理。即应先得到电流内环的闭环传递函数, 然后和负载传递函数相串联, 作为电压外环的功率

级传递函数。

电压外环的具体设计过程如下:

(1) 获得负载传递函数。将电路参数代入式(2), 可得负载传递函数为:

$$z_{ok}(s) = \frac{9.8 \times 10^{-5}s + 1}{0.004041s + 0.4167} \quad (5)$$

(2) 获得电流内环的闭环传递函数。在 MATLAB 命令行中输入下列命令: num2 = [0.10776, 11.112]; den2 = [8.082e-9, 0.0009099, 1.084]; num3 = [0.1105, 1.7e4]; den3 = [1, 0]; [num4, den4] = series(num2, den2, num3, den3); num5 = [0.1]; den5 = [1]; [num6, den6] = feedback(num4, den4, num5, den5);

(3) 将电流内环的闭环传递函数和负载的传递函数相串联, 获得电压外环的功率级传递函数。在 MATLAB 命令行中输入下列命令: num7 = [9.8e-5, 1]; den7 = [0.004041, 0.4167]; [num8, den8] = series(num6, den6, num7, den7); Gvd = tf(num8, den8) 然后回车。

(4) 同理, 导入电压外环各个环节的模型。点击“File”菜单下的“import...”导入对象模型, 使 $G = Gvd$, 且设置 $H = 1/48$ 。

利用电压外环的 PI 控制器对系统进行调节, 具体调节方法与电流内环相类似。经过调节后电压外环的 PI 环节为

$$G_v(s) = 1.51 \times 10^4 \times \frac{1 + 0.011s}{s} = \frac{166.1s + 1.51 \times 10^4}{s} \quad (6)$$

图 6 给出了经过 PI 调节的电压外环系统根轨迹和开环波特图, 图 7 给出了经过 PI 调节的电压外环系统阶跃响应。由图 6 可以看到, 相角裕度 γ_v 为 142° , 截止频率 ω_{cv} 为 $1.55 \times 10^4 \text{ rad/sec}$, 小于电流内环的截止频率 ω_{ci} 。由图 7 可以看到, 系统超调量为 0, 调节时间为 0.000731 s, 因此系统具有很好的动态性能。

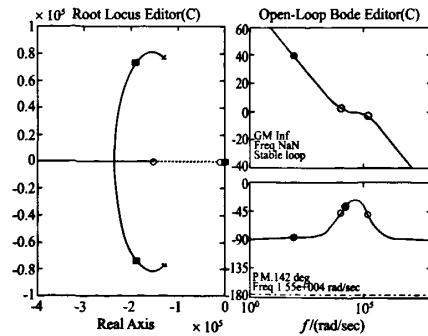


图 6 经过 PI 调节的电压外环系统根轨迹和开环波特图

3 双闭环控制系统的仿真

设计好电流内环、电压外环之后, 通过 MATLAB/

Simulink 仿真软件搭建出电压电流双闭环控制系统的仿真模型,如图 8 所示。图 9 给出了移相全桥 ZVSZCS 变换器在该控制系统下的输出电压波形,可以看到输出电压很快就能够稳定在 48 V,调节时间约为 0.71 ms,没有超调量,系统稳态纹波峰峰值为 0.03 V。

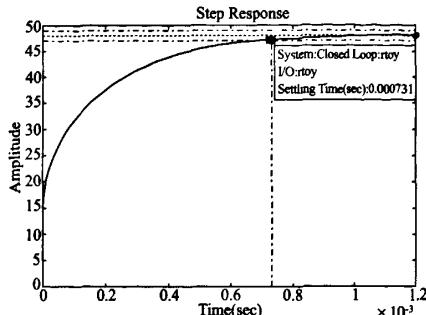


图 7 经过 PI 调节的电压外环系统的阶跃响应

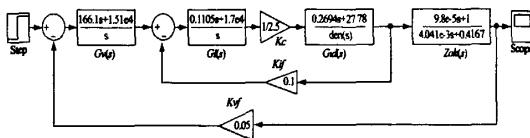


图 8 电压电流双闭环控制系统的仿真模型

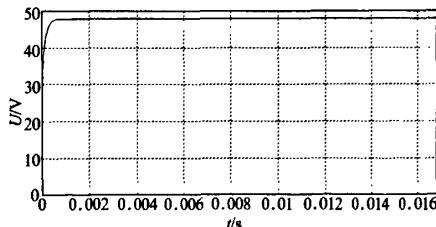


图 9 移相全桥 ZVSZCS 变换器输出电压波形

文献[4]在建立移相全桥 ZVSZCS 变换器的过程中已给出了影响有效占空比 d_{eff} 的因素,其中包括原边占空比扰动 \dot{d} 、输出电感电流扰动 \dot{I}_L 、输入电压扰动 \dot{U}_{in} 。由式(1)可以看出,输出电感电流扰动 \dot{I}_L 、输入电压扰动 \dot{U}_{in} 将直接会影响电流内环的功率级传递函数,为了进一步研究电压电流双闭环控制系统的抗干扰能力,在电流内环功率级环节加入干扰环节,如图 10 所示。在设计中,由于输出电感电流为 20 A,开关频率为 100 kHz,所以选择的干扰信号为幅值 2 A(10% 的输出电感电流),频率为 100 kHz 的随机信号进行模拟。图 11 给出了加入干扰信号后输出电压的仿真波形。从图 11 可以看出,在加入干扰环节后,控制系统依然可以很快的稳定在 48 V,无超调量,调节时间为 0.74 ms,系统稳态纹波峰峰值为 0.09 V,说明系统有很好的抗干扰能力。

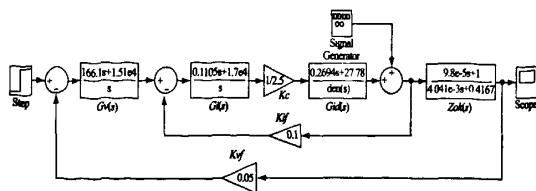


图 10 电压电流双闭环控制系统加入干扰后的仿真模型

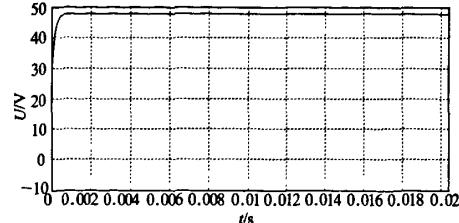


图 11 移相全桥 ZVSZCS 变换器加入干扰后的输出电压波形

4 结果

本文利用可视化工具 SISOTOOL 设计了移相全桥 ZVSZCS 变换器的电压电流双闭环控制系统。SISOTOOL 采用图形用户界面,用户只需导入系统各个环节的模型后就能自动显示根轨迹图和波特图,用鼠标可直接对屏幕上的对象进行操作,大大减少了设计的复杂性和重复性,使控制系统的设计变得更加简便、直观。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建出了所设计的电压电流双闭环控制系统的仿真模型,并进行了仿真分析。仿真结果显示所设计的双闭环控制系统稳定性好,并具有很好的动态性能和抗干扰能力。

参考文献:

- [1] 许峰,徐殿国,柳玉秀.一种新型的全桥零电压零电流开关 PWM 变换器[J].中国电机工程学报,2004,24(1):147-152.
- [2] 吴延华,王海莉.移相全桥变换器的建模与仿真[J].电源技术应用,2008,11(12):28-30.
- [3] 万山明,吴芳.开关电源(Buck 电路)的小信号模型及环路设计[J].电源技术应用,2004,7(3):142-145.
- [4] 陈咸丰.移相控制 ZVSZCS 全桥变换器的研究与应用[D].海口:海南大学硕士论文,2006:13-26.

移相全桥ZVS ZCS变换器双闭环控制系统设计

作者: 陈国超, 张昆仑, CHEN Guo-chao, ZHANG Kun-lun
作者单位: 西南交通大学电气工程学院, 四川, 成都, 610031
刊名: 通信电源技术
英文刊名: TELECOM POWER TECHNOLOGIES
年, 卷(期): 2010, 27(5)
被引用次数: 0次

参考文献(4条)

1. 许峰, 徐殿国, 柳玉秀 一种新型的全桥零电压零电流开关PWM变换器 2004(1)
2. 吴延华, 王海莉 移相全桥变换器的建模与仿真 2008(12)
3. 万山明, 吴芳 开关电源(Buck电路)的小信号模型及环路设计 2004(3)
4. 陈咸丰 移相控制ZVZCS全桥变换器的研究与应用 2006

相似文献(10条)

1. 学位论文 沈虹 基于模糊控制的三相高频链逆变器 2005

本文在选用前级为ZVZCS移相全桥电路, 后级为三相全桥逆变器构成的三相高频链逆变电路作为本文研究控制的对象后, 详细地介绍了一种新型的智能控制方法——模糊控制, 根据模糊控制不依赖于数学模型的特点设计了模糊电压外环, 利用工程设计法设计了电流内环PI调节器。同时本文采用了模糊控制环节外侧并联一个积分环节的结构, 并应用MATLAB软件进行了较为详细的仿真研究。

双闭环控制的实现采用的是数字信号处理器DSP, 编制了C语言程序。而全桥变换器开关驱动信号的逻辑合成由复杂可编程逻辑器件CPLD完成, 编制了Verilog语言程序。通过调试, 最后完成了系统的闭环实验, 取得了和仿真一致的结果, 验证了控制方案的可行性和优越性。

2. 学位论文 武江峰 采用双饱和电抗器的随机调制全桥变换器的研制 2009

随着电力电子技术的发展, 开关电源的高效率、高功率密度、高可靠性、高电磁兼容性已经成为发展的主要方向, 采用软开关技术和调制技术是实现这些目标的主要手段之一。

论文以移相全桥软开关变换器为主电路拓扑, 采用双饱和电抗器和倍流整流技术, 研制一台功率为1.1kW的软开关全桥变换器装置, 在变压器原边加入隔直电容, 在滞后桥臂串联两个饱和电抗器, 实现了超前桥臂零电压开通和滞后桥臂零电流关断, 减小了占空比损失。副边整流二极管采用倍流整流方式, 实现了自然换流, 两个输出滤波电感交错并联, 减小了变换器电流纹波, 改善了变换器输出特性。

该装置的控制系统采用电压电流双闭环控制方式和随机调制技术, 电流环采用峰值电流控制方式, 通过对电流环的降阶处理, 将变换器系统等效成一个线性系统, 简化了调节器设计。随机调制技术将谐波峰值能量扩展到更宽的频带上, 降低了系统电磁干扰。

进行了仿真和样机实验, 给出了实验结果, 变换器系统工作稳定, 控制效果良好, 所有的功率管都实现了软开关, 减小了频谱尖峰, 降低了开关损耗, 提高了电磁兼容性。

3. 学位论文 张先谋 移相全桥软开关DC/DC变换器的研究 2002

该论文研究了以全桥变换器作为主电路拓扑、以移相谐振控制芯片UC3875作为主控芯片、以移相控制方式作为控制方案的移相全桥软开关DC/DC变换器。该变换器的输入电压为24VDC, 输出电压为300VDC。高功率密度、高效率和高性能是现代电力电子功率变换器不断追求的目标。从这一点出发, 该文从主电路拓扑选择, 控制方案确定等方面入手, 通过理论分析和仿真计算, 设计并制作了该变换器的原理样机。论文选取全桥变换器作为主电路拓扑, 全桥变换拓扑优点较多, 是高质量、大功率变换的主流拓扑。功率密度的提高必须提高开关频率, 这就要求实现开关管的软开关。论文以移相全桥零电压开关(Zero-Voltage-Switched, ZVS)技术取代了传统的双极性硬开关技术, 降低了开关管的开关损耗, 取得了良好的效果。为了使变换器具有良好的动静态特性, 变换器必须实现闭环控制。论文采用了平均电流模式下的双闭环控制, 提高了变换器的动态性能和稳态性能。在理论分析的基础上, 论文对该变换器进行了仿真研究, 设计了该变换器主电路、控制电路和闭环反馈环节的各项参数, 并对变换器的各项性能进行了研究。最后论文给出了该变换器原理样机的实验结果。

4. 期刊论文 张先谋, 李耀华 平均电流模式控制软开关移相全桥DC/DC变换器 - 电工电能新技术 2003, 22(2)

本文研制了一种24V输入、300V输出的DC/DC变换器, 该变换器采用了带辅助谐振网络的全桥变换器拓扑结构, 仿真和实验结果表明, 变换器中的超前桥臂和滞后桥臂在较宽的负载条件下都可实现零电压开关(ZVS)条件, 降低了变换器的开关损耗。另外, 也可以明显降低变压器副边的占空比丢失, 提高了变换器的效率和输出电压的调节范围。本文还采用了平均电流模式的控制方式, 实现了输出电压和输出电流的双闭环控制, 所设计的移相全桥DC/DC变换器具有较好的动态性能和控制精度。

5. 学位论文 梁永清 带功率因数校正的DC/DC开关变换器的研究 2008

目前, 电力电子技术的发展非常迅速, 高频开关电源因其具有体积小、效率高、成本低等特点得到广泛的应用。功率因数校正技术和软开关技术是电力电子领域中两个重要的研究课题。本文设计了一台两级PFC DC/DC变换装置。该开关变换器分为前级和后级。前级为Boost功率因数校正电路, 后级为零电压(ZVS)移相全桥DC/DC变换器。

功率因数校正技术是减小用电设备对电网造成的谐波污染, 提高用电效率的一项有力措施。本文对有源功率因数校正(APFC)的工作原理进行了详细的分析。基于功率因数校正芯片UC3855, 设计了PFC变换装置, 并给出了具体设计步骤。UC3855芯片采用平均电流模式的双闭环控制, 提高了系统的功率因数。

DC/DC电路采用了ZVS PWM全桥变换器电路拓扑。硬件设计中, 选择Unitrode公司的产品UC3879作为控制核心。主电路在变压器原边加入隔直电容。该电路充分利用变压器漏感, 实现开关管零电压开关。隔直电容的使用, 不仅解决了变压器的偏磁问题, 而且提高了全桥变换电路的稳定性。控制系统采用电压电流双闭环控制方式, 电流内环为峰值电流控制。

最后, 论文结合功率因数校正和移相控制技术, 研制一台功率为1.5kW的DC/DC变换器装置。实验结果表明, 变换电路功率器件能实现软开关, 有效降低了变换电路的开关损耗, 提高了系统的电磁兼容性能力和功率因数, 取得了满意的效果。

6. 学位论文 李晓玲 移相全桥软开关升压变换器的研究 2007

论文选取全桥变换器作为主电路拓扑。全桥变换拓扑优点较多, 是高质量、大功率变换的主流拓扑。功率密度的提高必须提高开关频率, 这就要求实现开关管的软开关。高频软开关技术是电力电子学的一个重要的研究方向, 是实现功率变换装置小型化、模块化的基础。而移相PWM控制方式是近年来在全桥变换电路中广泛应用的一种软开关控制方式。

本文首先分析了基本的全桥移相ZVS DC/DC变换器的工作原理, 并结合具体的项目对开发过程中主要会遇到的问题进行了重点分析。

为了使变换器具有良好的动静态特性, 变换器必须实现闭环控制。论文采用了单电压模式下的闭环控制, 提高了变换器的动态性能和稳态性能。但

是也对峰值电流模式下的双闭环控制做了一定的分析与实验。分析过程中针对全桥移相控制ZVSDC/DC变换器特有的电路性能以及变换器的动态特性，并结合移相控制的特点建立了全桥移相ZVS DC/DC变换器电路的小信号模型。为变换器控制电路的优化设计提供了理论依据。

最后论文给出了该变换器原理样机的实验结果，并对结果进行了分析。

7. 期刊论文 宋杰, SONG Jie 移相全桥DC/DC变换器双闭环控制系统设计 -电子设计工程2010, 18(1)

提出移相全桥DC/DC变换器闭环系统设计方案，基于PWM控制器件UCC3895设计一个双闭环控制系统，该系统采用电压外环和电流内环的控制方式，在电压环中引入双零点、双极点的PI补偿，电流环中引入斜坡补偿，结合实际应用对闭环系统进行实验测试，结果表明所设计的闭环系统动态响应快，稳定性好。

8. 学位论文 王青峰 基于软开关技术馈能性电子负载的研究 2007

随着我国经济的迅速发展，能源问题在当今社会受到越来越多的关注。馈能性电子负载是一种能够模拟实际电阻负载特性的新型电力电子装置，用于直流电源功率试验。并将测试的直流电能逆变为交流并入电网，实现电能的再生利用。该装置具有节能、体积小、重量轻、节省安装空间、试验性能优良等优点。软开关技术是电力电子装置高频化、高功率密度发展的关键技术，因此把软开关技术应用到馈能性电子负载中是非常必要的。

本文从方案分析入手，详细讨论整个系统的重点，并给出较优的解决方案。系统由DC/DC升压变换器和DC/AC逆变器两部分构成，作者在查阅国内外大量变换器的资料基础上，基于软开关的考虑，DC/DC变换选择移相全桥软开关隔离变换器，其优点可降低副边占空比丢失，饱和电感和辅助谐振网络的引入，解决低压大电流输入情况下宽负载范围内实现ZVS和副边占空比丢失的矛盾；逆变部分采用辅助开关零电流开关软开关技术，其优点是电路所用的电感值小，引入损耗小，并且控制方法简单。主电路开关元件选择IGBT。

为了满足馈能性电子负载有良好的动静态特性，使电能高质量的反馈到电网中，DC/DC变换器采用平均电流模式下的双闭环控制，提高变换器性能，稳定直流输出电压；整个系统中，并网电流的跟踪控制是非常关键的，本文研究零误差电流跟踪控制的方案，改善并网电流波形，并建立模型进行仿真验证。

本文详细分析馈能性电子负载的原理，推导重要公式，并对主要参数的选择进行讨论，最后进行仿真，表明该方案较好地实现电子负载的功能，负载模块交流侧电流近似正弦，谐波含量小，功率因数非常高。

9. 学位论文 吴慧芳 移相全桥倍流整流DC/DC变换器的研究 2007

随着现代电力电子技术和电力电子器件的快速发展，开关电源的高频化、小型化、轻量化已经成为发展的主要方向，采用软开关技术是主要的手段之一。

论文采用了移相控制和倍流整流技术，研制一台功率为1kW的DC/DC变换器装置，在变压器原边加入隔直电容和饱和电感，实现了零电压零电流全桥变换和整流二极管的软开关。原边超前桥臂保持宽范围的零电压开通条件，滞后桥臂实现了无环流损耗的零电流关断；副边的倍流整流方式，两个二极管实现了自然换流，两个输出电感交错并联的方式，大大减小了系统电流纹波，减小了电感的尺寸，从而减小系统的体积和重量。

该装置的控制系统采用电压外环电流内环的双闭环控制方式，内环采用峰值电流控制，通过对内环的降阶处理，简化了系统调节器的设计。

最后，给出了实验结果，系统工作稳定，所有的功率管都实现了软开关，降低了开关损耗，提高了电磁兼容性，取得了满意的效果。

10. 期刊论文 孙铁成. 汤平华. 高鹏. 刘鸿鹏. SUN Tie-cheng. TANG Ping-hua. GAO Peng. LIU Hong-peng 一种新型全桥零电压转模PWM DC-DC变换器 -中国电机工程学报2006, 26(6)

针对移相全桥ZVS PWM DC-DC变换器滞后桥臂零电压开关范围窄、占空比丢失严重以及转换效率较低等缺点，该文提出了一种新型的全桥ZVT PWM DC-DC变换器拓扑。这种电路在传统移相ZVS PWM DC-DC变换器的基础上增加了两个无源网络，其中一个并联在原边的主电路中，为滞后桥臂实现零电压开关提供条件；另一个串联在变压器的副边，以减小变压器的导通损耗。这种电路有宽零电压负载范围，占空比丢失小等优点，可以提高了开关电源的效率，且输出性能好。该文分析了变换器的工作原理以及滞后桥臂零电压开关的实现条件。该文采用了DSP作为控制芯片，实现了系统的双闭环控制。最后研制了一台功率为600W，工作频率为100kHz的样机，实验结果验证了这种新型全桥ZVT PWM DC-DC变换器相关理论的正确性。

本文链接: http://d.wanfangdata.com.cn/Periodical_txdyjs201005006.aspx

授权使用: 西安理工大学(xalgdx)，授权号: 0b4e666e-8cda-43c8-90bb-9ec3013ae851

下载时间: 2011年4月12日