

ZVS 谐振控制芯片 MC34067 的建模与应用

陈 威, 顾亦磊, 吕征宇

(浙江大学, 浙江 杭州 310027)

摘要:介绍了零电压开关(Zero Voltage Switching,简称 ZVS)谐振模式控制芯片 MC34067 的内部组成和主要特性。根据仿真的要求,构建了 MC34067 主要功能模块的宏模型,并以该宏模型为核心对 LLC ZVS 谐振功率变换器进行了仿真,以验证其可行性。

关键词:变换器; 谐振; 仿真 / 宏模型; 谐振电路

中图分类号:TM46; TM13 **文献标识码:**A

文章编号:1000-100X(2007)01-0112-03

Construction and Application of the Macro Model for ZVS Resonant Mode Controller MC34067

CHEN Wei, GU Yi-lei, LÜ Zheng-yu

(Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract:To solve the low efficiency issue in computer-simulation for high frequency resonant converters in power electronic system integration,improve the speed of the simulation for the resonant mode controller and make the design process for high frequency switching power supply to be more efficient,the construction process of the macro model for Zero Voltage Switching (ZVS) resonant mode controller MC34067 followed by the analysis for the internal structure and main characteristics is proposed.This macro model maintains the main functions of MC34067 while some simplification is made to suit for simulation.Based on the macro model,A 250~400V input,54V/300W output LLC resonant mode converter was designed and simulated,and a prototype with the same circuit electrical parameters was made to verify the authenticity and validity of this macro model.The experimental results show the proposed macro model can truly imitate the external characteristics of MC34067 while maintains highly precision as well.Therefore the proposed macro model is attractive for the power electronic system integration applications,where the high frequency is intensively required,to improve the efficiency of the design process for the high frequency resonant power supply.

Keywords:converter; resonant; simulation / macro model; resonant circuit

Foundation Project: Supported by National Natural Science Foundation of China (No.50237030ZD)

1 引言

利用软开关技术,有利于提高电源装置的开关频率,从而提高电源的功率密度。在目前的软开关技术中,谐振型变换器具有良好的发展前景^[1,2]。但是,由于谐振型变换器的专用集成控制芯片结构复杂,电路规模比较庞大,因此受计算机内存和速度以及计算收敛型的限制,很难利用芯片的原电路直接进行计算,所以需要利用芯片的宏模型进行计算机模拟。本文将谐振专用集成芯片 MC34067 的主要参数进行宏模型构建,并利用所建模型对 LLC 谐振型 ZVS 变流器进行仿真研究。

2 宏模型的构建

图 1 为简化的 MC34067 等效宏模型^[3]。构建宏

模型需要外特性基本一致,而电路描述比实际电路简单得多的等效模型。基于对整个系统设备级瞬时分析的需要,及外部端特性一致的条件,简化 MC34067 原电路功能构成,并剔除一些无关部分。

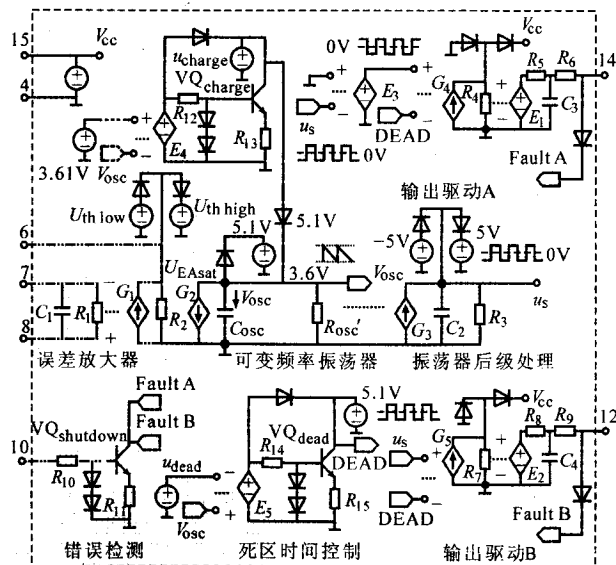


图 1 简化的 MC34067 等效宏模型

基金项目:国家自然科学基金重大项目(50237030ZD)

定稿日期:2006-05-26

作者简介:陈 威(1982-),男,浙江杭州人,博士研究生,研究方向为电力电子电路拓扑和电源系统集成。

宏模型的设计思想为:

(1) **误差放大器** 采用压控电流源模拟, R_1, C_1 为模拟输入阻抗。设定其跨导 $G_1=2\text{ms}$, 并接电阻 $R_1=5\text{M}\Omega$, 得到开环增益 $A_0=G_1R_1=10000(80\text{dB})$ 。由 C_1 决定误差放大器的带宽 B_w 。 $C_1=50\text{pF}$ 时有 $B_w=1/(2\pi R_1 C_1)=600\text{Hz}$ 。

(2) **可变频率振荡器** 根据 MC34067 的具体电路图, 其频率由电容 C_{osc} 充放电时间所决定。由于电容 C_{osc} 的电压从 3.6V 升至 5.1V 的时间小于 50ns,

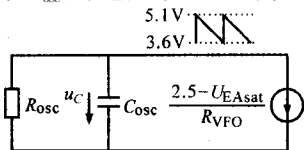


图2 MC34067 可变频率振荡器等效电路

可忽略不计, 因此占主导地位的还是从 5.1V 降为 3.6V 的放电时间。根据图 2 MC34067 可变频率振荡器等效电路得

$$C_{\text{osc}} \text{ 上的电流: } i_{C_{\text{osc}}} = i_{R_{\text{osc}}} + i_{\text{osc}} \quad (1)$$

由文献[3]分别可求得:

$$i_{R_{\text{osc}}} = \frac{1.5}{R_{\text{osc}}} \varepsilon^{[-1/(f_{\text{min}} R_{\text{osc}} C_{\text{osc}})]} \quad (2)$$

$$i_{\text{osc}} = \frac{2.5 - U_{\text{EAsat}}}{R_{\text{VFO}}} \quad (3)$$

R_{VFO} 由最大开关频率决定, R_{osc} 由最小开关频率确定, 二者都是常数。利用下式可以求得:

$$R_{\text{osc}} = \frac{1/f_{\text{min}} - 70\text{ns}}{0.348 C_{\text{osc}}} \quad (4)$$

由于开关频率相对较低, 故可将延时 70ns 舍去, 并代入式(2), 化简得:

$$i_{R_{\text{osc}}} = \frac{1.5 \varepsilon^{-0.348}}{R_{\text{osc}}} \quad (5)$$

同时电容上的总放电电流 $i_{C_{\text{osc}}}$ 决定了振荡频率

$$f_{\text{osc}}: i_{C_{\text{osc}}} = 1.5 C_{\text{osc}} f_{\text{osc}} \quad (6)$$

将式(3), (5), (6)都代入式(1), 并化简:

$$f_{\text{osc}} = \frac{\varepsilon^{-0.348}}{R_{\text{osc}} C_{\text{osc}}} + \frac{2.5 - U_{\text{EAsat}}}{1.5 R_{\text{VFO}} C_{\text{osc}}} \quad (7)$$

得到可变频率振荡器近似的电压-频率公式。由于实际的 MC34067 的输出频率 f_{out} 和 f_{osc} 关系为:

$$f_{\text{osc}} = 2f_{\text{out}} \quad (8)$$

出于简化的目的, 在宏模型中采用了振荡器频率 $f_{\text{osc}}' = f_{\text{out}}$ 的设计, 即有:

$$f_{\text{osc}} = 2f_{\text{osc}}' \quad (9)$$

则修改式(7)可得:

$$f_{\text{osc}}' = \frac{\varepsilon^{-0.348}}{2R_{\text{osc}} C_{\text{osc}}} + \frac{2.5 - U_{\text{EAsat}}}{2 \times 1.5 R_{\text{VFO}} C_{\text{osc}}} \quad (10)$$

这就是宏模型中振荡器最后所采用的数学模型。由此可得, 压控电流源 G_2 的参数为:

$$G_2 = \frac{2.5 - U_{\text{EAsat}}}{2R_{\text{VFO}}} \quad (11)$$

即得到电流 $i_{\text{osc}}' = U_{\text{EAsat}} G_2$ 。同时设图 1 中的 $R_{\text{osc}}' = 2R_{\text{osc}}$ 。此外, 还使用了以压控电压源 E_4 和三极管 VQ_{charge} 为核心的充电电路, 以保证每次放电完毕 C_{osc} 上的电压都能够充至 5.1V。这样就实现了可变频率振荡器的所有功能。

(3) **振荡器后级处理** 需要将 U_{osc} 处理成方波。取 4.35V 作为分界点, 采用压控电流源 G_3 , 其参数为:

$$G_3 = k(U_{\text{osc}} - 4.35\text{V}), \quad k \rightarrow +\infty \quad (12)$$

经过箝位, 使 R_3 上的电压为占空比 $D=50\%$ 的矩形波 u_s 。

(4) **输出驱动** 将 u_s 分为两路后反相, 并分别与死区脉冲比较。 u_{dead} 是实现死区时间的具体参考电压, 其值在 3.6~5.1V 之间。再经过放大限幅后形成最终的驱动输出。最后插入一级压控电压源以防止外部阻抗及其它电特性对宏模型内部的影响。

(5) **关断电路(错误检测)** 当 10 端外接高电平时, VQ_{shutdown} 开通, 导致输出 14 端和 12 端电平下降, 关闭输出脉冲。

3 仿真应用实例

为了更好地理解和应用所构建的宏模型, 以该模型为核心, 对图 3 所示的输入为直流 250~400V、输出为 54V、功率为 300W 的 LLC 谐振电路进行了闭环测试仿真。

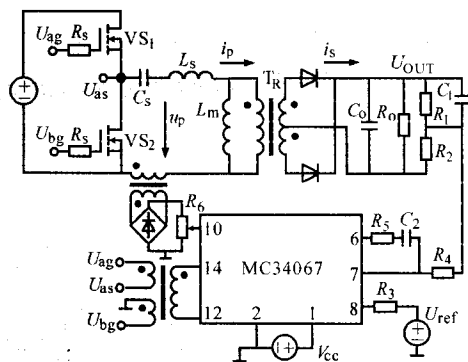


图3 包含 MC34067 子模块的 LLC 谐振变换器电路图

图 4a 是子电路模块 MC34067 输出带死区的驱动波形; 图 4b 是经过 8ms 瞬态仿真后的输出电压波形, 从节省仿真时间的角度考虑, 在输出电容 C_o 上设了初值 25V, 由图 4b 可见, 输出电压稳态误差率在 2% 以内; 图 4c 则表现了主开关管的 ZVS; 图 4d 所示初级电压和电流以及图 4e 所示的初、次级电流也符合 LLC 谐振电路的工作模式^[1,2,5]。

为了验证仿真结果和实际电路的偏差, 对图 3 所示的电路进行了实验。图 5 示出实验结果。可以看出, 在输入同为直流 311V 下, 仿真结果和实验波形之间的误差非常小。

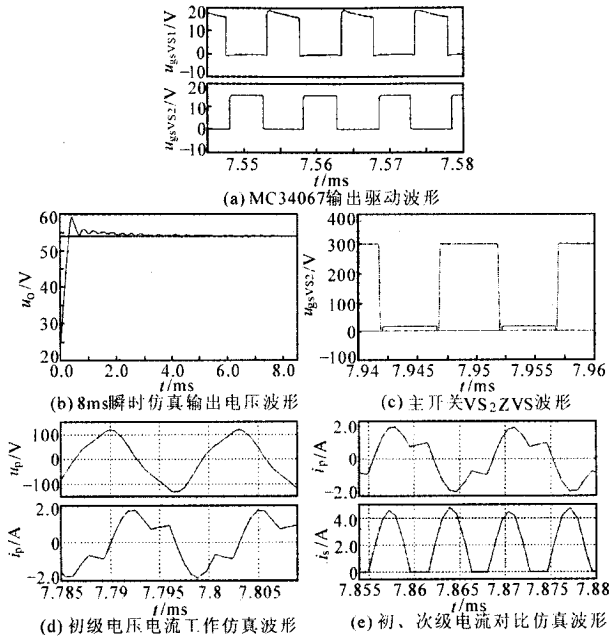


图 4 仿真结果

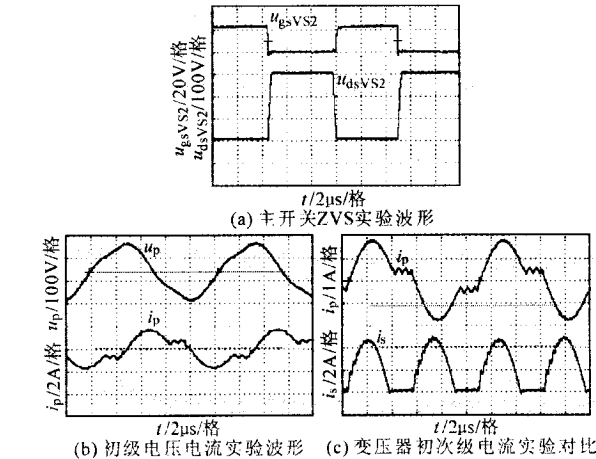


图 5 实验结果

(上接第 106 页)

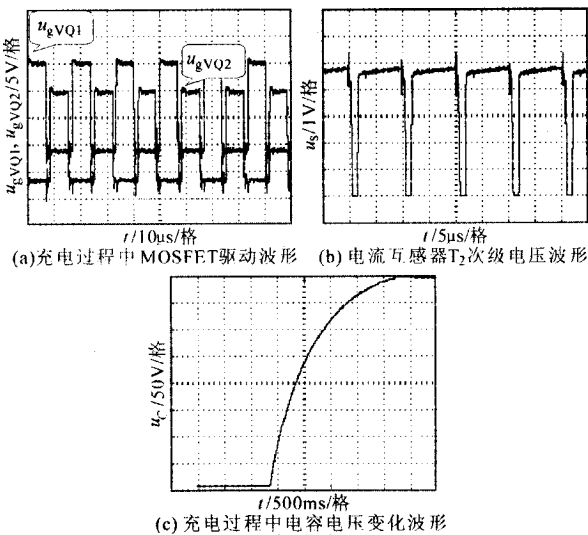


图 3 实验波形

图 3a 为充电过程中 VQ₁, VQ₂ 的驱动电压 u_{gVQ1} ,

表 1 给出不同输入电压情况下性能和效率的仿真结果。

表 1 不同输入电压下的性能

输入电压/V	输出电压/V	输出功率/W	输入功率/W	效率/%
250	53.5	300	316	95
311	53.9	300	313	96
400	54.1	300	309	97

4 结论

根据以上分析,所构建的宏模型总体上是可行的。当需要寻求整个开关电源系统各个部分正常工作的条件时,可以简化分析的规模,节省分析时间。

参考文献

- [1] Bo Yang, Lee F C, Zhang A J, Guisong Huang. LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion [A]. IEEE Seventeenth Annual APEC' 02 [C]. 10~14 March, 2002, 2:1108~1112.
- [2] Yanjun Zhang, Dehong Xu, Min Chen, et al. LLC Resonant Converter for 48V to 0.9V VRM [A]. 2004 IEEE 35th Annual PESC' 04 [C]. 20~25 June 2004, 3: 1848~1854.
- [3] Motorola Analog IC Device Data Book [Z]. 1999.
- [4] J Alvin, Pyung choi. Macromodeling with Spice [M]. Eglewood Cliffs: N J I, Prentice Hall 1992.
- [5] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Zhaoming Qian. Three Level LLC Series Resonant DC/DC Converter [A]. IEEE Nineteenth Annual APEC' 04 [C]. 2004, 3: 1647~1652.
- [6] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学 [M]. 北京: 科学出版社, 1993.

u_{gVQ2} 波形; 图 3b 为电流互感器 T₂ 的次级电压 u_s 波形; 图 3c 为充电过程中电容电压 u_c 的变化曲线。从开始充电到充到 390V 时, 时间约为 2.5s。通过试验验证了该方法的可行性, 电源工作非常可靠。

参考文献

- [1] 廖敏夫, 邹积岩, 段雄鹰. 基于永磁操动机构的光控模块化多断口真空断路器技术 [J]. 高压电器, 2004, 40(1): 40~42.
- [2] 管雄俊. 关于阀控式密封铅酸蓄电池的使用寿命 [J]. 通信电源技术, 1997, 3(9): 25~27.
- [3] Chen W, Hua G, Sable D, et al. Design of High Efficiency, Low Profile, Low Voltage Converter with Integrated Magnetics [A]. IEEE APEC' 97 [C]. 1997: 911~917.
- [4] Unitrode Current Mode PWM Controller. UC3846/7 Application Information [Z]. 1998.

ZVS谐振控制芯片MC34067的建模与应用

作者: 陈威, 顾亦磊, 吕征宇, CHEN Wei, GU Yi-lei, L(U) Zheng-yu
作者单位: 浙江大学, 浙江, 杭州, 310027
刊名: 电力电子技术 ISTIC PKU
英文刊名: POWER ELECTRONICS
年, 卷(期): 2007, 41(1)
引用次数: 0次

参考文献(6条)

1. Bo Yang, Lee F C, Zhang A J, Guisong Huang LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion 2002
2. Yanjun Zhang, Dehong Xu, Min Chen LLC Resonant Converter for 48V to 0.9V VRM 2004
3. Motorola Analog IC Device Data Book 1999
4. J Alvin, Pyung choi Macromodeling with Spice 1992
5. Yilei Gu, Zhengyu Lu, Zhaoming Qian Three Level LLC Series Resonant DC/DC Converter 2004
6. 蔡宣三, 龚绍文 高频功率电子学 1993

相似文献(10条)

1. 期刊论文 朱建华, 罗方林 级联式谐振变换器的电路特性及其非连续导通模式的分析 - 电工电能新技术 2003, 22(3)

本文介绍了一种多元件级联式谐振变换器, 该变换器结合了串联谐振变换器和并联谐振变换器的特点, 并且在运行性能上有所提高. 文章利用经典交流分析法, 推导了电压传输增益, 同时分析了非连续导通模式下的各种开关状态, 得出相应的等效电路, 并且运用数值解法求得谐振电压电流的波形和临界负载电流.

2. 学位论文 赵磊 LLC谐振变换器的研究 2008

谐振变换器相对硬开关PWM变换器, 具有开关频率高、关断损耗小、效率高、重量轻、体积小、EMI噪声小、开关应力小等优点. 而LLC谐振变换器具有原边开关管易实现全负载范围内的ZVS, 次级二极管易实现ZCS谐振电感和变压器易实现磁性元件的集成, 以及输入电压范围宽等优点, 因而得到了广泛的关注.

本文对谐振变换器的基本分类和各种谐振变换器的优缺点进行了比较和总结, 并与传统PWM变换器进行了对比, 总结出LLC谐振变换器的主要优点. 并以400W LLC谐振变换器为目标设计, LLC前级使用APFC电路, 后一级是LLC谐振变换器.

首先, 基于FHA(基波分析法)的方法对LLC谐振变换器进行了稳态电路的分析, 并详细阐述了LLC谐振变换器在各个开关频率范围内的工作原理和工作特性. 随后, 文章详细比较了LLC谐振变换器与传统的谐振变换器和半桥PWM变换器不同之处.

然后, 文章分别采用分段线性法和扩展描述函数法建立了LLC谐振变换器的小信号模型. 由于分段线性法建立的小信号模型仅考虑了LLC谐振变换器工作在满负载的情况下, 为了建立更具一般性的模型, 论文又采用了扩展描述函数法建模, 用以指导控制环路的设计.

接着, 论文对整个系统进行了综合设计. 文章给出了APFC部分的主电路和控制补偿回路的具体设计; 同时, 也做出了LLC谐振变换器主电路的具体设计, 而LLC谐振变换器控制回路的设计, 仍需要更深一步的研究, 并提出一种切实可行的设计方法.

最后, 采用Pspice软件建立了仿真模型. 仿真结果得出LLC谐振变换器能在负载和输入电压变化范围都很大的情况下实现输出电压的稳定调节, 并能实现场效应管和二极管的软开关, 验证了理论分析的正确性; 由于实验条件的限制, 制作的实验电路板处于调试之中, 希望进一步验证理论设计的正确性.

3. 会议论文 林波涛, 林纲 一类新的谐振变换器——恒频工作的周期谐振变换器 1995

4. 学位论文 张俊耀 一种新型软开关LLC谐振DC/DC变换器的分析与设计 2008

自从软开关的概念被提出之后, 软开关技术一直以来都是广大科研机构及专家学者的研究热点. 近年来, 基于软开关技术的变换器拓扑结构不断涌现, 先后有人提出了谐振变换器(resonant converter), 准谐振变换器(quasi-resonant converter)和多谐振变换器(multi-resonant converter)等多种软开关技术. 但由于基于软开关技术的变换器控制策略以及工作特性的复杂性, 导致真正能用于工程实际的并不多. 最近几年来, 对LLC谐振变换器的研究取得了很大的进展并逐步成熟. 由于LLC谐振变换器具备在正常的环境下有更宽的工作范围、更高的效率和更大的功率密度等优点, 在中等功率的变换器设计中明显优于普通串联谐振变换器和并联谐振变换器, 因此一些电源公司已有了LLC谐振变换器产品面世.

本文简单地回顾了当前直流开关变换器软开关技术的发展概况, 分析了传统谐振变换器及LLC谐振变换器的稳态特性及优缺点. 目前国内对LLC谐振变换器的研究多数侧重于稳态分析和仿真, 实际应用并不多. 本文力图从工程应用的角度出发, 分析设计出一种新型基于级联方式的LLC谐振DC/DC变换器. 该变换器在设计中把LLC谐振变换器同PWM控制的Boost变换器相结合, 使LLC谐振变换器在其谐振频率恒频工作, 通过Boost电路的控制IC实现整个变换器的闭环控制. 同常用的双闭环控制变频工作拓扑相比, 该拓扑简化了控制方法, 提高了变换器的整体效率, 减少了EMI, 在工程实际中具有重要的实用意义. 该设计充分利用PWM变换器和LLC谐振变换器的优点而避其缺点, 是该设计的一个突出创新点. 本文详细分析了该变换器的主功率电路、Boost控制电路、LLC驱动电路及闭环控制电路及其设计方法, 重点讨论了主电路功率器件和PCB的设计, 并对自行制作的样机进行了测试实验. 实验结果证明, 该变换器拓扑可以获得较高的效率, 是一种有研究价值和前途的拓扑.

5. 期刊论文 朱建华, 罗方林 多元件功率谐振变换器的小信号模型 - 电工电能新技术 2003, 22(2)

本文介绍了一种基于基频分量近似法的小信号建模方法, 目的是解决谐振变换器的控制模型问题. 文章以一种多元件级联式谐振变换器为例, 运用该方法建立其小信号模型, 并且在简化分析的基础上得出相应的等效电路和频率响应图.

6. 学位论文 胡大勇 软开关谐振变换器的研究 2007

电力电子技术作为节能、节材、自动化、智能化、机电一体化的基础, 正朝着高频化、大容量化、高性能化方向发展; 然而, 高频化、大容量化也带来了电磁干扰(EMI)和谐波污染等问题. 软开关技术的出现解决了这一系列问题. 它通过辅助的谐振电路使开关管开通前电压先降为零, 或关断前电流先降为零, 从而大大降低了功率开关损耗, 减小了噪声污染和电磁干扰. 软开关谐振技术从一出现就得到了飞快的发展, 出现了各种各样的拓扑结构. 准谐振直流环节型逆变器(QRDCLI)和软开关三相PWM逆变器是两种典型的软开关谐振电路.

本文对准谐振直流环节型逆变器(QRDCLI)进行了原理分析, 研究了谐振网络在谐振参数和负载变化情况下的工作情况, 分析了电路参数变化对谐振参数和箝位损耗的影响, 进行了仿真. 在此基础上, 利用串联谐振式电路具有的开关应力小和通态电流小以及电路本身具有下降特性的特点, 设计了一台串联谐振式脉冲电弧焊接电源, 分析了电路模型的建立和参数的配合关系, 详细阐述了电源的工作过程, 达到了提高开关频率和减少开关损耗的目的, 是电弧电源较理想的电路形式.

研究了软开关三相PWM逆变器的电路拓扑和软开关工作机理, 分析了软开关三相PWM逆变器主电路的软开关动作时序和工作模式, 并对每一个动作模式进行了详细的数学分析. 建立了逆变器软开关动作过程的数学模型及控制方法, 并进行了仿真研究. 为三相PWM逆变器主电路功率开关器件实现软开关动作的控制策略提供了理论依据.

在此基础上,对零电流谐振变换器进行详细的分析,采用分段研究的方法,详细分析了谐振变换器各个阶段的工作过程,建立了各个工作阶段的线性模型,最后利用平均法,建立零电流谐振变换器整个系统的线性模型,并用Simulink进行仿真,仿真结果表明这种建模方法切实可行。

7. 期刊论文 [黄华芳. HUANG Hua-fang 一种新颖的不对称半桥式准谐振变换器 - 电力电子技术 2007, 41 \(11\)](#)

提出了一种新颖的不对称半桥式准谐振变换器,利用次级添加电容与变压器漏抗谐振的方法实现零电流开关,并详细讨论了软开关的条件.仿真和实验证明,该变换器具有软开关范围大、效率高的特点,验证了该方案的可行性和有效性。

8. 期刊论文 [许文香. 蔡丽娟. XU Wen-xiang. CAI Li-juan LLC谐振变换器与传统PWM变换器的分析与比较 - 通信电源技术 2007, 24 \(6\)](#)

介绍了半桥LLC谐振变换器和不对称半桥PWM变换器的拓扑和工作原理,并从拓扑结构、控制方式和次级应力上对两者做了详细的分析和对比,最后在仿真的基础上对两者的损耗和效率进行了比较,进一步说明了LLC谐振变换器相对于不对称半桥PWM变换器在高频化、宽输入电压应用上的优势。

9. 学位论文 [李涵 新型LLC自驱动半桥谐振变换器研究 2006](#)

高频、高效、高功率密度是开关电源的发展趋势。谐振变换器凭借其软开关特性和良好的EMI表现,成为开关电源研究领域的热点课题。传统的LC谐振变换器存在很大局限性: ,主要表现在:(1)输入电压范围窄;(2)串联谐振型变换器在轻载时,由于品质因数Q减小,输出电压对频率的敏感性降低,输出电压无法调节;(3)变换器在轻载时工作在高频条件,开关损耗增大,同时出现能量回馈现象,降低了变换器效率。而具有三谐振元件的LLC谐振变换器,通过合理设计参数可以克服上述缺点。本文在三谐振LLC谐振变换器基础上,简化控制电路,提出一种新型的LLC型自驱动半桥谐振变换器拓扑。该拓扑通过结合PWM控制的次级电压调整电路,实现变换器闭环运行。它与传统谐振变换器相比,省略了昂贵的半桥驱动芯片和复杂的变频控制策略,实现了全负载范围内零电压开关,提高了变换器的效率、可靠性及功率密度,降低了成本。

同时,在分布式电源系统中,需要通过直流母线为分布距离较远的负载点传输能量,而48V直流母线电压不适合直接为低压大电流输出负载点变换器(POL)供电。使用中间母线式变换器,能够提供母线电压变压器电气隔离和降压功能,很好的解决了分布式电源系统的供电问题,LLC型自驱动半桥谐振拓扑十分适合这种中间母线式变换器的应用。

本文首先比较了不同LC谐振电路的软开关技术,并分析了自驱动LLC半桥谐振变换器的电路原理,工作模式及输出特性。

其次,采用复频域分析法分析变换器的直流增益,并对输出电压纹波进行了数学分析,为电路参数设计打下了基础。

然后,设计了变换器的电路和主要参数,完成了自驱动电路和启动电路的优化,通过仿真验证其合理性。针对变换器开环工作的缺点,提出PWM闭环控制的次级电压调整电路的方案。

最后,根据分析、设计、仿真结果,制作LLC型自驱动半桥谐振变换器装置,通过采集电路波形,分析验证了变换器零电压开关特性及次级电压调整电路的效果。同时考察了变换器在不同负载下的输出特性、效率及损耗。

10. 会议论文 [邹晓渔 一咱新型不对称脉宽调制DC-DC谐振变换器 1999](#)

该文介绍了一种工作在恒定频率、近零开关损耗的新型不对称脉宽调制DC-DC谐振变换器,对其进行了频域分析,讨论了变换器的性能特性,并通过一个40W、工作频率1MHz的APWMDC-DC谐振变换器实验电路进行了验证。

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_dldzjs200701043.aspx

下载时间: 2010年5月25日