

华中科技大学

硕士学位论文

LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的研究

姓名：宫力

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：李晓帆

20060428

摘 要

高频化、高功率密度和高效率，是 DC/DC 变换器的发展趋势。传统的硬开关变换器限制了开关频率和功率密度的提高。移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器可以实现主开关管的 ZVS，但滞后桥臂实现 ZVS 的负载范围较小；整流二极管存在反向恢复问题，不利于效率的提高；输入电压较高时，变换器效率较低，不适合输入电压高和有掉电维持时间限制的高性能开关电源。LLC 串联谐振 DC/DC 变换器是直流变换器研究领域的热点，可以较好的解决移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器存在的缺点。但该变换器工作过程较为复杂，难于设计和控制，目前尚处于研究阶段。本文以 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器作为研究内容。以下是本文的主要研究工作：

对 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的工作原理进行了详细研究，利用基频分量近似法建立了变换器的数学模型，确定了主开关管实现 ZVS 的条件，推导了边界负载条件和边界频率，确定了变换器的稳态工作区域，推导了输入，输出电压和开关频率以及负载的关系。仿真结果证明了理论分析的正确性。

采用扩展描述函数法建立了变换器在开关频率变化时的小信号模型，在小信号模型的基础上分析了系统的稳定性，根据动态性能的要求设计了控制器。仿真结果证明了理论分析的正确性。

讨论了一台 500w 实验样机的主电路和控制电路设计问题，给出了设计步骤，可以给实际装置的设计提供参考。最后给出了实验波形和实验数据。实验结果验证了理论分析的正确性。

关键词： 直流—直流变换器 软开关 串联谐振 小信号模型

Abstract

In DC/DC converter applications, high frequency, high power density and high efficiency is the development trend. Traditional hard-switched converters restrict the development of DC/DC converter. Phase-shift Full Bridge PWM ZVS DC/DC converter has been widely used owing to its ZVS condition of main switches. But it still has some disadvantages, for example: lagging-arm switches is hard to achieve ZVS in light load conditions; rectifier diode have unavoidable recovery problems and they not only cause great secondary loss, but also increase the voltage stress of the rectifier diodes; converter can achieve high efficiency in low input DC voltage conditions but low efficiency in high input DC voltage conditions, this kind of efficiency characteristic restricts its applications on high input DC voltage occasions and high-quality converters which have hold-up time requirements. Fortunately, as one focus in DC/DC converters research fields nowadays, LLC series resonant Full Bridge DC/DC converter can solve these problems successfully. But owing to its complexity caused by multi-resonant process, it's hard to analyze, design and control. So LLC series resonant Full Bridge DC/DC converter has biggish research value.

In this paper, LLC series resonant Full Bridge DC/DC converter is analyzed in detail. Based on the fundamental element simplification method, the mathematics model of the converter is obtained, the conditions to achieve ZVS are given. Steady working region of LLC series resonant Full Bridge DC/DC is confirmed, the relations between input and output voltage depending on switching frequency and load conditions are given. Simulation results prove the correctness of the theory.

In order to design controller, small-signal model of the converter must be given. In this paper, the small-signal model of LLC series resonant Full Bridge DC/DC converters is deduced using Extended Describing Function Method. Also, stability of the converter is analysed and controller is designed to meet the requirements of dynamic process. Simulation results prove the correctness of theory.

Based on theory analysis, a 500w prototype circuit is designed, and the design steps is given. The experimental results prove the efficiency of the converter.

Keywords: DC/DC converter Soft-switching Series-resonant Small-signal model

独创性声明

本人声明所提交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除文中已经标明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到，本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权华中科技大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本论文属于 保密，在_____年解密后适用本授权书。
 不保密。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名：

日期： 年 月 日

指导教师签名：

日期： 年 月 日

1 绪论

1.1 电力电子技术的概况

电力电子技术是电工技术的分支之一,应用电力电子器件和以计算机为代表的控制技术对电能特别是大的电功率进行处理和变换是电力电子技术的主要内容^{[1][2]}。

在现代工业、交通、国防、生活等领域中,除变比固定的交流变压器以外,大量需要其他各种类型的电力变换装置和变换系统,将一种频率、电压、波形的电能变换为另一种频率、电压、波形的电能,使用电设备处于各自理想的最佳工作情况,或满足用电负载的特殊工作情况要求,以获得最大的技术经济效益。经过变换处理后再供用户使用的电能占全国总发电量的百分比值的高低,已成为衡量一个国家技术进步的主要标志之一。2000年末,美国发电站生产的40%以上的电能都是经变换或处理后再提供负载使用,预计到21世纪二、三十年代,美国发电站生产的全部电能都将经变换或处理后再供负载使用。

当今世界环境保护问题日益严重,广泛采用电力电子技术后,可以节省大量的电力,这就可以节约大量资源和一次能源,从而改善人类的生活环境。此外,如果在电力系统的适当位置设置电力变换器或电力补偿器,能显著改善电力系统的运行特性。因此电力电子技术具有巨大的技术,经济意义^[1]。

1.1.1 电力电子变换的基本原理

用电设备将电能转变为光能、热能、化学能和机械能。光、热、化学反应和机械能的调节和控制,可以通过改变通用设备电源电压的大小或频率方便地实现。电源可分为两类:一是直流电源;二是交流电源。电力变换包括电压电流的大小、波形及频率的变换。因此电力变换可划分为五类基本变换,相应地有五种电力变换电路或电力变换器^{[1][2]}。

(1) 整流: 实现AC/DC 变换

AC/DC 变换是将交流变换为直流,其功率流向可以是双向的。功率由电源流向负载的称为整流;功率由负载返回电源的称为有源逆变。AC/DC 变换按电路的接线方式,可分为半波电路、全波电路;按电源相数,可分为单相、三相、多相;按电路工作象

限，又可分为一象限、二象限、三象限和四象限。

(2) 逆变：实现DC/AC 变换

逆变就是实现直流到交流的功率变换。如不间断电源UPS，系统平时利用充电式电池储存电能，一旦交流电源中断，便可以把储存在电池中的直流电转换成交流电来维持正常供电。

(3) 变频：实现AC/AC (AC/DC/AC) 变换

变频器电源主电路均采用交流-直流-交流方案，工频电源通过整流器变成固定的直流电压，然后由大功率晶体管或IGBT组成的PWM高频变换器，将直流电压逆变成电压、频率可变的交流输出电源，输出波形近似于正弦波，用于驱动交流异步电动机实现无级调速。

(4) 斩波：实现DC/DC (AC/DC/DC) 变换

DC/DC 变换是将固定的直流电压变换成可变的直流电压。当今软开关技术使直流变换器发生了质的飞跃。日本NemicLambda 公司最新推出的一种采用软开关技术的高频开关电源模块RM系列，其开关频率为200~300kHz，功率密度已达到27w/cm³。采用同步整流器MOSFET，代替肖特基二极管使整个电路效率提高到90%以上。

(5) 静止式固态断路器：实现无触点的开关、断路器的功能，控制电能的通断。

1.2 开关电源和 DC/DC 变换器的发展趋势

从技术上看，几十年来推动电力电子技术水平不断提高的主要标志是^{[3][4][5][6][7]}：

(1) 高频化

新型高频功率半导体器件如功率 MOSFET 和 IGBT 的开发，使实现开关电源高频化有了可能。从而使中小型开关电源工作频率可达到 400kHz (AC/DC) 和 1MHz (DC/DC) 的水平。超快恢复功率二极管、MOSFET 同步整流技术的开发也为高效、低电压输出 (3V 以下) 开关电源的研制有了可能。现正探索研制耐高温的高性能碳化硅功率半导体器件。

(2) 软开关

软开关技术使高效率、高频开关变换器的实现有了可能。传统 PWM 开关电源按硬开关模式工作，开关损耗大。开关电源高频化可以缩小体积重量，但开关损耗却更大。为此必须研究开关电压/ 电流波形不交叠的技术，即所谓零电压/ 零电流开关技术，或称软开关技术。小功率软开关电源效率可提高到 80-85% 。70 年代谐振开关电

源奠定了软开关技术的基础。以后新的软开关技术不断涌现，如准谐振；移相全桥 ZVS—PWM；恒频 ZVS—PWM/ ZCS—PWM；ZVS—PWM 有源箝位；ZVT—PWM/ ZCT—PWM；全桥移相 ZVS—ZCS—PWM 等。

(3) 功率因数校正技术(PFC)

目前 PFC 技术主要分为有源 PFC 技术和无源 PFC 技术两大类，采用 PFC 技术可以提高 AC-DC 变换器输入端功率因数，减少对电网的谐波污染。有源功率因数校正技术 APFC 的开发，提高了 AC/DC 开关电源功率因数。由于输入端有整流—电容元件，AC/DC 开关电源及一大类整流电源供电的电子设备(如逆变器，UPS)等的电网侧功率因数仅为 0.65，80 年代用 APFC 技术后可提高到 0.95~0.99，既治理了电网的谐波污染，又提高了开关电源的整体效率。单相 APFC 是 DC/DC 开关变换器拓扑和功率因数控制技术的具体应用，而三相 APFC 则是三相 PWM 整流开关拓扑和控制技术的结合。

(4) 磁性元件，新型磁材料和新型变压器的开发。如集成磁路，平面型磁心，超薄型变压器；以及新型变压器如压电式，无磁芯印制电路变压器等，使开关电源的尺寸重量都可减少许多。

(5) 电磁兼容(EMC)

在电力电子装置中，主功率开关管在很高的电压下，以高频开关方式工作，开关电压及开关电流均为方波，从频谱分析可知，方波信号含有丰富的高次谐波。同时，由于电源变压器的漏电感及分布电容，以及主功率开关器件的工作状态非理想，在高频开或关时，常常产生高频高压的尖峰谐波振荡，该谐波振荡产生的高次谐波，通过开关管与散热器间的分布电容传入内部电路或通过散热器及变压器向空间辐射。用于整流及续流的开关二极管，也是产生高频干扰的一个重要原因。整流及续流二极管工作在高频开关状态，由于二极管的引线寄生电感、结电容的存在以及反向恢复电流的影响，使之工作在很高的电压及电流变化率下，且产生高频振荡。因为整流及续流二极管一般离电源输出线较近，其产生的高频干扰最容易通过直流输出线传出。这些都是产生电磁干扰的来源。新电容器和 EMI 滤波器技术的进步，使电力电子装置小型化，并提高了 EMC 的性能。

(6) 模块化技术。

采用模块化技术可以满足分布式电源系统的需要，提高系统的可靠性。

(7) 低压大电流直流电源。

随着半导体制造技术的不断发展，微处理器和便携式电子设备的工作电压越来越

低,这就要求未来的 DC/DC 变换器能够提供低输出电压以适应微处理器和便携式电子设备的供电要求。

(8) 数字化

在传统功率电子技术中,控制部分是按模拟信号来设计和工作的。在六、七十年代,电力电子技术完全是建立在模拟电路基础上的。但是,现在数字信号、数字电路显得越来越重要,数字信号处理技术日趋完善成熟,显示出越来越多的优点:便于计算机处理控制、避免模拟信号的畸变失真、减小杂散信号的干扰(提高抗干扰能力)、便于软件包调试和遥感遥测遥调,也便于自诊断、容错技术的植入。

1.3 软开关技术

传统硬开关有以下缺点^[3]: (1)在一定条件下,开关管在每个开关周期中的开关损耗是恒定的。变换器总的开关损耗与开关频率成正比,开关频率越高,总的开关损耗越大,变换器效率越低。开关损耗的存在限制了开关频率的提高,从而限制了变换器的小型化轻量化;(2)开关管工作在硬开关时会产生高 di/dt 和 dv/dt 从而产生大的电磁干扰(EMI)。如果不改善开关管的开关条件,其开关轨迹可能会超出安全工作区,导致开关管的损坏。为了减小变换器的体积和重量,必须实现高频化,要提高开关频率,同时提高变换器的效率,就必须减小开关损耗,减小开关损耗的途径就是实现开关管的软开关,因此软开关技术应运而生。

1.3.1 DC/AC 逆变器中的软开关技术

在DC/AC逆变器,尤其是多相逆变器中,软开关技术的应用有很大困难^[6]。通常逆变器中存在着多个开关,若每个开关都采用类似 DC/DC 变换器中的软开关工作方式,则构成软开关的谐振单元相互影响,使电路难以正常工作。1986年美国威斯康星大学的D. M. Divan 提出了谐振直流环逆变器RDCLI和谐振极逆变器(RPI)才较好地解决了这个问题,并立刻引起了广泛地重视。随后提出了许多改进电路和拓扑结构。直流谐振环节逆变器是在原先的PWM电压型逆变器与直流电源之间加入一个辅助谐振电路,令直流谐振环节产生谐振且使逆变桥直流母线上的电压周期回零,为逆变器中的开关创造零压开关的条件。谐振直流环节的最大进步在于用高频脉冲序列为逆变器供电,代替原来的恒压供电方式。谐振极逆变器是把辅助谐振回路移到桥臂的上下开关

联接点，利用谐振为逆变器创造零压开关的条件。

1.3.2 DC/DC 直流变换器的软开关技术

变换器的软开关技术实际上是利用电感和电容来改善开关器件的开关轨迹,减小开关损耗。最早的方法是采用RLC缓冲电路来实现。从能量的角度来看,它是将开关损耗转移到缓冲电路中消耗掉,这种方法对变换器的变换效率没有提高甚至会使效率有所降低。目前所研究的软开关技术不再采用有损缓冲电路,而是真正减小开关损耗不是开关损耗的转移。直流电源的软开关技术一般可分为以下几类^{[1][3][6]}:

(1) 全谐振型变换器

一般称为谐振变换器Resonant converters, 该类变换器实际上是负载谐振型变换器,按谐振元件的谐振方式分为串联谐振变换器和并联谐振变换器两类。按负载与谐振电路的连接关系,谐振变换器可分为两类:串联负载谐振变换器和并联负载谐振变换器。在全谐振变换器中谐振元件一直谐振工作参与能量变换的全过程,该变换器与负载关系很大,一般采用频率调制方法。

(2) 准谐振变换器QRCs 和多谐振变换器MRCs

这是软开关技术的一次飞跃。这类变换器的特点是,谐振元件参与能量的某一个阶段,不是参与全过程。准谐振变换器分为零电流开关准谐振变换器和零电压开关准谐振变换器。多谐振变换器一般实现开关管的零电压开关,这类变换器通常需要采用调频控制的方法。

(3) 零开关PWM变换器Zero switching PWM converters

它可分为零电压开关PWM变换器和零电流开关PWM变换器。该类变换器是在QRCs的基础上加入一个辅助开关管,来控制谐振元件的谐振过程,实现恒定频率控制即实现PWM控制。这与QRCs不同的是谐振元件的谐振工作时间与开关周期相比很短,一般为开关周期的1/10, 1/5。

(4) 零转换PWM 变换器Zero transition converters

它可分为零电压转换PWM变换器和零电流转换PWM变换器. 这类变换器是软开关技术的又一个飞跃。它的特点是变换器工作在PWM方式下, 辅助谐振电路只是在主开关管开关时工作一段时间,实现开关管的软开关在其他时间则停止工作。这样辅助谐振电路的损耗很小。

在直流电源的软开关技术中还有无源无损软开关技术。软开关技术的采用,提高

了变换器的工作频率，降低了开关损耗，减小了功率元件的电压电流应力，但其中仍有许多问题有待解决，如进一步扩大功率使用范围，完善控制技术，提高工作可靠性等。但软开关技术的应用已经给功率变换器的发展带来了深刻的变革，软开关技术的进一步完善和实用化，必将为实现高品质的功率变换系统提供有力的技术保障。

1.4 本文研究的主要内容

软开关技术是当前电力电子技术研究的热点之一。在分析对比移相全桥直流变换器和LLC串联谐振全桥DC/DC变换器特点的基础上，本文对LLC串联谐振全桥直流变换器的工作原理做了详细分析研究，设计了实验样机，实验结果验证了理论分析的正确性。本文的主要内容如下：

1). LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的稳态工作原理分析

在分析移相全桥PWM ZVS DC/DC变换器缺点和分析对比MOSFET和IGBT各自特点的基础上，确定了LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的稳态工作区，建立了变换器的数学模型，详细分析研究了LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的特点和电路的工作过程。

2). LLC串联谐振全桥DC/DC变换器小信号模型的建立和动态特性研究

本文首先对DC/DC变换器的小信号建模方法进行了归纳。然后利用扩展描述函数的方法，详细研究了LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的小信号建模。在此基础上，分析了变换器的稳定性，研究了控制器的设计。仿真结果验证了理论分析的正确性。

3). 主电路和控制电路的设计

在理论分析的基础上，本文对一台LLC串联谐振全桥DC/DC变换器实验样机的主电路和控制电路设计过程进行了详细研究。设计中采用了集成磁设计方法。设计步骤和结论可以为实际装置的设计提供参考。

4). 实验结果和全文总结

为了验证理论分析的正确性，本文给出实验的波形和实验数据并对实验结果进行了详细分析，得出了实验结论。全文的最后，对全文的研究工作做了总结，并对该电路优缺点进行了分析和总结。

2 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的基本原理

近年来，移相全桥 ZVS PWM 变换器作为一种优秀的变换器拓扑结构，能够实现主开关管的零电压开通，成为电力电子技术领域的研究热点之一。但是该变换器也有一些缺点，不适合对电源性能有特殊要求的场合，如有输入掉电维持时间^[8] (Hold-up time) 要求的通信用二次电源。而 LLC 串联谐振变换器能够有效地克服移相全 PWM ZVS 变换器的缺点。由于这种谐振变换器工作在高频条件下，主开关管使用 MOSFET，本文首先分析了 MOSFET 的特点，为 LLC 串联谐振全桥变换器工作区域的选择提供了依据，然后从分析比较以上两种电路特点的角度，详细分析了 LLC 串联谐振全桥变换器的基本原理和工作过程，确定了其稳态工作区。

2.1 移相全桥 PWM ZVS 变换器的基本拓扑结构和工作过程

2.1.1 移相全桥 PWM ZVS 变换器的基本原理

移相全桥 PWM ZVS 变换器的基本拓扑结构如图 2.1 所示。其电路结构与普通双极性 PWM 变换器类似， T_1 和 T_2 组成超前桥臂， T_3 和 T_4 组成滞后桥臂。 $C_1 \sim C_4$ 分别是 $T_1 \sim T_4$ 的谐振电容，包括寄生电容和外接电容。 L_r 是谐振电感，包括变压器的漏感。 T_1 和 T_2 分别超前 T_4 和 T_3 一个相位，即移相角，通过调节移相角的大小，调节输出电压。 D_5 、 D_6 是整流二极管， L_f 、 C_f 构成二阶滤波器 (L_f 足够大， I_f 近似恒定)^{[1][3][9]}。

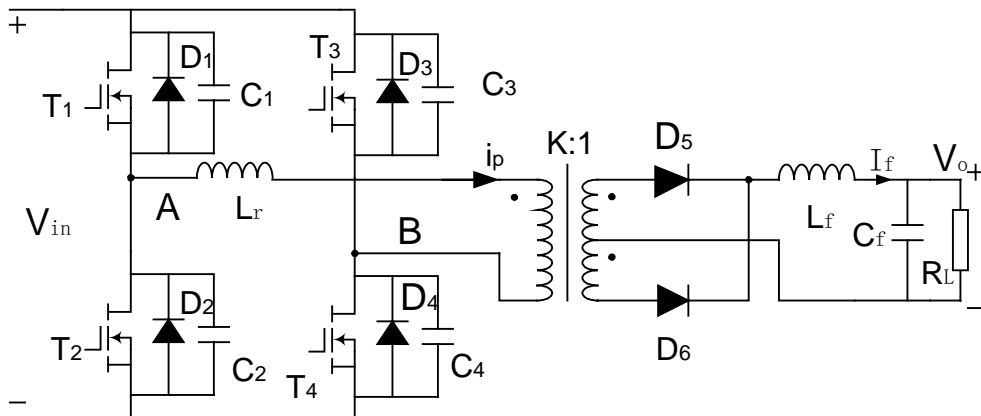


图 2.1 移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器基本电路

移相全桥 PWM ZVS 变换器的主要工作波形如图 2.2 所示。半个开关周期内电路工作过程分为六个阶段，图中 t_s 为移相角、 t_d 为死区， i_p 为变压器原边电流。

阶段 1 [t_0-t_1]:

在 t_0 时刻关断 T_1 , 电流 i_p 从 T_1 转移到 C_1 和 C_2 支路中, 给 C_1 充电, 同时 C_2 被放电。在此期间, 谐振电感 L_r 和滤波电感 L_f 是串联的, 而且 L_f 很大, 可以认为 i_p 近似不变, 类似于一个恒流源。电容 C_1 的电压从零开始线性上升, 电容 C_2 的电压从 V_{in} 开始线性下降, 在 t_1 时刻, C_2 的电压下降到零, T_2 的反并二极管 D_2 自然导通, 将 T_2 的电压箝在零电位。

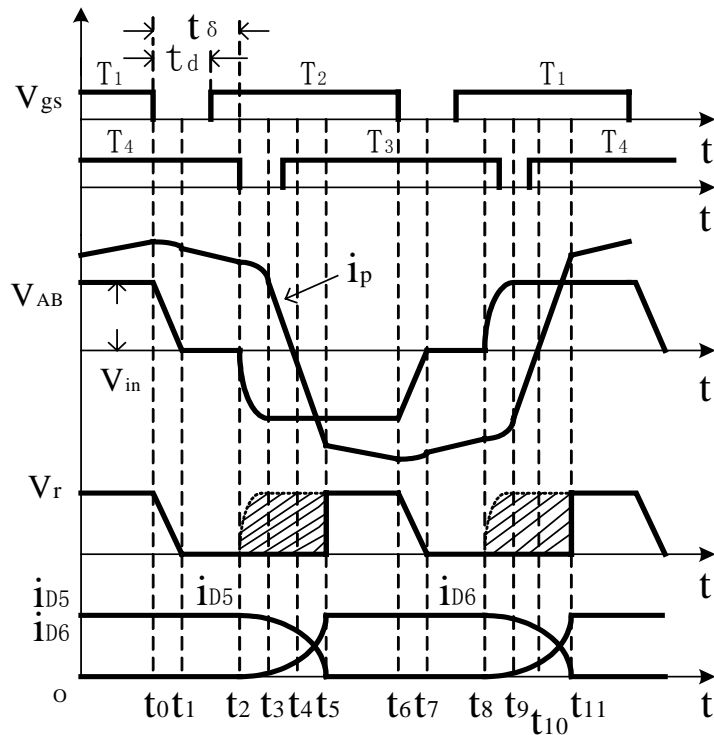


图 2.2 移相全桥变换器主要工作波形

阶段 2 [t_1-t_2]:

t_1 时刻 T_2 的电压已被箝在零电位, T_4 导通。 $V_{AB}=0$, 此后 i_p 将经 T_4 , D_2 和 L_r 续流, i_p 减小, 其感应电压使变压器副方二极管 D_5 导通, 续流 I_f 。在此续流阶段, D_2 导通, 只要满足 $t_{01}=t_1-t_0 < t_d$, 就可保证 T_2 是零电压开通, 无开通损耗。虽然 T_2 被开通, 但 T_2 并没有电流流过, 原边电流由 D_2 流通。

阶段 3 [t_2-t_3]:

在 t_2 时刻, 关断 T_4 , 原边电流 i_p 转移到 C_3 和 C_4 中, 一方面抽走 C_3 上的电荷, V_{c3} 从 V_{in} 下降; 另一方面同时又给 C_4 充电, V_{c4} 从零逐渐上升, T_4 软关断。此阶段内, 变压器副边二极管 D_6 导通。由于滤波电感电流 I_f 近似为恒流, 此时变压器副边整流二

极管 D_5 、 D_6 之间进行换流，由于 D_5 、 D_6 同时导通，变压器副边被短路。

阶段 4 [t_3-t_4]：

t_3 时刻， C_4 电压充至 V_{in} ， C_3 电压放为零，二极管 D_3 自然导通 $V_{c3}=0$ 。只要 $t_{23}=t_3-t_2 < t_4$ 就可保证 T_3 是零电压开通，无开通损耗。虽然 T_3 被开通，但 T_3 并没有电流流过，原边电流由 D_3 流通。

阶段 5 [t_4-t_5]：

t_4 时刻 i_p 过零反向增加，由于 I_{D6} 仍然不足以提供 I_r ，故 D_5 、 D_6 仍然同时导通，副边电压为零。

阶段 6 [t_5-t_6]：

t_5 时刻，变压器原边电流 i_p 增加至 I_r/K (K 为变压器变比)， D_5 、 D_6 换流过程结束， I_r 由二极管 D_6 单独提供。 t_6 时刻 T_2 关断。后半周期与前半周期工作情况类似。

2.1.2 移相全桥 ZVS PWM 变换器存在的缺点

1). 轻载时难于实现 ZVS

超前桥臂和滞后桥臂开关管实现 ZVS 的条件不同。两个桥臂上的开关管实现 ZVS 都需要相应的并联谐振电容能量释放为零，二极管自然导通。对于超前桥臂， T_2 开通前的 t_{01} 期间，放电电流 i_p 较大且恒定不变 ($i_p=I_r$)；另一方面由于变压器原副方有能量传递，原方等效电路中电感 $L=L_r+K^2L_f$ 很大，故用于实现超前桥臂开关管 ZVS 的能量很大。而滞后桥臂 T_3 开通前的 t_{23} 期间，一方面 i_p 逐渐变小 ($i_p < I_r/K$)；另一方面，由于二极管 D_5 、 D_6 同时导通，变压器副方被短路，原副方没有能量传递，等效电感大小仅为 L_r ，故用于实现滞后桥臂开关管 ZVS 的电感能量较小，滞后桥臂较难于实现 ZVS^{[1][3]}。滞后桥臂实现 ZVS 的条件是：

$$\frac{1}{2}L_r I_2^2 \geq C_4 V_{in}^2 \quad (2-1)$$

其中 I_2 为 t_2 时刻原边电流值。当轻载时电流 I_2 较小，故滞后桥臂难于实现 ZVS。

2). 副边整流二极管存在反向恢复问题

反向恢复现象是二极管使用时必须注意的问题^[1]。移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器由于占空比丢失的原因，谐振电感 L_r 不可能较大，因此为使输出电压交流分量较小，副边滤波电路必须有一定滤波电感 L_f 的存在。这样原边电压 V_{AB} 反向时，整流二极管 D_5 (D_6) 电流不能立即降为零，必然存在 D_5 、 D_6 同时导通续流的过程 ($t_2 \sim t_5$ 、 $t_8 \sim$

t_{11})。此时 D_5 、 D_6 存在反向恢复问题，整流电压 V_r 出现振荡，二极管反向电压出现尖峰。这种由整流二极管反向恢复问题而引起的损耗严重限制了直流电源效率的提高。整流二极管反向恢复问题如图 2.3 所示。

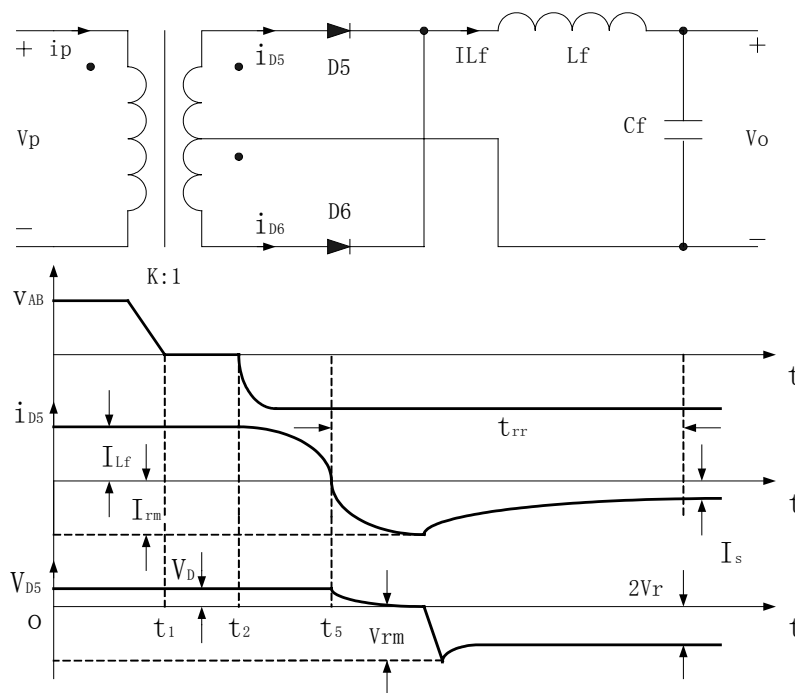


图 2.3 移相全桥变换器整流二极管的反向恢复问题

3). 输入电压和变换器转换效率的矛盾

在输入电压保证能输出满载电压的前提下，当输入电压 V_{in} 较低时，占空比大，原边环流能量较小，变换器效率较高；当输入电压 V_{in} 较高时，占空比小，原边环流能量较大，变换器效率较低^[3]。为取得较高的效率，移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器通常设计在输入电压较低，占空比较大时工作。出现输入电压掉电时，负载能量只能由直流母线电容提供，短时间内输入电压很快降低。这时要维持输出电压恒定，要求占空比更大，电路失去超调能力，使输出电压很快降低。因此输入电压和变换效率的这种关系，对于有掉电维持时间限制的开关电源是不适合的。

2.2 MOSFET 和 IGBT 性能比较

为适应电力电子装置高频化的要求，电压驱动型开关器件 IGBT、MOSFET 被广泛应用。这两种器件都是多子器件，无电荷存储效应，开关速度快，工作频率高，输入阻抗高，驱动功率小。MOSFET 较 IGBT 的开关速度更快，更适合高频工作场合。谐振

型开关电源一般都采用 MOSFET。本节分析对比了 IGBT 和 MOSFET 的开关损耗产生机理，为 LLC 谐振变换器工作区域的确定提供了依据。

MOSFET 和 IGBT 的等效电路如图 2.4 所示，两者结构上的主要差异是 IGBT 比 MOSFET 增加了一个漏注入区 P⁺层，它直接通向集电极^{[10][11]}。这种结构差异决定了 MOSFET 和 IGBT 的特性有所不同。MOSFET 和 IGBT 等效电容可以表示为式 (2-2)。在开关过程中，等效电容大小随时间变化。器件的输出电容主要是由密勒效应引起的密勒电容，而密勒效应的强弱与反馈电容 C_{rss} 的大小和器件的放大倍数有关，在放大倍数一定的条件下，C_{rss} 越大，密勒效应越强烈，输出电容也越大。

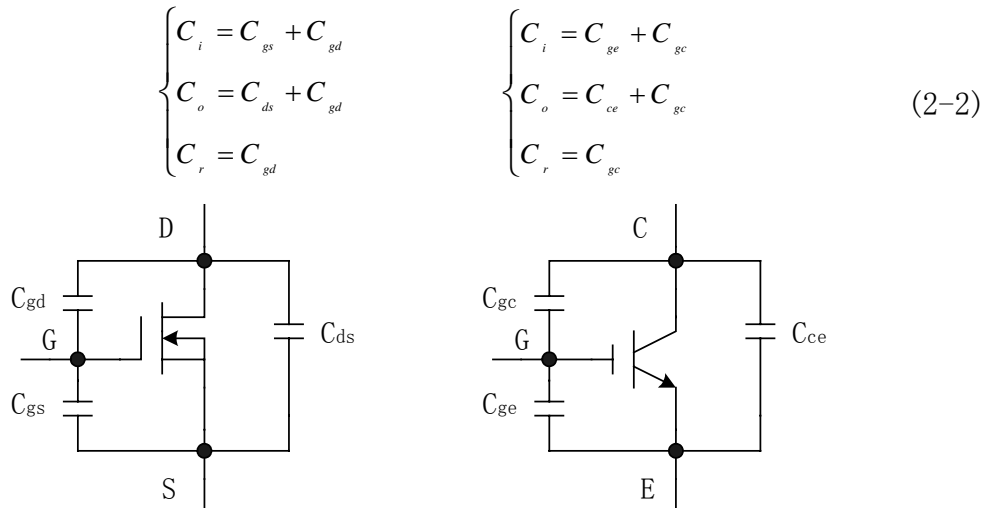


图 2.4 MOSFET 和 IGBT 等效电路

MOSFET 的反馈电容 C_{rss} 仅由与 MOSFET 结构有关的 MOS 电容 C_{gd} 决定，而 IGBT 在 MOSFET 结构的基础上增加了 P⁺层，P⁺层和 N⁻层之间会形成 PN 结电容 C_{PN} (由势垒电容 C_B 和扩散电容 C_D 组成)，IGBT 的反馈电容相当于 C_{gc} 与 C_{PN} 串联后的电容，故其反馈电容 C_{rss} 较 MOSFET 的小的多。IXYS 公司的 MOSFET 和 IGBT 等效电容^[10] 比较如表 2.1 (测试条件均为 V_{ds}=V_{ce}=25V, V_{gs}=V_{ge}=0V, 开关频率 f_s=1MHz):

表 2.1 MOSFET 和 IGBT 等效电容对比

类别	型号	V _{dss} (V _{ces})	C _{iss} (PF)	C _{oss} (PF)	C _{rss} (PF)
MOSFET	IXFN44N60	600V	8900	1000	330
IGBT	IXDP20N60B	600V	800	85	50

比较结果显示，对于同样电压等级的器件，MOSFET 的输出电容是 IGBT 的 10 多倍。对 IGBT 来说，流经 N⁻漂移区的电子在进入 P⁺区时，会导致正电荷载流子(空穴)

由 P⁺区注入 N 区。这些被注入的空穴既从漂移区流向发射极端的 P 区，也经由 MOS 沟道及 N 井区横向流入发射极。因此在 N 漂移区内，构成主电流(集电极电流)的载流子出现过盈现象。与 MOSFET 不同，IGBT 的 N⁻区并没有外引电极，因此器件关断过程中不能采用抽流的方法来降低 N⁻区的过剩载流子，这些空穴只能依靠自然复合，集电极电流 i_c 存在一个拖尾电流^[11]。通过以上分析，可以得出结论：MOSFET 的输出电容较大，IGBT 存在拖尾电流现象。

硬开关的条件下 MOSFET 和 IGBT 开关损耗分析：

1). 开通损耗方面：由于 MOSFET 的输出电容大，器件处于断态时，输入电压加在输出电容上，输出电容储存较大能量。在相继开通时这些能量全部消耗在器件内，开通损耗大。器件的开通损耗和输出电容成正比，和频率成正比和输入电压的平方成正比^[12]。而 IGBT 的输出电容比 MOSFET 小得多，断态时电容上储存的能量较小，故开通损耗较小。

2). 关断损耗方面：MOSFET 属单极型器件，可以通过在施加栅极反偏电压的方法，迅速抽走输入电容上的电荷，加速关断，使 MOSFET 关断时电流会迅速下降至零，不存在拖尾电流，故关断损耗小^[10]；而 IGBT 由于拖尾电流不可避免，且持续时间长(可达数微秒)，故关断损耗大。

综合以上分析，硬开关条件下 MOSFET 的开关损耗主要是由开通损耗引起，而 IGBT 则主要是由关断损耗引起。因此使用 MOSFET 作为主开关器件的电路，应该工作于 ZVS 条件下，这样在器件开通前，漏极和源极之间的电压先降为零，输出电容上储存能量很小，可以大大降低 MOSFET 的开通损耗；而使用 IGBT 作为主开关器件的电路，应该工作于 ZCS 条件下，这样在器件关断前，流过器件的电流先降为零，可以大大降低因拖尾电流造成的关断损耗。

2.3 LLC 串联谐振变换器工作原理分析和工作区域划分

LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器主电路如图 2.5。MOS 管 T₁-T₄ 构成全桥逆变电路，T₁、T₄ 采用同一驱动信号，T₂、T₃ 采用同一驱动信号，占空比均为 50%。T₁(T₄) 和 T₂(T₃) 驱动信号之间存在一定死区。D₁-D₄ 为 MOS 管的寄生二极管，电感 L_r、L_m 和 C_r 组成串联谐振网络，D₅-D₆ 构成全波整流电路，C_f 为滤波电容^{[13][14][15]}。对比图 2.1 可知，LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器与移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器的主要区别有三点：

1). 在谐振网络中增加了一个谐振电容 C_r，由于 C_r 串联在变压器的原边，实际

上也起到隔直作用，使变压器不容易饱和。

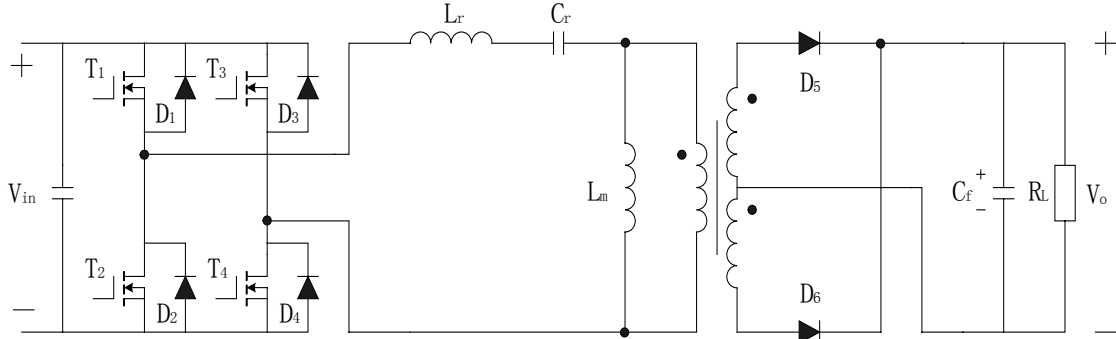


图 2.5 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器主电路图

2). 变压器 T 原边增加了电感 L_m ，这是 LLC 串联谐振变换器与传统串联谐振变换器的主要区别。

3). 副方滤波网络没有滤波电感 L_f 。由于变压器原方电感 L_m 较大，可以起到滤波作用，故可以省略 L_f ，以减小变换器体积和重量。

2.3.1 LLC 串联谐振变换器的等效电路和数学模型建立

LLC 串联谐振网络等效电路和输入电压波形如图 2.6 所示 (T_s 为开关周期, ω_s 为开关角频率, ω_0 为谐振角频率)。

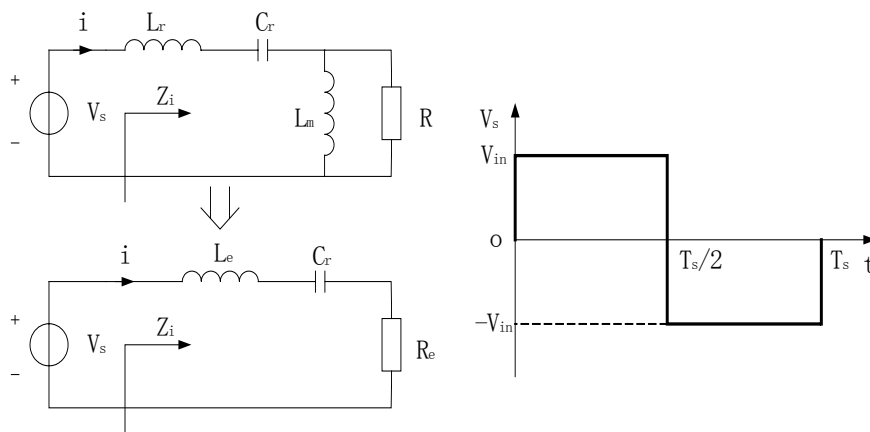


图 2.6 LLC 串联谐振网络等效电路

其中 L_e 、 R_e 为等效谐振电感和负载电阻：

$$L_e = L_r + \frac{R^2 \omega_s L_m}{R^2 + \omega_s^2 L_m^2} \quad (2-3)$$

$$R_e = \frac{R \omega_s^2 L_m^2}{R^2 + \omega_s^2 L_m^2} \quad (2-4)$$

输入电压的傅立叶展开式为：

$$V_s(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega_s t) \quad (2-5)$$

n 次谐波输入阻抗可以表示为：

$$Z_{in}(jn\omega_s) = R_e + j(n\omega_s L_e - \frac{1}{n\omega_s C_r}) \quad (2-6)$$

$$|Z_{in}(jn\omega_s)| = R_e \sqrt{1 + \frac{n^2 Q^2 \omega_s^2}{\omega_0^2} (1 - \frac{\omega_0^2}{n^2 \omega_s^2})^2} \quad (2-7)$$

其中：

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_e C_r}} \quad (2-8)$$

$$Q = \frac{Z_r}{R_e} = \frac{\omega_0 L_e}{R_e} \quad (2-9)$$

n 次谐波电流大小和与基波电流大小之比 $|i_n|/|i_1|$ 分别为：

$$|i_n| = \frac{|V_{sn}|}{|Z_{in}|} = \frac{4V_{in}}{n\pi R_e \sqrt{1 + \frac{n^2 Q^2 \omega_s^2}{\omega_0^2} (1 - \frac{\omega_0^2}{n^2 \omega_s^2})^2}} \quad (2-10)$$

$$\frac{|i_n|}{|i_1|} = \frac{\sqrt{1 + \frac{Q^2 \omega_s^2}{\omega_0^2} (1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_s^2})^2}}{n \sqrt{1 + \frac{n^2 Q^2 \omega_s^2}{\omega_0^2} (1 - \frac{\omega_0^2}{n^2 \omega_s^2})^2}} \quad (2-11)$$

$|i_n|/|i_1|$ 与 Q 和 ω_s/ω_0 的关系如图 2.7 所示。图 2.7 表明：当 ω_s 较小 ($\omega_s/\omega_0=0.5$) 时，3 次谐波电流与基波电流比值随 Q 值增大而增大，5、7 次谐波电流与基波电流之比则随 Q 增大而减小；当 ω_s 接近 ($\omega_s/\omega_0=0.8$)、等于 ($\omega_s/\omega_0=1$) 或大于 ω_0 ($\omega_s/\omega_0=1.2$) 时，各次谐波电流与基波电流之比均随 Q 增大而减小。当 Q 值一定， $\omega_s < \omega_0$ 时， $|i_n|/|i_1|$ 值随 ω_s/ω_0 增大而减小。 $\omega_s/\omega_0=0.8$ ， $Q=2.5$ 时，3，5，7 次谐波电流分别为基波电流的 10%，3.2%，1.8%。 $\omega_s/\omega_0=1$ ， $Q=2.5$ 时，3，5，7 次谐波电流分别为基波电流的 5%，1.8%，0.9%。可见当 Q 值较大，开关角频率 ω_s 接近谐振角频率 ω_0 时，在谐振网络产生的电流响应中，谐波含量与基波相比较小。在分析变换器大信号模型时，可以近似认为谐振网络响应仅由输入电压信号的基波分量引起。当然，这种近似是有一定误差的。在近似确定变换器的稳态工作区时，这种误差是可以忽略的。但在研究系统小信

号模型时，误差影响不可忽略。以下分析中利用基波分量近似法^[8]，建立变换器各环节的等效电路和数学模型^[16]。

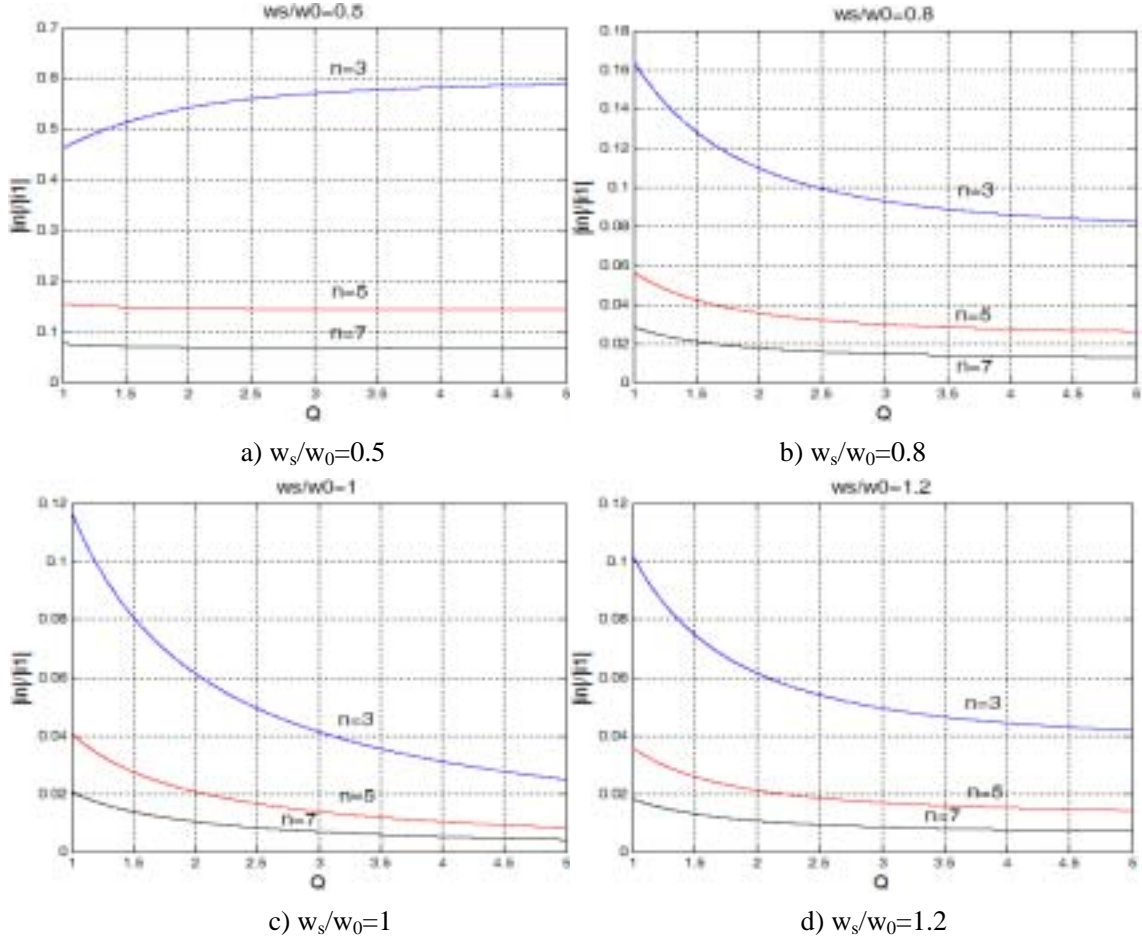


图 2.7 $|i_n|/|i_1|$ 与 Q 和 w_s/w_0 关系曲线

1). 逆变部分:

设谐振网络为感性，电感电流为正弦信号，且只含基波分量，相位滞后 ϕ 角。则逆变部分等效电路和电压、电流波形如图 2.8 所示。设谐振电流基波分量为:

$$i_{r1}(t) = I_{r1} \sin(\omega_s t - \phi) \quad (2-12)$$

则，输入电流平均值，即等效电路中受控电流源大小为:

$$I_{in} = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_r(t) dt \approx \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} I_{r1} \sin(\omega_s t - \phi) dt = \frac{2I_{r1}}{\pi} \cos \phi \quad (2-13)$$

桥臂输出电压基波分量 V_{s1} ，即等效电路中受控电压源大小为:

$$v_{s1}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin \omega_s t \quad (2-14)$$

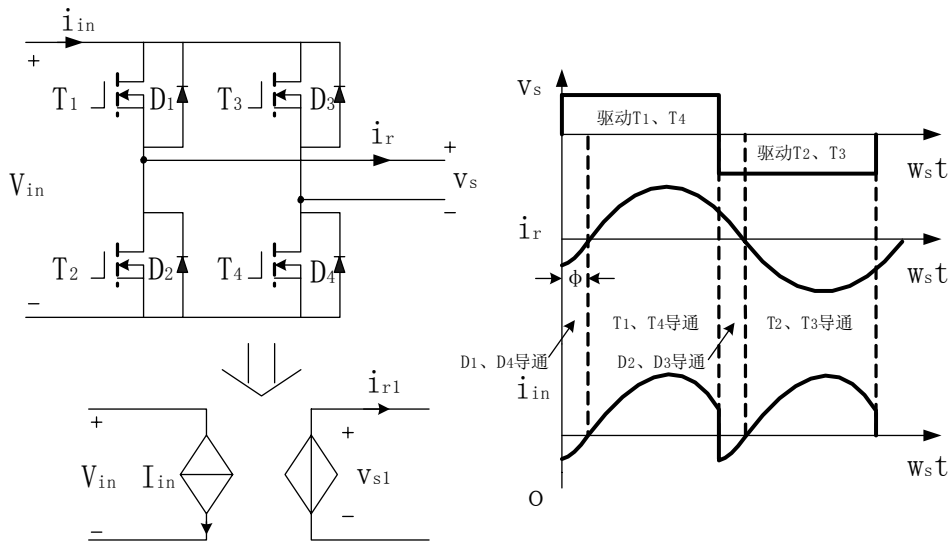


图 2.8 逆变部分等效电路

等效电路输入平均功率和输出有功功率分别为：

$$P_{in} = V_{in} I_{in} = \frac{2V_{in} I_{r1}}{\pi} \cos \phi \quad (2-15)$$

$$P_{out} = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2\pi}} \cdot \frac{I_{r1}}{\sqrt{2}} \cos \phi = \frac{2V_{in} I_{r1}}{\pi} \cos \phi \quad (2-16)$$

显然 $P_{in}=P_{out}$ ，等效电路功率平衡。

2). LLC 谐振网络：

谐振网络等效电路如图 2.9，传递函数 $H(s)$ 为式(2-17)。

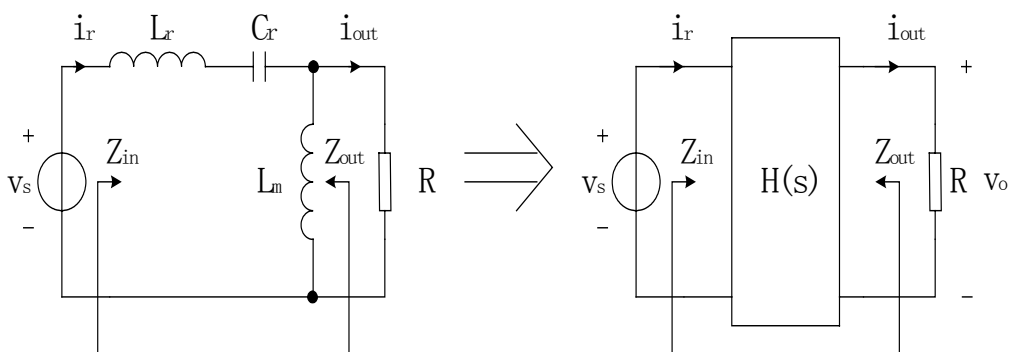


图 2.9 谐振网络等效电路

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_s(s)} = \frac{\frac{sRL_m}{R + sL_m}}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sRL_m}{R + sL_m}} = \frac{s^2 RC_r L_m}{s^3 C_r L_r L_m + s^2 C_r R (L_r + L_m) + sL_m + R} \quad (2-17)$$

设 $h = \frac{L_m}{L_r}$, $Q = \frac{Z_r}{R} = \frac{w_0 L_r}{R}$, $w_n = \frac{w_s}{w_0}$ 则幅频特性和相频特性分别为:

$$|H(jw_s)| = \frac{hw_n^2}{\sqrt{[1-w_n^2(1+h)]^2 + h^2Q^2w_n^2(1-w_n^2)^2}} \quad (2-18)$$

$$\angle H(jw_s) = 180^\circ - \text{arctg} \left[\frac{Qhw_n(1-w_n^2)}{1-w_n^2(1+h)} \right] \quad (2-19)$$

设 $L_r=21 \mu\text{H}$, $h=5$, $C_r=44.5\text{nF}$, 谐振频率 $w_0=1.03\text{e}6\text{rad/s}$, 则不同负载条件下, $H(s)$ 的频率特性如图 2.10:

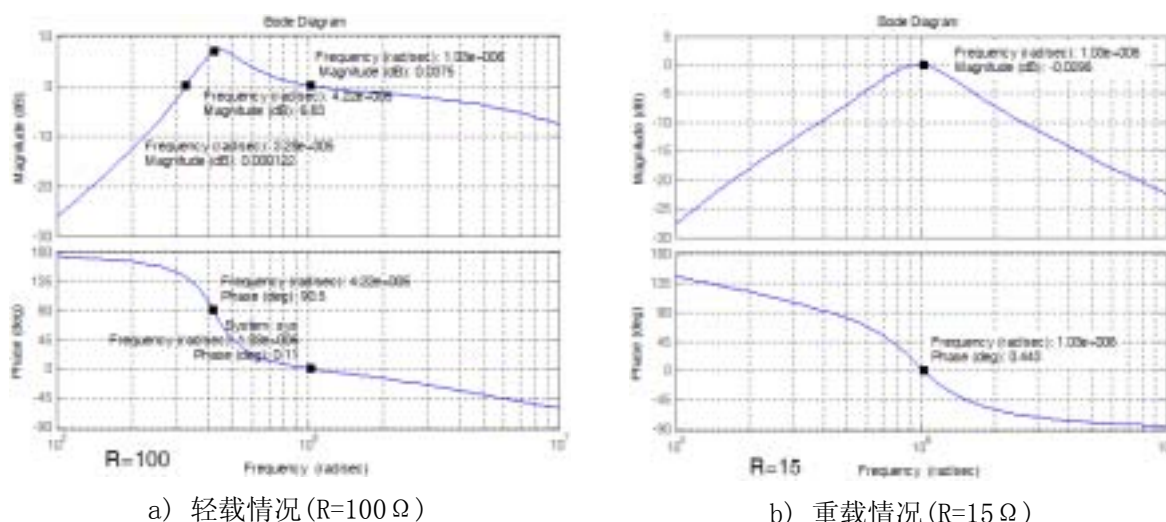


图 2.10 $H(s)$ 频率特性

图 2.10 表明, 负载较重 ($R=15 \Omega$) 时, 谐振网络在 $w_s=w_0$ 处产生谐振峰值; 负载较轻 ($R=100 \Omega$) 时, 谐振网络在 $w_s=w_1$ 处产生谐振峰值, 而且输出电压相位正好超前输入电压 90° 。该现象的物理解释是: $w_s=w_1$ 时 L_r+L_m 与 C_r 之间完全谐振, 使得流过 L_m 的电流与输入电压同相位, 由于输出电压与 L_m 两端的电压同相位, 所以输出电压超前输入电压 90° 。其中:

$$w_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} = \frac{w_0}{\sqrt{1+h}} = 4.22\text{e}5\text{rad/s} \quad (2-20)$$

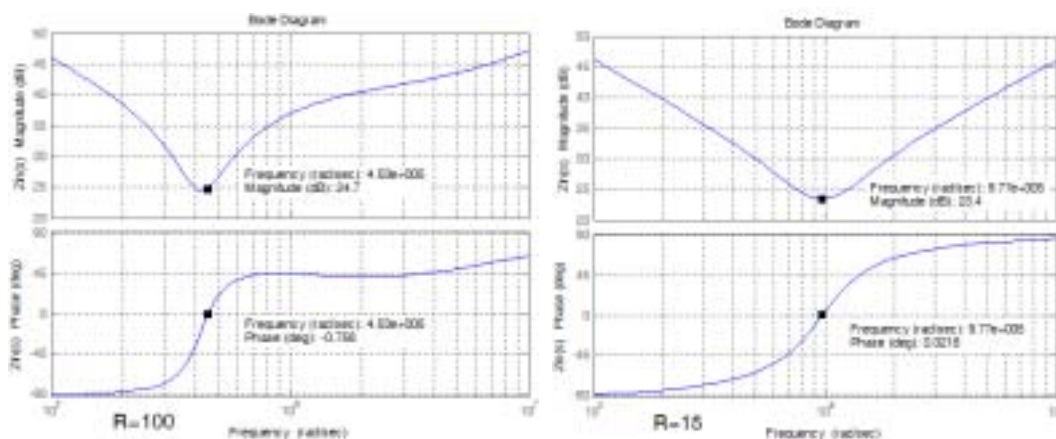
当开关频率等于谐振频率 ($w_s=w_0$) 时, 谐振网络输出电压和输入电压幅值大小相等, 相位一致, 该特性与负载大小无关。该现象的物理解释是: $w_s=w_0$ 时, 由 L_r , C_r 构成的谐振网络阻抗为零, 输入电压完全加在负载电阻 R 上。当 $w_s < w_0$ 时, 输出电压相位总是超前输入电压。而幅值大小与负载有关: 当负载较轻 ($R=100 \Omega$) 时, 在 $w_2 < w_s < w_0$

的频率范围内，谐振网络有升压作用，在 $\omega_s < \omega_2$ 的频率范围内，谐振网络则有降压作用 ($\omega_2 = 3.28 \times 10^5 \text{ rad/s}$)；当负载较重 ($R = 15 \Omega$) 时，谐振网络则为降压作用。当 $\omega_s > \omega_0$ 时，输出电压相位总是滞后于输入电压，无论负载条件如何，谐振网络均表现为降压作用。谐振网络输入输出阻抗和各自的幅频特性、相频特性分别为：

$$Z_{in}(s) = sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sRL_m}{sL_m + R} \quad (2-21)$$

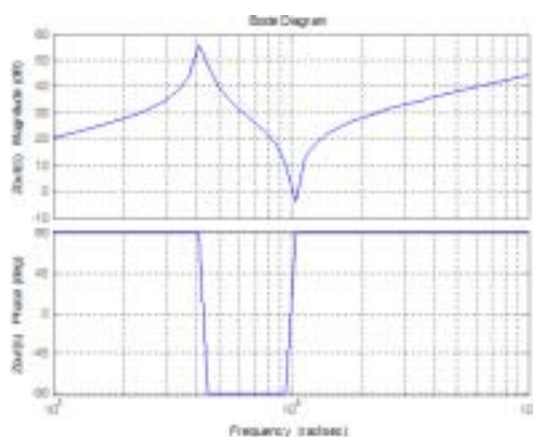
$$Z_{out}(s) = \frac{sL_m(sL_r + \frac{1}{sC_r})}{sL_m + (sL_r + \frac{1}{sC_r})} = \frac{s^3L_mL_rC_r + sL_m}{s^2C_r(L_r + L_m) + 1} \quad (2-22)$$

$Z_{in}(s)$ 、 $Z_{out}(s)$ 的频率特性如图 2.11。



a) 轻载时输入阻抗

b) 重载时输入阻抗



c) 输出阻抗

图 2.11 谐振网络输入阻抗和输出阻抗的频率特性

从图 2.11 中可以看出，输入阻抗的幅频特性存在波谷，当 $|Z_{in}(j\omega_s)|$ 达最小值时，

谐振电流达最大值，负载上输出电压相应达到最大值。输入阻抗相频特性穿越 0° 线，当 $\angle Z_{in}(j\omega_s)$ 等于零时，输入电压与谐振电流同相位，谐振网络呈纯阻性；当 $\angle Z_{in}(j\omega_s)$ 大于零时，输入电压超前谐振电流，谐振网络呈感性；当 $\angle Z_{in}(j\omega_s)$ 小于零时，输入电压滞后谐振电流，谐振网络呈容性。相频特性穿越 0° 线的频率点 ω_R 与负载大小密切相关。R=100 Ω 时， $\omega_R=4.53e5\text{rad/s}$ ；R=15 Ω 时， $\omega_R=9.77e5\text{rad/s}$

3). 输出整流部分：

设输出滤波电容 C_f 足够大，输出电压 V_o 无纹波，变压器 T 为理想元件，变比为 N:1:1，原边激励信号为输入基波正弦电流，则整流部分等效电路如图 2.12 所示。由于输出没有滤波电感，故两整流管 D_5 、 D_6 之间交替导通，没有同时导通续流的过程。由于整流电路负载为纯阻性，图 2.12 中原边输入电压 v_{p1} 和输入电流 i_p 同相位。设：

$$i_p(t) \approx I_{p1} \sin(\omega_s t - \psi) \quad (2-23)$$

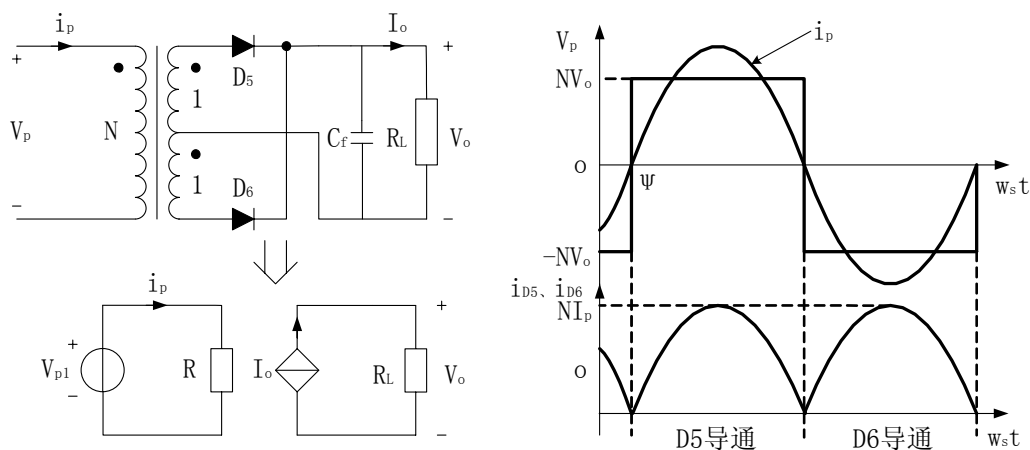


图 2.12 整流部分等效电路

当 $i_p > 0$ 时， D_5 导通， $V_p = NV_o$ ；当 $i_p < 0$ 时， D_6 导通， $V_p = -NV_o$ 。故原边电压为幅值为 NV_o 的方波信号，周期为 T_s 。其傅立叶展开式为

$$v_p(t) = \frac{4NV_o}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n(\omega_s t - \psi) \quad (2-24)$$

基波分量为：

$$v_{p1}(t) = \frac{4NV_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \psi) \quad (2-25)$$

$$R = \frac{v_{p1}(t)}{i_p(t)} = \frac{\frac{4NV_o}{\pi} \sin(\omega_s t - \psi)}{I_{p1} \sin(\omega_s t - \psi)} = \frac{4NV_o}{\pi I_{p1}} \quad (2-26)$$

整流电路输出电流平均值为：

$$I_o = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} |NI_{p1} \sin(\omega_s t - \psi)| dt = \frac{2NI_{p1}}{\pi} \quad (2-27)$$

$$R_L = \frac{V_o}{I_o} = \frac{\pi V_o}{2NI_{p1}} \quad (2-28)$$

等效电路负载电阻与实际负载电阻的关系为：

$$R = \frac{8N^2}{\pi^2} R_L \quad (2-29)$$

整流电路输入功率和输出功率分别为：

$$P_{in} = \frac{I_{p1}^2}{2} R = \frac{4N^2 I_{p1}^2}{\pi^2} R_L \quad (2-30)$$

$$P_{out} = I_o^2 R_L = \frac{4N^2 I_{p1}^2}{\pi^2} R_L \quad (2-31)$$

$P_{in} = P_{out}$ ，可见等效电路功率平衡。

4). 变换器等效模型和直流电压变换特性：

将以上各部分等效电路进行级联，就可以构成 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器基于基波近似法建立的等效电路模型，如图 2.13 所示：

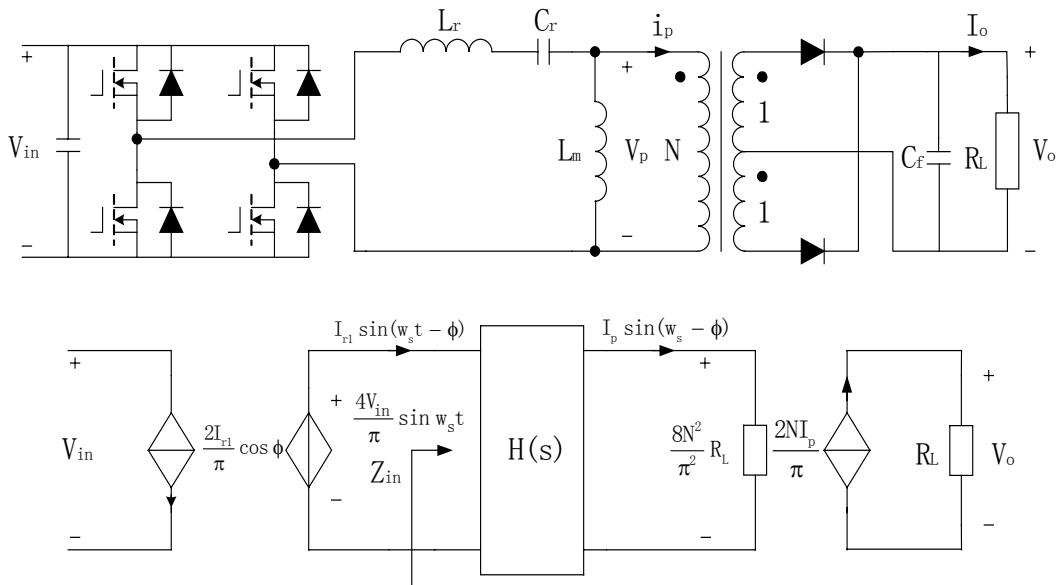


图 2.13 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器等效电路

根据图 2.13 可以得出直流电压比 M 为：

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} \approx R_L \cdot \frac{2N}{\pi} \cdot \frac{\pi^2}{8N^2 R_L} |H(jw_s)| \frac{4}{\pi} = \frac{|H(jw_s)|}{N} \quad (2-32)$$

令上式中 $R_L \rightarrow \infty$ ，即 $Q \rightarrow 0$ 可以得到变换器空载电压变比 M_{open} ：

$$M_{open} = \frac{V_o}{V_{in}} \Big|_{Q \rightarrow 0} \approx \frac{hw_n^2}{N |1 - w_n^2(1+h)|} \quad (2-33)$$

根据式(2-32)可以做出变换器的直流电压变换特性^{[8][17]}如图 2.14 所示。

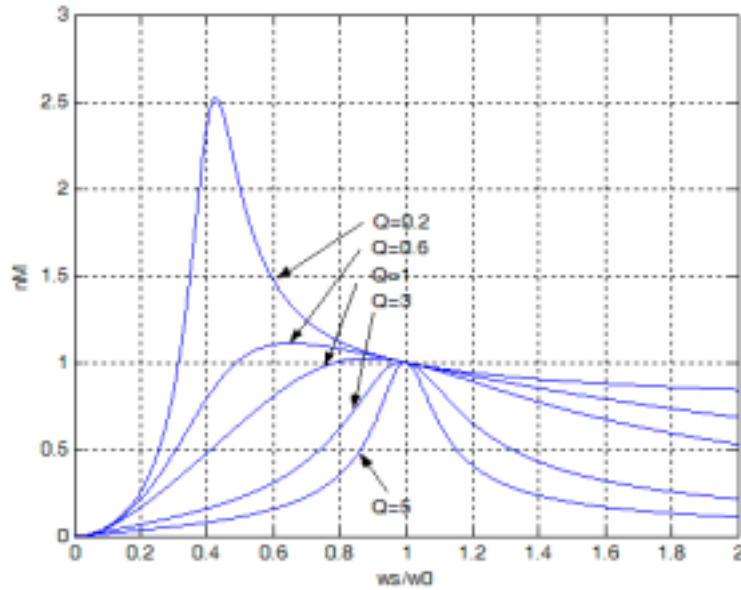


图 2.14 LLC 串联谐振变换器直流电压增益特性(h=5)

图 2.14 表明：LLC 串联谐振变换器变比 M 随频率变化而变化。特性曲线存在两个不同的谐振频率： w_0 和 w_1 ，随着负载增大(即 Q 值增大)，特性曲线峰值所对应的频率逐渐增大。当开关角频率 $w_s=w_0$ 时，变比 M 与负载大小无关而恒等于 1。当 $M>1$ 时，变换器为升压特性；当 $M<1$ 时，变换器为降压特性。

以上详细分析了 LLC 串联谐振 DC/DC 变换器的数学模型建立过程，推导了变换器的等效电路，由此得出了直流电压变换特性，为变换器工作区域的确定提供了理论依据。在建立模型时，用到了基波分量近似法。当开关频率与谐振频率相差不大时，该方法所引起的误差对变换器稳态工作区域的分析确定影响不大。

2.3.2 LLC 串联谐振变换器稳态工作区域确定

1). 谐振变换器 ZVS、ZCS 条件分析^[16]：

当开关管互补对称驱动且并联电容与主电路谐振电容数值相差较大时，谐振变换

器实现 ZVS 和 ZCS 条件，基本上可以由谐振网络输入阻抗的性质确定，如图 2.15：

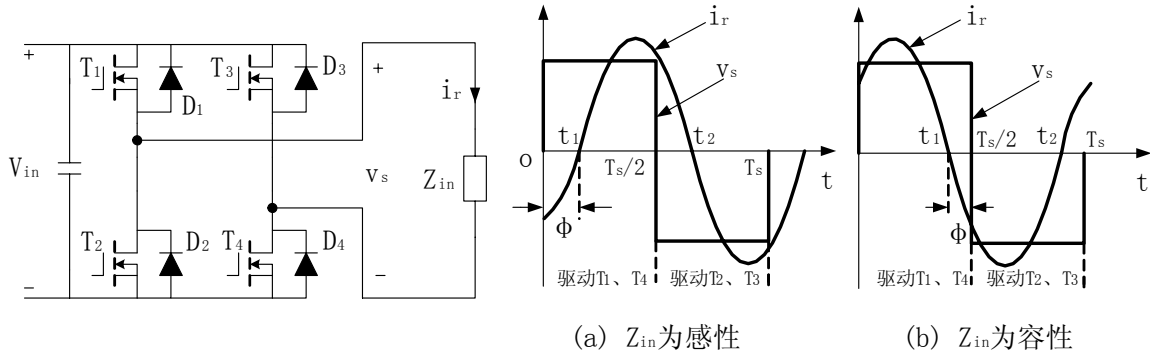


图 2.15 谐振电路 ZVS、ZCS 条件

各时间段导通开关管如表 2.2 所示：

表 2.2 谐振全桥变换器开关管导通情况表

时间段	$0 \sim t_1$	$t_1 \sim T_s/2$	$T_s/2 \sim t_2$	$t_2 \sim T_s$	主开关工作条件
Z_{in} 为感性	$D_1、D_4$	$T_1、T_4$	$D_2、D_3$	$T_2、T_3$	开通 ZVS, 硬关断
Z_{in} 为容性	$T_1、T_4$	$D_1、D_4$	$T_2、T_3$	$D_2、D_3$	硬开通, 关断 ZCS

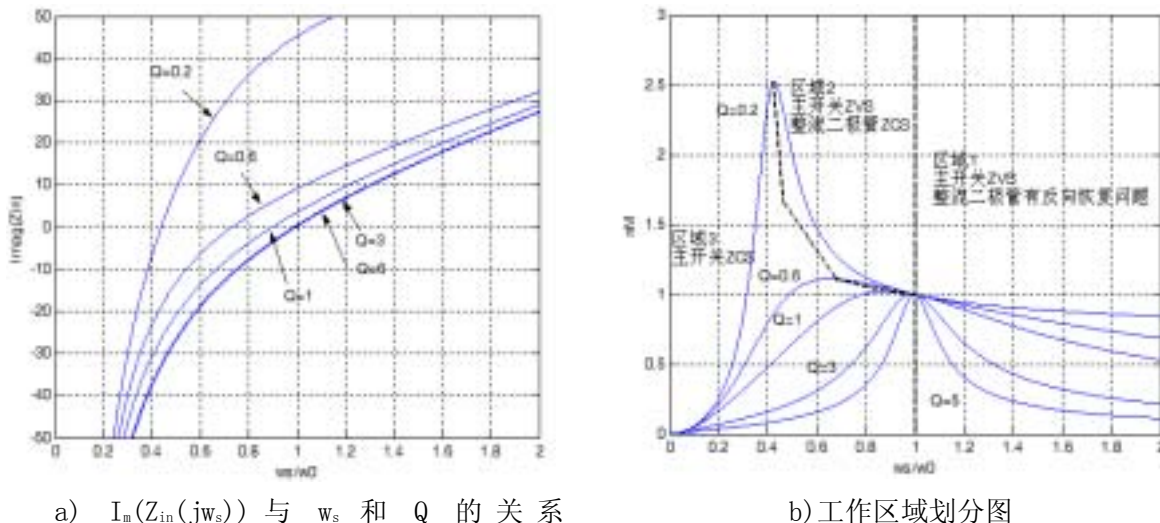
当谐振网络输入阻抗 Z_{in} 为感性(如图 2.15a)时，输入电流 i_r 滞后于输入电压 v_s 角度 ϕ ，在主开关管被驱动之前，其寄生二极管已经导通，主开关管两端电压被箝位至零，故主开关管为 ZVS，而驱动信号被撤走时，主开关管中还流过电流，故为硬关断；当谐振网络输入阻抗 Z_{in} 为容性(如图 2.15 b)时，输入电流 i_r 超前于输入电压 v_s 角度 ϕ ，在主开关被驱动之前，由于同一桥臂另一开关管的寄生二极管已经导通，主开关管两端电压被箝位至输入电压 V_{in} ，故为硬开通，而驱动信号被撤走时，主开关管中电流为零，谐振电流流过寄生(反并)二极管，故主开关管为 ZCS。由于主开关管实现 ZVS 或 ZCS 的条件仅由谐振网络输入电压和电流的相位关系确定，故只要谐振电流 i_r 为与输入电压 v_s 同频率的周期信号，以上分析结论就成立。分析中谐振电流 i_r 仅含基波成分，但结论同样适用于谐振电流 i_r 中除了含基波分量以外，也含有 3, 5, 7... 次谐波的情况(如多谐振变换器等)。由于当变换器负载一定时，谐振网络输入阻抗 Z_{in} 的性质是确定的，因此通常谐振变换器不能同时实现 ZVS 和 ZCS，要同时实现 ZVS 和 ZCS，往往需要在副方增加一些辅助电路，这样会增加电路的复杂性。 Z_{in} 的性质由 Z_{in} 的虚部决定，当 $I_m(Z_{in}(j\omega_s)) > 0$ 时， $Z_{in}(j\omega_s)$ 为感性；当 $I_m(Z_{in}(j\omega_s)) < 0$ 时， $Z_{in}(j\omega_s)$ 为容性；当 $I_m(Z_{in}(j\omega_s)) = 0$ 时， $Z_{in}(j\omega_s)$ 为纯阻性。

2). LLC 串联谐振变换器工作区域划分:

LLC 串联谐振变换器谐振网络输入阻抗的虚部为:

$$I_m(Z_{in}(jw_s)) = w_s L_r - \frac{1}{w_s C_r} + \frac{64N^4 R_L^2 L_m w_s}{\pi^4 w_s^2 L_m^2 + 64N^4 R_L^2} \quad (2-34)$$

$I_m(Z_{in}(jw_s))$ 和 w_s , Q (对应于负载大小) 的关系如图 2.16a 所示。由图 2.16a 可见, $I_m(Z_{in}(jw_s))$ 的过零点与负载大小 (Q 值) 有关: 当开关角频率 w_s 小于谐振角频率 w_0 时, $I_m(Z_{in}(jw_s))$ 的过零点所对应的频率值随负载 R_L 减小而增大, 极限值为 $w_s = w_0$; 当 w_s 大于 w_0 时, $I_m(Z_{in}(jw_s))$ 恒为正值, 与负载大小无关。根据图 2.16a 可以划分 LLC 串联谐振变换器的工作区域^{[8][17]}如图 2.16b, 虚线所示为工作区域边界。当变换器工作于区域 1 和 2 时 (即对应于图 2.16a 中 $I_m(Z_{in}(jw_s)) > 0$ 的部分), 变换器主开关管为 ZVS; 当变换器工作于区域 3 时 (即对应于图 2.16a 中 $I_m(Z_{in}(jw_s)) < 0$ 的部分), 变换器主开关管为 ZCS。由于 LLC 谐振变换器工作频率高, 开关管选择为 MOSFET, 根据 2.2 节所得结论, 可知 LLC 串联谐振变换器稳态时应该工作于区域 1 或 2, 而应避免进入区域 3, 这样可以保证 MOSFET 工作于 ZVS 环境下, 从而大大降低 MOSFET 的开关损耗。



a) $I_m(Z_{in}(jw_s))$ 与 w_s 和 Q 的关系

b) 工作区域划分图

图 2.16 LLC 串联谐振变换器工作区域划分

3). LLC 串联谐振变换器实现 ZVS 的负载范围确定

从图 2.16 可以看出: 当 $w_s > w_0$ 时, 不论负载大小如何, 变换器始终工作于 ZVS 环境; 当 $w_s < w_1$ 时, 不论负载大小如何, 变换器始终工作于 ZCS 环境。当 $w_1 < w_s < w_0$ 时, 变换器工作情况和负载大小有关: 当负载电阻较小 (Q 较大) 时, 变换器工作于 ZCS 条件; 当负载电阻较大 (Q 较小) 时, 变换器工作于 ZVS 条件。因此有必要进一步确定当 $w_1 < w_s < w_0$ 时, 变换器工作于 ZVS 和 ZCS 条件的边界负载条件。令 $I_m(Z_{in}(jw_s)) = 0$:

$$w_s L_r - \frac{1}{w_s C_r} + \frac{64N^4 R_L^2 L_m w_s}{\pi^4 w_s^2 L_m^2 + 64N^4 R_L^2} = 0 \quad (2-35)$$

解方程可得：

$$R_{Lb} = \frac{\pi^2 h Z_r w_n}{8N^2} \sqrt{\frac{1-w_n^2}{(1+h)w_n^2-1}} \quad (2-36)$$

其中 Z_r 为特征阻抗， $w_n = w_s / w_0$ 。当 $R_L > R_{Lb}$ 时，变换器工作于 ZVS 条件；当 $R_L < R_{Lb}$ 时，变换器工作于 ZCS 条件。图 2.17 显示了 R_{Lb} 与 w_n 的关系。图 2.17 表明：当 $w_s > w_0$ 时，边界负载电阻 $R_{Lb} = 0$ ；当 $w_1 < w_s < w_0$ 时， R_{Lb} 随 w_s 的增大而减小，即开关频率越大，越容易实现 ZVS；当 $w_s < w_1$ 时， R_{Lb} 为虚数。至此，LLC 串联谐振变换器的稳态工作区得到详细划分。

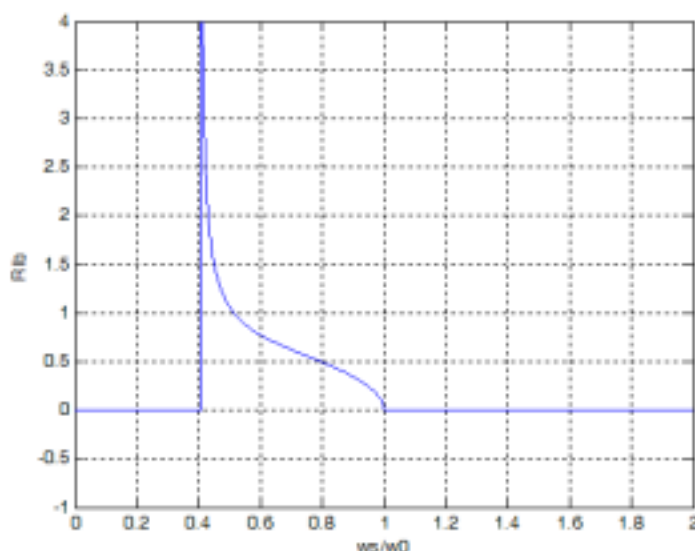


图 2.17 R_{Lb} 与 w_n 的关系曲线

4). 谐振电流和负载电流的关系：

由于谐振电流 i_r 流过开关管和变压器原边， i_r 的大小决定了开关管和原边损耗，故有必要对 i_r 大小随开关频率 w_s 变化关系以及 i_r 和负载电流 I_0 的大小关系做详细研究，为主电路设计提供依据。当输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 一定时，谐振电流和负载电流大小可以直接由谐振网络输入阻抗 Z_{in} 和负载电阻 R_L 大小确定。谐振网络 $H(S)$ 为二端口网络，可以用阻抗型参数^{[16][18]}表示：

$$\begin{cases} V_s(s) = Z_{11}(s)I_r(s) - Z_{12}(s)I_{out}(s) \\ V_o(s) = Z_{21}(s)I_r(s) - Z_{22}(s)I_{out}(s) \end{cases} \quad (2-37)$$

其中各参数定义如下：

$$\begin{aligned}
Z_{11}(s) &= \frac{V_s(s)}{I_r(s)} \Big|_{I_{out}(s)=0} = Z_{i\infty}(s) & Z_{12}(s) &= \frac{V_s(s)}{-I_{out}(s)} \Big|_{I_r(s)=0} \\
Z_{21}(s) &= \frac{V_o(s)}{I_r(s)} \Big|_{I_{out}(s)=0} & Z_{22}(s) &= \frac{V_o(s)}{-I_{out}(s)} \Big|_{I_r(s)=0} = Z_{o\infty}(s) \quad (2-38)
\end{aligned}$$

式中 $Z_{i\infty}(s)$, $Z_{o\infty}(s)$ 分别表示输出开路时的输入阻抗和输入开路时的输出阻抗。定义输出短路时的输入阻抗 $Z_{i0}(s)$ 和输入短路时的输出阻抗 $Z_{o0}(s)$ 分别为:

$$Z_{i0}(s) = \frac{V_s(s)}{I_r(s)} \Big|_{V_o(s)=0} = Z_{11}(s) - \frac{Z_{12}(s)Z_{21}(s)}{Z_{22}(s)} \quad (2-39)$$

$$Z_{o0}(s) = \frac{V_o(s)}{-I_{out}(s)} \Big|_{V_s(s)=0} = Z_{22}(s) - \frac{Z_{12}(s)Z_{21}(s)}{Z_{11}(s)} \quad (2-40)$$

将 $R = \frac{V_o(s)}{I_{out}(s)}$ 代入式(2-37), 则网络的输入阻抗可以用阻抗型参数表示为:

$$Z_{in}(s) = \frac{V_s(s)}{I_r(s)} = Z_{11}(s) - \frac{Z_{12}(s)Z_{21}(s)}{Z_{22}(s) + R} \quad (2-41)$$

将 $Z_{11}(s)$, $Z_{12}(s)$, $Z_{21}(s)$, $Z_{22}(s)$ 用 $Z_{i\infty}(s)$, $Z_{o\infty}(s)$, $Z_{i0}(s)$, $Z_{o0}(s)$ 表示, 可以得到:

$$Z_{in}(s) = Z_{i\infty}(s) \frac{R + Z_{o0}(s)}{R + Z_{o\infty}(s)} \quad (2-42)$$

理想情况下, 谐振网络由纯电感和纯电容组成。故 $Z_{i\infty}(j\omega_s)$, $Z_{o\infty}(j\omega_s)$, $Z_{i0}(j\omega_s)$, $Z_{o0}(j\omega_s)$ 为纯虚数, 下式成立:

$$|Z_{in}(j\omega_s)|^2 = |Z_{i\infty}(j\omega_s)|^2 \frac{R^2 + |Z_{o0}(j\omega_s)|^2}{R^2 + |Z_{o\infty}(j\omega_s)|^2} \quad (2-43)$$

$$\frac{d|Z_{in}(j\omega_s)|^2}{dR} = 2R |Z_{i\infty}(j\omega_s)|^2 \frac{|Z_{o\infty}(j\omega_s)|^2 - |Z_{o0}(j\omega_s)|^2}{(R^2 + |Z_{o\infty}(j\omega_s)|^2)^2} \quad (2-44)$$

当 $|Z_{o\infty}(j\omega_s)| = |Z_{o0}(j\omega_s)|$ 时, $\frac{d|Z_{in}(j\omega_s)|^2}{dR} = 0$, 即 $|Z_{in}(j\omega_s)|$ 变化与负载电阻变化无关; 当 $|Z_{o\infty}(j\omega_s)| > |Z_{o0}(j\omega_s)|$ 时, $\frac{d|Z_{in}(j\omega_s)|^2}{dR} > 0$, $|Z_{in}(j\omega_s)|$ 随负载电阻增大而增大; 当 $|Z_{o\infty}(j\omega_s)| < |Z_{o0}(j\omega_s)|$ 时, $\frac{d|Z_{in}(j\omega_s)|^2}{dR} < 0$, $|Z_{in}(j\omega_s)|$ 随负载电阻增大而减小。

小。对于 LLC 串联谐振网络： $|Z_{o\infty}(jw_s)|=w_s L_m$ ， $|Z_{o0}(jw_s)|=\left|\frac{w_s L_m(1-w_n^2)}{1-(1+h)w_n^2}\right|$ ，令两者相等可以得出：边界频率 $w_{sb}=\sqrt{\frac{2}{2+h}}w_0$ ， $|Z_{o\infty}(jw_s)|$ ， $|Z_{o0}(jw_s)|$ 与 w_s 的关系曲线如图 2.18 所示(其中 zo1 表示 $|Z_{o\infty}(jw_s)|$ ，zo2 表示 $|Z_{o0}(jw_s)|$)。

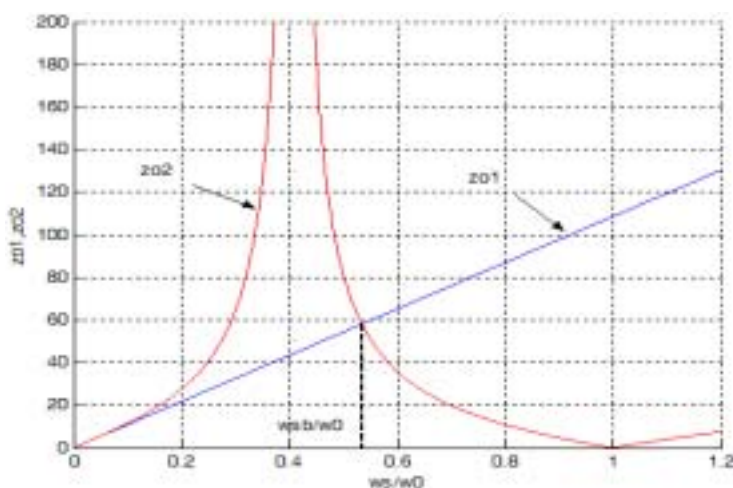


图 2.18 $|Z_{o\infty}(jw_s)|$ 和 $|Z_{o0}(jw_s)|$ 与 w_s 的关系曲线

假设输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 恒定，则根据图 2.18 可以得出原边电流 i_r 随负载电流 I_o 变化趋势如表 2.3 所示：

表 2.3 i_r 随 I_o 变化趋势

频率范围	$w_s < w_1$	$w_1 < w_s < w_{sb}$	$w_{sb} < w_s < w_0$	$w_s > w_0$
阻抗变化趋势	R 越大则 $ Z_{in}(jw_s) $ 越小	R 越大则 $ Z_{in}(jw_s) $ 越小	R 越大则 $ Z_{in}(jw_s) $ 越大	R 越大则 $ Z_{in}(jw_s) $ 越大
电流变化趋势	I_o 越大则 i_r 越 小	I_o 越大则 i_r 越 小	I_o 越大则 i_r 越 大	I_o 越大则 i_r 越 大

表 2.3 表明，当 $w_s < w_{sb}$ 时，会出现负载越重，原边电流反而越小的情况。由于 w_{sb} 与 $h(h=L_m/L_r)$ 呈反比关系， h 越大则 w_{sb} 越靠近 w_1 ，因此设计中 h 值不能太大。

5). 仿真结果分析：

为了验证理论分析正确性，利用 SABER 软件对变换器进行了仿真研究，参数如下：

直流输入电压 $V_{in}=400V$ ； 谐振电容： $C_r=44.5nF$ ；

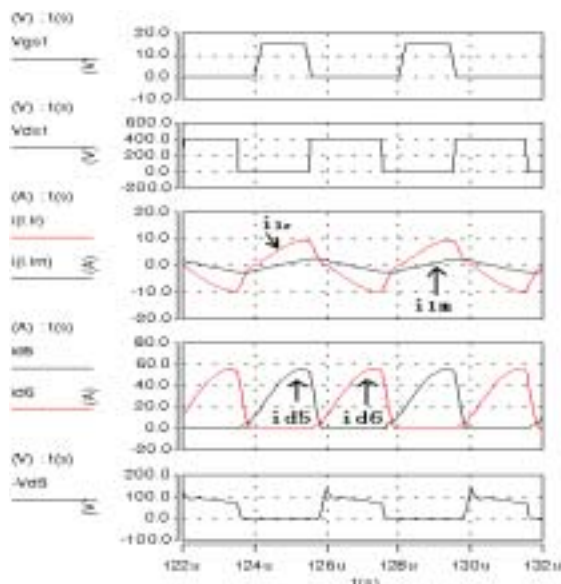
谐振电感: $L_r=14.2\ \mu\text{H}$;

谐振频率: $f_0=200\text{kHz}$, $f_1=81.6\text{kHz}$;

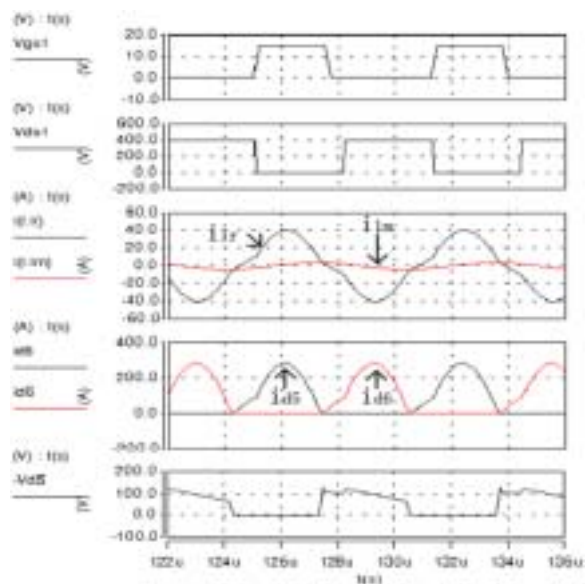
电感 $L_m=5L_r$;

输出滤波电容: $C_f=600\mu\text{F}$;

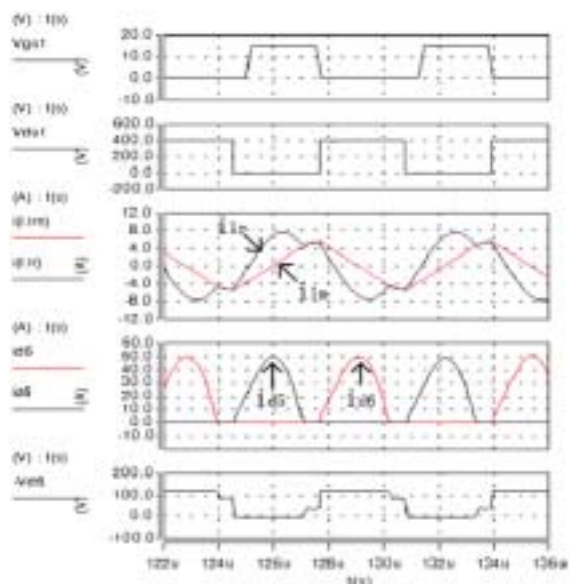
各绕组匝数: $N_1=74$, $N_2=N_3=10$ 。



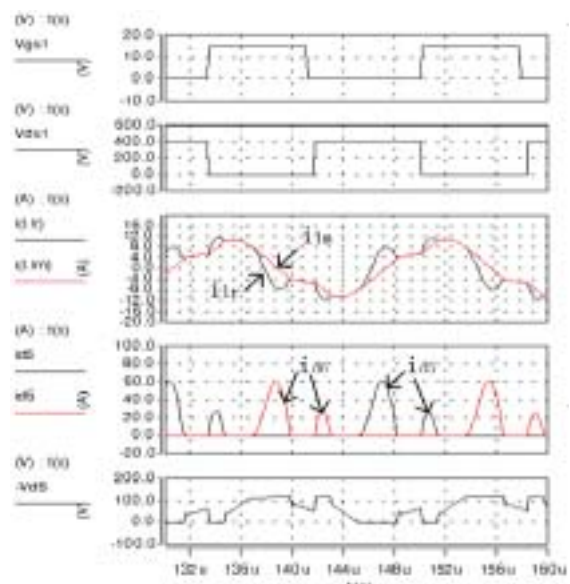
a) $f_s=250\text{kHz}$



b) $f_s=160\text{kHz}$ ($R_L=1\ \Omega$)



c) $f_s=160\text{kHz}$ ($R_L=2.3\ \Omega$)



d) $f_s=60\text{kHz}$

图 2.19 仿真结果比较

仿真结果如图 2.19 所示。图 2.19 表明, 开关频率 $f_s=250\text{kHz}$ ($f_s>f_0$, 如图 2.16b 中区域 1) 时, 主开关管开通为 ZVS, 而关断为硬关断, 同时 D_5 反向电压出现振荡; 开关频率 $f_s=60\text{kHz}$ ($f_s<f_1$, 如图 2.16b 中区域 3) 时, 主开关管为硬开通, 而关断为 ZCS;

开关频率 $f_s=160\text{kHz}$ ($f_1 < f_s < f_0$) 时, 工作情况与负载大小有关。由式(2-36)计算得到: $R_{Lb}=1.26\ \Omega$ 。图 2. 19c) 中负载电阻 $R_L > R_{Lb}$ (如图 2. 16b 中区域 2), 主开关管开通为 ZVS; 而关断为硬关断, 并且 D_5 反向电压没有振荡现象。图 2. 19b) 中负载电阻 $R_L < R_{Lb}$ (如图 2. 16b 中区域 3), 主开关管为硬开通, 但关断时为 ZCS。

仿真结果表明: 由于谐振变换器工作于高频场合, 主开关管采用 MOSFET, 为减小器件的开关损耗, MOSFET 宜工作于 ZVS (区域 1、区域 2) 环境而不是 ZCS (区域 3)。

6). 整流二极管的反向恢复问题

对比图 2. 19a 和 b 发现, 当变换器工作于区域 1 时, 整流二极管 D_5 反向电压会出现振荡; 而当变换器工作于区域 2 时, D_5 反向电压却没有出现振荡。这一现象是由于二极管的反向恢复问题引起的。

由于变换器工作频率高, 副方电路分布电感(包括变压器漏感, 线路电感)的影响不可忽略。当变换器工作于区域 1 时, 整流二极管存在共同导通换流的阶段, 当 D_6 导通, D_5 端电压已经反向时, D_5 结电容上储存电荷不能立即释放, D_5 维持导通, 而此时 D_6 导通, D_5 端电压已经反向, 故 D_5 中会产生反向恢复电流, 该反向恢复电流作用在分布电感上, 会引起 D_5 端电压出现振荡。当变换器工作在区域 2 时情况则不同, 由于整流电路输出电流出现不连续, 副方电路换向之前, 流过 D_5 的电流已经降为零, 之后分布电感的能量和 D_5 结电容储存电荷立即得以释放, 二极管恢复反向阻断能力, 当 D_6 导通时, D_5 中不会流过反向恢复电流, 因此 D_5 端电压也就没有振荡现象。由于反向恢复问题一方面会增大整流电路的损耗, 降低变换器效率; 另一方面导致整流二极管电压应力提高。故 LLC 串联谐振变换器应该工作于区域 2 而不是区域 1。

2.3.3 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器在区域 2 的工作过程分析

由上节的分析结论: 稳态时 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器应工作在区域 2。为给变换器的主电路和控制电路设计提供依据, 有必要对变换器在区域 2 的工作过程加以详细分析。分析过程中作如下假设^{[8][14]}:

- 1). 输入电容 C_{in} 足够大, V_{in} 恒定;
- 2). 输出滤波电容 C_f 足够大, V_o 恒定。
- 3). L_m 足够大。

一个周期内, 变换器可以分为六个工作模态, 等效电路和主要波形如图 2. 20。

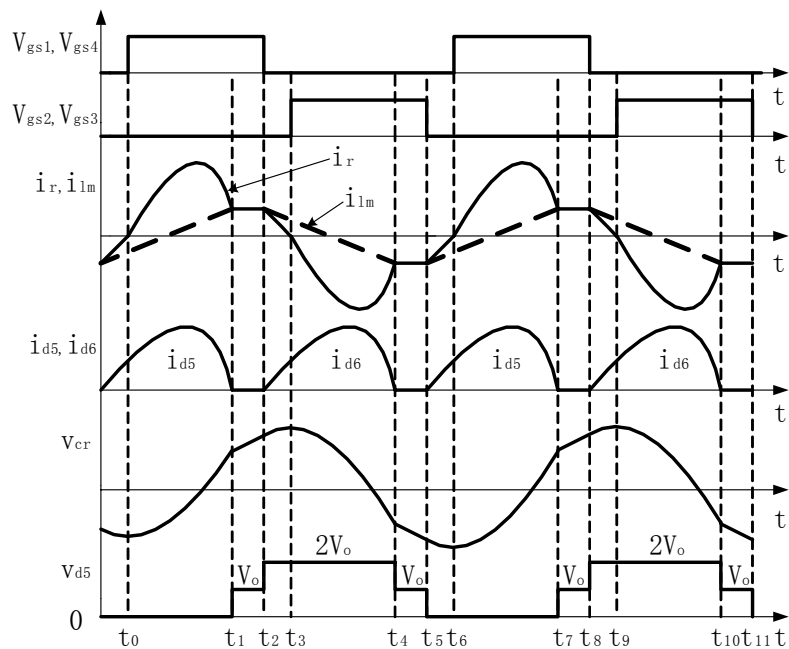
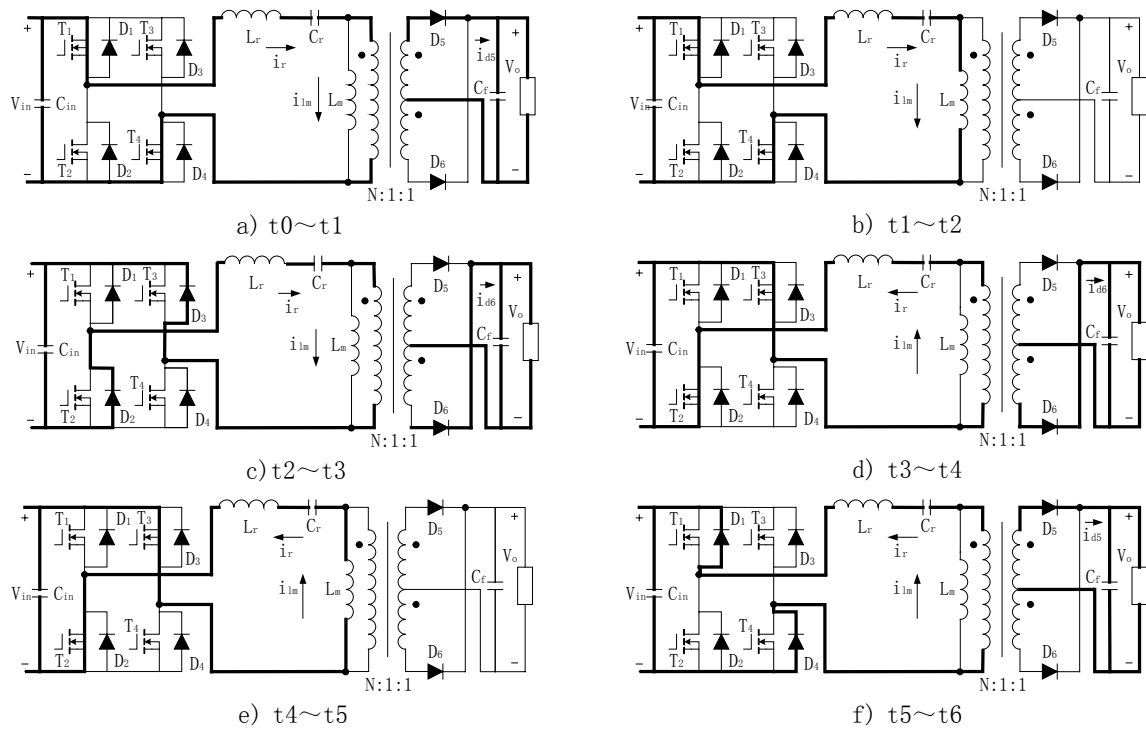


图 2.20 各模式等效电路和主要波形图

模态 1 ($t_0 \sim t_1$):

t_0 时刻, T_1, T_4 开通(由于 t_0 时刻之前 D_1, D_4 已经导通, 故为 ZVS), 谐振电流 i_r 流经 T_1, T_4 。变压器副边电压极性为上正下负, 整流二极管 D_5 导通, 为负载提供能量。

此时由于副边二极管导通，电感 L_m 上的电压被箝位至 NV_o ，故 i_{1m} 线性上升。 L_m 不参与谐振过程，谐振角频率为 ω_0 。根据图 2. 20a，可以得到：

$$\begin{cases} i_r(t) = \frac{V_{in} - NV_o + V_{cm}}{Z_r} \sin \omega_0(t - t_0) \\ v_{cr}(t) = V_{in} - NV_o - (V_{in} - NV_o + V_{cm}) \cos \omega_0(t - t_0) \end{cases} \quad (2-45)$$

模态 2 ($t_1 \sim t_2$):

t_1 时刻， $i_r = i_{1m}$ ，流入变压器原边的电流为零，变压器原边和副边没有能量交换。 D_5 、 D_6 中电流为零， V_o 对于 L_m 的箝位作用消失， L_m 开始参与谐振，谐振角频率为 ω_1 。由于 L_m 很大而且谐振周期长，此时可以近似认为 $i_r = i_{1m} = I_m$ 恒定 (I_m 为 i_{1m} 最大值)。谐振电容被恒流充电，电压线性上升。由图 2. 20b 可以得到：

$$\begin{cases} t_2 - t_1 = \frac{T_s - T_0}{2} \\ i_r(t) = I_m \\ v_{cr}(t) = v_{cr}(t_1) + \frac{I_m}{C_r}(t - t_1) \end{cases} \quad (2-46)$$

模态 3 ($t_2 \sim t_3$):

t_2 时刻，关断 T_1, T_4 。 D_2, D_3 续流导通，变压器原边电压极性变为上负下正，整流二极管 D_6 开始导通。由于此前 D_5 电流已经为零，故 D_5, D_6 换流期间无反向恢复问题。由于变压器原副边恢复导通， L_m 重新被箝位至 $-NV_o$ ，退出谐振过程，电流 i_{1m} 线性下降，谐振频率变为 ω_0 。由图 2. 20c 可以得到：

$$\begin{cases} i_r(t) = I_m \cos \omega_r(t - t_2) - \frac{V_{in} - NV_o + v_{cr}(t_2)}{Z_r} \sin \omega_0(t - t_2) \\ v_{cr}(t) = -V_{in} + NV_o + [V_{in} - NV_o + v_{cr}(t_2)] \cos \omega_0(t - t_2) + Z_r I_m \sin \omega_0(t - t_2) \end{cases} \quad (2-47)$$

模态 4 ($t_3 \sim t_4$):

t_3 时刻， T_2, T_3 开通 (由于此前 D_2, D_3 已经导通，故为 ZVS)，谐振电流 i_r 流经 T_2, T_3 ；变压器副边电压极性为上负下正， D_6 继续导通。电感 L_m 上的电压仍被箝位至 $-NV_o$ ，故 i_{1m} 线性下降。 L_m 不参与谐振过程，谐振角频率为 ω_0 。由图 2. 20d 可以得到：

$$\begin{cases} i_r(t) = -\frac{V_{in} - NV_o + v_{cr}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_0(t - t_3) \\ v_{cr}(t) = -V_{in} + NV_o + [V_{in} - NV_o + v_{cr}(t_3)] \cos \omega_0(t - t_3) \end{cases} \quad (2-48)$$

模态 5 ($t_4 \sim t_5$):

t_4 时刻, $i_r = i_{Lm} = -I_m$, 流入变压器原边的电流为零, 变压器原边和副边没有能量交换。 V_o 对于 L_m 的箝位作用消失, L_m 开始参与谐振, 谐振角频率为 ω_1 。同时谐振电容被恒流放电, 电压线性下降。由图 2. 20e 可以得到:

$$\begin{cases} t_5 - t_4 = \frac{T_s - T_0}{2} \\ i_r(t) = -I_m \\ v_{cr}(t) = v_{cr}(t_4) - \frac{I_m}{C_r}(t - t_4) \end{cases} \quad (2-49)$$

模态 6 ($t_5 \sim t_6$):

t_5 时刻, 关断 T_2, T_3 。 D_1, D_4 续流导通, 变压器原边电压极性变为上正下负, 整流二极管 D_5 开始导通。和模态 3 一样无反向恢复问题。由于变压器原副边恢复导通, L_m 重新被箝位至 NV_o , 从而退出谐振过程, 电流 i_{Lm} 线性上升, 谐振角频率变为 ω_0 。由图 2. 20f 可以得到:

$$\begin{cases} i_r(t) = -I_m \cos \omega_r(t - t_5) + \frac{V_{in} - NV_o - v_{cr}(t_5)}{Z_r} \sin \omega_0(t - t_5) \\ v_{cr}(t) = V_{in} - NV_o - [V_{in} - NV_o - v_{cr}(t_5)] \cos \omega_0(t - t_5) - Z_r I_m \sin \omega_0(t - t_5) \end{cases} \quad (2-50)$$

理想条件下, 稳态时谐振电流 i_r 和 谐振电压 v_{cr} 均不含直流分量, 图 2. 20 中 $v_{cr}(t_0) = -v_{cr}(t_3) = -V_{crm}$, 由式 (2-45), (2-46), (2-47) 可得变换器输入和输出电压的关系为:

$$V_o = \frac{V_{in}}{N} + \frac{(T_s - T_0)I_m}{4NC_r} \quad (2-51)$$

$$V_o = \frac{V_{in}}{N} + \frac{(f_0 - f_s)I_m}{4N C_r f_s f_0} \quad (2-52)$$

从图 2. 20 可见: 一方面, 模态 2 和 5 的存在, 使整流二极管能够实现 ZCS, 避免二次寄生振荡。但另一方面, 模态 2 和 5 中, 变压器原边和副边没有能量传递, 谐振电流 i_r 在原边形成环流, 负载能量只能由滤波电容 C_r 储能提供, 模态 2 和 5 的存在影响了变换器的效率。从 V_{in} 和 V_o 的关系式也可以看出: 当 V_o 一定时, V_{in} 越大, 则 T_s 越小, 即模态 2 和 5 的持续时间越短, 因此变换器的效率越高。可以得出以下结论: 工作于区域 2 的 LLC 串联谐振全桥谐振 DC/DC 变换器, 当输入电压较高时, 效率较高。这一特性与传统移相全桥 PWM ZVS 变换器的效率特性正好相反, 适用于高输入电压场

合和有掉电维持时间限制的直流变换器。这一特性，使 LLC 变换器可以将输入电压高的情况设计为正常工况，以取得较高的工作效率，当出现输入电压掉电时，通过降低开关频率，仍然可以维持输出电压的恒定，代价仅仅是变换器效率下降，而不会影响对负载供电。

2.4 小结

从分析对比移相全桥 ZVS PWM DC/DC 变换器和 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器特点的角度，在分析 MOSFET 与 IGBT 开关特性的基础上，利用基波分量近似法建立了 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的数学模型，详细分析了该变换器的工作原理，确定了变换器的稳态工作区，详细研究了变换器在区域 2 时的工作过程，推导了输入电压和输出电压的关系。

3 LLC 串联谐振全桥变换器小信号建模和控制系统设计

系统的大信号模型反映系统的稳态特性,为稳态工作特性的分析和主电路参数设计提供依据,而小信号模型则反映了系统在稳态工作点附近受到小信号扰动(如控制信号变化,负载扰动,输入电压波动等)时,电路中各变量的变化规律。直流变换器的小信号建模是控制系统设计的基础。本文首先对开关电源系统的小信号建模方法做了归纳,然后利用扩展描述函数法(Extended Describing Function)详细研究了 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的小信号建模。最后在小信号模型的基础上分析了变换器的稳定性和设计了控制器。

3.1 开关电源小信号建模的方法概述

对于开关电源控制系统,由于控制对象呈现强烈的非线性,小信号建模是比较困难的^{[19][20][21][22][23]}。这种非线性主要体现在两个方面:

1). 电力电子器件的开关非线性。电力电子器件的开通和关断意味着电路拓扑结构的变化,作为变结构系统的开关电源,其状态方程的周期性变化造成了分析上的困难。而由于上述结构发生变化的时间,即开关动作的时刻,除了取决于外部的控制信号外,还取决于内部的状态(如施加在器件上的电压和电流是否造成器件的损坏等),这些更进一步增加了分析的困难。

2). 开关电源组成元件和控制系统的非线性。元件的非线性最主要是来源于构成变压器铁心的铁磁材料的饱和非线性、谐波非线性等。而控制系统的非线性则主要是由于器件最小开关性能的要求,器件的触发往往采用具有时滞非线性特性的控制策略(如触发信号的死区影响等)。

现有的分析方法主要有以下几种:

①状态空间平均法(State-space Averaging Method)。该方法利用系统的状态变量时间连续的概念,在开关频率足够高时,忽略一个开关周期中输入信号的变化,以平均的概念将开关电源用一个线性时不变的状态方程来近似,然后利用解析方法对开关电源进行建模。当系统的特征频率与开关频率接近时,该方法会引起较大误差。故状态空间平均法主要适合 PWM 变换器,而不能用于谐振变换器的建模。

②通用平均法(Generalized Averaging Method)^[22]。该方法对各状态变量进行傅立叶分析,然后利用谐波平衡的理论,得出小信号数学模型,不仅适用于 PWM 变换器,

也适用于谐振式变换器。该方法可以得到精确的小信号模型但建模过程比较复杂。

③离散时域仿真法。该方法的基本思路是：利用状态空间法列出非线性系统的分段线性方程，找出状态转移规律，得出非线性差分方程，用计算机进行求解。该方法可以得到较精确的模型。

④等效电路法。应用一个载波周期内平均的概念，把开关电源变为一个含有受控源的线性电路，然后用求解线性电路的方法对开关电源进行小信号分析。

1994年，美国的Eric. X. Y教授在通用平均法的基础上提出了一种新的小信号建模方法——扩展描述函数方法(Extended Describing Function)^{[21][23]}。该方法比通用平均法更简单，适用于谐振类变换器的分析建模。本文就利用这种方法，建立LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的小信号模型。

3.2 扩展描述函数法建模的基本原理

对谐振类DC/DC变换器而言，一个等效系统包括三个独立输入变量，即控制输入(开关角频率 w_s)，输入电压(V_g)和负载电流(i_o)。在忽略元件参数漂移的前提下，输出电压可表示为以上各变量的线性组合式(3-1)，其等效模型如图3.1所示。

$$\hat{v}_o(s) = G_{vw_s}(s) \cdot \hat{w}_s(s) + G_{vg}(s) \cdot \hat{v}_g(s) + G_{vi}(s) \hat{i}_o(s) \quad (3-1)$$

其中， $G_{vw_s}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{w}_s(s)} \right|_{\substack{\hat{v}_g(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$ ， $G_{vg}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_g(s)} \right|_{\substack{\hat{w}_s(s)=0 \\ \hat{i}_o(s)=0}}$ ， $G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_o(s)} \right|_{\substack{\hat{w}_s(s)=0 \\ \hat{v}_g(s)=0}}$ ，分别表示

控制变量(开关角频率 w_s)，输入直流电压 V_g 和负载电流 i_o 的变化量对输出直流电压 V_o 变化量的传递函数。

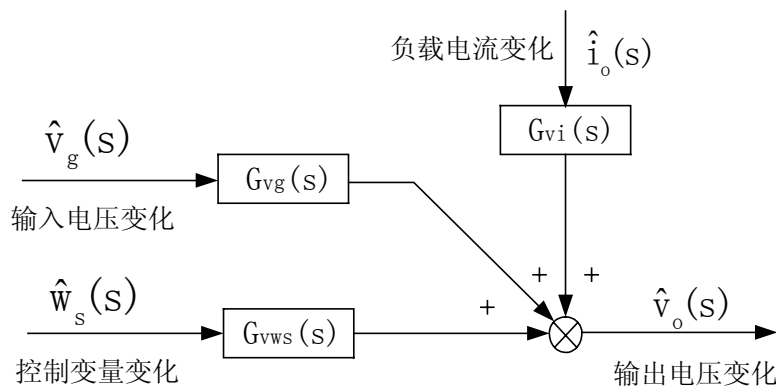


图 3.1 小信号等效模型结构图

LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的 $G_{vw_s}(s), G_{vg}(s), G_{vi}(s)$ 要用扩展描述函数^[21]的方法得到。设变换器可以用非线性状态方程表示为：

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) \\ y = g(x, u, t) \end{cases} \quad (3-2)$$

其中 x, u, y 分别表示状态矢量，输入矢量和输出矢量。因为谐振变换器中状态变量均为周期变量，对 $x(t), y(t)$ 和非线性函数 $f(x, u, t), g(x, u, t)$ 进行傅立叶级数展开^[24]可得 (w_s 为开关角频率)：

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k(t) e^{jkw_s t} \quad (3-3)$$

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} Y_k(t) e^{jkw_s t} \quad (3-4)$$

$$f(x, u, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k(X, U) e^{jkw_s t} \quad (3-5)$$

$$g(x, u, t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k(X, U) e^{jkw_s t} \quad (3-6)$$

其中 $X_k(t), Y_k(t), F_k(X, U), G_k(X, U)$ 为傅立叶系数。定义 $F_k(X, U), G_k(X, U)$ 为多变量描述函数。 $X = \{ \dots, X_{-k}, \dots, 0, \dots, X_k, \dots \}^T, U = \{U_0\}, Y = \{Y_0\}$ 分别表示由状态矢量 x ，输入矢量 u 和输出矢量 y 的傅立叶系数构成的矢量。对于 DC/DC 变换器，输入矢量 u 为输入直流电压，输出矢量 y 为输出直流电压，故傅立叶系数矢量 U, Y 仅含直流分量 U_0, Y_0 。当系统处于稳定工作点时，由于开关角频率 w_s 固定， T_s 为常数，故 $X_k(t)$ 为常数。稳态时一个开关周期内谐振电感和谐振电容各自储能平衡， $dx/dt=0$ ，故有：

$$F_0(X, U) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} f(x, u, t) dt = 0 \quad (3-7)$$

当开关角频率产生小信号扰动 \hat{w}_s 时， $X_k(t)$ 为时间 t 的函数。对傅立叶展开式 (3-3) 两边求导，可得：

$$\dot{x}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{X}_k(t) e^{jkw_s t} + \sum_{k=-\infty}^{\infty} jkw_s X_k(t) e^{jkw_s t} \quad (3-8)$$

将上式代入非线性状态方程 (3-2)，利用谐波平衡理论，令同次谐波系数相等，可得：

$$\begin{cases} \dot{X}_k(t) + jkw_s X_k(t) = F_k(X, U) \\ Y_0 = G_0(X, U) \end{cases} \quad (3-9)$$

上式为非线性状态方程(3-2)的频域表达, 可以理解为将傅立叶系数 $X_k(t)$ 作为新状态变量后的状态空间表达式。系统处于稳态时, $X_k(t) = X_k^{ss}$, $\dot{X}_k(t) = 0$, 式(3-9)变为:

$$\begin{cases} jk\omega_s X_k^{ss} = F_k^{ss}(X^{ss}, U_0) \\ Y_0 = G_0^{ss}(X^{ss}, U_0) \end{cases} \quad (3-10)$$

其中上标“ss”表示稳态时的变量。当输入变量 u , 开关角频率 ω_s 发生小信号扰动时, 会引起系统状态变量傅立叶系数 $X_k(t)$ 和输出变量 y 发生变化, 令:

$$\begin{cases} X_k(t) = X_k^{ss} + \hat{x}_k \\ \omega_s = \Omega^{ss} + \hat{\omega}_s \\ u = U_0 + \hat{u} \\ y = Y_0 + \hat{y}_0 \end{cases} \quad (3-11)$$

将上式代入频域状态空间表达式(3-9), 并对 $F_k(X, U)$ 和 $G_k(X, U)$ 进行泰勒级数展开, 忽略二阶以上偏导数项, 可得(分析时取最高谐波次数为 H):

$$\begin{cases} \dot{X}_k^{ss} + \hat{x}_k + jk(\Omega_s + \hat{\omega}_s)(X_k^{ss} + \hat{x}_k) = F_k^{ss}(X^{ss}, U_0) + \sum_{m=-H}^H \frac{\partial F_k^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m + \frac{\partial F_k^{ss}}{\partial U_0} \hat{u} \\ Y_0 + \hat{y}_0 = G_0^{ss}(X^{ss}, U_0) + \sum_{m=-H}^H \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m + \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial U_0} \hat{u} \end{cases} \quad (3-12)$$

其中, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm H$; $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm H$ 。令 $\dot{X}_k^{ss}(t) = 0$, 并利用式(3-10)消去稳态量, 忽略二阶摄动量, 可得系统在 ω_s 和 u 发生扰动时的小信号模型:

$$\begin{cases} \hat{x}_k + jk\hat{\omega}_s X_k^{ss} + jk\Omega_s \hat{x}_k = \sum_{m=-H}^H \frac{\partial F_k^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m + \frac{\partial F_k^{ss}}{\partial U_0} \hat{u} \\ \hat{y}_0 = \sum_{m=-H}^H \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m + \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial U_0} \hat{u} \end{cases} \quad (3-13)$$

若输入变量 $u = V_{in}$ 恒定不变, 即式(3-13)中 $\hat{u} = 0$, 可得当控制变量为 $\hat{\omega}_s$, 状态矢量为 \hat{x} ($\hat{x} = \{\hat{x}_{-H}, \dots, \hat{x}_m, \dots, \hat{x}_H\}^T$), 输出变量为 \hat{y}_0 时, 系统的小信号模型:

$$\begin{cases} \hat{x}_k + jk\hat{\omega}_s X_k^{ss} + jk\Omega_s \hat{x}_k = \sum_{m=-H}^H \frac{\partial F_k^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m \\ \hat{y}_0 = \sum_{m=-H}^H \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_m^{ss}} \hat{x}_m \end{cases} \quad (3-14)$$

写成标准形式:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_s \hat{x} + B_s \hat{w}_s \\ \hat{y}_0 = C_s \hat{x} \end{cases} \quad (3-15)$$

$$\text{系数矩阵: } A_s = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_{-H}^{ss}}{\partial X_{-H}^{ss}} + jH\Omega_s & \dots & \frac{\partial F_{-H}^{ss}}{\partial X_m^{ss}} & \dots & \frac{\partial F_{-H}^{ss}}{\partial X_H^{ss}} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial F_m^{ss}}{\partial X_{-H}^{ss}} & \dots & \frac{\partial F_m^{ss}}{\partial X_m^{ss}} - jm\Omega_s & \dots & \frac{\partial F_m^{ss}}{\partial X_H^{ss}} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \frac{\partial F_H^{ss}}{\partial X_{-H}^{ss}} & \dots & \frac{\partial F_H^{ss}}{\partial X_m^{ss}} & \dots & \frac{\partial F_H^{ss}}{\partial X_H^{ss}} - jH\Omega_s \end{pmatrix}$$

$$B_s = (jHX_{-H}^{ss}, \dots, -jmX_m^{ss}, \dots, -jHX_H^{ss})^T$$

$$C_s = \left(\frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_{-H}^{ss}}, \dots, \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_m^{ss}}, \dots, \frac{\partial G_0^{ss}}{\partial X_H^{ss}} \right) \quad (3-16)$$

设非线性系统 (3-2) 分段线性化状态方程为 (T_{i-1}, T_i 为模态边界时刻, Q 为分段个数):

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i x + B_i u \\ y = C_i x + D_i u \end{cases} \quad T_{i-1} < t < T_i \quad (3-17)$$

$$\text{则: } F_k^{ss}(X^{ss}, U_0) = \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^Q \int_{T_{i-1}}^{T_i} [A_i x^{ss}(t) + B_i U_0] e^{-jkw_s t} dt \quad (3-18)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_k^{ss}(X^{ss}, U_0)}{\partial X_m^{ss}} &= \frac{1}{T_s} \sum_{i=1}^Q \left\{ [A_i x^{ss}(T_i) + B_i U_0] e^{-jkw_s T_i} \frac{\partial T_i}{\partial X_m^{ss}} - [A_i x^{ss}(T_{i-1}) + B_i U_0] e^{-jkw_s T_{i-1}} \frac{\partial T_{i-1}}{\partial X_m^{ss}} \right. \\ &\quad \left. + \int_{T_{i-1}}^{T_i} A_i \frac{\partial x^{ss}(t)}{\partial X_m^{ss}} e^{-jkw_s t} dt \right\} \end{aligned} \quad (3-19)$$

对式 (3-3) 求导可得:

$$\frac{\partial x^{ss}(t)}{\partial X_m^{ss}} = e^{jmw_s t} \quad (3-20)$$

设分段线性模型 的分段边界条件满足:

$$h(T_i, x^{ss}, U_0) = A_{bi} x^{ss}(T_i) + B_{bi} T_i + C_{bi} U_0 + D_{bi} > 0 \quad (3-21)$$

则:

$$\frac{\partial T_i}{\partial X_m^{ss}} = -\frac{\frac{\partial h}{\partial X_m^{ss}}}{\frac{\partial h}{\partial T_i}} = \frac{-A_{bi}e^{jmw_s T_i}}{A_{bi}\dot{x}_{ss} + B_{bi}} = \frac{-A_{bi}e^{jmw_s T_i}}{A_{bi}[A_i x^{ss}(T_i) + B_i U_0] + B_{bi}} \quad (3-22)$$

根据系统的分段线性化状态方程，由式(3-19)，(3-20)，(3-22)就可以求出当输入电压不变，开关角频率 w_s 发生小信号扰动时，系统的小信号模型。以上介绍了扩展描述函数法的基本原理。由于该方法是基于谐波平衡理论，根据系统非线性状态方程的频域表达建立起来的，故这种建模方法不仅适用于 PWM 变换器，也适用于谐振类变换器。下节将利用该方法对 LLC 串联谐振变换器进行小信号建模。

3.3 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的小信号建模

建模过程中，将负载的变化等效为系统输出电流扰动 i_o ，同时考虑原边等效电阻 r_s 和输出滤波电容等效电阻 r_c 的影响。从图 2.20 可以看出：模态 1 和 6，模态 3 和 4 分别具有相同的等效电路，只是电流方向不同。故一个周期内电路可以分为四个线性分段区^[8]，各分段区的等效电路如图 3.2 所示(r_{cp} , C_{fp} , R 分别表示 r_c , C_f , R_L 折算到原边的值)：

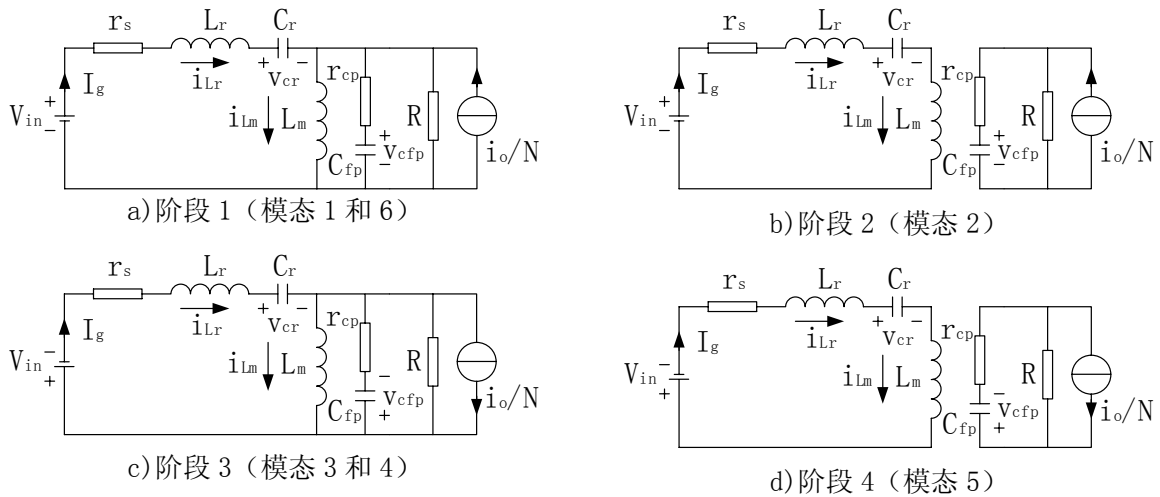


图 3.2 分段线性区等效电路

3.3.1 分段线性化状态方程

设输入矢量为输入直流电压和负载电流扰动 $u = [V_{in}, i_o]^T$ ，输出矢量为输出直流电压和输入电流 $y = [V_o, I_g]^T$ ，状态矢量取为： $x = [i_{Lr} - i_{Lm}, i_{Lm}, v_{cr}, v_{cfp}]^T$ ^[8]。

阶段 1 (如图 3.2a):

$$\begin{cases} L_r \dot{x}_1 + (L_r + L_m) \dot{x}_2 = -r_s(x_1 + x_2) - x_3 + V_{in} \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_r}(x_1 + x_2) \\ (C_{fp} + \frac{r_{cp} C_{fp}}{R}) \dot{x}_4 = x_1 - \frac{x_4}{R} + \frac{i_o}{N} \\ L_m \dot{x}_2 = x_4 + r_{cp} C_{fp} \dot{x}_4 \\ NV_o = R(x_1 - C_{fp} \dot{x}_4 + \frac{i_o}{N}) \\ I_g = x_1 + x_2 \end{cases} \quad (3-23)$$

令 $r = \frac{Rr_{cp}}{R + r_{cp}}$, $k = \frac{R}{R + r_{cp}}$ 则状态方程系数矩阵为:

$$A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{r+r_s}{L_r} - \frac{r}{L_m} & -\frac{r_s}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & -k(\frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}) \\ \frac{r}{L_m} & 0 & 0 & \frac{k}{L_m} \\ \frac{1}{C_r} & \frac{1}{C_r} & 0 & 0 \\ \frac{k}{C_{fp}} & 0 & 0 & -\frac{k}{RC_{fp}} \end{pmatrix} \quad C_1 = \begin{pmatrix} \frac{r}{N} & 0 & 0 & \frac{k}{N} \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r}{N}(\frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}) & \frac{r}{NL_m} & 0 & \frac{k}{NC_{fp}} \end{pmatrix}^T \quad D_1 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{r}{N^2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-24)$$

阶段 2 (如图 3.2b):

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = 0 \\ \dot{x}_2 = -\frac{r_s}{L_r + L_m} x_2 - \frac{1}{L_r + L_m} x_3 + \frac{V_{in}}{L_r + L_m} \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_r} x_2 \\ \dot{x}_4 = -\frac{kx_4}{RC_{fp}} + \frac{ki_o}{NC_{fp}} \\ V_o = \frac{k}{N} x_4 + \frac{r}{N^2} i_o \\ I_g = x_2 \end{cases} \quad (3-25)$$

状态方程系数矩阵为：

$$\begin{aligned}
 A_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_r+L_m} & -\frac{1}{L_r+L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k}{RC_{fp}} \end{pmatrix} & C_2 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{k}{N} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
 B_2 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_r+L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k}{NC_{fp}} \end{pmatrix}^T & D_2 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{r}{N^2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-26)
 \end{aligned}$$

阶段 3 (如图 3.2c)： 比较图 3.2a 和 c 发现，两者的差别仅在于输入电压 V_{in} , V_{cfp} 和 V_o 的极性不同，直接改变式 (3-23) 中 V_{in} , V_{cfp} 和 V_o 的符号可以得到：

$$\begin{aligned}
 A_3 &= \begin{pmatrix} -\frac{r+r_s}{L_r}-\frac{r}{L_m} & -\frac{r_s}{L_r} & -\frac{1}{L_r} & k\left(\frac{1}{L_r}+\frac{1}{L_m}\right) \\ \frac{r}{L_m} & 0 & 0 & -\frac{k}{L_m} \\ \frac{1}{C_r} & \frac{1}{C_r} & 0 & 0 \\ -\frac{k}{C_{fp}} & 0 & 0 & -\frac{k}{RC_{fp}} \end{pmatrix} & C_3 &= \begin{pmatrix} -\frac{r}{N} & 0 & 0 & \frac{k}{N} \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\
 B_3 &= \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{r}{N}\left(\frac{1}{L_r}+\frac{1}{L_m}\right) & -\frac{r}{NL_m} & 0 & \frac{k}{NC_{fp}} \end{pmatrix}^T & D_3 &= \begin{pmatrix} 0 & \frac{r}{N^2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-27)
 \end{aligned}$$

阶段 4 (如图 3.2d)： 同样直接改变式 (3-25) 中 V_{in} 的符号可得：

$$A_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L_r+L_m} & -\frac{1}{L_r+L_m} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k}{RC_{fp}} \end{pmatrix} \quad C_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{k}{N} \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B_4 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L_r + L_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{k}{NC_{fp}} \end{pmatrix}^T \quad D_4 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{r}{N^2} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-28)$$

3.3.2 边界条件

变换器线性分段区边界划分如图 3.3 所示^[8]。阶段 1 和阶段 2 的分界条件是： $i_r > i_{lm}$ ，即状态变量 $x_1 > 0$ ，当 x_1 由正值变为零时，变换器从阶段 1 进入阶段 2；阶段 3 和阶段 4 的分界条件是： $i_r < i_{lm}$ ，当 x_1 由负值变为零时，变换器从阶段 3 进入阶段 4；阶段 2 和阶段 3 的分界条件是： $t = T_s/2$ ，当 $t < T_s/2$ 时，变换器处于阶段 2，当 $t > T_s/2$ 时，变换器处于阶段 3；阶段 4 和阶段 1 的分界条件是： $t = T_s$ ，当 $T_s/2 < t < T_s$ 时，变换器处于阶段 4，当 $t > T_s$ 时，变换器处于阶段 1。

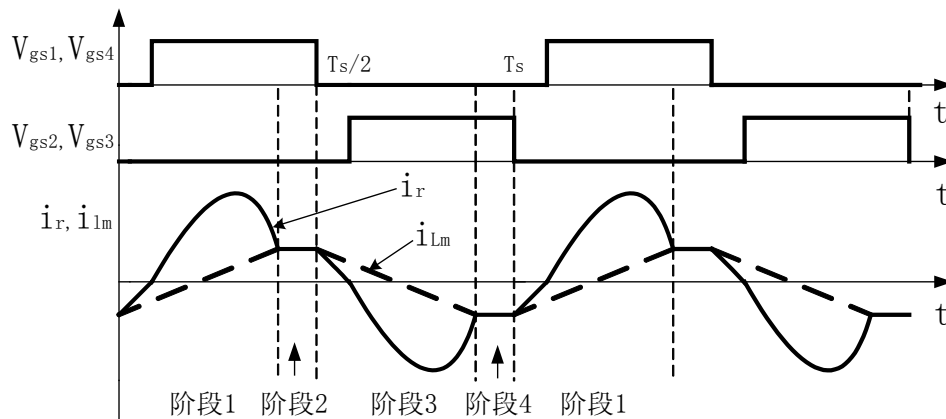


图 3.3 线性区分段边界示意

3.3.3 状态变量 \hat{x} 的选取

3.2 节中小信号模型的状态矢量 \hat{x} ，是由原非线性系统状态变量 x 的傅立叶系数的小信号摄动量构成的新状态变量。故在确定 \hat{x} 时，必须对变换器大信号工作条件下的状态变量波形作谐波分析，确定状态变量的谐波含量，从而确定新的状态矢量 \hat{x} 应该包含那些项。由于 $x_4 = v_{cfd}$ 为直流电压量，故 x_4 频谱中只有直流分量，而谐振变量 $i_r - i_{lm}$ ， i_{lm} ， v_{cr} 则不同。当 $V_{in} = 400V$ ，开关频率 $f_s = 160kHz$ ，谐振频率 $f_0 = 200kHz$ ，各状态变量的频谱如图 3.4 所示。从图 3.4 可以看出：状态变量 x_1 中除了含有基波分量外，还含有一定的谐波分量； x_2 中也含有较大的谐波分量； x_3 中则主要含有基波分

量，谐波分量相对较小。以上结论说明：在确定新状态矢量 \hat{x} 时除了应考虑基波分量对应的傅立叶系数外，不能忽略谐波成分的影响。这一点是 LLC 谐振变换器小信号建模过程和传统串联谐振变换器建模过程的显著区别。根据频谱分析结果，取 x_1 和 x_2 的基波和 3, 5 次谐波， x_3 的基波， x_4 的直流分量进行分析可以确定小信号模型(3-15)中的状态矢量为：

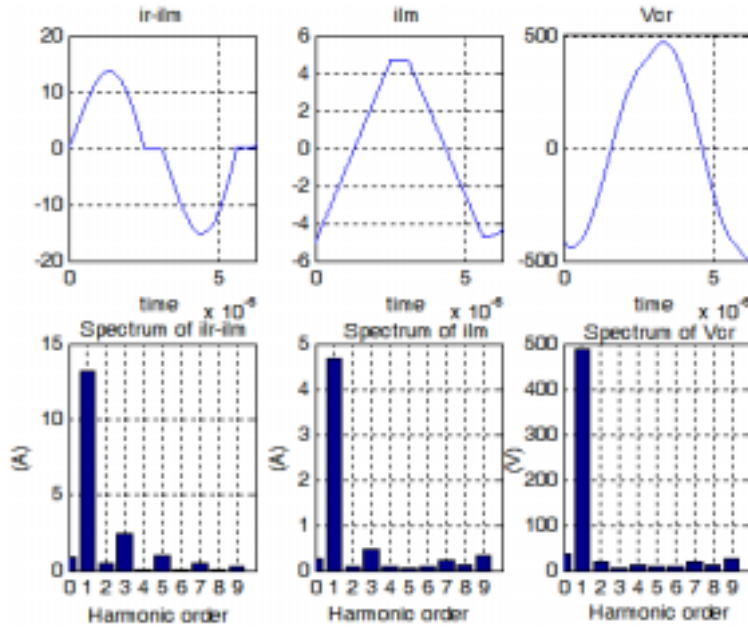


图 3.4 系统状态变量频谱分析

$$\hat{x} = [\hat{x}_{1,R}, \hat{x}_{1,I}, \hat{x}_{1,3R}, \hat{x}_{1,3I}, \hat{x}_{1,5R}, \hat{x}_{1,5I}, \hat{x}_{2,R}, \hat{x}_{2,I}, \hat{x}_{2,3R}, \hat{x}_{2,3I}, \hat{x}_{2,5R}, \hat{x}_{2,5I}, \hat{x}_{3,R}, \hat{x}_{3,I}, \hat{x}_{4,0}]^T$$

其中 $\hat{x}_{1,3R}$ 下标“1”表示该状态变量取自原状态变量 x_1 ；下标“3R”表示 3 次谐波傅立叶系数的实部(I 表示虚部, 0 表示直流分量)，其他类似。至此 LLC 串联谐振变换器的小信号建模准备工作已经完成。

3.4 LLC 串联谐振变换器小信号模型和稳定性分析

当输入电压 V_g 和负载电流 I_o 的扰动为零，仅研究 w_s 小信号摄动对输出电压的影响时，LLC 串联谐振变换器的控制框图可以表示为图 3.5。其中， $G_c(s)$ 表示控制器的传递函数， $G_{VCO}(s)$ 表示压控振荡器的传递函数， $H(s)$ 表示采样电路的传递函数，即反馈回路的直流电压比。理想条件下，压控振荡器 VCO 可以等效为一个线性比例环节，输入为电压控制信号 v_c ，输出为频率 f ，比例系数可以由控制电路 R、C 参数确定。

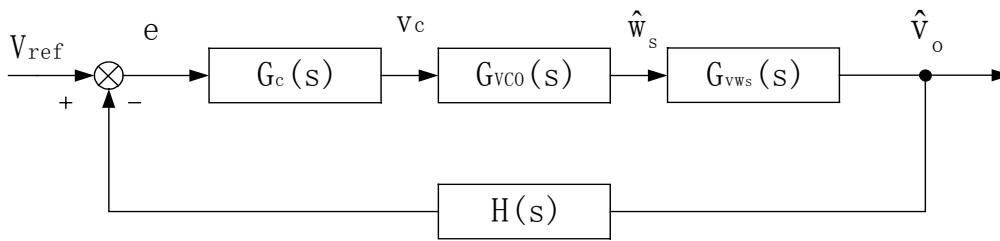


图 3.5 控制系统框图

本文利用 MATLAB 对小信号模型中的系数矩阵 A_s , B_s , C_s 进行了计算, 参数如下:

直流输入电压 $V_{in}=400V$; 变比 $N=8$; 谐振电感 $L_r=14.2 \mu H$;

$h=L_m/L_r=5$;

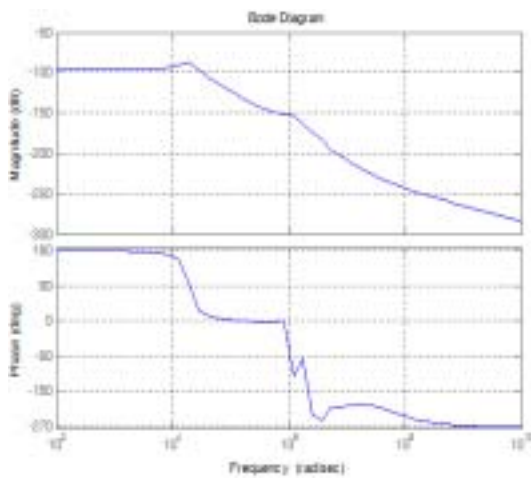
谐振电容 $C_r=44.5nF$;

谐振频率 $f_0=200kHz$;

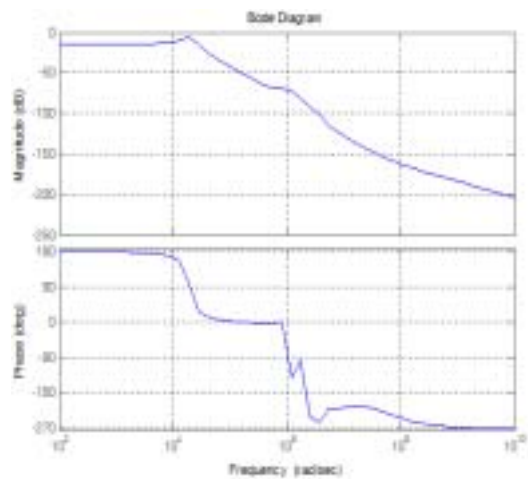
开关频率 $f_s=160kHz$

$C_{fp}=20 \mu F$; $r_s=0.01$; $r_{cp}=0.01$;

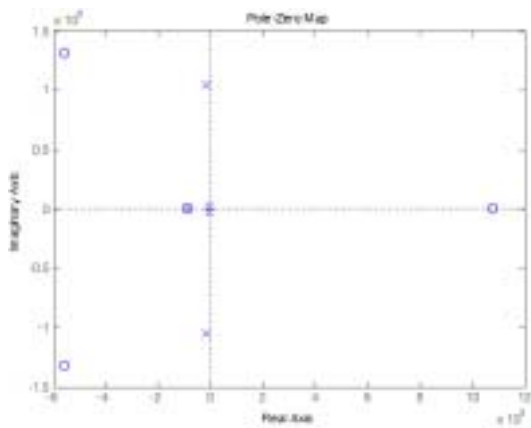
$Q_s=0.218$;



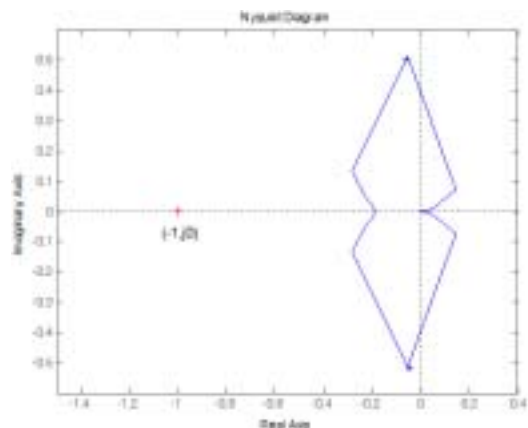
a) $G_{vvs}(s)$ 的 Bode 图



b) $G_o(s)$ 的 Bode 图



c) 系统的开环零极点分布图



d) 系统的开环幅相曲线

图 3.6 系统的开环特性

根据计算结果可以得出 $G_{v_{vs}}(s)$ 和未加控制器之前系统开环传递函数 $G_o(s)$ 的 Bode 图分别如图 3.6a, b 所示。图 3.6a 中, $G_{v_{vs}}(s)$ 的相频曲线始于 180° 线, 这是由于开关角频率 ω_s 与输出电压 V_o 的变化方向相反。当开关频率增大时, 变换器的输出电压反而变小(这一点与 PWM 变换器不同)。系统是高阶系统, 开环传递函数存在多个零极点。但从图 3.6b 可以看出, 在高频段 ($\omega > 1.5e6$), 开环幅频特性衰减很大, 故可以忽略系统高频零极点的影响。

图 3.6c 所示为开环系统零极点分布图 ($\omega < 1.5e6$)。很明显, 开环系统存在一个位于右半平面的低频零点。这说明系统是一个非最小相位系统, 应该用奈氏稳定判据判别其稳定性^{[27][28]}。由图 3.6c 和 d, 可以得到:

开环传递函数在右半平面的极点数 $P=0$;

开环幅相曲线逆时针围绕 $(-1, j0)$ 点的圈数 $N=0$;

系统闭环特征方程正实部特征根的个数 $Z=P-2N=0$;

故系统本身就具备良好的稳定性。设计控制器时主要考虑系统动态性能的要求。

3.5 控制器的设计和实现

一般在设计控制器时, 希望校正后的系统初始幅频特性大于零且具有一定幅值裕度和相位裕度 ($45^\circ \sim 75^\circ$), 这样不仅可以保证系统具有良好的稳定性, 同时也具有较好的稳态误差和动态特性^{[27][28]}。

1). 首先从相频特性的角度来讲: 由于原系统相频特性始于 180° 线, 使开环系统在较宽的频率范围内具有较大的相位超前特性(即相频特性为正), 系统的相角裕度过大。为了能使校正后系统的相角裕度控制在 $45^\circ \sim 75^\circ$ 范围之内, 可以在 $G_o(s)$ 中引入一个积分环节, 这样可以在全频率范围内引入 -90° 的相位滞后。当然积分环节的引入也会对幅频曲线带来影响, 这一点在设计 $G_c(s)$ 的幅频特性时应该加以考虑。该积分环节也可以提高系统的型别, 减小稳态误差。

2). 低频段: 从图 3.6b 可以看出, 原系统的初始幅频特性小于零, 故希望 $G_c(s)$ 具有较大的增益。同时由于原系统幅频特性低频段斜率为 0dB/dec , 开环增益的增大, 可能会引起幅频特性与 0dB 线的交点对应的频率值增大, 即增大了闭环系统的带宽 ω_b 。这样不利于系统对高频噪声的抑止。所以希望 $G_c(j\omega)$ 的幅频特性在低频段具有一定 20dB/dec 的斜率。具有一定增益的积分环节的引入正好可以满足这一要求。

3). 中频段: 系统中频段斜率大小直接决定了穿越频率 ω_c 的大小, 希望校正后系

统幅频特性中频段具有一定的斜率。从图 3.6 看出,原系统中频段斜率为 -20dB/dec ,引入积分环节后,可以使斜率变为 -40dB/dec 。

4). 高频段:从图 3.6b 看出,高频段系统的相频特性发生振荡,这给系统带来了不稳定因素,故希望校正后的系统幅频特性在高频段能够尽量下降的快一点,这样可以减小不稳定因素的影响,同时有利于系统对高频噪声的抑止。二阶振荡环节可以满足要求。根据以上分析可以写出控制器 $G_c(s)$ 的传递函数:

$$G_c(s) = \frac{K(T_1s + 1)}{s(T_2^2s + 2aT_2s + 1)} \quad (3-29)$$

其中参数 K, T_1, T_2, a 可以根据期望频率特性的开环增益和转折频率确定。校正前后系统的开环 Bode 图如图 3.7 所示。

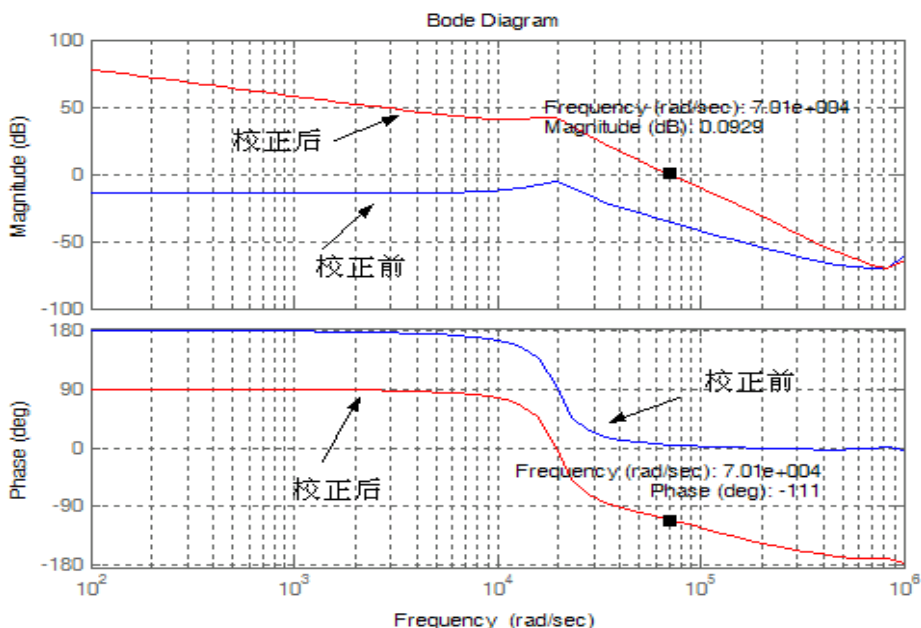


图 3.7 校正前后系统开环 Bode 图对比

校正后系统具有 69° 的相角裕度和足够大的幅值裕度。为了验证以上分析的正确性,本文用 SABER 软件对 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的动态过程做了仿真。仿真结果如图 3.8(负载电流从 2.5A 突加至 20A)和图 3.9(负载电流从 20A 突降至 2.5A)所示。图 3.8a 和图 3.9a 说明,系统本身就具有良好的稳定性,这一点验证了 3.4 节的分析结论。突加负载时,校正之后调节时间 t_s 明显减少:校正前 $t_s=1400\mu\text{s}$,校正后 $t_s=500\mu\text{s}$,而且校正后系统的阻尼比增大了,动态过程振荡过程减弱。图 3.9 表明,突降负载时,校正后系统的超调量和调节时间都减小了:校正前 $\sigma\%$ 约为 7%, t_s 约为 $1000\mu\text{s}$;校正后 $\sigma\%$ 约为 3%, t_s 约为 $800\mu\text{s}$ 。仿真结果表明,经过控制器 $G_c(s)$

的校正之后，系统的动态特性可以得到改善。

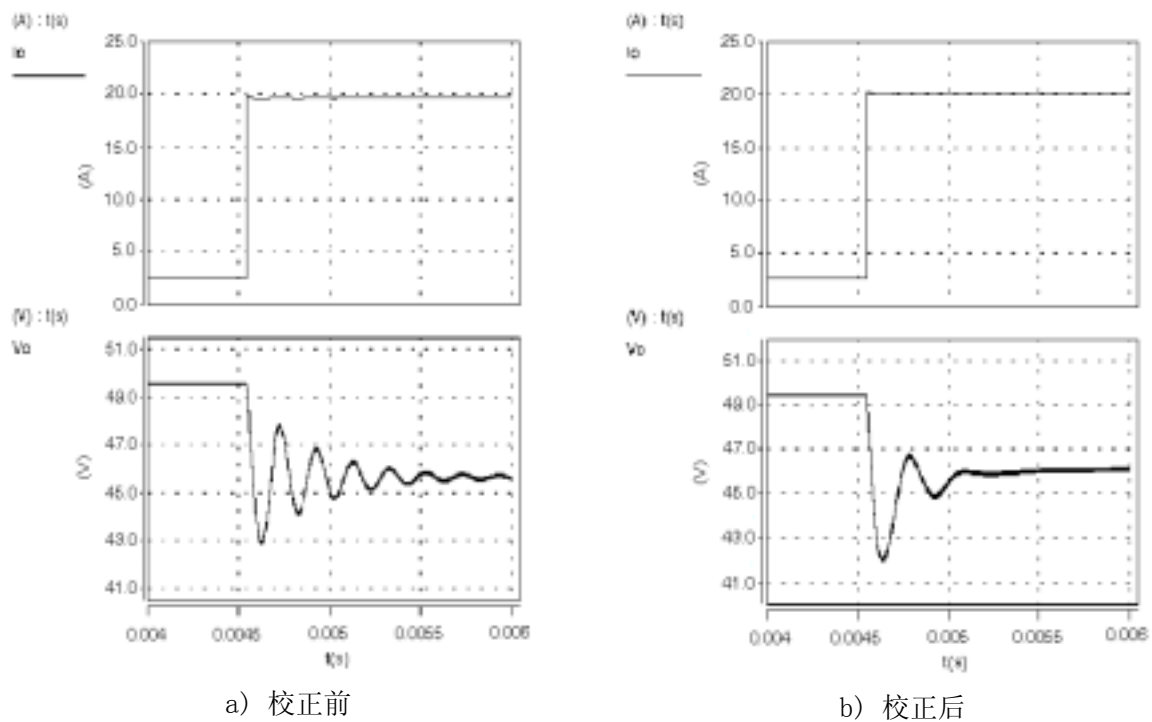


图 3.8 突加负载仿真结果

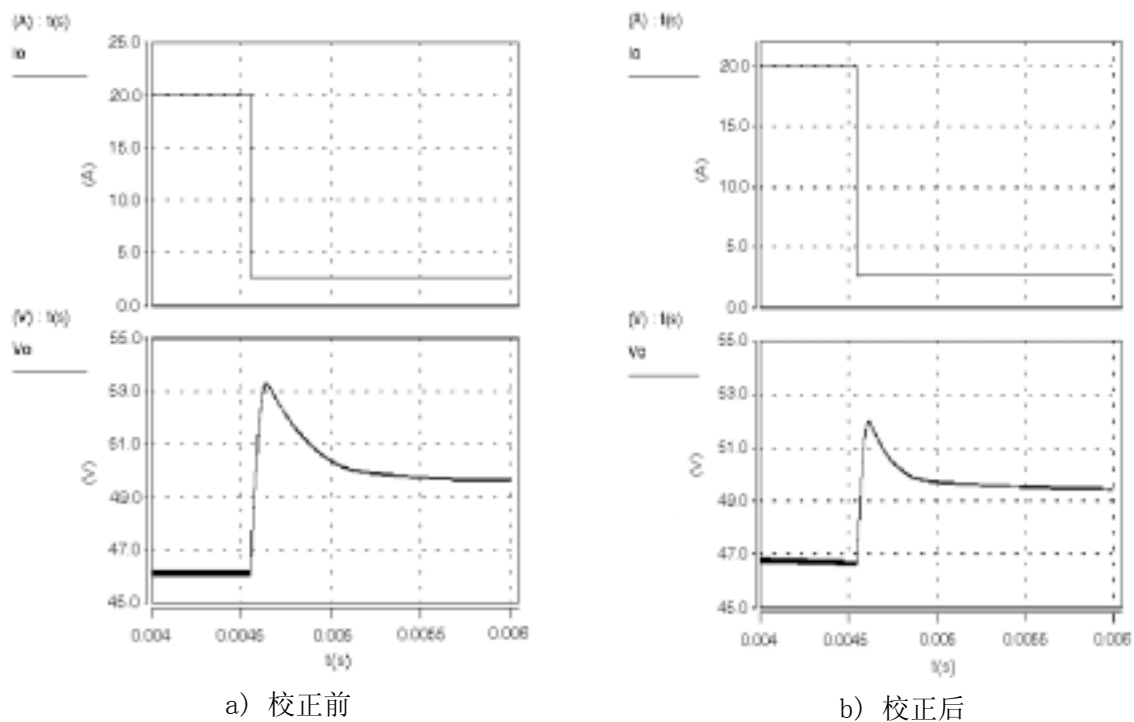


图 3.9 突降负载仿真结果

3.6 小结

首先分析归纳了 DC/DC 变换器小信号建模的各种常见方法；然后详细分析了扩展描述函数的基本原理，并利用该方法研究了 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的小信号建模；最后在小信号模型的基础上分析了系统的稳定性，设计了控制器，使系统能够有较为理想的动态特性。仿真结果验证了理论分析的正确性。

4 主电路和控制电路设计

LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器各谐振元件之间相互影响，而且变换器工作状态与负载大小紧密相连，这些都给实际电路的设计带来困难^[29]。在前文分析的基础上，本章讨论了一个实际 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器主电路和控制电路的设计问题，该变换器的参数为：

输入电压 200~400V；

输出电压 50V±0.5%；

额定输出电流 10A；

额定功率：500w；

谐振频率 $f_0=200\text{kHz}$ ；

最低开关频率： $f_s=80\text{kHz}$ ；

4.1 主电路参数设计

1). 变压器变比 N

由第二章分析结果，当开关频率 $\omega_s=\omega_0$ 时，变换器直流变换比 $M=1$ ，根据该条件可以确定变压器的变比 N。

$$N = \frac{V_{in}}{V_o} \quad (4-1)$$

式中 V_{in} 取输入电压最高值，因为当变换器输入电压 V_{in} 变低时，按上式确定的输出电压会降低，这时可以通过降低开关频率的方法提高变换器的直流电压比，维持输出电压恒定。这样正好可以确保变换器在不同输入电压情况下都工作于区域 2；反之，若取输入电压较低值来确定 N，当输入电压升高时，为维持输出电压恒定，必须减小 M，使开关频率增大，变换器会进入区域 1 工作，这种情况应该避免。本变换器设计输入电压最高值 $V_{inmax}=400\text{V}$ 。故 $N=400/50=8$ 。

2). 谐振电容 C_r

串联谐振电容既是隔直电容又是谐振电容，它将储存谐振能量。由于谐振能量取决于输出功率， C_r 的值越小、输出功率越大， C_r 的电压就越高。因此首先应对它的峰值电压 V_{cm} 和 C_r 的关系作近似估算^[29]。当变换器空载时，可以近似认为输入电压 V_{in}

全部加在 C_r 两端, 故 $V_{cr}=V_{in}=NV_o$; 当负载电流为 I_o 时, 可以近似认为在半个开关周期内, 电容 C_r 被线性充电, 充电电流为变压器原边电流的平均值 I_o/N , v_{cr} 从 $-V_{crm}$ 充电至 V_{crm} 变化量:

$$\Delta v_{cr} = 2V_{crm} = \frac{I_o T_{s \max}}{2NC_r} \quad (4-2)$$

故 v_{cr} 峰值可以近似表达为:

$$V_{crm} = NV_o + \frac{I_o \max T_{s \max}}{4NC_r} \quad (4-3)$$

取 $C_r=44\text{nF}$, 则根据式 (4-3) 可以确定 V_{crm} :

$$V_{crm} = NV_o + \frac{I_o \max T_{s \max}}{4NC_r} = 400 + \frac{10}{4 \times 8 \times 44 \times 10^{-9} \times 80 \times 10^3} = 488.8\text{V} \quad (4-4)$$

电压裕量取 1.5, 则 $V_{crm} = 1.5 \times 488.8 = 733.2\text{V}$ 。实际取 2 个 22nF, 1000V 的电容并联。

3). 谐振电感 L_r

C_r 确定后, 就可以根据谐振频率的大小确定 L_r 的大小:

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_r} = \frac{1}{4\pi^2 \times (200000)^2 \times 44 \times 10^{-9}} = 14.4\mu\text{H} \quad (4-5)$$

4). 电感 L_m

当输出电压 V_o 和输入电压 V_{in} 的变化范围一定时, 开关频率 f_s 的变换范围和 L_m, L_r 的比值 h 大小有关, 可以根据 f_s 的变化范围确定 h 的大小:

$$V_o = \frac{V_{in}}{N} + \frac{(f_0 - f_s) I_m}{4NC_r f_s f_0} = \frac{V_{in}}{N} + \frac{I_m}{4NC_r f_0} \left(\frac{f_0}{f_s} - 1 \right) \quad (4-6)$$

变换器在模态 1 时, I_{Lm} 线性增加, 在模态 2 时, I_{Lm} 维持恒定。所以在模态 1 和 2 的分界点处, I_{Lm} 达到最大值 I_m 。 L_m 端电压为 NV_o , 充电时间为 $T_0/2$, 电流变化量为 $2I_m$ 。

$$I_m = \frac{NV_o T_0}{4L_m} \quad (4-7)$$

代入式 (4-6), 可得:

$$V_o = \frac{V_{in}}{N} + \frac{\pi^2 V_o}{4h} \left(\frac{f_0}{f_s} - 1 \right) \quad (4-8)$$

当 $V_{in}=200\text{V}$ 时:

$$\frac{f_{s \min}}{f_0} = \frac{\pi^2}{2h + \pi^2} \quad (4-9)$$

最小开关频率和 h 的关系如图 4.1 所示。从图中可以看出： h 越大，则 f_{smin} 越小，即开关频率变化范围越宽。同时 h 越小， L_m 越小， I_m 越大，变压器原边损耗越大，故 h 的大小在设计时应折衷考虑。本设计中 $f_{smin}=80\text{kHz}$ ，根据式(4-9)取 $h=7.4$ 。

$$L_m = hL_r = 106.6\mu\text{H} \quad (4-10)$$

5). 变换器实现 ZVS 的负载范围

由第二章分析，ZVS 区和 ZCS 区的边界负载电阻为：

$$R_{Lb} = \frac{\pi^2 h Z_r w_n}{8N^2} \sqrt{\frac{1-w_n^2}{(1+h)w_n^2-1}} \quad (4-11)$$

当 $f_s=f_{smin}$ 时， R_{Lb} 取最大值 R_{Lbmax} 。根据以上参数可以得到： $R_{Lbmax}=1.6\Omega$ 。当负载 $I_o=10\text{A}$ 时，负载电阻为最小值， $R_{Lmin}=50/10=5\Omega$ 。可见变换器在全负载范围内都满足 $R_L>R_{Lb}$ ，即可以在全负载范围实现 ZVS。

6). 变压器和谐振电感的集成磁设计

变压器和谐振电感 L_r 、 L_m 的设计是 LLC 谐振变换器主电路设计的核心部分，直接决定变换器的工作情况。通常，开关电源磁性元件(电感、变压器)的体积、重量、损耗在整机中占有较大比例。因此为了提高功率密度，效率和减小损耗，在开关电源的设计中往往采用集成磁设计技术(Integrated Magnetic)^{[30][31][32][33][34][35]}。本设计中将

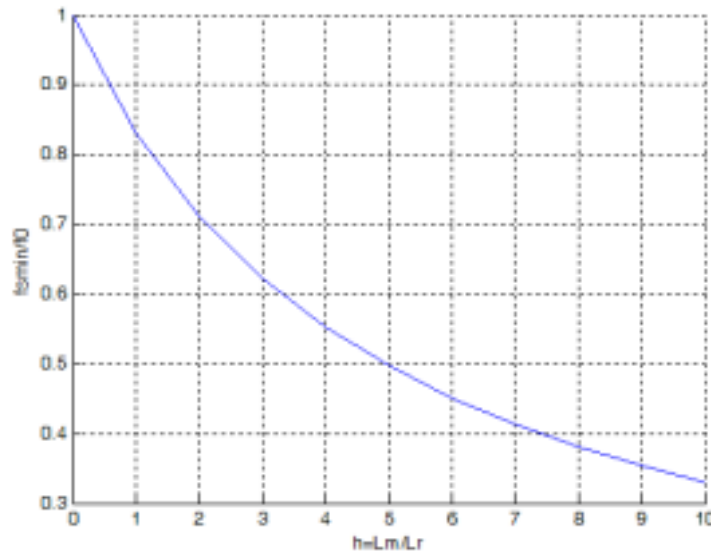


图 4.1 f_{smin} 和 h 的关系

电感 L_r 、 L_m 和变压器 T 集成在同一磁芯上，利用实验室现有的 E 型铁心，结构如图 4.2 所示：

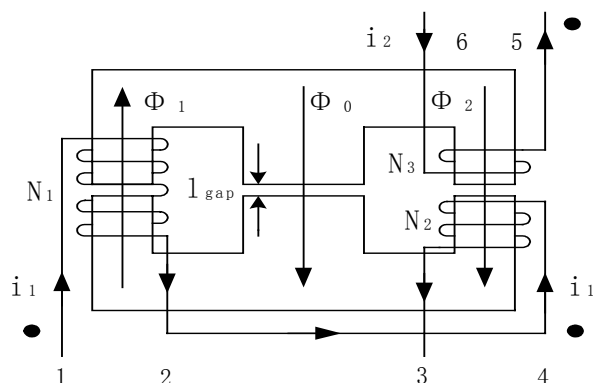


图 4.2 集成磁元件结构示意图

① 绕组匝数关系和电感量的确定。

为了得出图 4.2 集成磁件中各绕组匝数的关系，本文利用磁导—电容类比法^[36]对集成磁件进行分析建模。该方法是根据 Bundenbach 提出的磁路参数与电路参数类比关系^[18]，直接由磁件建立回转器和电容表征的等效电路模型，并在此基础上对磁件进行分析的方法。该方法实际上是用回转器模型表示绕组，电容模型表示磁导 Λ 。对于单个绕组，磁路模型和等效电路模型^[36]如图 4.3，其中：

$$\begin{pmatrix} u \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & N \\ \frac{1}{N} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F \\ \dot{\phi} \end{pmatrix} \quad (4-12)$$

在单个绕组等效电路的基础上，可以建立图 4.2 磁件的等效电路如图 4.4(设中心和两边磁柱的磁导分别为 $\Lambda_0, \Lambda_1, \Lambda_2$)，其中模式 1 表示变压器原副方有联系的工作模态(如模态 1)，模式 2 表示变压器原副方断开的工作模态(如模态 2)。

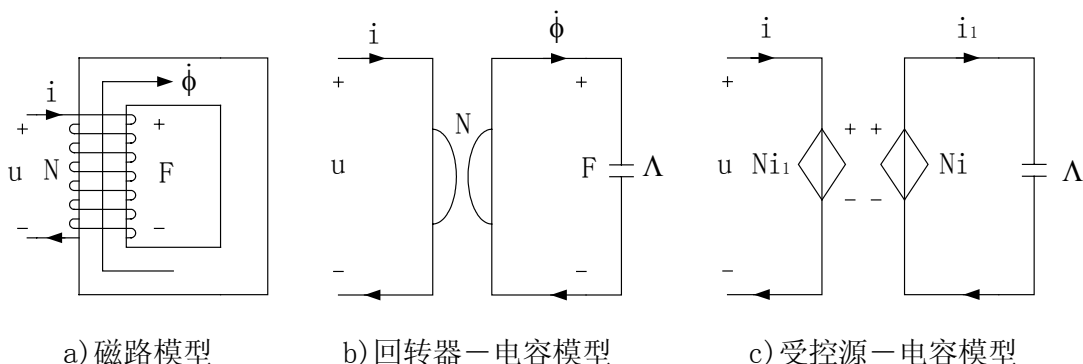


图 4.3 单个绕组等效模型

设各磁柱的等效电感定义为(折算到 N_1)：

$$L_0 = N_1^2 \Lambda_0 \quad L_1 = N_1^2 \Lambda_1 \quad L_2 = N_1^2 \Lambda_2 \quad (4-13)$$

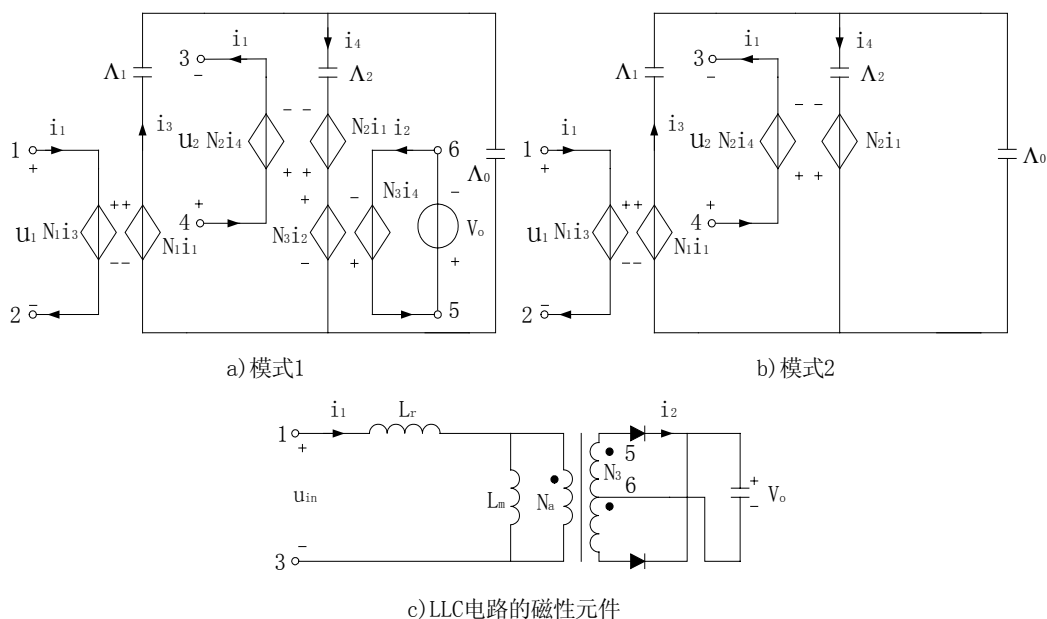


图 4.4 集成磁元件等效电路

根据图 4.4 可以列出等效电路方程：

$$\begin{cases}
 u_1 = N_1 i_3 \\
 u_2 = N_2 i_4 \\
 V_o = N_3 i_4 \\
 N_1 i_1 - \frac{i_3}{\Lambda_1} = \frac{i_3 - i_4}{\Lambda_0}
 \end{cases} \quad (4-14)$$

模式 1:

$$u_m = u_1 + u_2 = \frac{L_0 L_1}{L_0 + L_1} i_1 + \frac{V_o}{N_3} \left(\frac{N_1 L_1}{L_0 + L_1} + N_2 \right) \quad (4-15)$$

根据磁路参数与电路参数类比关系，对比图 4.4c 可得：

$$\begin{cases}
 L_r = \frac{L_0 L_1}{L_0 + L_1} \\
 N_a = \frac{N_1 L_1}{L_0 + L_1} + N_2
 \end{cases} \quad (4-16)$$

$$\begin{cases}
 u_1 = N_1 i_3 \\
 u_2 = N_2 i_4 \\
 \frac{i_4}{\Lambda_2} - N_2 i_1 = \frac{i_3 - i_4}{\Lambda_0} \\
 N_1 i_1 - \frac{i_3}{\Lambda_1} = \frac{i_3 - i_4}{\Lambda_0}
 \end{cases} \quad (4-17)$$

模式 2:

类似地，可得：

$$L_m = \frac{N_a^2(L_0 + L_1)L_2}{N_1^2(L_0 + L_1 + L_2)} \quad (4-18)$$

磁导与截面积成正比，对于 E 型铁心中心磁柱的截面积是两边磁柱的两倍，故 $L_0 = 2L_1 = 2L_2 = 2L$ ，代入式 (4-16)，(4-18) 可得：

$$\begin{cases} L_r = \frac{2L}{3} \\ L_m = \frac{3N_a^2 L}{4N_1^2} \\ N_a = \frac{N_1}{3} + N_2 \end{cases} \quad (4-19)$$

② 磁芯 B 的确定。

磁感应强度 B 是变压器在给定设计条件下进行设计时必须给出的设计参数^[37]。当电路形式、工作频率、磁芯尺寸和导线电流密度一定时，变压器功率 P 与 B 成正比。B 的提高受到电性能要求的制约：B 值过高，激磁电流过大，造成波形畸变严重，会影响电路安全工作和输出纹波增加；B 值过小，铁心利用率低。开关电源变压器在设计选择 B 时，主要考虑的是温升。B 的选择必须考虑两个问题：当输入电压达设计最高值时磁芯不饱和；变压器总损耗产生的温升满足设计要求。设计时初选 B 可根据功率，工作频率，平均温升，按图 4.5^[37]查出系数 K_B ，再按下式计算工作 B 值：

$$B = K_B B_m \quad (4-20)$$

式中：B——工作磁感应强度(T)

K_B ——磁感应强度系数

B_m ——磁性材料最大工作磁感应强度(T)

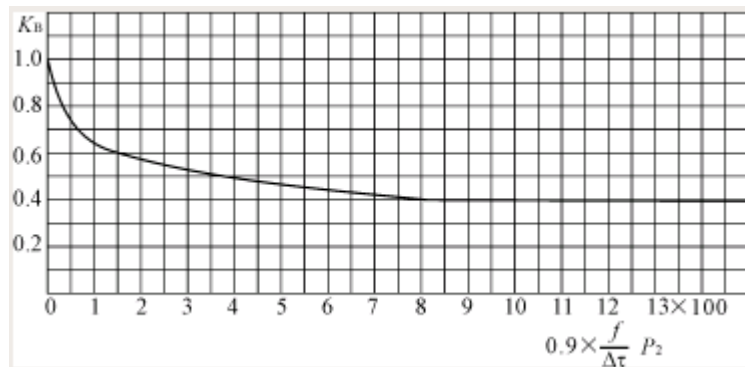


图 4.5 磁感应强度系数曲线

磁性材料选用 Mn-Zn 铁氧体。该材料的 B_m 为 0.5T。选用的磁芯中心磁柱截面积为 $31.6 \times 22 \text{mm}^2$ 。由于变换器设计最小工作频率 $f_{\text{min}}=80\text{kHz}$ ，输出功率 $P_2=500\text{w}$ ，设变压器平均温升为 25°C ，根据图 4.5 可得 $K_B=0.4$ ，则：

$$B = K_B B_m = 0.4 \times 0.5T = 0.2T = 2000Gs \quad (4-21)$$

③ 各绕组匝数的确定。

副边绕组匝数 N_3 可以由式 (4-22) 确定^[38]：

$$N_3 = \frac{U_{p2} \alpha}{2Bf_s A_e} \times 10^4 \quad (4-22)$$

若忽略死区的影响，加在变压器副边的电压近似为占空比为 50% 的交流方波，该方波幅值为 (整流二极管的通态压降为 1V)： $U_{p2}=50+1=51\text{V}$ 。当 N_3 确定后， B 与 f_s 成反比， f_s 越低，磁芯的工作磁感应强度越高，越容易饱和，故按 $f_s=f_{\text{min}}$ 来确 N_3 的值。

$$N_3 = \frac{51 \times 0.5 \times 10^4}{2 \times 0.2 \times 80 \times 10^3 \times 3.16 \times 1.16} = 2.18 \text{匝} \quad (4-23)$$

实际取 $N_3=2$ 匝。根据变比的关系，确定变压器原边绕组匝数 $N_a=N_3 \times N=16$ 匝。由式 (4-19) 可得：

$$N_1 = \sqrt{\frac{9N_a^2}{8h}} = \sqrt{\frac{9 \times 16^2}{8 \times 7.4}} = 6.24 \text{匝} \quad (4-24)$$

实际取 $N_1=7$ 匝。根据式 (4-19)，可得 $N_2=13.67$ 匝，实际取 $N_2=13$ 匝。

④ 气隙的计算

为了确保一定的电感量并防止磁芯饱和，磁路中必须加气隙，气隙的大小可以根据式 (4-25) 确定：

$$l_{\text{gap}} = \frac{1.26N_1^2 A_e}{L} \times 10^{-8} = \frac{1.26 \times 49 \times 3.16 \times 1.16}{21.6} \times 10^{-2} = 1 \text{mm} \quad (4-25)$$

至此，LLC 串联谐振变换器的磁性元件设计已经结束。：

7). 导线和主开关管的选用

当 LLC 串联谐振 DC/DC 变换器工作在区域 2 时，变压器副边电流 i_2 波形如图 4.6。将谐振部分近似为正弦量，即：

$$i_2(t) = I_p \sin \omega_0 t \quad (4-26)$$

经整流后，一个开关周期内 $|i_2|$ 的平均值为：

$$I = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_0/2} I_p \sin \omega_0 t dt = \frac{2T_0 I_p}{\pi T_s} \quad (4-27)$$

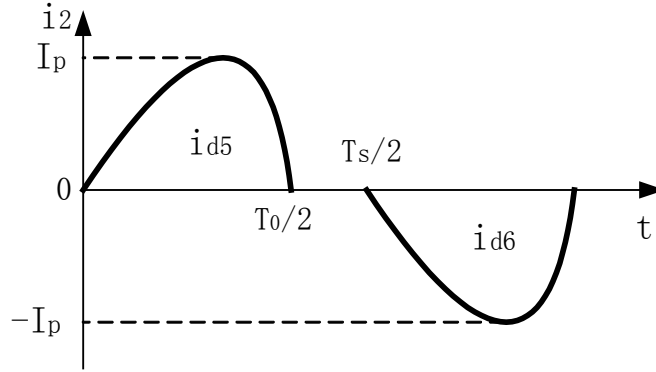


图 4.6 变压器副边电流波形

由于稳态时，一个开关周期内，输出电容电流平均值为零，故 $I=I_0$ ，可以得到：

$$I_p = \frac{\pi T_s I_0}{2T_0} \quad (4-28)$$

副边电流有效值为：

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (I_p \sin \omega_0 t)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{T_0/2} (I_p \sin \omega_0 t)^2 dt} = \frac{\sqrt{2} I_p}{2} \sqrt{\frac{T_0}{T_s}} \quad (4-29)$$

将式(4-28)代入式(4-29)，可得：

$$I_2 = \frac{\pi I_0}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{T_s}{T_0}} \quad (4-30)$$

当变换器工作在区域 2 时， $T_s \geq T_0$ 。式(4-30)说明：当 $T_s=T_0$ 时， I_2 值最小。此时变换器副边损耗最小，变换器工作效率最高。因此当开关频率等于谐振频率时，变换器处于最佳工作点。当 $f_s=f_{smin}$ ($T_s=T_{smax}$) 时， I_2 最大。本设计中：

$$I_{2max} = \frac{10\pi}{2} \sqrt{\frac{200 \times 10^3}{2 \times 80 \times 10^3}} = 17.6A \quad (4-31)$$

设电流密度取 $J=2.5A/mm^2$ ，则副边导线截面积为：

$$S_2 = \frac{I_{2max}}{J} = \frac{17.6}{2.5} = 7mm^2 \quad (4-32)$$

原边电流有效值和导线截面积为：

$$I_1 = \frac{I_2}{N} = \frac{17.6}{8} = 2.2A \quad (4-33)$$

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{2.2}{2.5} = 0.9 \text{mm}^2 \quad (4-34)$$

根据式(4-7)可得流过电感 L_m 电流的最大值为:

$$I_m = \frac{8 \times 50}{4 \times 106.6 \times 10^{-6} \times 200 \times 10^3} = 4.7 \text{A} \quad (4-35)$$

流过主开关管的电流最大值近似认为是原边电流最大值和 L_m 最大值之和:

$$I_{T \max} = I_1 + I_m = 7 \text{A} \quad (4-36)$$

考虑 2 倍电流裕量, 实际选择 20A 的开关管。由于输入电压最高值为 400V, 故可以选择耐压为 500V 的开关管。

另外, 由于变压器工作在高频场合, 故在选择导线时必须考虑到趋肤效应的影响。当使用圆铜线绕制时, 穿透深度为:

$$\Delta = \frac{66.1}{\sqrt{f_s}} \quad (4-37)$$

当 $f_s=80\text{kHz}$ 时, $\Delta = 0.23\text{mm}$ 。实际应该用多股铜线绕制。

8). 输出整流二极管

由于变换器开关频率高, 因此普通的整流二极管不能胜任, 必须使用快速恢复二极管。该二极管的反向耐压值为 2 倍的输出电压, 即 $2 \times 50 = 100\text{V}$ 。根据实验室现有元件, 选择二极管 MUR3020PT, 其耐压值为 200V, 电流定额为 30A, 反向恢复时间为 35ns。

9). 输出滤波电容 C_f 的选择

滤波电容与负载并联, 电容量大小与输出纹波电压和输出电流密切相关。根据技术指标要求: 纹波电压(峰峰值)小于额定电压 0.5%, 即要求额定电流时纹波电压小于 $50\text{V} \times 0.5\% = 250\text{mV}$ 。由于 LLC 变换器当变压器原副方断开时 C_f 放电, 负载能量完全由 C_f 提供; 在变压器原副方有能量传递的模式中, 当整流电路输出电流大于平均负载电流 I_o 时, C_f 被充电, 反之则放电。故 C_f 充放电时间的确定较为麻烦。实际设计中由于开关周期小, 可以近似认为 C_f 的放电时间为 T_s 。这样可以取得较大的电容值, 满足技术指标的要求。

$$C_f = \frac{I_o T_{s \max}}{\Delta U_c} = \frac{10}{250 \times 10^{-3} \times 80 \times 10^3} = 500 \mu\text{F} \quad (4-38)$$

4.2 控制电路设计

控制电路主要由控制信号的产生部分、功率驱动部分、隔离输出部分组成^[39]。

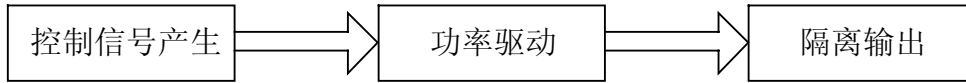


图 4.7 控制电路结构图

4.2.1 主功率管控制信号产生部分

控制芯片采用 MC34067，该芯片采用 PFM 调制技术，输出驱动脉冲频率可以高达 1MHz 以上，输出信号为正脉冲，非常适合 MOSFET 的驱动。MC34067 主要由基准电压、压控振荡器、误差放大器、软启动电路、欠压锁定、保护电路和输出电路构成^[40]：

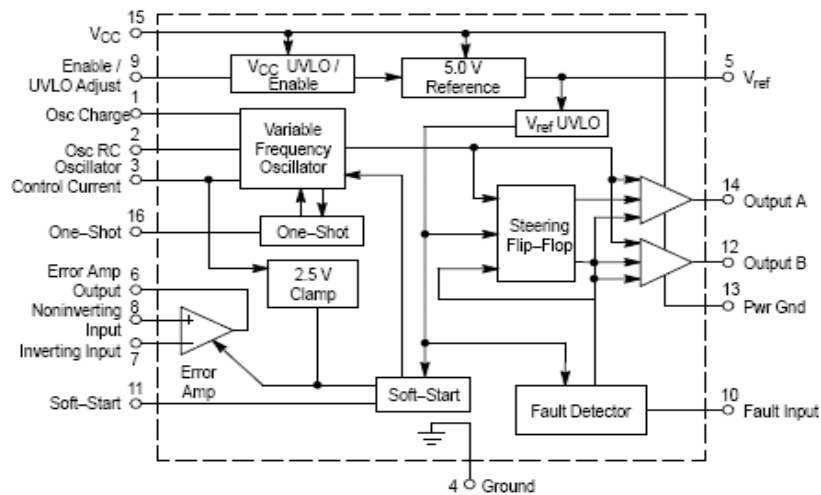


图 4.8 MC34067 结构框图

1). 基准电压源：

该电路可以产生一个精度在 $\pm 2\%$ 的 5.1V 的基准电压，此基准电压源除了给芯片内部电路提供基准电源以外，可以向外部电路提供 10mA 的电流。

2). 压控振荡器

输出脉冲信号主要是由振荡器产生的。该电路由两个双门限比较器、一个恒流源和外部 RC 充放电电路组成。芯片内部通过恒流源同时对 1, 2 脚之间的振荡电容 C_{osc} 和 16 脚的 C_T 充电，在两个电容上可以产生最大值为 +5.1V 的锯齿波，其斜率可以由电阻 R_{osc} 和 R_T 调整。当 $v_{cT} > 3.6V$ ，输出信号 A 电压为低电位；当 $v_{cT} < 3.6V$ ，输出信号 A 电压为高电位。输出信号 B 与 A 互补，两者之间的死区可以通过 16 脚 One-short 外

接 RC 网络进行控制。控制信号产生波形如图 4.9。

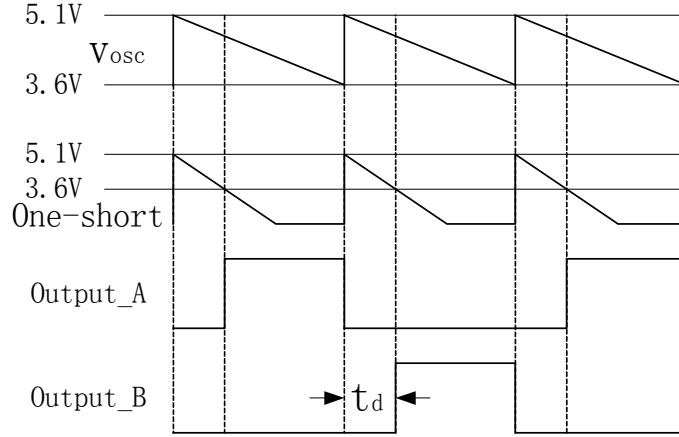


图 4.9 驱动脉冲产生示意图

3). 电压误差放大器

脚 7, 8 和 6 分别是电压误差放大器的反向输入端, 同向输入端和输出端。通过这三个脚外接 RC 网络, 可以构成各种形式的补偿器。6 脚输出电位的大小变化会通过 3 脚和 6 脚之间的电阻 R_{VF0} 改变 C_{osc} 的放电电流 I_{osc} 的大小, 进而改变输出脉冲频率。电压误差放大器对输出频率的控制精度可达到 1000:1。

4). 输出脉冲频率范围的确定

当误差放大器输出电压为 2.5V 时, 电流 I_{osc} 为零, C_{osc} 放电电流最小, 这时输出脉冲频率最小:

$$f_{\min} = \frac{1}{0.348C_{osc}R_{osc} + 70ns} \quad (4-39)$$

输出脉冲最大频率值, 可以由 R_{VF0} 确定。设 I_{\max} 为输出频率为 f_{\max} 时, 电容 C_{osc} 需要的总放电电流, I_{ROSC} 为经 R_{osc} 的放电电流, 则:

$$I_{\max} = 1.5C_{osc}f_{\max} \quad (4-40)$$

其中流经 R_{osc} 的放电电流为:

$$I_{ROSC} = \frac{1.5}{R_{osc}} e^{\left(-\frac{1}{f_{\min}R_{osc}C_{osc}}\right)} \quad (4-41)$$

$$R_{VF0} = \frac{2.5 - V_{EAsat}}{I_{\max} - I_{ROSC}} \quad (4-42)$$

式中 V_{EAsat} 为电压误差放大器低电位时的饱和电压, 当输出电流为 1mA 时, $V_{EAsat} = 0.1V$ 。根据式(4-39)~(4-42)就可以设计 R_{osc} , C_{osc} 和 R_{VF0} 以满足希望的最高和最

低频率要求。

5). 软启动电路

通过 11 脚的外接电容，可以使 MC34067 具有软启动功能。软启动电路使压控振荡器的输出频率从最大输出频率开始，随着反馈量的调节作用逐渐减小。芯片上电后，内部的 UVLO+Fau1 信号变为逻辑高电位，使软启动电容 C_{soft} 被箝位至低电位，该信号通过软启动缓冲器将电压误差放大器输出 6 脚电位箝位至低电位，使输出频率为最大值。软启动过程中，UVLO+Fau1 信号逐渐降低，当其变为逻辑低电位时，芯片内部的 $9\mu A$ 恒流源对 C_{soft} 充电，同时 6 脚电位跟着上升，输出频率随之下降。

4.2.2 功率驱动，隔离输出和保护部分

1). 功率驱动部分

由于 MC34067 的驱动电流不足以驱动 MOSFET，因此根据 MOSFET 驱动特性的要求设计相应的功率驱动电路。如图 4.10 所示。图中上下两个电路完全对称。两个 MOS 管 Q_2, Q_4 构成推挽输出级，当输入信号 Driver1 为高电平时， Q_2 导通， Q_4 截止，输出信号为低电平。当输入信号 Driver2 为低电平时， Q_3 导通， Q_1 截止，输出信号为高电平。由于驱动电路参数可能不对称， $Q_2, Q_4(Q_1, Q_3)$ 可能直通。电阻 R_3, R_5, R_{10}, R_{12} 可以起到限流作用。另外 $C_2 \sim C_5$ 起到隔直作用，防止隔离变压器 U_1 直流磁化。

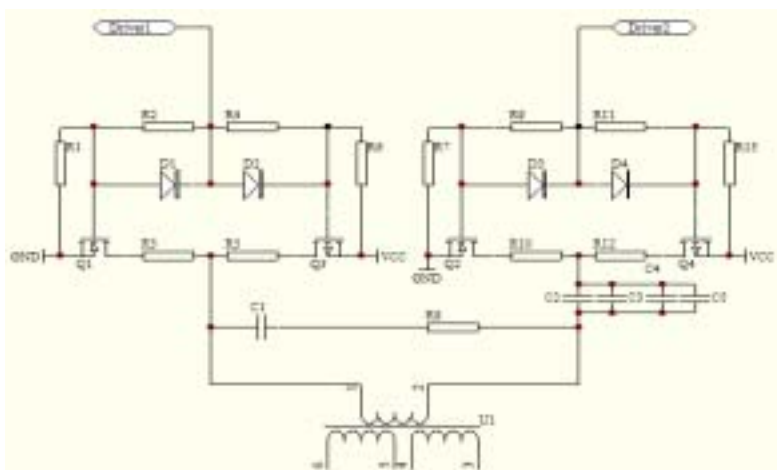


图 4.10 功率驱动部分

2). 隔离输出部分

为了实现控制电路和主电路的电气隔离，可以采用高速光耦或隔离变压器进行隔离。一般高速光耦隔离驱动的最高频率为 $30K \sim 50kHz$ ，而且需要单独电源供电。由

于本电路输出驱动信号频率较高，而且 Driver1 与 Driver2 是互补等宽的，故适合采用高频变压器。隔离输出电路如图 4.11 所示。

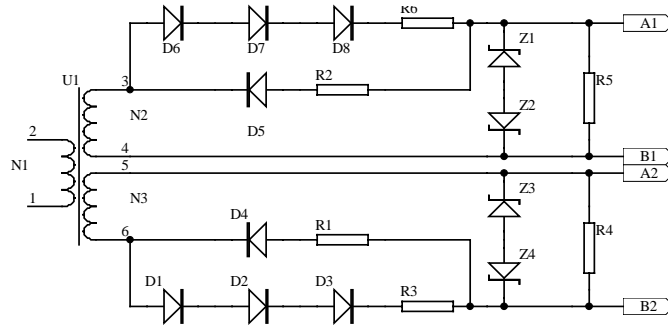


图 4.11 隔离输出部分

为防止 V_{gs} 超过该电压而引起开关管损坏，在 MOSFET 栅极和源极之间并联两个 15~17V 的稳压管 $Z_1, Z_2 (Z_3, Z_4)$ 。同时为了防止 MOSFET 误导通，在 MOSFET 栅极和源极之间并联 10K 的电阻 R_4, R_5 。MOSFET 栅极接入电阻 R_1, R_2, R_3, R_6 可以给栅极去耦，以防止干扰和产生振荡。栅极串入二极管的目的是降低死区期间的电平，使其低于 0 电位，这样可以确保 MOSFET 在死区期间维持关断。当然由于工作频率高，这些二极管必须采用快速恢复二极管。

3). 隔离变压器的设计

根据实验室现有元件，隔离变压器采用铁氧体磁罐 G26，其工作磁感应强度可以取为 $B=1000Gs$ ，截面积 $S=1cm^2$ ，输出脉冲最低频率为 $f_s=80kHz$ ，匝比取 1:1，原副边电压均为 15V。原边绕组匝数为：

$$N_1 = \frac{15 \times 10^8}{4.4 \times 80 \times 10^3 \times 1000 \times 1} = 4.26 \text{匝} \quad (4-43)$$

考虑原边激磁作用的影响，修正后： $N_1 = 1.1 \times 4.26 = 4.68 \text{匝}$ ，实际取 $N_1=N_2=N_3=5 \text{匝}$ 。

工作频率为 $f=220kHz$ 时，可以算出 $B=310Gs$ 。

4). 保护部分

为了防止主开关管直通造成过电流损坏器件，和避免输出过电压，在控制电路中加入过流和过压保护电路如图 4.12 所示的保护电路。通过输入直流母线上电流霍尔传感器，检测母线电流，当有过流或过压现象产生，比较器输出低电平。微分电路检测比较器输出信号下降沿，经过二极管构成的与门和 RS 触发器后输出高电平信号，该信号与 MC34067 的 10 脚相连，可以将输出脉冲关闭。

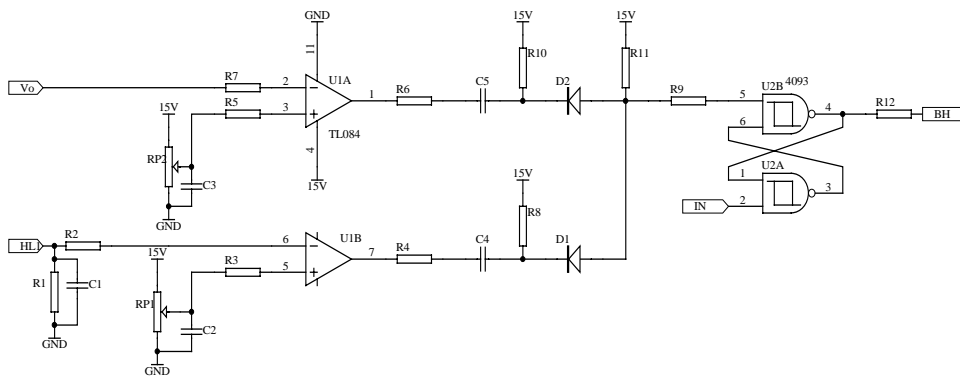


图 4.12 过流和过压保护电路

4.3 小结

详细研究了一台 500w 实验样机的主电路和控制电路的设计问题。其中磁性元件采用一种集成磁件设计方法。利用磁导-电容类比法建立了集成磁件的等效电路，并在此基础上得出了各绕组匝数关系和电感大小。

5 实验结果与分析

为了验证理论分析的正确性，本章给出了实验波形，并对结果进行了分析。

实验装置参数如下：

直流输入电压为： $V_{in}=200V\sim 400V$ ； 输出电压： $V_o=50V\pm 0.5\%$ ；
输出额定电流： $I_o=10A$ 。 谐振频率： $f_0=200kHz$ ；
谐振电容： $C_r=44nF$ ； 谐振电感： $L_r=14.4\mu H$ ；
输出滤波电容： $C_f=600\mu F$ 。

5.1 实验波形分析

5.1.1 实现 ZVS 的负载范围

图 5.1 至图 5.3 为各种负载条件下主开关管的驱动信号，管压降和谐振电流波形。输入电压为 400V。从图 5.1 至 5.3 可以看出，当输出电流分别为 0A, 5A, 10A 时，谐振电流 i_r 在开关管开通之前均已变为负，其开关管寄生反并二极管已经导通，从而实现零电压开通。当负载电流为 0 时，谐振电流为三角波，相位滞后驱动信号大约 90° ，电路呈现纯感性，这一点与第二章分析结果一致；当负载电流为 5A 和 10A 时，此时谐振电流明显存在两个不同的谐振过程。

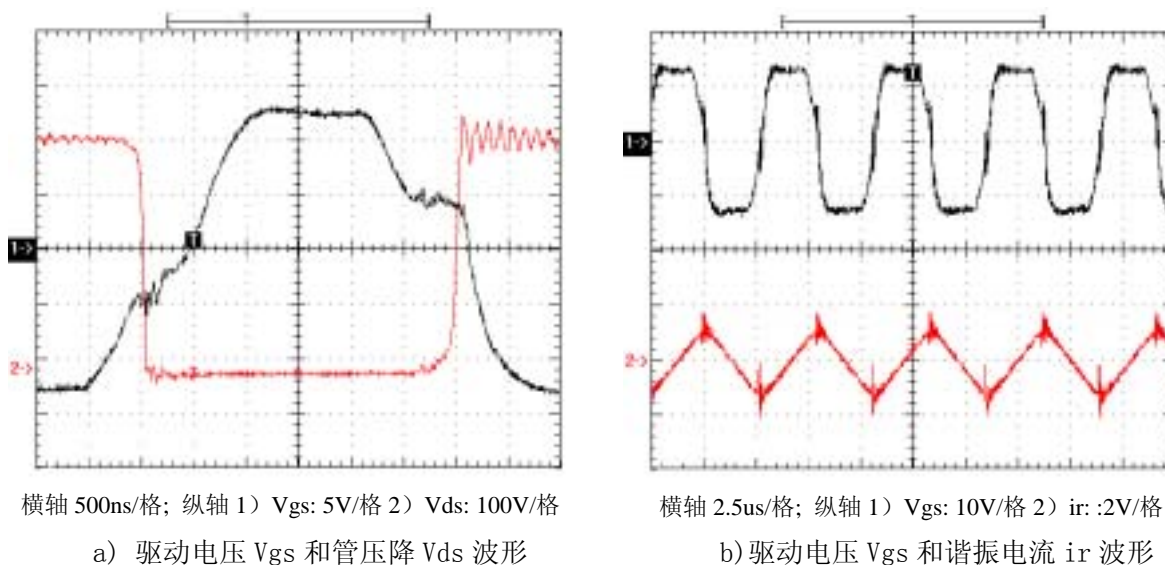
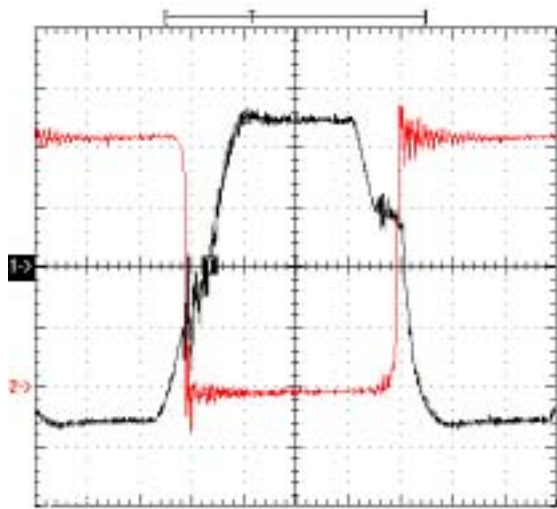
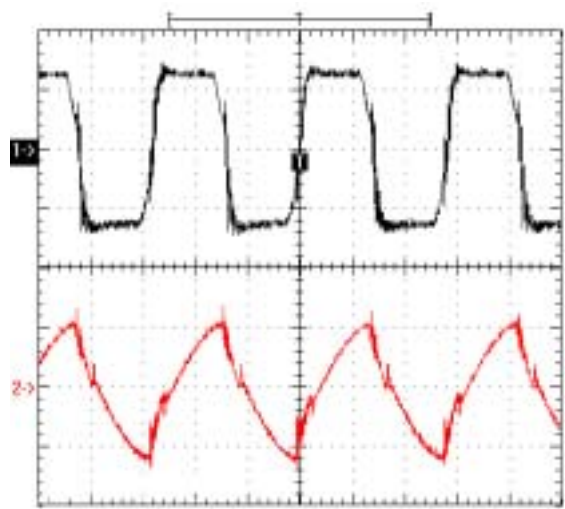


图 5.1 空载波形

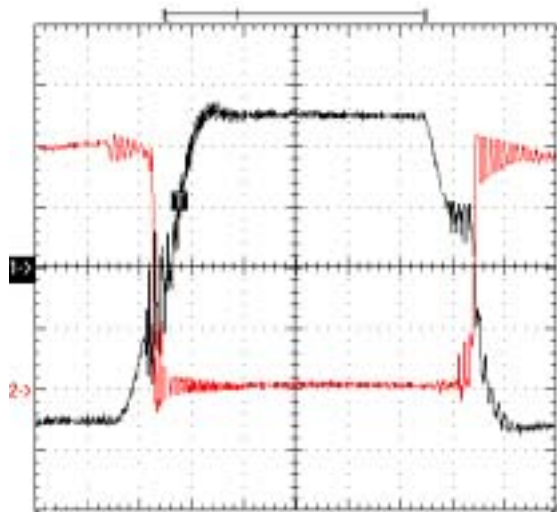


横轴 1 μ s/格; 纵轴 1) Vgs: 5V/格 2) Vds: 100V/格
a) 驱动电压 Vgs 和管压降 Vds 波形

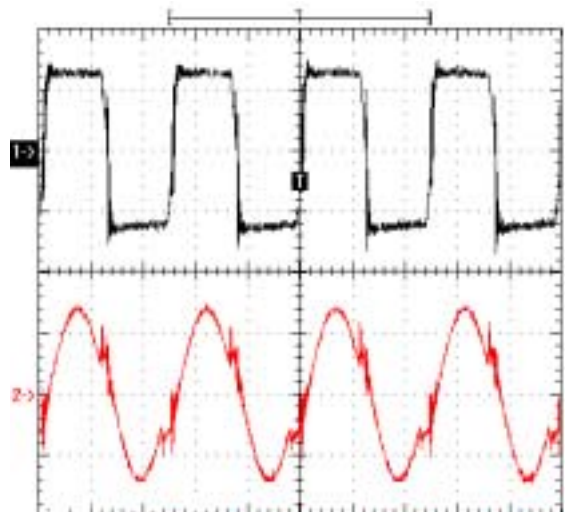


横轴 2.5 μ s/格; 纵轴 1) Vgs: 10V/格 2) ir: :10V/格
b) 驱动电压 Vgs 和谐振电流 ir 波形

图 5.2 负载电流 5A 时的波形



横轴 1 μ s/格; 纵轴 1) Vgs: 5V/格 2) Vds: 100V/格
a) 驱动电压 Vgs 和管压降 Vds 波形



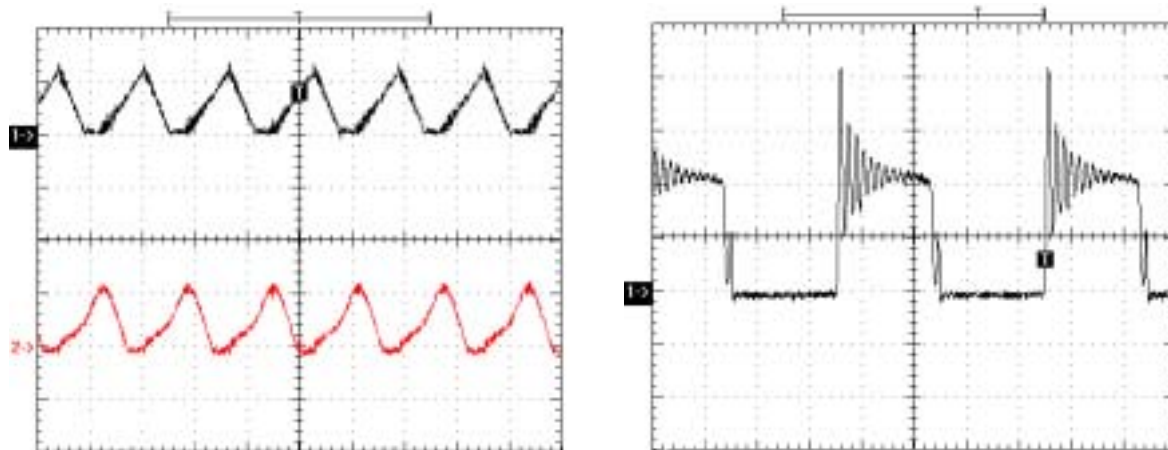
横轴 5 μ s/格; 纵轴 1) Vgs: 10V/格 2) ir: :5V/格
b) 驱动电压 Vgs 和谐振电流 ir 波形

图 5.3 负载电流 10A 时的波形

5.1.2 副边整流二极管 ZCS 情况

图 5.4 和 5.5 分别显示了变换器工作于区域 1 和区域 2 时，副边整流二极管的电流和反向电压波形。图 5.4 中， f_s 为 250kHz；图 5.5 中， f_s 为 87kHz。对比图 5.4 和图 5.5 可以发现：当变换器工作于区域 1 时，副边整流二极管存在共同导通换流的过程，在此过程中二极管反向电压出现较大的振荡，二极管的电压应力远大于 2 倍的

输出电压 ($2 \times 50 = 100\text{V}$)，峰值可达 200 多伏，这种现象是由于二极管存在反向恢复问题所致。当变换器工作于区域 2 时，副边整流二极管自然换流，不存在共同导通的过程，因此二极管反向电压基本没有振荡，二极管的电压应力大约为 2 倍的输出电压。



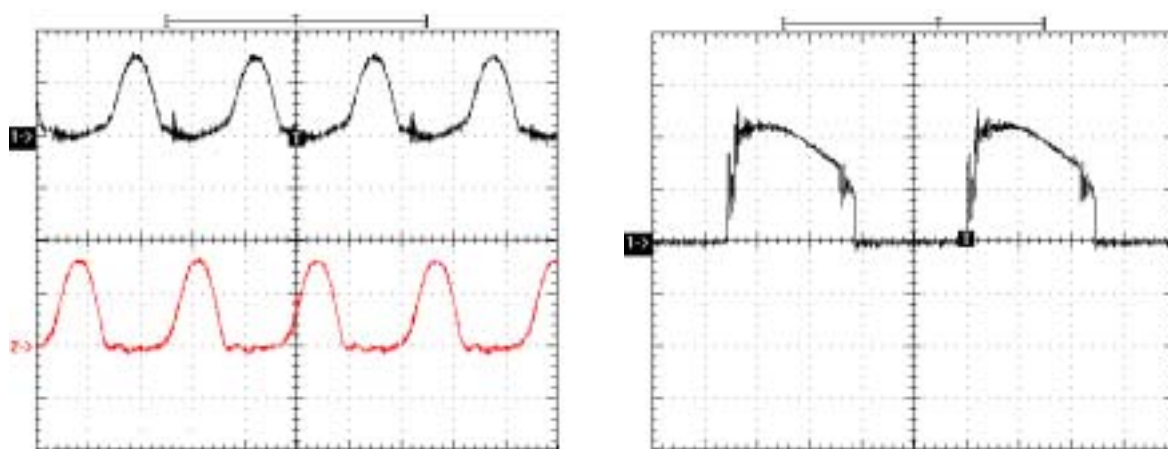
横轴 2.5us/格; 纵轴 1) id5: 10V/格 2) id6: 10V/格

a) 整流二极管电流波形

横轴: 1us/格; 纵轴: Vd5: 50V/格

b) 整流二极管反向电压波形

图 5.4 变换器工作于区域 1 时整流二极管电压电流波形



横轴 5us/格; 纵轴 1) id5: 10V/格 2) id6: 10V/格

a) 整流二极管电流波形

横轴: 2.5us/格; 纵轴: Vd5: 50V/格

b) 整流二极管反向电压波形

图 5.5 变换器工作于区域 2 时的整流二极管电压电流波形

5.1.3 变换器效率问题

纯阻负载条件下，测得实验装置在不同输入电压，额定负载时的效率，实验数据如表 5.1 所示。根据表 5.1 可以绘制变换器在不同输入电压时的效率曲线如图 5.6 所示。

表 5.1 实验数据表

输入电压 (V)	输入电流 (A)	输出电压 (V)	输出电流 (A)	效率 (%)
203	3.3	51.6	11.5	88.6
254	2.3	48.6	10.8	89.8
295	1.9	47.9	10.6	90.5
356	1.6	48.5	10.7	91.1
430	1.5	51.5	11.4	91.0

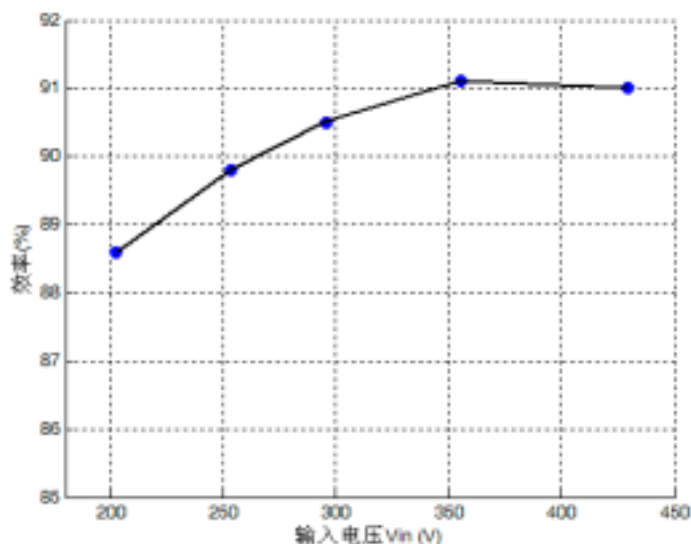


图 5.6 不同输入电压，额定负载条件下实验装置的效率曲线

图 5.6 说明，当变换器工作在区域 2 (输入电压小于 400V, 开关频率小于 200kHz)，输入电压较高时，变换器效率较高；当变换器进入区域 1 (输入电压大于 400V, 开关频率大于 200kHz) 时，效率有所降低。

5.2 实验结论

通过以上实验波形和实验数据，可以得出以下结论：

1). 与移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器相比，LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器实现 ZVS 的负载范围更宽，通过合理设计谐振元件参数，可以使变换器在空载条件下，也实现 ZVS。

2). 工作在区域 2 的 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器副边整流二极管能够实现自

然换流，没有因反向恢复问题引起的二次寄生振荡。因此整流电路损耗大大减小，整流二极管的电压应力也可设计为输出电压的两倍。

3). 工作在区域 2 的 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器，当输入电压较高时，效率较高。当输入电压继续升高，变换器进入区域 1 工作，效率有所下降。这样的效率特性是包括移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器在内的 PWM 类变换器所不具备的。

全文总结

传统的移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器存在一些缺点, LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器能够很好地克服这些缺点。该变换器具有 PWM 类变换器都不具备的效率特性, 特别适合输入电压较高的场合(如 DC/DC 变换器输入前端为三相 PFC 电路的情况)和有掉电维持时间限制的高性能开关电源。但 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器实际上是一种多谐振变换器 MRC, 存在两个不同的谐振过程, 工作情况较为复杂。同时变换器电压增益与开关频率, 负载之间的关系不能直观得到, 各个谐振参数相互关联, 这些都给该变换器的分析设计带来了较大困难。另外, 由于谐振电压, 电流含比较大的谐波成分, 因此变换器的小信号建模方法既不同于传统 PWM 变换器的状态空间平均法, 也不同于普通串联谐振变换器 SRC 或并联谐振变换器 PRC 只考虑基波成分的建模方法, 有必要对该变换器的小信号建模做详细研究, 为控制系统的设计提供理论依据。以下是全文研究工作的总结:

一. 从分析比较传统移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器和 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器特点的角度, 详细研究了 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的工作原理, 利用基频分量近似法建立了变换器的数学模型, 确定了主开关管实现 ZVS 的条件, 推导了边界负载条件和边界频率, 确定了变换器的稳态工作区域, 推导了输入, 输出电压和开关频率以及负载的关系。仿真结果证明了理论分析的正确性。

二. 利用扩展描述函数的方法对 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器进行了小信号建模, 在小信号模型的基础上对变换器的稳定性进行了理论分析, 根据变换器动态性能的要求设计了控制器, 仿真结果验证了理论分析的正确性。

三. 讨论了一台 500w 实验样机的主电路和控制电路设计问题, 给出了设计步骤, 可以给实际装置的设计提供参考。设计过程中采用了集成磁设计方法。

实验结果表明, LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器与传统移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器相比, 主要优点有三点: 主开关管可以在宽负载范围内实现 ZVS; 副边整流二极管实现 ZCS, 没有反向恢复问题; 工作在区域 2 的 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器, 当输入电压较高时, 效率较高。因此该变换器具有较大应用价值。本电路的缺点主要是, 谐振过程较复杂, 变换器的工作状态与负载紧密相关, 增加了设计和控制的难度。

致 谢

本文是在导师李晓帆教授的悉心指导下完成的。三年来，老师无论在学习上，还是在日常生活中，都给我很大的帮助。老师严谨求实的科学作风、渊博的学识、开阔的思维、真诚待人的优秀品格深深的教育和启发了我，让我一生受益。在此谨向导师表示最衷心的感谢和诚挚的敬意。

同时还要衷心的感谢本教研室的陈坚教授、邹云屏教授、康勇教授、徐至新教授、熊蕊教授、杨荫福教授、段善旭教授、林桦教授、戴珂副教授、张凯副教授、熊健副教授、邹旭东博士、钟和清博士、张宇博士、杨莉莎老师、邹涛敏老师、陈有谋老师、吴燕红老师。谢谢老师们对我不断的教诲和在生活上给我的关心和帮助。

在三年硕士的学习、生活中和科研中，我还得到了众多同窗们师兄们的关心、支持和帮助。他们是：魏学良博士、何英杰博士、徐应年博士、赵阳博士、谭智力博士、陈伟博士、熊招春硕士、陈鹏硕士、李小兵硕士、张甬硕士、金红元硕士、吴浩伟硕士、易德刚硕士、耿攀硕士、马磊硕士、皮之军硕士、张建功硕士、唐军硕士、丁志亮硕士。愿我们的友谊天长地久！

此外我还要感谢同门的师弟们，感谢他们在实验和论文审稿中给我的帮助。他们是：张业茂硕士、李剑硕士、陈俊硕士、扶瑞云硕士、郑文娟硕士、陈巨龙硕士、冯磊硕士、王艳玲硕士，汪羽中业有成，生活美满！

最后我要深深的感谢我的父亲和母亲，他们把所有的爱都给了我，在我的人生道路上一直给我无私的支持、关心和理解；在我成长的每一步里都凝聚着父母的心血。如今，我即将走向工作岗位，将要用我所学的知识回报社会，回报父母。在此，我祝愿他们身体健康，生活愉快！

宫力

2006年4月

参考文献

- [1] 陈坚. 电力电子变换和控制技术. 北京: 高等教育出版社, 2002. 1. 1~21
- [2] 黄俊, 王兆安. 电力电子变流技术. 北京: 机械工业出版社, 2001. 1. 1~5
- [3] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术. 北京: 科学出版社, 2000
- [4] 张卫平等. 绿色电源: 现代电能变换技术及应. 北京: 科学出版社, 2000. 77~90
- [5] 严百平, 刘健, 程红丽. 不连续导电模式高功率开关电源. 北京: 科学出版社, 2000. 1~8
- [6] 徐荣. 双端反激式软开关 DC/DC 变换器: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2003.
- [7] Souvik Chattopadhyay , V. Ramanarayanan. A Single Rest Integrator Based Implementation of Line-Current-Shaping Controller for High-Power-Factor Operation of Flyback Rectifier. IEEE Transaction on Industry Applications, 2002, 38(2): 490~499
- [8] Bo Yang. Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System. Virginia Polytechnic Institute and State University. September 12, 2003.
- [9] 张杰. 数字化移相全桥直流变换器研究: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2003.
- [10] 林渭勋. 现代电力电子电路. 杭州: 浙江大学出版社, 2002. 7. 1~73
- [11] 德国西门康公司. 德国西门康 IGBT 及驱动电路应用指南. 1999. 1~51
- [12] 邓昕聪. 高频开关整流器的进展. 通信电源技术, 1997, 2: 4~10
- [13] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 24~28
- [14] 黄贵松, 顾亦磊, 章进法. LLC 串联谐振直流一直流变换器. 电源技术学报, 2002, 1(1): 61~66
- [15] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang et al. Three-Level LLC Series Resonant DC/DC Converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20

(4): 781~789

- [16] Robert W. Erickson. Fundamentals of Power Electronics (Second Edition). University of Colorado: Kluwer Academic Publishers, 1997
- [17] James F. Lazar, Robert Martinelli. Steady analysis of LLC Series Resonant Converter. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, 2001. 728~735
- [18] 陈崇源, 颜秋容. 电路理论—端口网络与均匀传输线. 武汉: 华中科技大学出版社, 1998, 8
- [19] 陆治国. 电源的计算机仿真技术. 北京: 科学出版社, 2001, 4
- [20] 陈建业. 电力电子电路的计算机仿真. 北京: 清华大学出版社, 2003, 10
- [21] Eric X. Yang, Extended Describing Function Method for Small-Signal Modeling of Resonant and Multi-Resonant Converters. Dissertation, Virginia Tech, Blacksburg, VA, February 1994.
- [22] J. O. Groves. Small-Signal Analysis Using Harmonic Balance Methods. In: Proc. IEEE PESC, 1991. 74 - 79.
- [23] Eric X. Yang, Fred Lee and Milan M. Jovanovic Small-Signal modeling of LCC resonant converter. In: IEEE PESC, 1992. 941-948
- [24] 郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统(上册). 北京: 高等教育出版社, 2000, 5
- [25] 黄冠斌, 孙亲锡, 谭丹. 电路理论—电阻性网络. 武汉: 华中科技大学出版社, 1998, 8
- [26] 杨传谱, 孙敏, 杨泽富. 电路理论—时域与频域分析. 武汉: 华中科技大学出版社, 1998, 8
- [27] 魏克新, 王云亮, 陈志敏. Matlab 语言与自动控制系统设计. 北京: 机械工业出版社, 2002, 8
- [28] 胡寿松. 自动控制原理. 北京: 国防工业出版社, 1994
- [29] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 三电平 LLC 谐振型 DC/DC 变换器的分析和设计. 电力系统自动化, 2004, 28(16): 67~71
- [30] 陈乾宏, 阮新波, 严仰光. 磁集成变换器的推导及磁件等效电路通用模型. 电力电子技术, 2004, 38(5): 48~50
- [31] Slobodan Cuk. New Magnetic Structures for Switching Converters. IEEE

Transactions on Magnetics, 1983, 19(2): 75~83

- [32] P. Xu, Q. Wu, P. Wong, et al. A Novel Integrated Current Doubler Rectifier. In: IEEE. APEC, 2000. 735-740.
- [33] Bo Yang, Fred C. Lee. LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion. In: IEEE APEC. 2002. 1108-1112
- [34] Bo Yang, Rengang Chen, Fred. Lee. Integrated Magnetic for LLC Resonant Converter. In: IEEE APEC, 2002. 346-351
- [35] MT Zhang, F.C. Lee, MM Jovanovi. Analysis, design, and evaluation of forward. converter with distributed magnetics-interleaving and transformer paralleling. In: Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf., 1995. 315-321.
- [36] David Ki-Wai Cheng, Leung-Pong Wong, Yim-Shu Lee. Design, Modeling, and Analysis of Integrated Magnetics for Power Converters. In: IEEE Proc. PESC, 2000, 1(2). 320-325
- [37] 电子变压器专业委员会. 电子变压器手册. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1998, 1
- [38] 赵修科. 开关电源中磁性元器件. 南京: 南京航空航天大学自动化学院 2004, 8
- [39] 魏炜. 一种改进的三相 boost 型双管 PFC 变换电路的研究: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学图书馆, 2005.
- [40] Motorola Inc. Motorola Analog IC Device Data MC34067. 1999
- [41] Ashoka K. S. Bhat. Analysis and Design of LCL-Type Series Resonant Converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1994, 41(1): 118~124
- [42] Francisco Canales, Peter Barbosa, Fred C. Lee. A Wide Input Voltage and Load Output Variations Fixed-Frequency ZVS DC/DC LLC Resonant Converter for High-Power Applications. In: Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting, 2002 Vol. 4. 2306- 2313
- [43] Aleksandar M. Stankovic, David J, Perreault, Kenji Sato. Synthesis of Dissipative Nonlinear Controllers for Series Resonant DC/DC Converters. IEEE Transactions on power electronics, 1999, 14(4): 673~682

附录 I 攻读硕士期间公开发表的论文

- [1] 宫力, 李晓帆, 熊招春, 陈鹏. 一种新型高电压 ZVZCS 三电平 DC/DC 变换器的研究. 通信电源技术, 2005(6): 10~13
署名单位: 华中科技大学.

LLC串联谐振全桥DC/DC变换器的研究

作者：[官力](#)
学位授予单位：[华中科技大学](#)

相似文献(10条)

1. 期刊论文 [顾启民, 郑建勇 基于dsPIC的LLC串联谐振DC/DC变换器研究 - 电力电子技术2010, 44\(4\)](#)

LLC串联谐振变换器具有拓扑结构简单、效率高和易高频化等特点,因此得到了广泛应用.而开关电源的数字控制可采用先进的控制策略,以简化系统结构,缩小体积,提高系统性能.介绍了LLC串联谐振型DC/DC变换器的工作原理.提出了采用数字控制芯片的控制方案,最后给出了900W功率的实验样机,验证了数字控制LLC串联谐振变换器的优良性能.

2. 期刊论文 [吴俊娟, 何超, 孙孝峰, 郭伟扬 串联谐振变换器的最优轨迹控制 - 电力电子技术2010, 44\(4\)](#)

介绍了串联谐振变换器的最优轨迹控制法.首先分析了串联谐振变换器的4种工作模式,然后以谐振电感电流和谐振电容电压为状态变量,基于状态平面分析法推导了系统的最优轨迹控制法则.控制目的是使这两个状态变量跟踪他们期望的稳态轨迹,从而减少暂态振荡并在极短时间内达到稳态.实验结果表明,最优轨迹控制系统的暂态性能非常好.

3. 学位论文 [邓勇 基于滑模变结构控制的数字型全桥串联谐振AC/DC变换器 2004](#)

带软开关(Soft-Switching)的功率因数校正(Power Factor Correction)技术在电力电子变换器中的意义越来越明显,也成为目前的一个重要研究方向.该文提出一种全桥串联谐振Buck-Boost AC/DC变换器,一方面通过电路串联谐振环节实现开关管导通和关断时的ZCS软开关;另一方面通过选择每个控制周期开关管的开关状态,实现PFC和输出整定的直流电压.此外,通过切换Buck和Boost两种工作模式,可以抑制开机浪涌电流和过载冲击电流.该文的研究内容主要分为以下三部分:第一部分是理论分析,首先分析串联谐振变换器的结构特点,对半桥和全桥谐振变换器的开关特性和工作模式进行对比分析,得出半桥谐振变换器容易实现ZVZCS软开关,但其工作模式比较单一,只有Boost一种工作模式,所以在输入电压高于输出电压时存在控制死区;全桥谐振变换器的软开关是ZCS,但可以工作在Buck和Boost两种工作模式,所以无论输入电压高于或者低于输出电压,电路都是可控的.然后对该文提出的全桥串联谐振变换器建立空间状态等效模型,结合离散滑模变结构控制理论,建立滑模变结构控制器.第二部分是电路设计,首先对实验系统进行总体规划,把实验系统分成软件和硬件系统两部分.在硬件设计部分,根据实验要求和芯片特性,确定试验电路的具体参数,以及外围电路的选取;在软件设计部分,根据TMS320F240的性能和软件要实现的功能,设计了一个模块化的软件程序,给出软件设计流程图.第三部分是仿真和实验的结果分析.首先用MATLAB对实验电路进行仿真,其结果验证了理论分析的正确性.然后制作了基于DSP控制的100W全桥串联谐振Buck-Boost AC/DC变换器,开机瞬态实验证明了电路的抗开机浪涌电流特性,并在不同运行条件下检测装置的软开关性能、稳压性能、功率因数和整机效率,实验证明电路在不同负载条件下可实现所有开关管开通和关断的ZCS,同时可实现输出电压稳定和较高的效率.并通过和改进性实验对比可以得出,该机的功率因数校正效果随谐振频率升高有较大的改善,并在50kHz的实验中取得较为理想的功率因数.

4. 期刊论文 [宋清亮, SONG Qingliang 应用在通信二次电源中的LLC串联谐振变换器的研究 - 通信电源技术2009, 26\(2\)](#)

LLC串联谐振变换器以其卓越的性能,较低的成本迅速成为液晶电视电源,通信一次电源等的首选拓扑,但该拓扑目前还极少应用于通信二次电源中.文章从LLC串联谐振变换器的直流增益入手,分析了该拓扑应用于二次电源时需要考虑的因素,并通过仿真手段对一个二次电源的输出特性及小信号特性进行了设计验证.

5. 学位论文 [赵红茹 电子功率谐振变换器建模与控制的研究 2004](#)

该文主要研究谐振开关DC-DC变换器的建模与非线性控制等问题.主要的工作包括以下几个方面:由于开关元件和谐振环节的存在,准谐振变换器是一个时变的非线性离散系统,其电路结构复杂,难以建立一个实用的大信号模型.对于此该文提出利用电路拓扑简化原理来建立其大信号非线性动态模型,并对该模型进行稳态性能及动态特性分析;仿真结果表明该建模方法的有效性.该文首次将变结构建模理论和滑模控制理论系统的引入到准谐振变换器的建模与控制中.针对准谐振变换器有四个不同的工作模式,具有变结构、强非线性的特点,文中利用变结构建模理论建立了其精确的大信号模型,无需做任何简化,适合滑模控制.在设计滑模控制时,值得注意的是对应于不同工作模式下的变结构模型,需考虑分别选择切换面函数,并根据到达条件求得控制律.文中还详细讨论了准谐振变换器滑动模式的动态品质,分析推导出到达时间的计算公式,并指出将最佳阻尼比作为电路参数设计的依据时,可以保证准谐振变换器在趋近运动阶段有较短的到达时间、在滑动模式阶段有较小的超调量,从而有良好的动态品质.从控制角度出发,准谐振变换器是一个高阶非线性系统,在实际控制过程中需要调频,且在控制过程中每个谐振周期内,输出电压都会存在大量的纹波.为了调整输出电压及解决纹波问题,该文采用注入阻尼以稳定的无源性控制理论设计状态反馈控制器;即通过注入需要的阻尼项,适当配置系统能量耗散方程中的“无功项”,迫使系统总能量跟踪预期的能量函数,使得闭环控制系统是无源的.近年来,低输出电压和大输出电流的负载条件对开关变换器提出了要求,串联谐振变换器(SRC)以正弦型电流波形工作,辐射功率小,控制理论较为成熟,越来越受到行家的青睐.该文将滑模控制理论引入到全桥式串联谐振变换器中,获得了较为理想的控制结果.为了调整输出电压及解决纹波问题,该文从能量守恒的角度设计串联谐振变换器的无源性状态反馈控制器.无源性方法可以充分利用物理系统本身的结构特点,为李亚普诺夫函数的构造提供信息.文中在建立EL模型基础上,利用谐波分析法将电路模型简化成适合无源性控制的形式;其次利用“注入阻尼使得系统稳定”的无源性控制思想和Lyapunov稳定性理论来设计一个非线性控制器,使串联谐振变换器的动态性能和参考模型尽量保持一致,对参数变化和外界扰动不敏感,并使稳态误差为零.

6. 会议论文 [赵红茹, 王小璠, 陈艳峰 串联谐振变换器的无源性控制 2008](#)

本文研究了串联谐振变换器的无源性控制器.首先建立串联谐振变换器的欧拉-拉格朗日模型;其次对系统模型进行降阶,并设计无源性控制器;实验结果表明,采用无源性控制使系统在参数变化和负载扰动时具有良好的鲁棒性,证明了控制策略的可行性.

7. 学位论文 [陈保艳 一种新型不对称半桥串联谐振变换器的研究与应用 2005](#)

传统的半桥谐振变换器一般采用频率调制方式,这种控制方式存在很大局限性:(1)输入电压范围窄;(2)串联谐振型变换器中,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)轻载时,变换器工作在高频条件下,开关损耗增大,同时出现能量回馈现象,降低了变换器效率.因此,为了满足高效、高频、高功率密度谐振变换器的要求,必须采用脉宽调制型谐振变换器.目前出现的脉宽调制型谐振变换器,克服了以上缺陷,开关损耗明显降低,变换器能工作于高频条件下,对中、大功率变换器而言,也能实现高功率密度.但是,对于小功率变换器来说,其所需元器件较多,结构复杂,降低了功率密度,成本也增大.

本文针对上述缺点,将不对称半桥串联谐振变换器与Class-E并联电容低 dy/dt 整流器结合,提出了一种新型的谐振变换器拓扑.

本文首先介绍了谐振变换器提出的背景,并对谐振变换器进行了分类比较,重点介绍了串联谐振电路的工作原理和基本关系.在分别讨论了典型不对称半桥变换器和Class-E并联电容低 dy/dt 整流器的工作原理的基础上,对新拓扑进行了拓扑分析,明确了新型不对称半桥串联谐振变换器软开关实现的条件,并对副边同步整流管的驱动方式进行了讨论.

其次,对电路的试验参数进行了设计,重点是磁性元件的设计.在介绍了控制芯片和驱动芯片基本资料的基础上,提出了互补型的控制电路,对控制电路参数进行了设计,并利用试验波形说明了控制电路的可行性.

然后,根据设计出的试验参数,对电路的软开关进行了仿真分析.通过比较有、无辅助支路时的仿真波形,说明了辅助支路对变换器软开关实现的作用.

最后,本论文为了验证所提出的电路拓扑的优越性进行了试验研究工作,并对得到的试验波形进行了详细的分析,说明了新拓扑的可行性.利用试验所得的效率参数绘制了效率曲线,并对电路进行了简要的损耗分析.

8. 会议论文 [赵红茹, 陈艳峰, 丘水生 串联谐振变换器的无源性控制 2007](#)

本文研究了串联谐振变换器的无源性控制器.首先建立串联谐振变换器的欧拉-拉格朗日模型(能量模型);其次对系统模型进行降阶,并设计无源性控制器;最后进行仿真,结果表明,采用无源性控制使系统在参数变化和负载扰动时具有良好的鲁棒性,证明了控制策略的可行性.

9. 学位论文 [曾雨竹 对矩阵变换器若干问题的研究 2007](#)

由于在变换效率、功率密度和控制灵活性等方面的突出特点,矩阵变换器在电机驱动领域受到学术界和工业界的高度重视,近年已有成熟的矩阵变换器-电机集成系统面世;同时,将矩阵变换器作为通用变换器应用的研究也正逐渐受到重视.本文系统研究了矩阵变换器理论谐波问题、双向开关全数字化换流问题以及利用三相-单相矩阵变换器直接驱动高频串联谐振电路的问题.

本文在双线电压调制策略基础上分析矩阵变换器理论谐波情况.基于变换器实现直接交-交电能变换的原理,本文首先在分析过程中引入基准周期(变换器输入输出频率最大公约数对应的周期时间)概念,为正确分析矩阵变换器理论谐波建立了坚实的数学基础;然后利用连续傅立叶分析方法,从调制策略入手推导了变换器输出电压和输入电流的傅立叶展开式,并结合数值计算直接获得了信号的归一化频谱,特别专门研究了变换器输出相电压中的零序分量;最后,基于设计的谐波分析软件包获得了多种变换器性能曲线,为提高变换器性能以及今后拓宽变换器应用领域提供了正确的参考依据.

本文在综述矩阵变换器双向开关换流策略的基础上研究变换器全数字化换流策略.首先,在变换器输入电压矢量空间中详细分析了换流参考电压测量死区与变换器网侧功率因数角之间的关系,在此基础上指出了已有全数字化换流策略——Mahlein方法在变换器多象限运行工况下存在的缺陷,并给出完善方法,提出了新的变换器开关调制序列的矢量次序调制策略;然后,本文建立10kW全数字化控制的矩阵变换器实验电路,完成相应的软硬件设计,对全数字化半自然四步电压换流策略进行研究,提出利用单片高性能、FPGA实现矩阵变换器数字控制系统的设想,并根据FPGA资源分配情况对该设想进行了初步的可行性检验;最后,本文在改进的Mahlein方法基础上将全数字化概念引入半自然四步电压换流策略,不仅简化了电压测量死区内的两步电压换流逻辑,更大幅度简化了变换器的硬件换流测量电路;并采用试验验证了全数字化两步电压换流策略的可行性和可靠性.

针对三相-单相矩阵变换器传统研究中传输功率不稳定的问题,本文提出利用三相-单相矩阵变换器直接驱动串联谐振电路的拓扑,以便采用小容量滤波器稳定变换器传输功率.本文将该拓扑引入谐振型感应加热电源应用领域,设计了相应的基本调制律,并在此基础上详细分析了变换器采用半自然四步电压换流策略时的双向开关换流过程,得出变换器运行于负载谐振点附近偏感性工况时开关换流损耗最小的结论;为改善变换器输入电流谐波情况,本文基于在变换器三个输入相间合理分配高频负载电流的思路,提出了两种分别适合于中频和高频感应加热电源应用的电流分配律方案,并对其中适合中频应用的面积分割方案进行了重点研究;仿真和试验结果表明:当假设变换器负载谐振电流幅值恒定时,采用等幅面积分割方案与基本调制律结合的策略,可获得准梯形波形的变换器输入电流波形,当计及负载谐振电流幅值变化规律时,采用变幅面积分割方案与基本调制律结合的策略,可获得准正弦波形的变换器输入电流波形;与传统设备相比,仅通过改善调制策略就可以大幅度改善新电源拓扑的输入电流谐波情况.论文最后对全文工作进行了总结,并对后续工作进行了展望.

10. 期刊论文 陆芬, 王慧贞. LU Fen. WANG Hui-zhen 基于频率跟踪控制的串联谐振变换器研究 -电力电子技术2010, 44 (3)

在石油钻井随钻仪器的供电系统中, 常采用泥浆发电机供电. 由于电机的转子和定子结构上是分离的, 所以转子侧的直流电不能直接给定子侧的随钻仪器供电, 于是引入了一个具有可分离变压器的串联谐振全桥变换器来实现功率耦合. 分析了串联谐振全桥变换器的特性, 针对井下高温环境, 谐振参数随温度变化较大, 引入了谐振频率跟踪控制, 使变换器始终工作于谐振频率处, 保证电机转子与定子侧的最大功率耦合. 给出了控制环路的设计. 实验证明, 频率跟踪控制能很好地跟踪谐振频率, 实现最大功率耦合.

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_D044602.aspx

授权使用: 西安交通大学(xajtdx), 授权号: 76cc11dc-125e-449d-810f-9e900156d771

下载时间: 2011年2月20日