

分类号_____

学号 2003611310063

学校代码 10487

密级_____

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

学位申请人：宫力

学科专业：电力电子与电力传动

指导教师：李晓帆 教授

答辩日期：2006年4月28日

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering

**Research on LLC Series Resonant Full-Bridge
DC/DC
Converter**

Candidate : Gong Li
Major : Power Electronics and Electric Drive
Supervisor : Professor Li Xiaofan

**Huazhong University of Science and Technology
Wuhan 430074, P.R.China**

April, 2006

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

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

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
1 绪论	
1.1 电力电子技术的概况	(1)
1.2 开关电源和 DC/DC 变换器的发展趋势	(2)
1.3 软开关技术.....	(4)
1.4 本文研究的主要内容	(6)
2 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的基本原理	
2.1 移相全桥 PWM ZVS 变换器的基本拓扑结构和工作过程	(7)
2.2 MOSFET 和 IGBT 性能比较	(10)
2.3 LLC 串联谐振变换器工作原理分析和工作区域划分	(12)
2.4 小结.....	(32)
3 LLC 串联谐振全桥变换器小信号建模和控制系统设计	
3.1 开关电源小信号建模的方法概述	(33)
3.2 扩展描述函数法建模的基本原理	(34)
3.3 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的小信号建模	(38)
3.4 LLC 串联谐振变换器小信号模型和稳定性分析.....	(42)
3.5 控制器的设计和实现	(44)
3.6 小结.....	(47)
4 主电路和控制电路设计	

4.1	主电路参数设计	(48)
4.2	控制电路设计	(57)
4.3	小结.....	(61)
5	实验结果与分析	
5.1	实验波形分析	(62)
5.2	实验结论.....	(65)
	全文总结.....	(67)
	致 谢.....	(68)
	参考文献.....	(69)
附录 I	攻读硕士期间公开发表的论文	(72)

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]}。

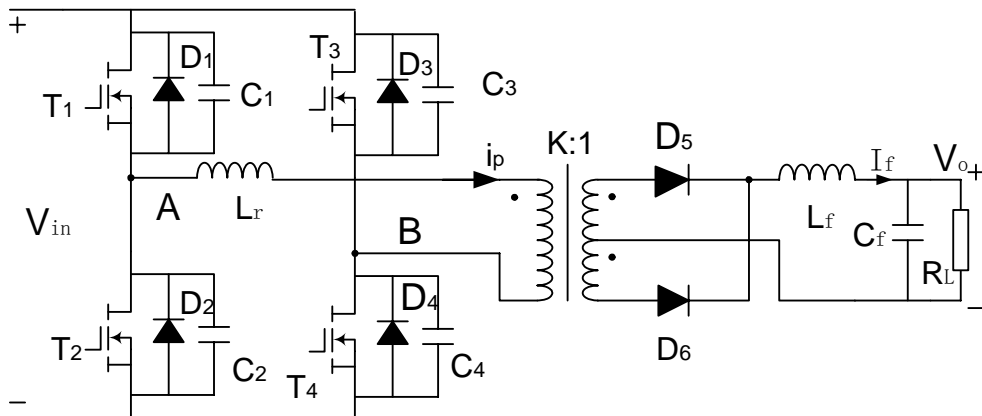


图 2.1 移相全桥 PWM ZVS DC/DC 变换器基本电路

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。

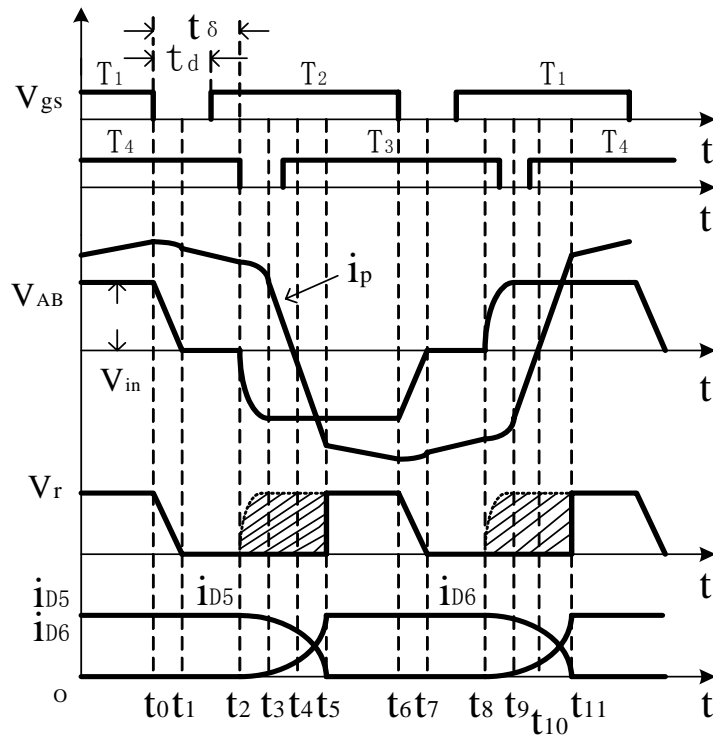


图 2.2 移相全桥变换器主要工作波形

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 $t_{23}=t_3-t_2 < t_d$ 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。

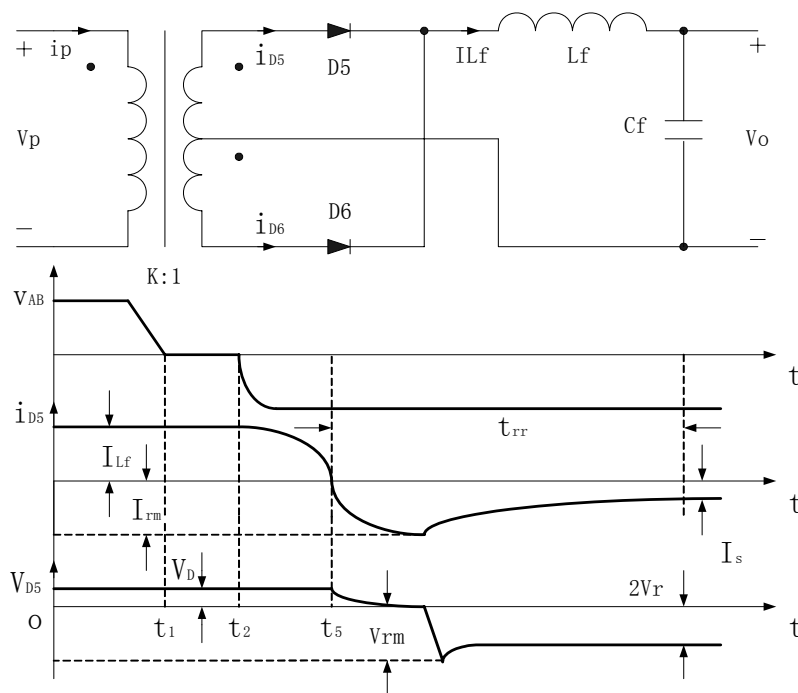


图 2.3 移相全桥变换器整流二极管的反向恢复问题

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。

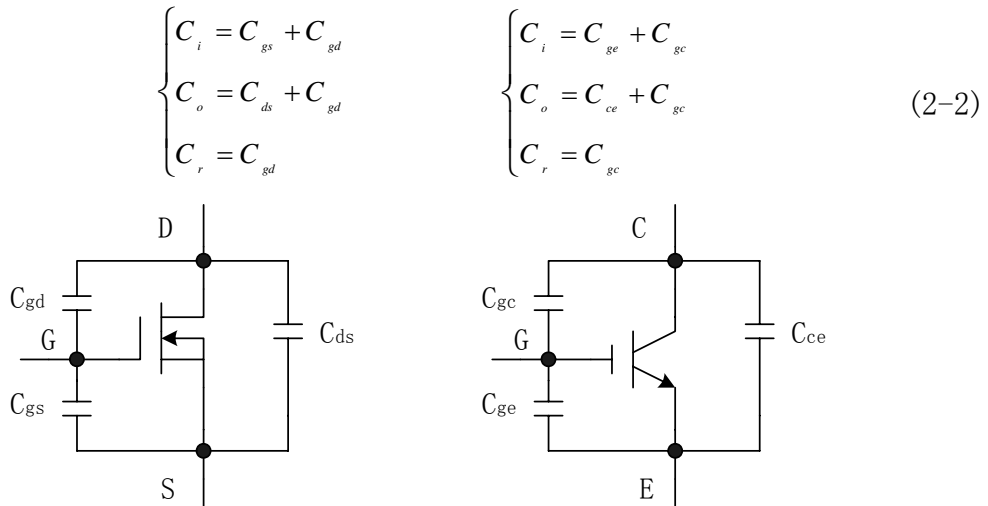


图 2.4 MOSFET 和 IGBT 等效电路

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。

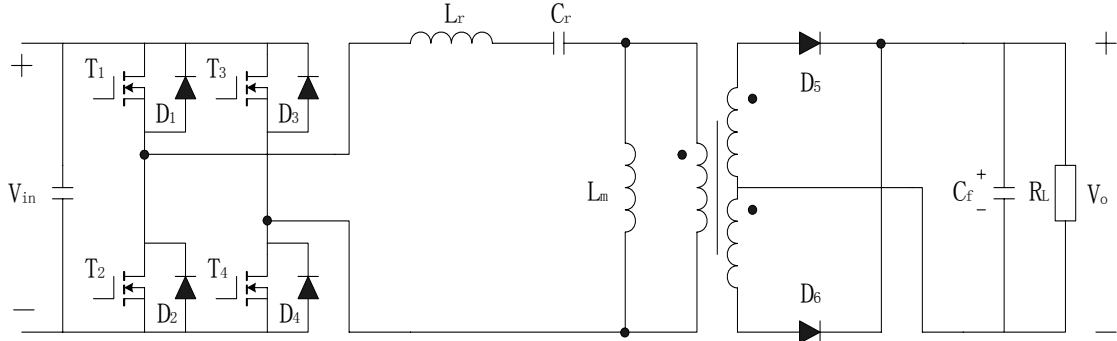


图 2.5 LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器主电路图

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)。

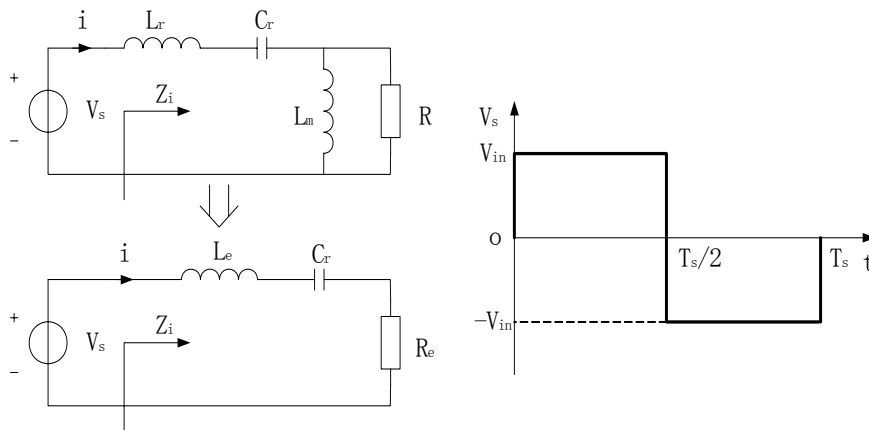


图 2.6 LLC 串联谐振网络等效电路

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]。

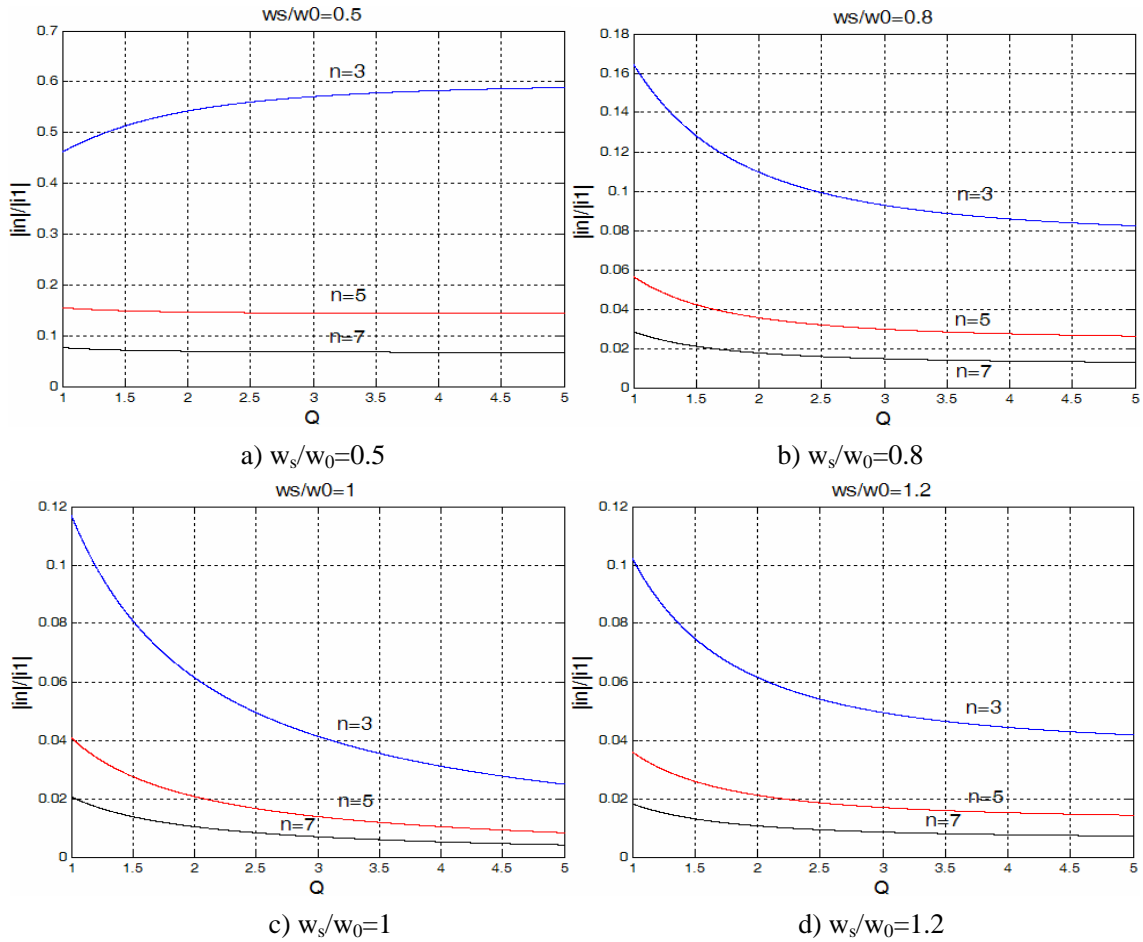


图 2.7 $|i_n|/|i_1|$ 与 Q 和 w_s/w_0 关系曲线

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:

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

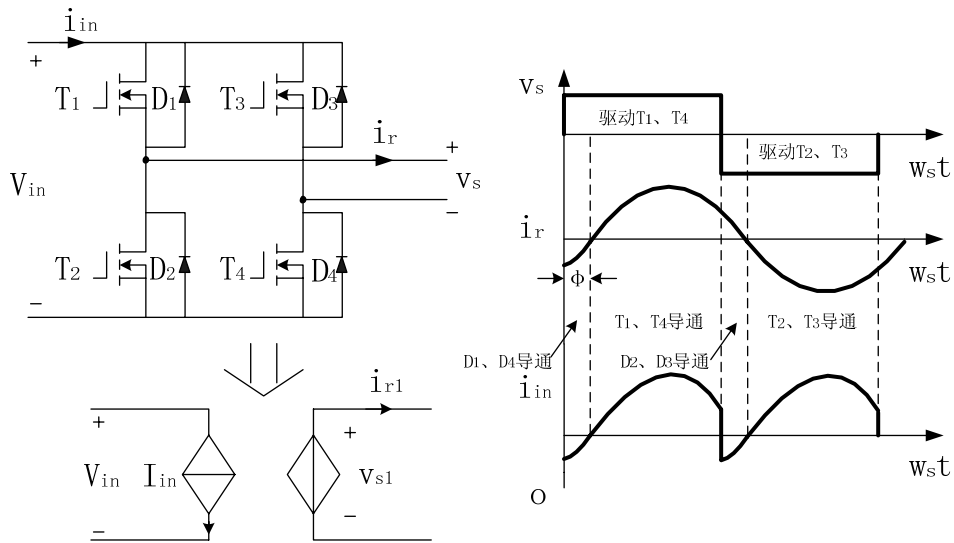


图 2.8 逆变部分等效电路

等效电路输入平均功率和输出有功功率分别为：

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

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

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)。

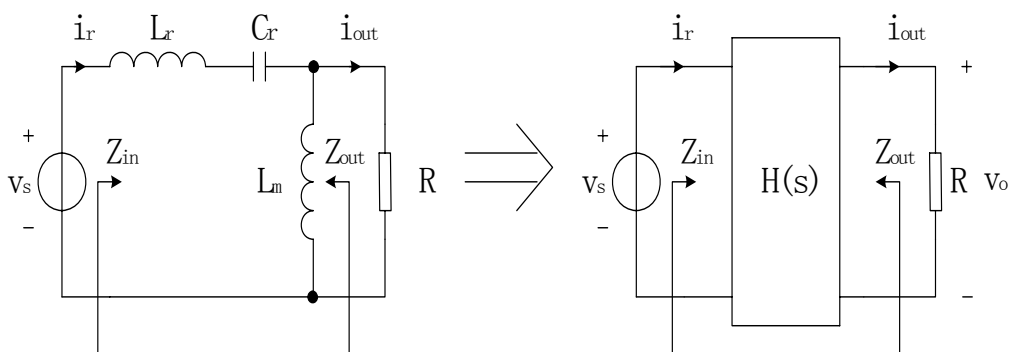


图 2.9 谐振网络等效电路

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