
世纪电源网官方 QQ 群

群号 66821451

论坛<http://bbs.21dianyuan.com>

目录

中文摘要	错误! 未定义书签。
ABSTRACT	错误! 未定义书签。
第一章 绪论	3
1.1 引言	3
1.1.1 LED照明的发展状况 ^{[5][6]}	3
1.1.2 LED照明供电电源发展状况 ^{[7][8]}	3
1.2 地铁车箱LED照明供电电源常用解决方案 ^{[9]~[12]}	4
1.2.1 单级PFC驱动结构	4
1.2.2 PFC+有源嵌位正激电路 ^{[16][17]}	6
1.2.3 PFC+对称半桥变换器 ^{[18]~[23]}	6
1.2.4 PFC+不对称半桥变换器	7
1.2.5 PFC+LLC谐振变换器 ^{[24]~[31]}	8
1.3 地铁车厢LED照明供电电源相关性能要求	9
1.3.1 LED照明供电电源的常规要求	9
1.3.2 地铁车厢LED照明系统对供电电源的特殊要求 ^[3]	10
1.4 指标参数的确定和电源方案的选择	11
1.4.1 指标参数的确定	11
1.4.2 电源方案的确定	12
1.5 本文研究设计的主要内容	12
第二章 供电电源主电路研究与设计	13
2.1 功率因数 (PFC) 部分的研究与设计	13
2.1.1 功率因数的特性	13
2.1.2 方案的确定	14
2.1.3 功率因数部分电感及其他参数的计算	17
第三章 DC/DC部分的研究与设计	21
3.1 LLC部分的研究与设计	21
3.1.1 LLC谐振变换器的工作原理	21
3.1.2 谐振网络的输入阻抗及开关管的ZVS条件 ^{[38][39]}	27
3.1.3 LLC谐振变换器的空载和短路特性	30
3.1.4 LLC谐振变换器各元件的应力分析	31
3.1.5 谐振参数取值对变换器效率的影响	34
3.1.6 谐振网络参数的设计流程	35
3.1.7 主电路谐振电感、变压器、输出滤波电容的参数设计 ^{[40]~[52]}	37
3.1.8 控制芯片外围电路的设计 ^[53]	38

根据L6599 的datasheet设置外部电路。	38
3.2 DC/DC恒流模块部分的研究与设计	39
3.2.1 DC/DC恒流的特性 ^[54]	40
3.2.2 DC/DC恒流部分电感及其他参数设计	40
第四章 开关电源EMI滤波器原理及参数设计	42
4.1 EMI简述	42
4.2 输入端电磁骚扰的来源	43
4.3 EMI滤波器设计原理	43
4.4 EMI滤波器的工程应用设计方法	45
第五章 整机结构装配的研究与设计	49
5.1 整体结构设计	49
5.2 防水、防震及散热设计	49
5.2.1 散热设计	49
5.2.2 防水、防震设计	51
第六章 实验结果与分析	54
6.1 LLC电路电压波形	54
6.1.1 谐振变换器原边功率MOSFET的ZVS情况	54
6.1.2 谐振变换器副边整流二极管的电压波形	56
6.2 输出电压纹波及恒流	58
6.2.1 AC/DC输出电压纹波	58
6.2.2 恒流模块输出电流纹波、电压纹波	59
6.2.3 输出多路分别恒流	59
6.3 LED驱动电源的启动过程和掉电保持	60
6.3.1 AC/DC (PFC+LLC) 启动过程	60
6.3.2 DC/DC模块启动过程	61
6.3.3 掉电保持	61
6.4 空载波形及待机功率	62
6.5 输入电压、输入电流和功率因数	64
6.6 整机效率及损耗分析	65
6.6.1 不同输入电压不同负载下的效率曲线	66
6.6.2 PFC电路的损耗分析	66
6.6.3 LLC电路的损耗分析	69
6.6.4 DC/DC恒流电路的损耗分析	71
6.7 实物图片	73
6.8 本章小结	74

第七章 结论与展望	75
7.1 本文工作总结	75
7.2 后续的展望	错误! 未定义书签。
致谢	错误! 未定义书签。
参考文献	错误! 未定义书签。

第一章 绪论

1.1 引言

1.1.1 LED照明的发展状况^{[5][6]}

全球性的能源短缺和环境污染在经济高速发展的中国表现得尤为突出，节能和环保是中国实现社会经济可持续发展所急需解决的问题。每年照明电能消耗约占全部电能消耗的 12%~15%，作为能源消耗的大户，必须尽快寻找可以替代传统光源的新一代节能环保光源。

发光二极管 (Light Emitting Diode)，简称 LED，是一种固态的半导体器件，它可以直接把电转化为光。自 1962 年，通用电气公司开发出第一种实际应用的可见光发光二极管，LED 产业走过了风雨交加 47 年。

LED 以其较之于传统照明光源所没有的优势，诸如较低的功率需求、较好的驱动特性、较快的响应速度、较高的抗震能力、较长的使用寿命、绿色环保以及不断快速提高的发光效率等，成为目前世界上最有可能替代传统光源的新一代光源。而近年来，面临全球的能源危机，LED 产业如雨后春笋般发展起来，广泛的应用于照明、显示、背光等行业。

地铁作为现代化公共交通服务体系的重要组成部分，每年消耗大量的能源，其中地铁车站站台、车厅工作照明占车站动力用电 35%左右；传统地铁照明用光源存在光效低的缺点，造成了能源的巨大浪费。采用高效、节能、环保的 LED 作为地铁照明用光源将是必然的趋势。

1.1.2 LED照明供电电源发展状况^{[7][8]}

LED 器件对驱动电源的要求近乎于苛刻，LED 不象普通的白炽灯泡，可以直接连接 220V 的交流市电。LED 是 2~3 伏的低电压驱动，必须要设计复杂的变换电路，不同用途的 LED 灯，要配备不同的电源适配器。

就 LED 驱动电源企业而言，目前面临几个挑战。首先、驱动电路整体寿命，尤其是关键器件如电容在高温下的寿命直接影响到电源的寿命。其次、LED 驱动器应挑战更高的转换效率，尤其是在驱动大功率 LED 时更是如此，因为所有未作为光输出的功率都作为热量耗散，电源转换效率的过低，影响了 LED 节能效果的

发挥。再次、要降低成本。

LED 驱动电源的应用现状：随着 LED 的应用日益广泛，LED 驱动电源的性能将越来越适合 LED 的要求。LED 驱动电源的应用分析 LED 由于环保、寿命长、光电效率高等众多优点，近年来在各行业应用得以快速发展，LED 的驱动电源成了关注热点，理论上，LED 的使用寿命在 10 万小时以上，但在实际应用过程中，由于驱动电源的设计及驱动方式选择不当，使 LED 极易损坏。

当前很多厂家生产的 LED 灯类产品（比如护栏、灯杯、投射灯），采用阻、容降压，然后加上一个稳压二极管稳压，向 LED 供电。这样驱动 LED 的方式存在极大缺陷，首先是效率低，在降压电阻上消耗大量电能，甚至有可能超过 LED 所消耗的电能，且无法提供大电流驱动。因为电流越大，消耗在降压电阻上的电能就越大，所以很多产品的 LED 不敢采用并联方式，均采用串联方式降低电流。其次是稳定电压的能力极差，无法保证通过 LED 电流不超过其正常工作要求，设计产品时都会采用降低 LED 两端电压来供电驱动，这样是以降低 LED 亮度为代价的。采用阻、容降压方式驱动 LED，LED 的亮度不能稳定，当供电电源电压低时，LED 的亮度变暗，供电电源电压高时，LED 的亮度变亮些。阻、容降压方式驱动 LED 的最大优势是成本低。

根据 LED 电流、电压变化特点，采用恒压驱动 LED 是可行的，虽然常用的稳压电路，存在稳压精度不够和稳流能力较差的缺点，但在某些产品的应用上可能过精确设计，其优势仍然是其它驱动方式无法取代的。

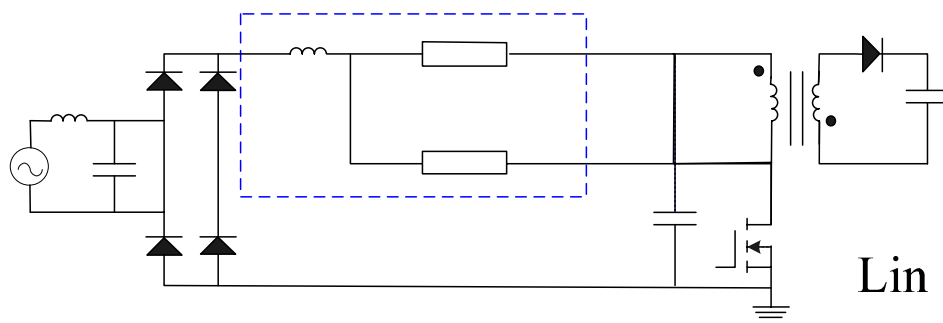
采用恒流驱动方式，是比较理想的 LED 驱动方式，它能避免 LED 正向电压的改变而引起电流变动，同时恒定的电流使 LED 的亮度稳定。因此众多厂家选用恒流方式驱动 LED。

还有一种 LED 驱动方式是可行的，它即不恒压，也不恒流，但通过电路的设计，当 LED 正向电压升高时，使驱动电流减小，保证了 LED 产品的安全。当然正向电压的升高只能在 LED 承受范围，过高也会损坏 LED。理想的 LED 驱动方式是采用恒压、恒流。但驱动器的成本增加。

其实每种驱动方式均有优、缺点，根据 LED 产品的要求、应用场合，合理选用 LED 驱动方式，精确设计驱动电源成为关键。

1.2 地铁车箱LED照明供电电源常用解决方案^{[9]~[12]}

1.2.1 单级PFC驱动结构^{[13]~[15]}



充电

图 1-1 带 PFC 的单级驱动电路

图 1-1 是单级 PFC 的通用结构。这个方案的优点就是结构简单，成本的。它的主要缺点：

放电

(1) 单级 PFC 电路储能电容比两级 PFC 电路要大很多

在单级 PFC 中，由于 DC/DC 级工作在 CCM，占空比不随负载变化。当负载变轻时，输出功率减少，PFC 级输入功率 P_{in} 却没有这么快的变化。这样，充入储能电容的能量大于从储能电容抽走的能量，导致储能电容电压上升，如果输入具有较少的阻抗， V_B 会急剧上升以维持输入功率和输出功率的平衡。另外，单级 PFC 电路储能电容上的电压变化范围比较大，在输入电压低的时候，储能电容上的电压比较低；在输入电压高的时候，储能电容上的电压比较高，因此，对于相同的输出功率等级来说，单级 PFC 电路中所需的储能电容比两级 PFC 电路要大很多，储能电容上的电压应力也要大很多。

(2) 单级 PFC 电路半导体器件的电压应力也比较高

在两级 PFC 变换器中，PFC 开关管承受 PFC 级的电流，DC/DC 变换器的开关管承受 DC/DC 级的电流。而在单级 PFC 变换器中只使用了一个开关管，它要承受 PFC 级和 DC/DC 级的电流，这样，单级 PFC 变换器中开关管要承受更高的电流应力。通过开关管的电流的大小决定了管子的损耗和尺寸。另外，与两级 PFC 电路相比，单级 PFC 电路中储能电容上的电压比较高，因此，单级 PFC 电路中管子上的电压应力也比较高。

(3) 单级 PFC 电路磁芯元件要承受更大的应力

在两级 PFC 电路中的输入电感主要是由输入电流最大纹波和 PFC 级的占空比来决定的，而在单级 PFC 电路中主变压器不仅是 PFC 电路的输入电感，而且还用来储存能量，因此，在相同的输出功率下，单级 PFC 电路中的磁芯元件要承受更大的应力。

因此，单级 PFC 电路不适用宽输入电压范围、PFC 要求大于 95% 的场合。

1.2.2 PFC+有源嵌位正激电路^{[16][17]}

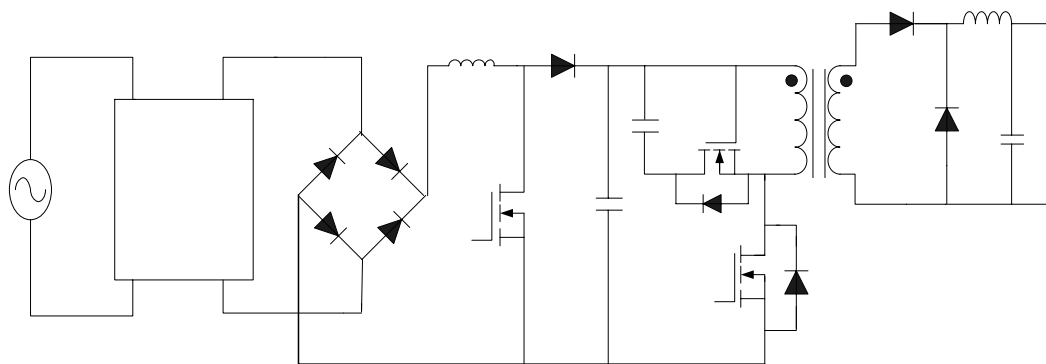


图 1-2 正激变换器的电路结构图

有源嵌位正激电路具有和双管正激电路一样不需要额外抚慰绕组的优点。同时它克服了双管正激电路占空比不能大于 50% 的限制。有源嵌位正激变压器的磁化曲线工作在第一和第三象限，提高了磁芯利用率。通过合理挑选与设计励磁电感和 MOS 管结电容的值，或者在副边加入饱和电感，可以实现主开关管的零电压开通。此外，在有源嵌位正激拓扑中计入同步整流较为方便。

有源嵌位正激方案也存在一些缺点：

- (1) 嵌位开关需要浮地驱动，增加了电路的复杂性；
- (2) 嵌位开关管的电压应力要远大于主开关管，因此要选用较高电压等级的 MOS 管作为嵌位开关管，从而增加了成本。
- (3) 虽然通过调整励磁电感和嵌位电容的值可以实现主开关管的 ZVS，但是这个 ZVS 特性与负载相关，负载越重越不易实现 ZVS；而通过在副边串联饱和电感可以解决这个问题。当增加的电路的复杂度、损耗及成本。
- (4) 嵌位电容和变压器漏感上能力的不平衡会造成有源嵌位正激变压器的正向或负向磁偏。

1.2.3 PFC+对称半桥变换器^{[18]~[23]}

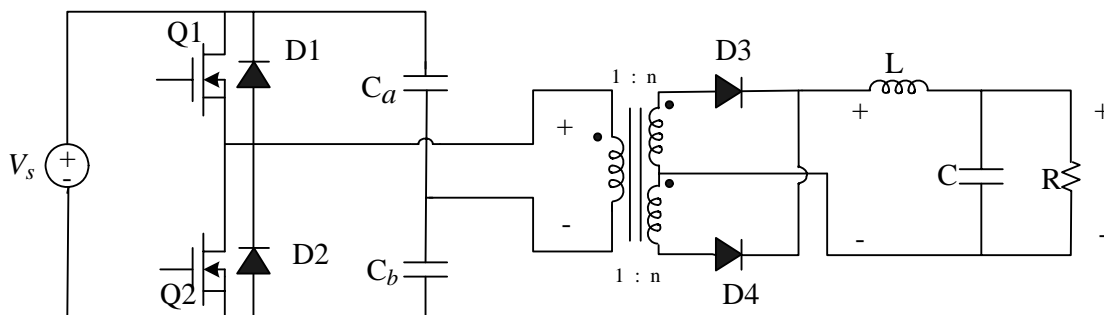


图 1-3 对称半桥变换器电路结构图

对称半桥变换器的优点：

- (1) 驱动能力大
- (2) 变压器双向励磁、利用率高、且不存在偏磁问题
- (3) 功率管上应力低。

对称半桥变换器也存在一些缺点：

- (1) 不能实现软开关，电路效率提高有限；
- (2) 为了减轻变换器与开关管结之间的震荡，常虚加入缓冲电路来消耗变压器的漏感储能，使得变换效率难以得到提高，效率不能做到很高；
- (3) 电路中有大电解电容，影响使用寿命。

1.2.4 PFC+不对称半桥变换器

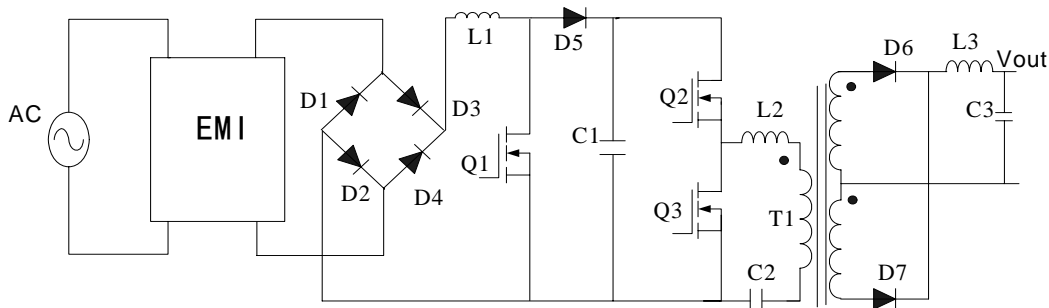


图 1-4 不对称半桥变换器电路结构图

相对于对称变换器，不对称半桥变换器可以实现软开关。图 1-4 不对称半桥电路利用变压器漏感存储的能量，对开关管的结电容进行充放电；从而实现零电压开通。

不对称半桥变换器也存在一些缺点：

- (1) 变压器存在偏磁问题，增大了开关管、输出二极管的电压、电流的应力；
- (2) 电路的闭环传输函数是非线性的，在输入电压波动范围较大时，相比对称半桥，占空比的变化也会增大从而稳定性变差；

1.2.5 PFC+LLC谐振变换器^{[24]~[31]}

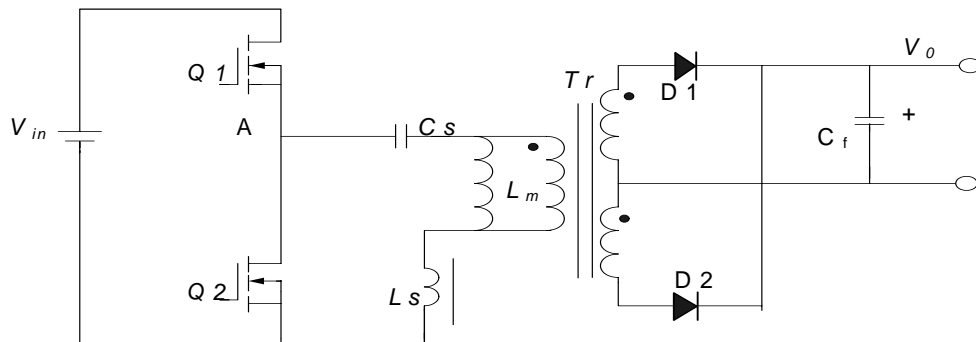


图 1-5 LLC 谐振变换器电路图

图 1-5 给出了 LLC 谐振变换器的电路图。包括两个功率 MOSFET (Q1 和 Q2)，其占空比都为 0.5；谐振电容 C_s ，副边匝数相等的中心抽头变压器 T_r ， T_r 的漏感 L_s ，激磁电感 L_m ， L_m 在某个时间段也是一个谐振电感，因此，在 LLC 谐振变换器中的谐振元件主要由以上 3 个谐振元件构成，即谐振电容 C_s ，电感 L_s 和激磁电感 L_m ；半桥全波整流二极管 D1 和 D2，输出电容 C_f 。

LLC 谐振变换器和不对称半桥变换器都是软开关型变换器，降低开关损耗，提高了效率；

但是，两者有本质的区别。不对称半桥变换器是 PWM 型的，而 LLC 谐振变换器是谐振型的；

由此，LLC 谐振变换器还存在以下的优点：

(1) 可以满足更长掉电时间的要求

不对称半桥变换器通过调节开关管的占空比来调节输出电压，当输入电压变化范围比较大时，开关管的占空比变化范围也比较大；因此，不对称半桥变换器的掉电维持时间特性比较差。

与不对称半桥变换器相比，LLC 谐振变换器是通过调节开关频率来调节输出电压的，也就是在不同的输入电压下它的占空比保持不变；因此，与不对称半桥相比，它的掉电维持时间特性比较好，可以广泛地应用在对掉电维持时间要求比较高的场合。

(2) 副边整流管电压应力低，提高了电路的效率

相同条件下，LLC 谐振变换器中副边二极管上的电压应力比不对称半桥变换器小很多。因为在 LLC 谐振变换器中副边二极管上的电压应力是输出电压的 2 倍，在 LLC 谐振变换器中可以选择耐压比较低的二极管，从而可以提高电路的效率。

(3) 副边二极管为零电流开关，提高了电路的效率

从对不对称半桥变换器的分析可知其副边二极管是硬开通，损耗比较大；

而从对 LLC 谐振变换器的分析可知其副边二极管是零电流开关，损耗比较小，这样就可以提高变换器的效率。

(4) 变压器没有直流偏置现象

由于在不对称半桥变换器中上下开关管的占空比是互补的，因此，不对称半桥变换器中的变压器有直流偏置现象；

而在 LLC 谐振变换器中上下开关管的占空比是相等的，因此，LLC 谐振变换器中的变压器没有直流偏置现象。

LLC 谐振变换器也存在一些缺点：

- (1) LLC 谐振变换器的电流应力比较高，因此导通损耗也会增加；
- (2) 由于是变频控制，因此电源前端的 EMI 滤波器优化设计较为困难；
- (3) 需要较大的气隙来减少励磁电感，影响了变压器的传输效率；
- (4) 存在桥臂直通的危险

1.3 地铁车厢 LED 照明供电电源相关性能要求

1.3.1 LED 照明供电电源的常规要求

LED 是具有二极管特性的发光管，它只能单方向通电。目前 LED 均采用直流驱动，因此在市电与 LED 之间需要加一个电源适配器即 LED 驱动电源。它的功能是把交流市电转换成合适 LED 的直流电。根据电网的用电规则和 LED 的驱动特性要求，在设计 LED 驱动电源时要考虑到以下几点：

1、高可靠性：地铁车厢 LED 照明驱动电源，装在车厢内，维修不方便，维修成本也高。

2、高效率：LED 是节能产品，驱动电源的效率要高。对于电源安装在灯具

内的结构，尤为重要。因为 LED 的发光效率随着 LED 温度的升高而下降，所以 LED 的散热非常重要。电源的效率越高，它的耗损功率小，在灯具内发热量就小，也就降低了灯具的温升，对延缓 LED 的光衰有利。

3、高功率因素：功率因素是电网对负载的要求。

4、驱动方式：现在通行的有两种：一种是一个恒压源供多个恒流源，每个恒流源单独给每路 LED 供电。这种方式，组合灵活，一路 LED 故障，不影响其他 LED 的工作，但成本会略高一点。

另一种是直接恒流供电，LED 串联或并联运行。它的优点是成本低一点，但灵活性差，还要解决某个 LED 故障，不影响其他 LED 运行的问题。这两种形式，在一段时间内并存。多路恒流输出供电方式，在成本和性能方面会较好。

5、浪涌保护：LED 抗浪涌的能力是比较差的，特别是抗反向电压能力。加强这方面的保护也很重要。

6、保护功能：电源除了常规的保护功能外，最好在恒流输出的同时增加过压保护功能，防止单颗 LED 两端电压过高。

7、防护方面：灯具外安装型，电源结构要防水、防潮，外壳要耐晒。

8、驱动电源的寿命：要与 LED 的寿命相适配。

9、符合规范：要符合安规、电磁兼容等相关的规范的要求。

1.3.2 地铁车厢LED照明系统对供电电源的特殊要求^[3]

(1) 输入电压要求

地铁照明供电系统正常工作时输入电压要求：200Vac~270Vac；然而，地铁供电系统是由相对独立的多个变电所组成，变电所也是分部在整个轨道的沿线。钢轨对地绝缘安装，被用作供电电流的负极回流通路，整个轨道（线路）是由不同长度单位的钢轨组成。列车在运行过程中，在不同变电所和不同单位的钢轨之间快速切换，使提供给照明系统的供电电压出现瞬间跌落。跌幅将近 40V，时间为小于 4ms。

(2) 输出负载要求

单颗 LED 灯的电气规格：工作电压：3.2VDC~3.5VDC；

工作电流：330mA 恒流供电；

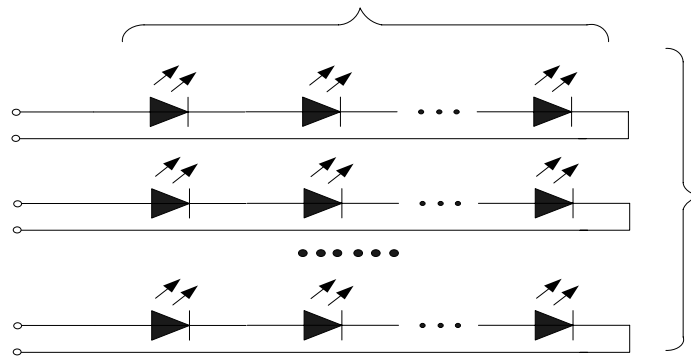
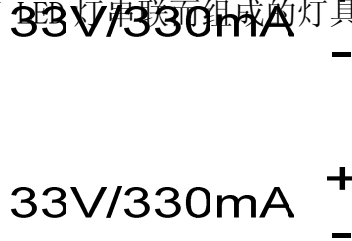


图 1-6 灯具 LED 结构示意图

上图 1-6 所示是用于地铁车厢 LED 照明供电电源的负载，是由 6 串 LED 模组组成，每串模组都由 10 颗 1W LED 灯串联而成的灯具。



1.4 指标参数的确定和电源方案的选择

1.4.1 指标参数的确定

本课题所要设计的地铁车厢 LED 照明电源的具体指标参数如下：

a、整体电气指标

输入电压 V_{in_rms} : 140 Vac ~270Vac(为满足地铁列车错轨引起的电压波动)

电网频率 f : 47~63Hz

额定输出功率 P_{o_rms} : $3.3V \times 0.33A \times 10 \times 6 = 60W$

最大输出功率 P_{o_max} : $3.5V \times 0.33A \times 10 \times 6 = 69.3W$

额定输出电流 I_o : $0.33A \times 6 = 1.98A$

输出电压范围 V_o : $(3.2V \sim 3.5V) \times 10 = 32V \sim 35V$

单串 LED 输出电流纹波: I_{o_pp} : $<16.5mA$

工作温度: $-20^{\circ}C \sim 60^{\circ}C$

启动时间: $<1.5S$

掉电维持时间 t_{holdup} : $<40mS$

PF 值: <0.95 (输入: 140 Vac ~270Vac; 输出为额定功率)

效率: $<92\%$ (输入: 140 Vac ~270Vac; 输出为额定功率)

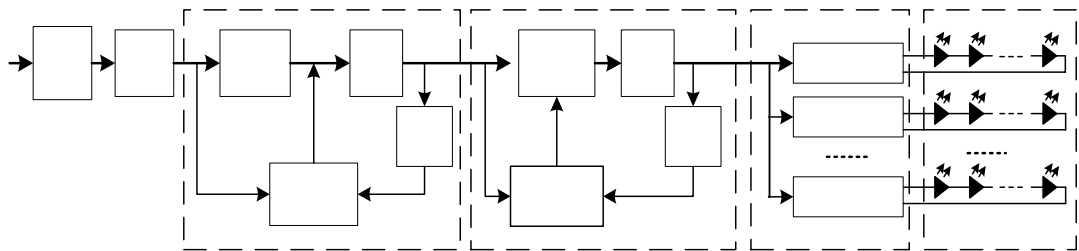
b、国家国际规范要求^{[32]~[36]}

- 1) 符合 EN55015 (灯具电磁兼容标准)
- 2) 符合 IEC61373 (铁路应用 机车车辆设备 冲击和振动试验)
- 3) 符合 BS6853-1999 (载客列车设计与构造防火通用规范)

- 4) 符合 IEC60529/EN60529 IP67 (防水等级)
- 5) 符合 IEC1000-3-2/EN61000-3-2 (谐波电流发射限值)

1.4.2 电源方案的确定

为满足高功率因数、高效率、高可靠性以及LED需要单串恒流供电等一系列要求，在本论文中我们对每串LED灯都采用独立的恒流模块进行控制。本方案是由AC/DC (PFC+LLC) 模块和6个DC/DC恒流模块两部分组成。为了缩小电源体积、降低电源复杂度以及良好地散热，本方案中恒流模块和LED一起集成在铝基板上。



1.5 本文研究设计的主要内容

本课题主要以输入为 140Vac~270Vac、输出以地铁车厢 LED 照明灯具（灯具的规格是：10 串*6 并 *1W (3.3V/0.33A) 的 60 颗 LED 灯组成）为负载的电源作为研究对象；电源选取方案为 PFC+LLC 谐振变换器，外加多组恒流模块的结构。依据地铁车厢 LED 照明供电系统对电源的严格的技术要求，本文第二、三章主要介绍 PFC、LLC 以及恒流模块等部分的工作原理、参数设计与优化、关键元件的设计与选取等；第四章主要讨论 EMI 电磁兼容设计过程；第五章主要针对整流电路进行研究与设计；第六章主要是实验结果，并对结果进行分析；最后在第七章中对这一方案在地铁车厢 LED 照明供电领域中的应用进行了总结与展望。

AC 输入
EMI 电路
整流滤波
PFC 电感
整流滤波

取样
稳压

PFC 控制 反馈
及保护

PFC

第二章 供电电源主电路研究与设计

2.1 功率因数（PFC）部分的研究与设计

2.1.1 功率因数的特性

根据电工学的基本理论，功率因数（PF）定义为有功功率(P)与视在功率(S)的比值，用公式表示为：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{U_1 I_{1rms} \cos \theta_1}{U_1 I_{rms(total)}} = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \times \cos \theta_1 = \gamma \cos \theta_1 \quad (2.1)$$

$$I_{rms} = (I_{1rms}^2 + I_{2rms}^2 + \dots + I_{nrms}^2)^{\frac{1}{2}} \quad (2.2)$$

式（2.1）中， I_{1rms} 为输入电流基波有效值； I_{rms} 为电网电流有效值； I_{1rms} ， I_{2rms} …… I_{nrms} 为各次谐波有效值； U_1 为输入电压基波有效值； γ 为输入电流畸变因数； $\cos \theta_1$ 为基波电压、基波电流位移因数。

可见，功率因数由畸变因数 γ 和基波电压、基波电流位移因数 $\cos \theta_1$ 决定。 $\cos \theta_1$ 低，则设备的无功功率大，设备利用率低，导线、变压器绕组损耗大； γ 低，表示设备输入电流谐波分量，将造成电流波形畸变，对电网造成污染，使功率因数降低，严重时，会造成电子设备损坏。

但传统的功率因数概念是假定输入电流无谐波电流（即 $I_{1rms} = I_{rms}$ 或 $\gamma = 1$ ）的条件下得到的，这样功率因数的定义就变成了 $PF = \cos \theta_1$ 。

总谐波畸变 THD(Total Harmonics Distortion) 用来衡量电流波形的失真情况，定义为：

$$THD = \frac{\sqrt{I_{2rms}^2 + I_{3rms}^2 \dots + I_{nrms}^2}}{I_{1rms}} \times 100\% \quad (2.3)$$

因此，功率因数的表达式可变换为：

$$\begin{aligned} PF &= \frac{I_{1rms}}{I_{rms(total)}} \times \cos \theta_1 = \frac{I_{1rms} \cos \theta_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{nrms}^2}} = \frac{I_{1rms} \cos \theta_1}{\sqrt{(THD)^2 \cdot I_{1rms}^2 + I_{1rms}^2}} \\ &= \frac{I_{1rms} \cos \theta_1}{I_{1rms} \sqrt{1 + (THD)^2}} = \frac{\cos \theta_1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

又

$$PF = \gamma \cos \theta_1 \quad (2.5)$$

由式(2.4)，式(2.5)可得

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} = \gamma \quad (2.6)$$

从而，当 $\cos \theta_1 = 1$ 时，

$$PF = \gamma \cos \theta_1 = \gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad (2.7)$$

由式(2.4)看出，可以采用两种方法来提高功率因数：一是最大限度地抑制输入电流的波形畸变，使 THD 值达到最小；二是尽可能地使电流基波与电压基波之间的相位差趋于零，使 $\cos \theta_1 = 1$ ，从而实现功率因数校正。利用功率因数校正技术，可使交流输入电流波形完全跟踪交流输入电压波形的变化，使输入电流呈正弦波，并且和输入电压同相位。

2.1.2 方案的确定

有源功率因数校正(APFC)是抑制电流谐波，提高功率因数最有效的方法，其原理框图如图 2-1 所示。其基本思想是：交流输入电压经全波整流后，对所得的全波整流电压进行 DC/DC 变换，通过适当控制使输入电流平均值自动跟随全波整流后的电压波形，使输入电流正弦化，同时保持输出电压稳定。APFC 电路一般都有两个反馈控制环：内环为电流环，使 DC/DC 变换器的输入电流与全波整流电压波形相同；外环为电压环，使 DC/DC 变换器输出稳定的直流电压。

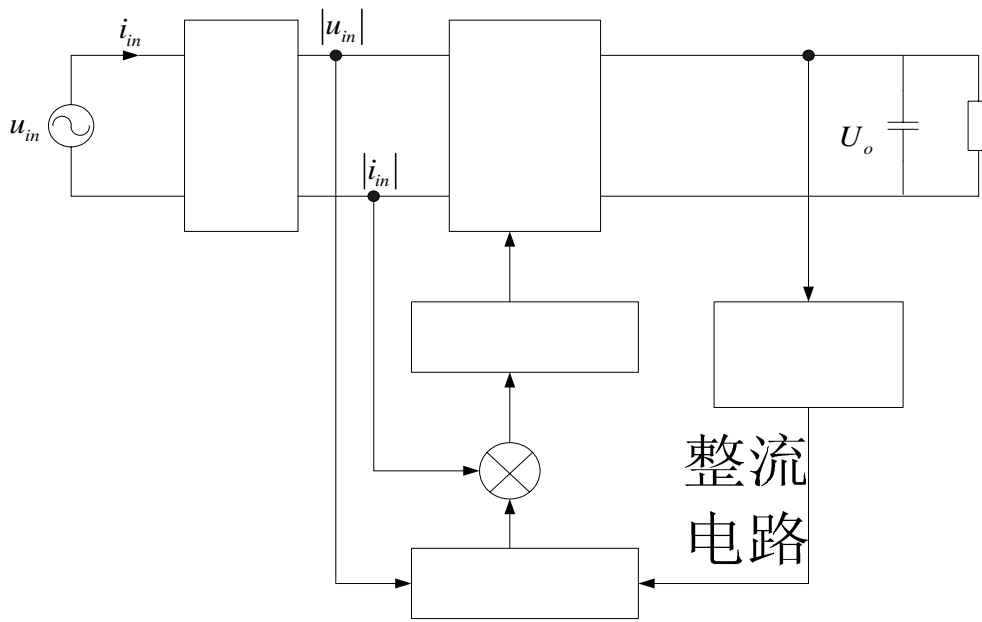
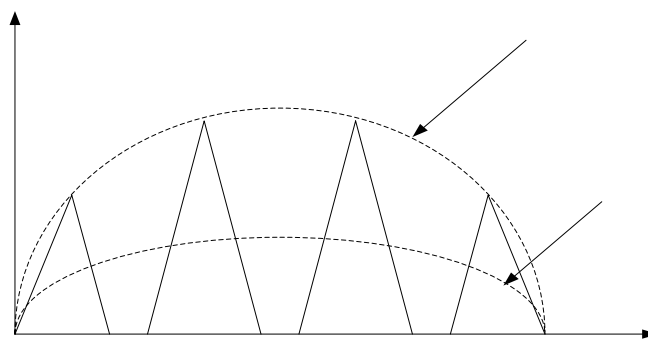


图 2-1 APFC 电路原理图

适用于 APFC 的拓扑有很多，原则上任何一种 DC/DC 变换器：Boost 变换器、Buck 变换器、Buck-boost 变换器、Flyback 变化器、Cuk 变换器等均可实现上述功能，都可作为 PFC 的主电路拓扑。在实际应用中，由于 PFC 是对输入电流进行控制，因此一般采用 Boost 和 Flyback 变换器，这样电感串联在输入端，电流反馈控制实质上就是对输入电流进行控制。Flyback 型 PFC 虽然易于实现输入、输出间的隔离，但由于隔离变压器磁芯单向磁化，使得其磁通复位控制困难，变压器利用率低，适用于 150W 以下的电源和镇流器。Boost 型 PFC 输入电流连续，储能电感也兼做滤波器抑制 RFI 和 EMI 噪声，功率因数高，总谐波失真小，输出电压高，允许电容储存更多的电能，能提供更长时间的掉电保持，这些优点促使 Boost 型 PFC 的应用更为广泛。

根据电感电流的状态划分，Boost 型 APFC 又可以分为断续模式(DCM)，连续模式(CCM)和临界连续模式(CRM)。图 2-2 说明了这三种模式的工作原理。

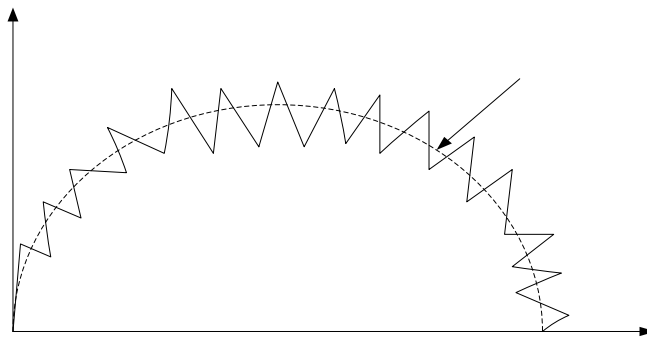


(a) DCM 模式下的电感电流波形

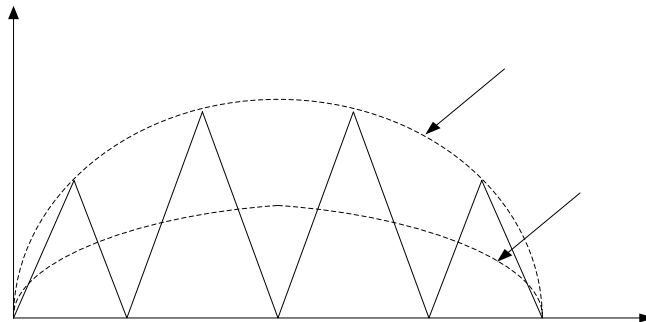
DC/
变换

驱动

+ 电
乘法



(b) CCM 模式下的电感电流波形



(c) CRM 模式下的电感电流波形

图 2-2 三种有源功率因数校正技术的原理

DCM 有源功率因数校正技术的特点是所需电感量小，由于电感电流断续，其输入的峰值电流可以自动跟踪输入电压，通常采用 PWM 的调制方式，而且只用单环控制即可，因此电路结构非常简单，整流二极管不存在反向恢复的问题，但是在同等输出功率的情况下，DCM 模式的输入电流峰值大，开关管的关断损耗、二极管的开通损耗和器件电流应力都比较大。因此，一般只用于小功率的场合。

CCM 有源功率因数校正技术的优点是可以用在较大功率的场合，由于电感电流连续，纹波较小，因此输入滤波简单。CCM 模式也存在一些问题：开关管不是零电流开通，因此开通时的尖峰电流会给开关管带来较大的损耗。由整流二极管反向恢复引起的 di/dt 会给整个电路带来严重的干扰。而且它的控制一般需要输出电压和电感电流两个状态量的反馈，因此电路结构比较复杂。

CRM 有源功率因数校正技术可以做到 DCM 和 CCM 两者的折中。与 DCM 模式相比，CRM 模式的器件应力较小，应用的功率场合比 DCM 更广泛。而与 CCM 模式相比，CRM 模式不存在整流二极管的反向恢复，开关管是零电流开通，且控制电路相对简单。但受到器件应力的限制，CRM 也不能用在较大输出功率的场合。在 300W 以下，CRM 与其他两种模式相比，还是具有明显的优势。

基于上述描述，前级功率因数校正电路选用 CRM 模式的 Boost 型 PFC。控制芯片选择 ST 公司的 L6563^[37]。

L6563 内部有一个乘法器，交流输入电压经过分压后作为一个输入信号，另一个输入是输出电压和参考电压的误差信号，两者相乘作为电感电流采样信号的限制值。当 MOS 管开通，电感电流上升，直到达到限制值时，MOS 管关断，电流下降。当过零检测网络检测到电感电流为零时会再次驱动 MOS 管开通，从而实现功率因数校正的功能。

2.1.3 功率因数部分电感及其他参数的计算

所需要的 PFC 电路的参数指标:

输入电压 U_{in_rms} : 140~270Vac

电网频率 f : 47~63Hz

最大输入功率 P_{in_max} : $71.6W/0.92=77.8W$

额定输出电压 U_o : 400V

输出电压纹波: U_{o_pp} : <16V

输出功率 P_{DC_max} : $40V \times 1.7A / 0.95 = 71.6W$

掉电维持时间 t_{holdup} : 18ms, 保证 $P_{DC}=71.6W$, $U_{in_rms}=140V/50Hz$ 情况下

$U_{hold} > 360V$

最小开关频率 f_s : 30kHz

(1) 功率因数校正部分电感值的确定:

由 CRM 工作方式可知, 在开关管 Q 导通时, 有

$$\frac{u_{in}(t)}{L} = \frac{i_{pk}(t)}{t_{on}} \quad (2.8)$$

开关管 Q 关断时有

$$\frac{U_o - u_{in}(t)}{L} = \frac{i_{pk}(t)}{t_{off}} \quad (2.9)$$

其中, $u_{in}(t)$ 为瞬时输入电压值, t_{off} 为开关周期内开关关断时间, t_{on} 为开通时间, $i_{pk}(t)$ 是一个开关周期内电感电流的峰值。

由 (2.8) 式可以得到

$$t_{on} = \frac{L \times i_{pk}(t)}{u_{in}(t)} \quad (2.10)$$

由 (2.9) 式可以得到

$$t_{off} = \frac{L \times i_{pk}(t)}{U_o - u_{in}(t)} \quad (2.11)$$

电网瞬时输入电流 $i_{in}(t)$ 与电感电流 $i_{pk}(t)$ 有如下关系:

$$i_{pk}(t) = 2 \times i_{in}(t) \quad (2.12)$$

根据功率守恒 (考虑转换效率 η) 有

$$P_{in} = \frac{P_{DC}}{\eta} \quad (2.13)$$

其中, P_{in} 、 P_{DC} 分别为 PFC 电路的输入和输出功率。

令输入电压为 $u_{in}(t) = U_{pk} \times \sin(\omega t)$ ，输入电流 $i_{in}(t) = I_{in} \times \sin(\omega t)$ ，可以得到

$$P_{in} = \frac{U_{pk} \times I_{in}}{2} \quad (2.14)$$

由 (2.13) 式可以求得

$$I_{in} = \frac{2P_{DC}}{\eta \times U_{pk}} \quad (2.15)$$

结合 (2.12) 式和 (2.15) 式可以得到

$$i_{pk}(t) = I_{pk} \times \sin(\omega t) = \frac{4P_{DC} \times \sin(\omega t)}{\eta \times U_{pk}} \quad (2.16)$$

由于 CRM PFC 在特定输出功率、输入电网电压的条件下，具有恒定的导通时间，将 (2.16) 代入 (2.10)，得到

$$t_{on} = \frac{4P_{DC} \times L}{\eta \times U_{pk}^2} \quad (2.17)$$

将 (2.16) 代入 (2.11)，有

$$t_{off} = \frac{L \times \frac{4P_{DC} \times \sin(\omega t)}{\eta \times U_{pk}}}{U_o - U_{pk} \sin(\omega t)} = \frac{4L \times P_{DC} \times \sin(\omega t)}{\eta \times U_{pk} \times (U_o - U_{pk} \sin(\omega t))} \quad (2.18)$$

由 (2.17)、(2.18) 可知，开关周期

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{4P_{DC} \times L}{\eta \times U_{pk}^2} + \frac{4L \times P_{DC} \times \sin(\omega t)}{\eta \times U_{pk} \times (U_o - U_{pk} \sin(\omega t))} \quad (2.19)$$

开关频率

$$f_s = \frac{\eta \times U_{pk}^2 \times (U_o - U_{pk} \sin(\omega t))}{4P_{DC} \times L \times U_o} \quad (2.20)$$

由 (2.20) 式可知，在输入电压达到最大值时，开关频率有最小值为：

$$f_{s_min} = \frac{\eta \times U_{pk}^2 \times (U_o - U_{pk})}{4P_{DC} \times L \times U_o} \quad (2.21)$$

则相应的 L 值为

$$L = \frac{\eta \times U_{pk}^2 \times (U_o - U_{pk})}{4P_{DC} \times U_o \times f_{s_min}} \quad (2.22)$$

当 $U_o = 400V$ ， $P_{DC} = 71.6W$ ， $\eta = 0.92$ ， $f_{s_min} = 30kHz$ ，输入电压在 140Vac~270Vac 范围内变化时，电感量与输入电压有效值之间的关系如图 2-3 所示。

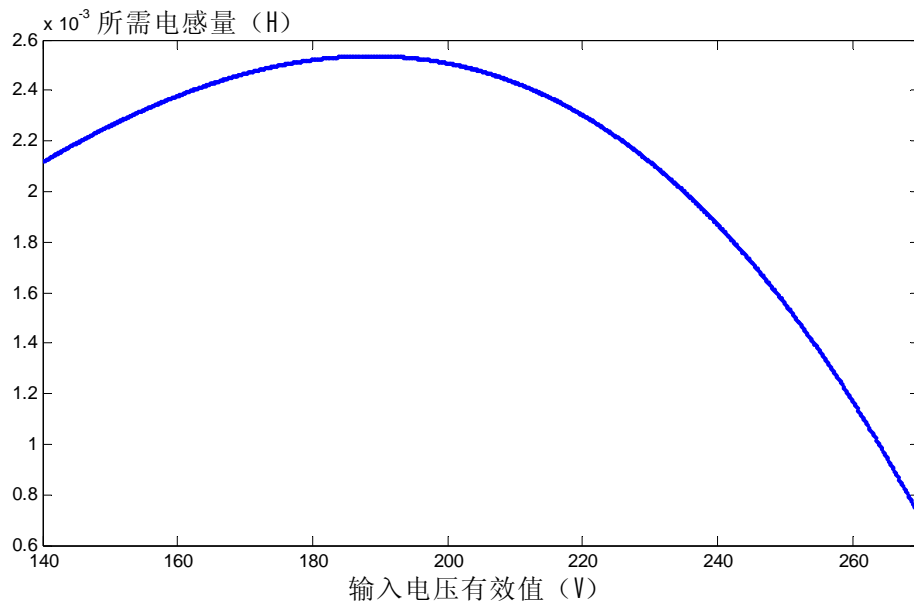


图 2-3 输入电压有效值与电感量之间的关系

应该选取整个电压变换范围内所需电感的最小值作为 Boost 电感的取值, 从图 2-3 可以得到电感值为 $750 \mu\text{H}$ 。

(2) Boost 二极管的选择:

流过二极管的平均电流 $i_{av\max} = \frac{P_{DC-\max}}{U_o} = \frac{71.6}{400} = 0.179\text{A}$, 二极管工作时需要承受的电压为 400V , 考虑裕量, 选择二极管的型号为 HER307 ($I_{F(av)} = 3\text{A}, V_{RRM} = 800\text{V}, t_{rr} = 70\text{ns}$)。

(3) 开关管 MOSFET 的选择:

由 (2.16) 可以求得最大电感电流的峰值电流 $I_{pk\max} = 1.57\text{A}$, MOSFET 正常工作所需承受的电压应力也为 400V , 考虑裕量, 选择型号为 2N60 的开关管 ($R_{ds(on)} = 3.8\Omega, V_{DSS} = 600\text{V}, I_D = 2\text{A}$)。

(4) 输出滤波电容值的确定:

输出电容的容值是由输出电压纹波以及掉电维持时间两个因素确定的。

(a) 从输出电压纹波的要求考虑:

根据功率守恒, 有

$$I_o(t) = \eta \times \frac{U_{pk} I_{in}}{U_o} \sin^2(\omega t) = \eta \frac{U_{pk} I_{in}}{2U_o} (1 - \cos(2\omega t))$$

上式可以看出, 输出电流中含有二次脉动电流 $i_c(t) = \eta \frac{U_{pk} I_{in}}{2U_o} \cos(2\omega t)$, 输出

电容吸收这个二次脉动电流, 从而使负载输出电流稳定。

由 $i_c = C_o \frac{dU_c}{dt}$ 得

$$\Delta u_{o_pp} = 2\Delta u_o = 2 \int_0^{\frac{\pi}{4\omega}} i_c(t) dt = 2 \int_0^{\frac{\pi}{4\omega}} \eta \frac{U_{pk} I_{in}}{2U_o} \cos(2\omega t) dt$$

求解上式，得

$$\Delta u_{o_pp} = \frac{\eta \times U_{pk} \times I_{in}}{4\pi f \times C_o \times U_o} = \frac{P_{DC}}{2\pi f \times C_o \times U_o}$$

必须满足参数设定要求，即有如下结论

$$C_o \geq \frac{P_{DC_max}}{2\pi f \times \Delta u_{o_pp_max} \times U_o}$$

将参数代入上式可以求得，要满足输出纹波的要求，输出电容的取值范围为 $C_o \geq 36\mu F$ 。

(2) 从掉电维持时间上考虑：

维持时间取决于电容中存储能量的多少、负载功率 P_{DC} 、输出电压 U_o 以及后级变换器仍能正常工作的最低电压 U_{DChold} 。在设计中考虑掉电维持时间 (t_{holdup}) 的要求： $U_{in} = 140V / 50Hz$ 时，其维持时间 $t_{holdup} = 18ms$, $U_{ohold} = 360V$ 。由

$$\frac{1}{2} C_o \Delta u_o^2 = W_c = P_{DC} t_{holdup}$$

可知，输出电容应满足

$$C_o \geq \frac{2 \times P_{DC} \times t_{holdup}}{U_o^2 - U_{ohold}^2}$$

将参数代入上式可以求得，要满足维持时间的要求，输出电容的取值范围 $C_o \geq 85\mu F$ 。

综合输出电压纹波和维持时间的要求，选取两个 $47\mu / 450V$ 的电解电容。

第三章 DC/DC 部分的研究与设计

3.1 LLC 部分的研究与设计

3.1.1 LLC 谐振变换器的工作原理

半桥结构的 LLC 串并联谐振变换器如图 3-1 所示，两个主开关 S1 和 S2 构成一个半桥结构，其驱动信号均是固定占空比 0.5 的互补信号，电感 L_s 、电容 C_s 和变压器并联电感 L_p 构成 LLC 谐振网络。该谐振网络连接在半桥的中点和地之间，因此谐振电容 C_s 也起一个隔直电容的作用。在变压器副边，整流二极管 D1 和 D2 组成中间抽头的全波整流电路，整流二极管直接连接在输出电容 C_o 上。在 LLC

谐振变换器中有两个谐振频率： $f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_p}}$ 为串联谐振电感和电容谐振产生

的串联谐振频率； $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_m) \cdot C_s}}$ 为串联谐振电感加上并联谐振电感的和与

串联谐振电容谐振产生的串并联谐振频率。下面以开关频率 f 的范围来具体分析一下 LLC 串并联谐振电路的工作过程。

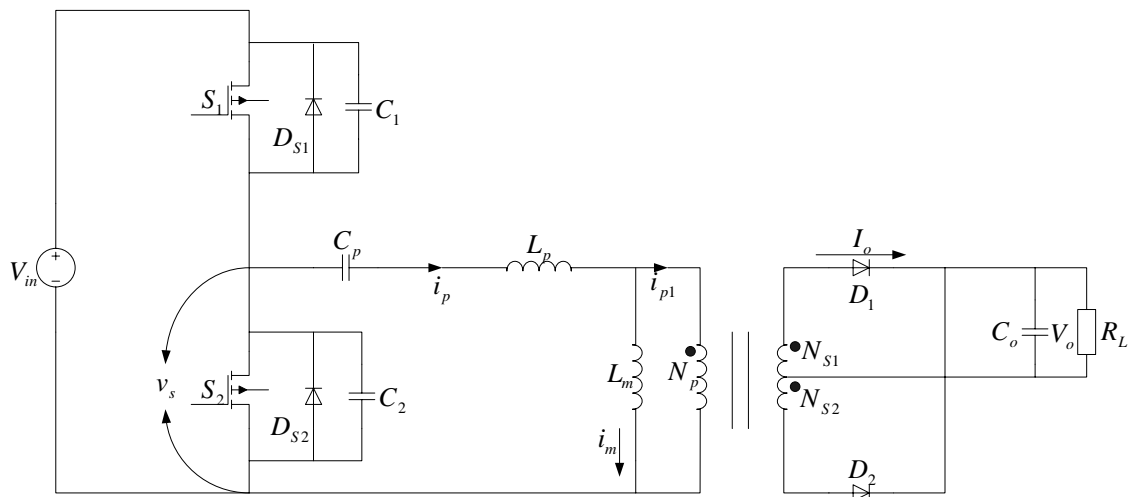


图 3-1

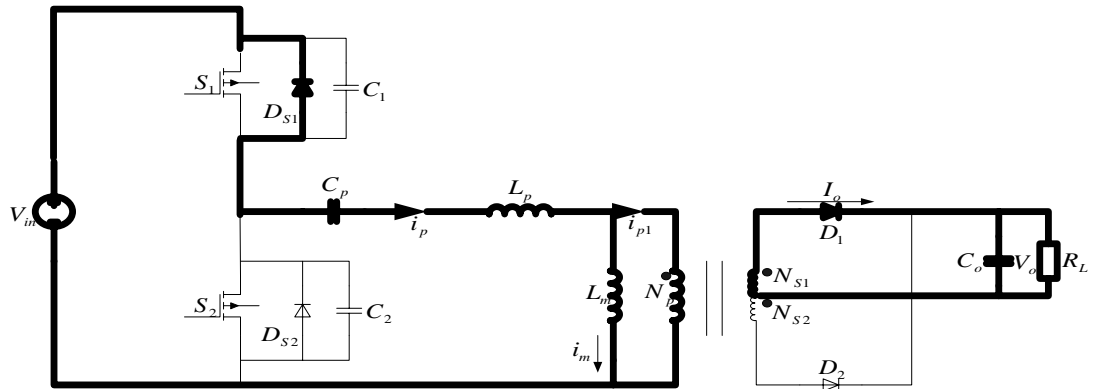
(1) $f_m < f < f_s$ 时的工作过程

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 如图 3-2(a)所示, t_0 时刻, S_2 关断, 谐振槽路电流 i_p 对主开关 S_1 的寄生电容放电, S_1 两端的漏源电压开始下降, 当降到零时, S_1 的体二极管 D_{S1} 开始导通, 为之后 S_1 的零电压开通创造条件; 而此时变压器副边绕组的极性为上正下负, 整流二极管 D_1 导通, 并联电感 L_m 上的电压被变压器箝位在 n 倍的输出电压上, 谐振实际上发生在 L_p 和 C_p 之间, 并联电感 L_m 的电流 i_m 线性上升。

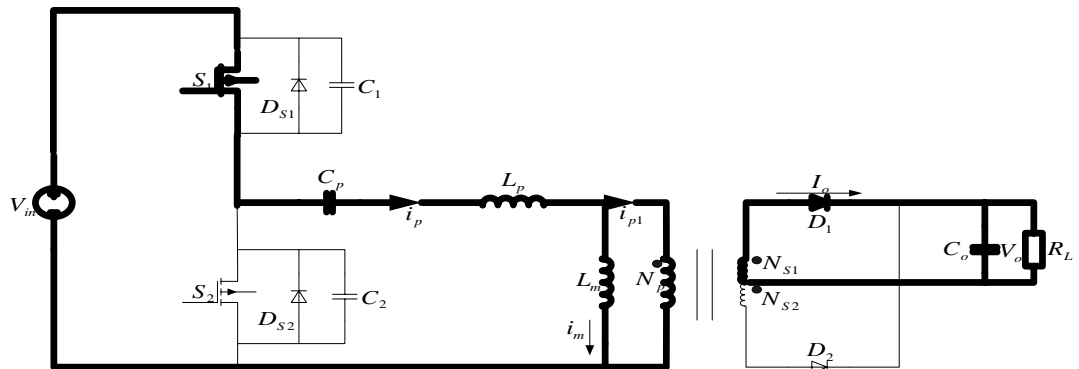
阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): 如图 3-2(b)所示, t_1 时刻 S_1 零电压开通。并联电流 i_m 继续线性上升, 谐振电流 i_p 流经 S_1 并以正弦谐振向上。此时流过整流二极管的输出电流为谐振槽路电流和并联电感上电流之差。在现在所处的工作频率范围内, 开关周期大于 L_s 与 C_s 的谐振周期。因此在谐振电流经过半个周期的谐振, S_1 仍然处于开通状态。当谐振电流 i_p 降到并联电流 i_m 时流过整流二极管 D_1 的电流为零, 整流二极管零电流关断。该工作阶段结束。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$): 如图 3-2(c)所示, t_2 时刻整流二极管 D_1 零电流关断, 此时输出侧与谐振网络完全脱开, 谐振网络不向负载传输能量。并联电感上的电压不再受 n 倍的输出电压箝位限制, 并联电感 L_m 与电感 L_p 串联一起参与谐振。由于设计时大都将 L_m 设计的相对 L_p 来说大很多, 所以此时的谐振周期明显变长, 可以近似认为谐振电流 i_p 在这个阶段保持不变。在该阶段中, 谐振电流 i_p 继续对谐振电容

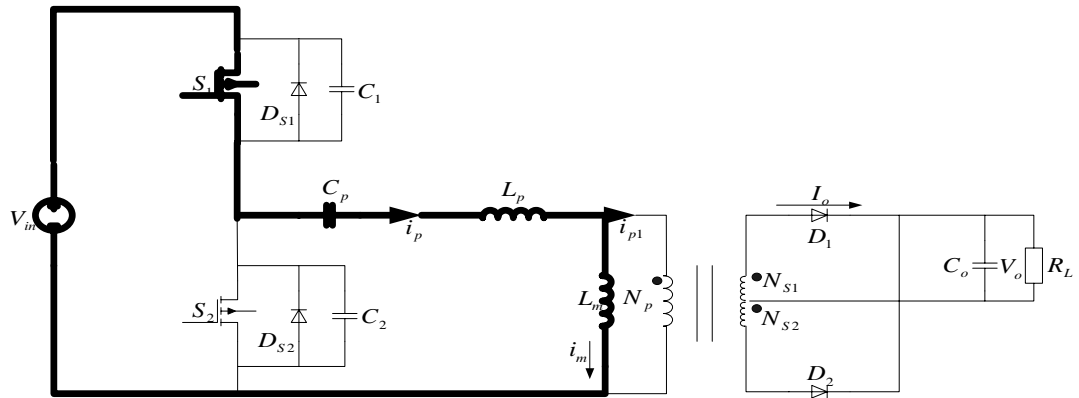
C_p 充电, C_p 两端的电压继续上升, 一直到 t_3 时刻, S_1 关断, 本工作阶段结束。下半周期工作状况与阶段 1、2、3 完全对称, 这里就不赘述了。



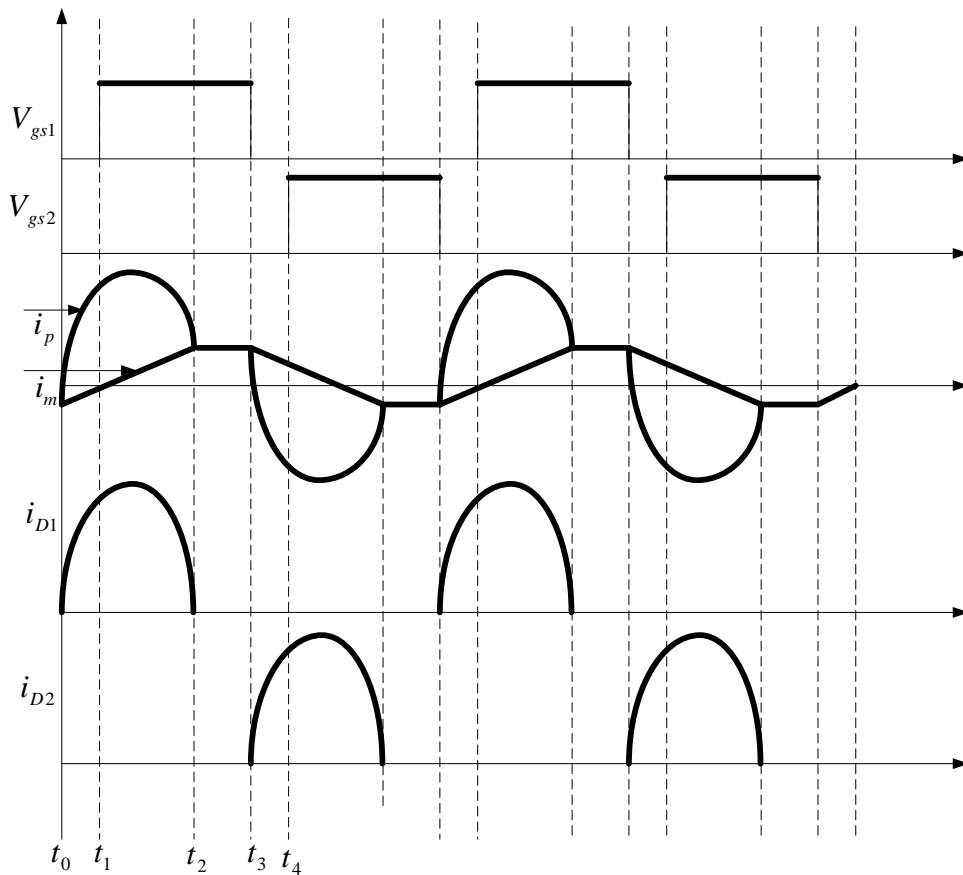
(a) 阶段 1



(b) 阶段 2



(c) 阶段 3



(d) 变换器主要波形

图 3-2 $f_m < f < f_s$ 时 LLC 工作过程分析

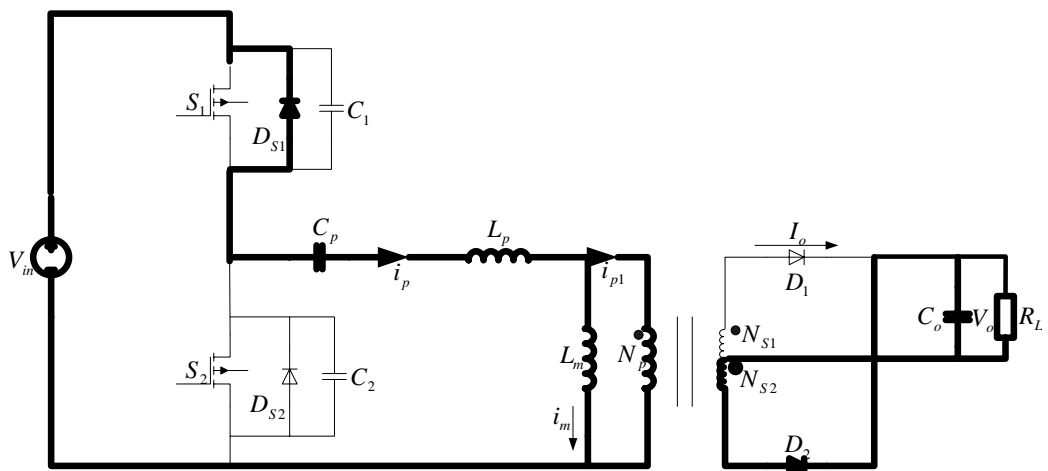
(2) $f > f_s$ 时的工作过程

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 如图 3-3(a)所示, t_0 时刻, S2 关断, 谐振电流 i_p 对主开关 S1 的寄生电容放电, S1 两端的漏源电压开始下降, 当降到零时, S1 的体二极管 D_{S1} 开始导通, 为之后 S1 的零电压开通创造条件; 而此时变压器原边电流方向为流出同名端方向, 整流二极管 D2 导通, 并联电感 L_m 的电压被反向箝位在 n 倍的输出电压上 (即 $-nV_o$), 谐振实际上发生在 L_p 和 C_p 之间, 并联电感 L_m 和电流 i_m 线性下降。

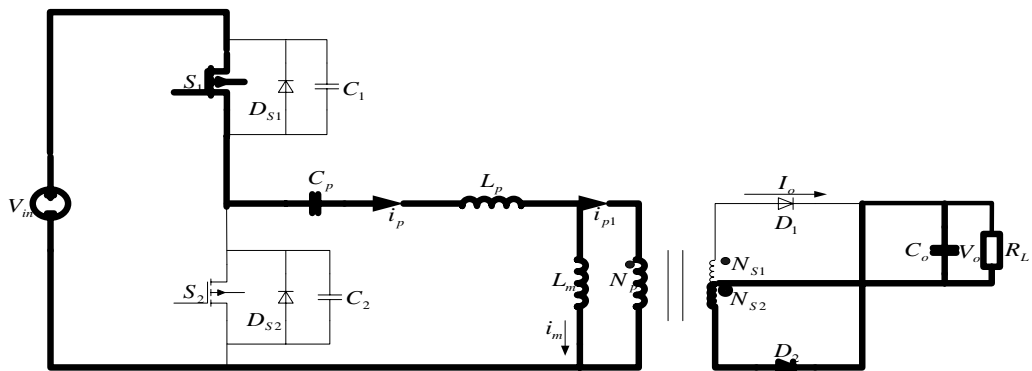
阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻 S1 门级信号来到, S1 零电压条件开通。由于并联电感两端电压仍然被箝位在 $-nV_o$, 所以并联电流 i_m 继续线性下降。谐振电流 i_p 流经 S1 并以正弦形式谐振向上, 且角频率与阶段 1 时的相同。而此时变压器原边电流为流出同名端方向, 仍为整流二极管 D2 导通, 流过整流二极管的输出电流为谐振

电流和并联电流之差的倍数。在 t_2 时刻，谐振电流与并联电感上的电流相等，没有能量传送到副边，本阶段结束。

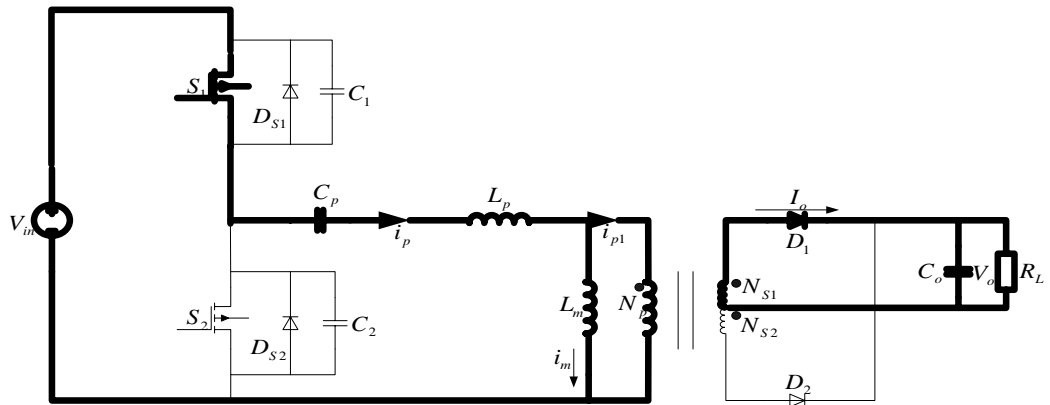
阶段 3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻整流二极管 D2 零电流条件关断。这个阶段中，谐振电流 i_p 继续以 L_p 和 C_p 谐振的角频率谐振向上，变压器副边整流二极管完成换流，由二极管 D1 导通续流。此时并联电感两端电压被箝位在 nV_o 上，所以仍然不参与谐振。一直到 t_3 时刻来到，S1 关断，本阶段结束，开始下半个周期。下半个周期工作状况与阶段 1、2、3 完全对称，这里就不赘述了。



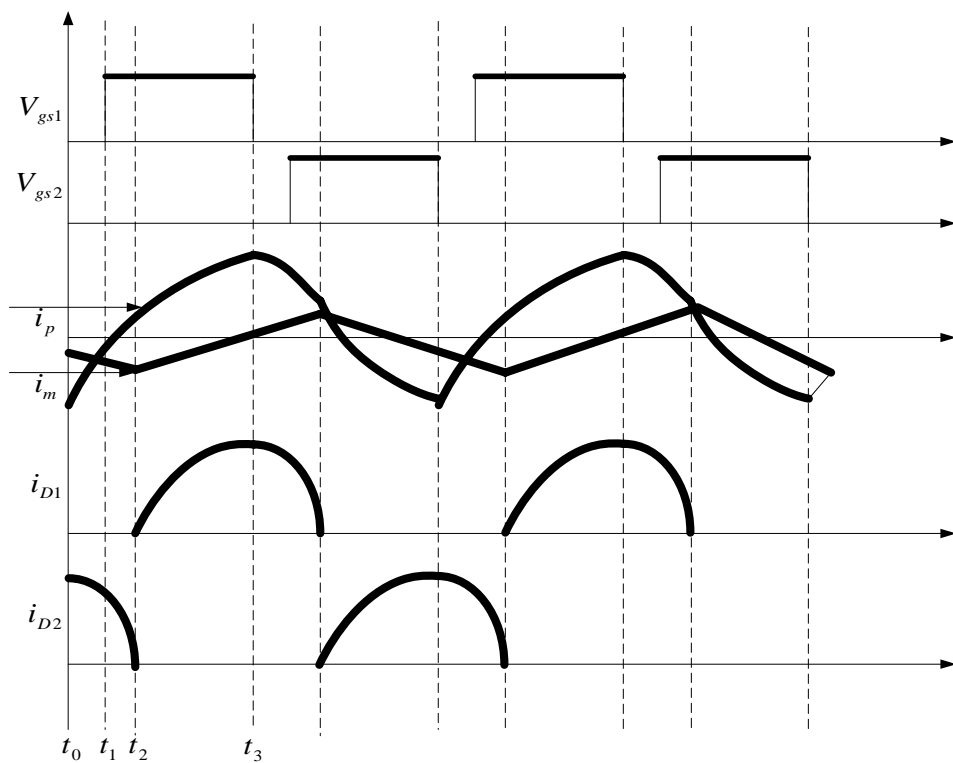
(a) 阶段 1



(b) 阶段 2



(c) 阶段 3



(d) 变换器主要波形

图 3-3 $f > f_s$ 时 LLC 工作过程分析

从上面对于半桥 LLC 谐振变换器的工作原理可以知道，当开关频率 $f > f_m$ 时，原边 MOS 管可以实现 ZVS 开通，而副边的整流二极管可以实现 ZCS 关断。且当 $f > f_s$ 时，励磁电感始终没有参与谐振，LLC 谐振变换器可以等效为串联谐振变换器。

3.1.2 谐振网络的输入阻抗及开关管的ZVS条件^{[38][39]}

谐振网络的输入电压是 $v_s(t)$ 的基波分量 $v_{s1}(t)$ ，可以用下式表示，其中 f 为开关频率：

$$v_{s1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{in} \sin(2\pi ft)$$

根据基波分析法的近似，谐振电流为正弦波，用其有效值 I_p 和相移量 θ 来表示：

$$i_p(t) = \sqrt{2} I_p \sin(2\pi ft - \theta) \quad (3.1)$$

将负载电阻由副边折算到原边可得： $R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_L$ ， n 为变压器原副边变比。

LLC 谐振变换器的交流电压增益等于

$$M_{(f_n, \lambda, Q)} = \left| \frac{v_p}{v_{s1}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2 \cdot (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (3.2)$$

上式中各个符号代表的意义如下：

v_p —— 变压器原边电压方波的基波有效值

v_{s1} —— 谐振网络输入电压的基波有效值，其值为 $\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in}$

$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}}$ —— 串联谐振频率

$Z_o = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} = 2\pi f_p L_p = \frac{1}{2\pi f_p C_p}$ —— 特征阻抗

$Q = \frac{Z_o}{R_{eq}}$ —— 品质因数

$\lambda = \frac{L_p}{L_m}$ —— 电感比

$f_n = \frac{f}{f_p}$ —— 归一化频率

LLC 谐振变换器的直流增益可以表示为：

$$G(f_n, \lambda, Q, n) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{2n} M(f_n, \lambda, Q) \quad (3.3)$$

谐振网络的输入阻抗，其定义如下式：

$$Z_{in} = \frac{v_{s1}(s)}{i_p(s)} = \frac{1}{sC_p} + sL_p + R_{eq} // sL_m$$

将输入阻抗按照如下的方式进行归一化可得：

$$Z_n(f_n, \lambda, Q) = \frac{jf_n}{\lambda + jf_n Q} + \frac{1 - f_n^2}{jf_n} \quad (3.4)$$

$\lambda = 0.2$ ， Q 取不同值时的归一化输入阻抗幅值如图 3-4 所示。

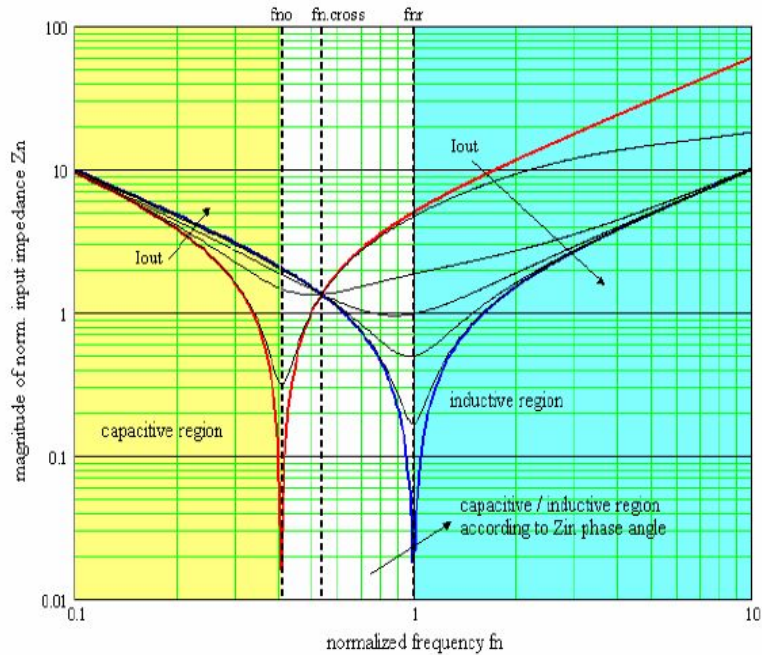


图 3-4 中标出了空载和短路情况下的输入阻抗特性曲线。

在设计时，应该将这两条曲线的转折点设计在 f_{n0} 和 f_{nr} 这两个频率点附近。

从图中还可以看到，不同 Q 值对应的曲线相交在同一个频率 f_{ncross} 处，可以求得该归一化频率如下式所示：

$$f_{ncross} = \sqrt{\frac{2\lambda}{1+2\lambda}}$$

当开关频率大于 f_{ncross} 时，随着输出电流增加（在图中从空载曲线向短路曲线移动），负载电阻减小，输入阻抗减小。而当开关频率小于 f_{ncross} 时，随着输出电流，负载电阻减小，输入阻抗增大。

如图 3-4 所示，当归一化的开关频率 $f_n < f_{n0}$ 时，在整个负载范围内谐振网络呈现容性，谐振电流超前于谐振网络输入电压；当归一化的开关频率 $f_n > f_{nr}$ 时，

谐振网络呈现感性，谐振电流滞后于谐振网络输入电压。而当开关频率处于上述两个频率之间时，当负载变化时，谐振网络阻抗的特性就依赖于阻抗的相角。令

(3.4) 式所示谐振网络阻抗的虚部为零，此时的相角为零，我们就可以得到谐振网络阻抗呈容性或感性的边界条件。固定 λ 和 Q 值，可求得此时的归一化开关频率为：

$$f_{nz}(\lambda, Q) = \sqrt{\frac{Q^2 - \lambda(1 - \lambda) + \sqrt{[Q^2 - \lambda(1 + \lambda)]^2 + 4Q^2\lambda^2}}{2Q^2}}$$

固定 f_n 和 λ 的值，则可以求得这个开关频率 f_n 下使谐振网络阻抗呈现感性的品质因数的最大值：

$$Q_{Z\max}(f_n, \lambda) = \sqrt{\frac{\lambda\sqrt{f_n^2(\lambda + 1)^2 - 4\lambda - \lambda(1 - \lambda)}}{2f_n(f_n^2 - 1)}}$$

同时可以求出在 $f_{nr} < f_n < f_{n0}$ 区间内，保持谐振网络呈电感性的情况下，谐振变换器电压增益的最大值为：

$$M_{\max}(f_n, \lambda) = \frac{f_n}{\sqrt{f_n^2(1 + \lambda) - \lambda}}$$

上面的分析指出，当开关频率落在谐振网络的感性区域时，谐振电流滞后于谐振网络输入电压，因此可以实现开关管的 ZVS。但是，这个结论是基于基波近似的方法得到的，而在基波分析法中并没有考虑到 MOS 管的寄生参数和死区时间。

用 C_{oss} 表示 MOS 管 d、s 两端的寄生电容，根据之前对 LLC 谐振变换器工作过程的分析，在每个开关周期上下两管驱动脉冲之间的死区时间内，谐振电流对上下两管的 C_{oss} 进行充放电。用 C_{ZVS} 表示桥臂中点处的结点电容，则有：

$$C_{ZVS} = 2C_{oss}$$

由于死区时间相对于开关周期而言很短，所以可以近似认为在死区时间 T_D 内谐振电流保持不变，则由 (3.1) 式可以得到：

$$I_{discharge} = i_p\left(\frac{T}{2}\right) = \sqrt{2}I_p \sin \theta \geq C_{ZVS} \frac{\Delta V}{T_D} = 2C_{oss} \frac{V_{in}}{T_D} \quad (3.5)$$

输入到谐振网络的有功功率为：

$$P_{in_dc} = V_{s1} I_p \cos \theta \quad (3.6)$$

其中 $V_{s1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in}$ 是 v_{s1} 的有效值。

结合 (3.5) 和 (3.6) 式可以得到

$$\tan \theta = \frac{\text{Im}[Z_n(f_n, \lambda, Q)]}{\text{Re}[Z_n(f_n, \lambda, Q)]} \geq \frac{C_{ZVS}}{\pi T_D} \frac{V_{in}^2}{P_{in_dc}} \quad (3.7)$$

(3.7) 式是在整个工作范围内确保半桥上下两个 MOS 管实现 ZVS 的充要条件。

3.1.3 LLC 谐振变换器的空载和短路特性

(1) 空载特性

当工作在空载状态时, $Q=0$, (3.2) 式可以简化为:

$$M_{ZL(f_n, \lambda)} = \frac{1}{\left| 1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2} \right|}$$

当频率增加时, M_{ZL} 会减小, 输出电压会降低, 当频率升高时, M_{ZL} 会增加, 输出电压会升高。这意味着 LLC 谐振变换器可以在空载的情况下实现输出电压的调制。但是, 空载电压增益存在下限, 当频率趋向无穷大时, M_{ZL} 将趋向于某个值 M_0 :

$$M_0 = M_{ZL(f_n \rightarrow \infty, \lambda)} = \frac{1}{1 + \lambda}$$

因此输出电压的最小值如下式所示:

$$V_{out \lim} = \frac{V_{in} M_0}{2n} = \frac{V_{in}}{2n} \frac{1}{1 + \lambda}$$

由于当空载时, 增益曲线斜率非常小, 增益的微小变化需要很大的频率变化, 因此, 通常还是会在 LLC 谐振变换器的输出端加一个小的假负载来限制频率变化的范围。

(2) 短路特性

LLC 谐振变换器的直流电流增益由下式定义:

$$I(f_n, \lambda, Q, n) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{G(f_n, \lambda, Q, n)}{R_L}$$

结合式 (3.3), 可以得到 LLC 谐振变换器的直流电流增益曲线。

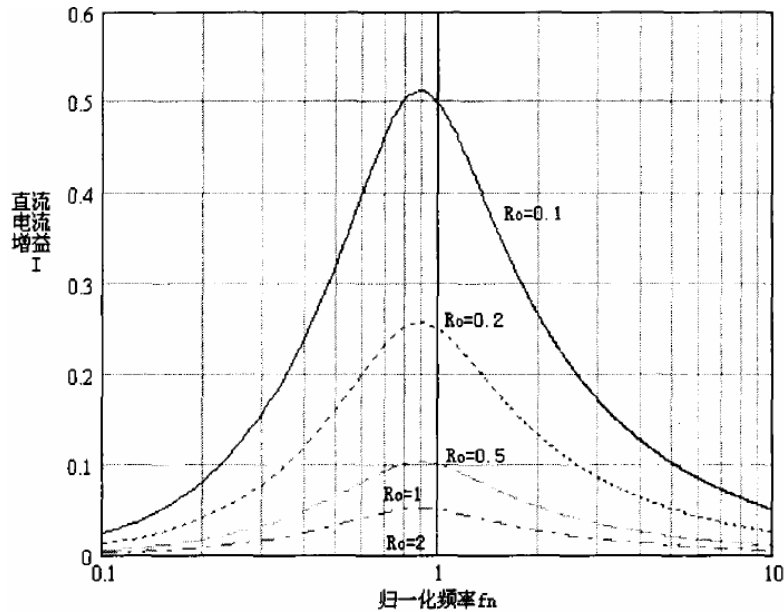


图 3-5 LLC 谐振变换器的直流电流增益曲线 ($\lambda=0.2$, $Q=1$, $n=10$)

从图 3-5 可以看到, 当负载电阻逐渐减小, 趋于短路时, 输出电流增大。且在 $f_n=1$ 附近, 输出电流有个峰值。当 $f_n > 1$ 时, 增加频率, 输出电流将大大减小。因此, 当变换器短路时, 通过增加工作频率, 可以限制短路电流的值, 保护变换器的安全。当变换器短路时, 应尽量避免变换器工作于 $f_n=1$ 附近。

3.1.4 LLC 谐振变换器各元件的应力分析

根据 (3.4) 输入阻抗的定义, 可以求得输入阻抗的幅值为

$$|Z_{in}| = R_{eq} \sqrt{\frac{(\lambda + 1 - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}{1 + (\frac{\lambda}{Q})^2 \frac{1}{f_n^2}}}$$

则谐振电流有效值为

$$I_p = \frac{V_{s1}}{|Z_{in}|}$$

用 $\frac{V_{in}}{Z_0}$ 归一化谐振电流的有效值, 可得归一化值为

$$I_{p0} = \frac{\sqrt{2}Q}{\pi} \sqrt{\frac{1 + (\frac{\lambda}{Q})^2 \frac{1}{f_n^2}}{(\lambda + 1 - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2(f_n - \frac{1}{f_n})^2}}$$

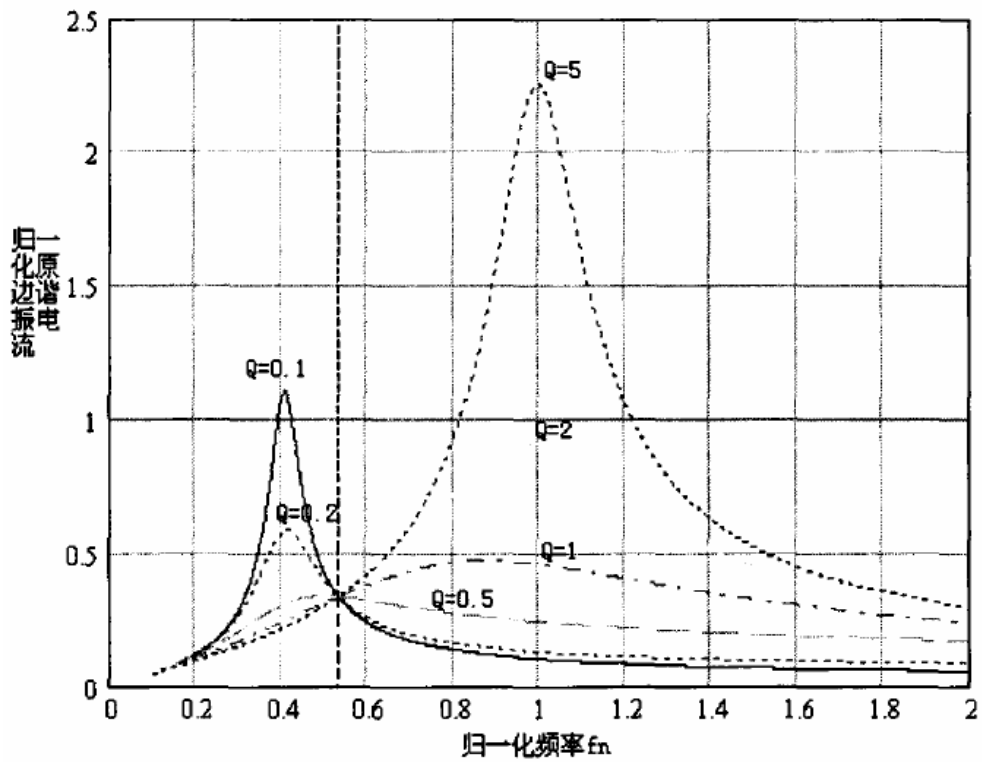


图 3-6 不同 Q 值下的归一化原边谐振电流值 ($\lambda = 0.2$)

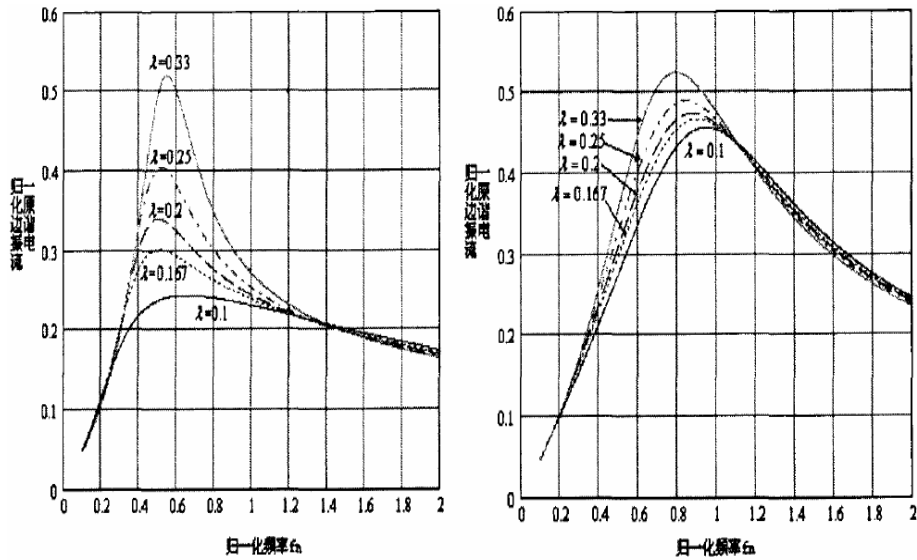


图 3-7 不同值下的归一化原边谐振电流值 (左: $Q=0.5$; 右: $Q=1$)

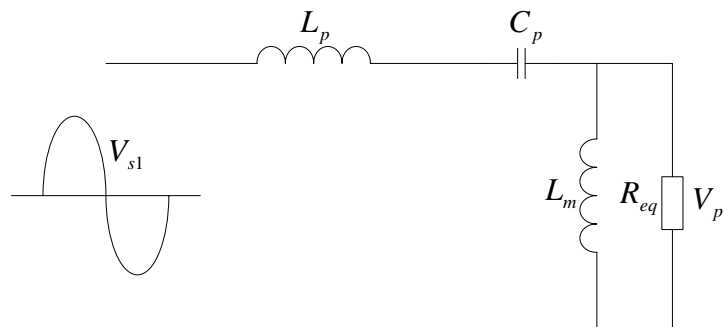


图 3-8 LLC 谐振变换器谐振网络的等效电路图

从图 3.6 可以看到，对于同一个 λ 值，当 Q 值不同时，原边谐振电流的变化比较大。这是因为在图 3.8 所示谐振网络中存在阻抗与频率相关的元件： L_p 、 L_m 和 C_p ，也存在阻抗与频率无关的负载等效电阻 R_{eq} ， Q 值不同，它们各自对输入阻抗的贡献不同，因此谐振电流随频率的变化趋势不同。但是，从图中可以看到，这些曲线都会交于一个频率点，这点与 Q 值无关，可由下式表示：

$$f_{lp} = \sqrt{\frac{2\lambda}{1+2\lambda}}$$

图 3.7 说明， λ 值越大，原边谐振电流越大，但随着 Q 值增大，在同一 Q 值下谐振电流随 λ 值变化而改变的幅度会变小。

$f_n = 1$ 时的谐振电流，励磁电流和谐振电容可以从时域上面推导出来。此时的谐振电流，励磁电流和谐振电容电压波形如下图 3-9 所示：

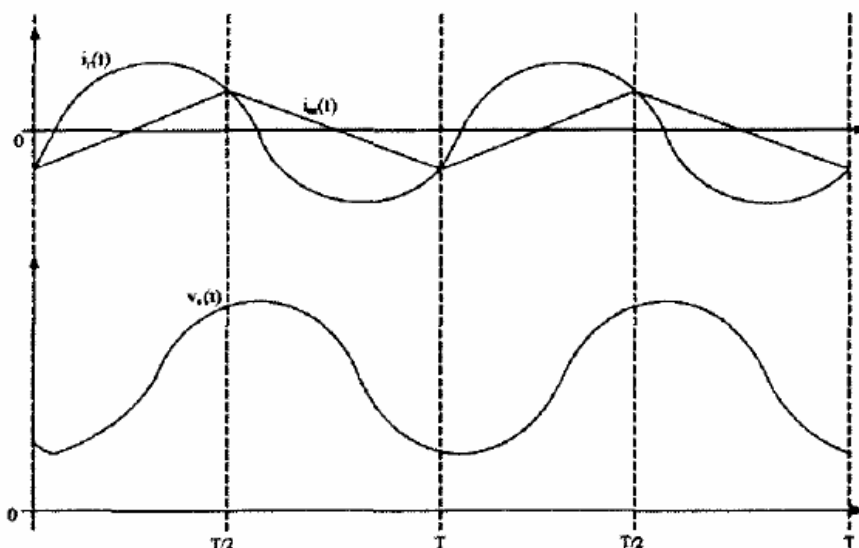


图 3-9 $f_n = 1$ 时的谐振电流，励磁电流和谐振电容电压波形

谐振电流可由前面式 (3.8) 所示。励磁电流由下式表示：

$$i_m(t) = \frac{nV_{out}}{L_m} \cdot \left(t - \frac{T}{4}\right) \quad (3.8)$$

由于谐振电容除了参与谐振外，还起到隔直的作用，因此谐振电容上的电压应该存在交流和直流两个部分，可以用下式表示：

$$v_{cs}(t) = i_p(t) \cdot Z_c + \frac{1}{2}V_{in} = \frac{1}{2}V_{in} - \frac{\sqrt{2}I_p}{\omega C_p} \cos(2\pi ft - \theta) \quad (3.9)$$

由图 3-9 可知

$$i_p\left(\frac{T}{2}\right) = i_m\left(\frac{T}{2}\right) \Rightarrow \sqrt{2}I_p \sin\theta = \frac{nV_{out}}{L_m} \cdot \frac{T}{4} \quad (3.10)$$

谐振电流和励磁电流之间的差值被变压器传送到副边为负载提供能量，因此输出电流可由下式表示：

$$I_o = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} n[i_p(t) - i_m(t)] dt \Rightarrow I_o = \frac{2\sqrt{2} \cdot n}{\pi} I_p \cos\theta \quad (3.11)$$

由式 (3.30) 和 (3.28) 可以导出谐振电流的有效值为

$$I_p = \sqrt{\frac{\pi^2 V_{out}^2}{8n^2 R_L^2} + \frac{n^2 V_{out}^2 T^2}{32L_m^2}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{V_{out}}{nR_L} \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda}{Q}\right)^2} \quad (3.12)$$

副边整流二极管上的电流有效值为

$$I_{s_rms} = n \sqrt{\frac{\int_0^T [i_p(t) - i_m(t)]^2 dt}{T}} = n \sqrt{\frac{\pi^2 V_{out}^2}{16n^2 R_L^2} + \left(\frac{5}{192} - \frac{1}{4\pi^2}\right) \frac{n^2 V_{out}^2}{L_m^2} T^2} \quad (3.13)$$

可以根据 (3.9)、(3.12) (3.13) 式考虑 LLC 谐振变换器主电路各元件的应力情况：

(1) 原边功率 MOSFET 的电压应力为输入电压 V_{in} ，电流的最大值为谐振电流峰值 $\sqrt{2}I_p$ ；

(2) 副边整流二极管上的电压应力为 $2(V_{out} + V_F)$ ，其中 V_F 是二极管的导通压降。二极管流过的电流峰值为 $\sqrt{2}I_{s_rms}$ ，二极管上流过的电流平均值为 $\frac{1}{2}I_o$ ；

(3) 谐振电容上的电压峰值为 $\frac{1}{2}V_{in} + \frac{\sqrt{2}I_p}{\omega C_p}$ 。

3.1.5 谐振参数取值对变换器效率的影响

在图 3-8 所示的等效电路图中，用 R_{con} 来表示包括 MOS 管导通电阻、谐振电容 ESR、谐振电感和变压器引线电阻等在内的回路阻抗，则励磁电流流过这些阻抗时所损耗的功率可以由下式表示：

$$P_{con} = I_p^2 R_{con} = \left(I_{p0} \cdot \frac{V_{in}}{Z_o}\right)^2 R_{con}$$

传递到负载的功率可以表示为：

$$P_L = \frac{V_p^2}{R_{eq}} = \frac{M_{(f_n, \lambda, Q)}^2 V_{s1}^2}{R_{eq}}$$

则谐振网络的传输效率为：

$$\eta_{con} = \frac{P_L}{P_L + P_{con}} = \frac{1}{1 + \frac{(Q^2 + \frac{\lambda^2}{f_n^2}) \cdot R_{con}}{Q^2} \cdot \frac{R_{con}}{R_{eq}}}$$

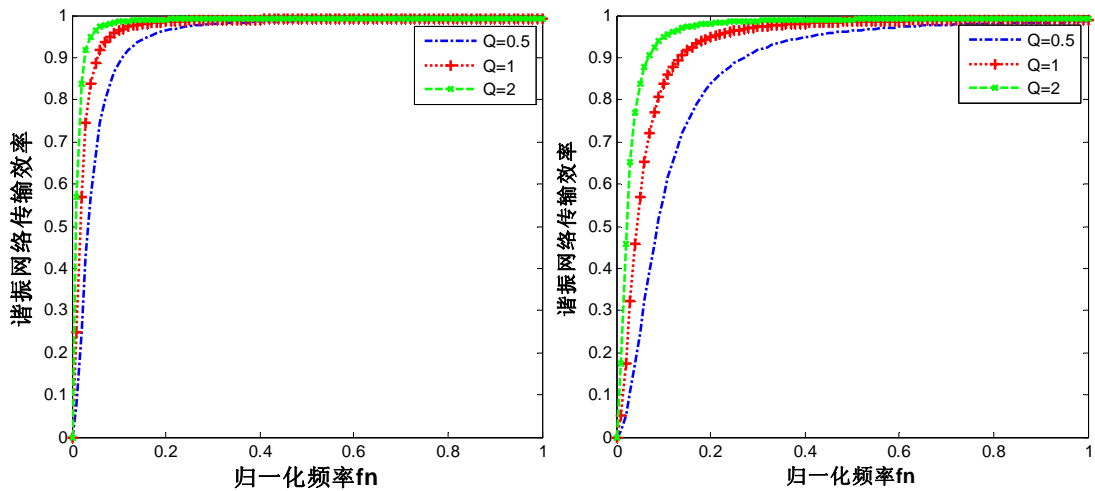


图 3-10 谐振网络传输效率与频率的关系：（左） $\lambda = 0.2$ ；（右） $\lambda = 0.5$

图 3.10 是 $\frac{R_{con}}{R_{eq}} = 0.0075$ 时的谐振网络传输效率曲线。从中可以看到，谐振网

络的传输效率随 Q 值的增大而增大，同时随 λ 值的增大而减小。

3.1.6 谐振网络参数的设计流程

虽然基波分析法存在着不足，但在设计参数时仍可以按照基波分析法得到的结论进行设计，然后再通过仿真对所得到的结果进行校正。

基于上面的分析，按照本次所要设计的恒流驱动源的性能指标设计谐振网络的参数。

实验样机的 LLC 谐振变换器部分的主要参数如下：

输入电压 V_{in} ：360~420Vdc，额定输入电压为 V_{in_nom} 为 400V

额定输出电压 V_{out} ：40V \pm 2%

输出电压纹波峰峰值： $V_{out_pp} < 0.4V$

额定输出电流 I_{o_max} ：1.7A

串联谐振频率：98kHz

死区时间 T_D ：300ns

设定的频率变化范围：83kHz~105kHz

首先确定变压器的变比。由前面的分析知道，为了优化变换器的性能，应该把额定输入电压时的工作点放置到串联谐振频率点处。因此有：

$$M_{nom} = 2n \frac{V_{out} + V_F}{V_{in_nom}} = 1 \Rightarrow n = \frac{1}{2} \frac{V_{in_nom}}{V_{out} + V_F} = 4.93$$

实验样机变压器变比为：41:9:9。

根据输入电压的变化范围，可以确定所需要的最大和最小电压增益：

$$M_{max} = 2n \frac{V_{out} + V_F}{V_{in_min}} = 1.03$$

$$M_{min} = 2n \frac{V_{out} + V_F}{V_{in_max}} = 0.88$$

计算出折算到变压器原边的负载阻抗：

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{V_{out}}{I_{o_max}} = 396\Omega$$

由上面设定的频率变化范围，计算出归一化频率范围为：

$$f_{n,max} = \frac{f_{max}}{f_s} = 1.1$$

$$f_{n,min} = \frac{f_{min}}{f_s} = 0.85$$

变换器工作在最小开关频率的时候，应能满足 ZVS 的条件，且能达到最大增

益。由 $M_{max}(f_n, \lambda) = \frac{f_n}{\sqrt{f_n^2(1+\lambda) - \lambda}}$ (3.14) 式可以求得 λ 的值：

$$\lambda = \frac{f_{n,min}^2 \left(\frac{1}{M_{max}^2} - 1 \right)}{f_{n,min}^2 - 1} = 0.15$$

$$\begin{cases} P_{in_dc} = \frac{P_{o_dc}}{\eta} = \frac{40 \times 1.7}{0.95} = 71.6W \\ C_{ZVS} = 2 \times 55 pF = 110 pF & \Rightarrow \tan \theta \geq 0.319 \\ T_D = 300 ns \\ V_{in} = 420V \end{cases}$$

最小输入电压和满载情况下变换器工作在 ZVS 区的最大品质因数：

$$Q_{ZVS.1} = \frac{\lambda}{M_{max}} \sqrt{\frac{1}{\lambda} + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2 - 1}} = 0.7$$

最大输入电压和空载情况下变换器工作在 ZVS 区的最大品质因数：

$$Q_{ZVS.2} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{\lambda}\right) \cdot f_{n,max}} \cdot \frac{T_D}{R_{eq} \cdot C_{ZVS}} = 0.64$$

选择整个工作范围内的最大品质因数：

$$Q_S = 0.9 \sim 0.95 \min\{Q_{ZVS.1}, Q_{ZVS.2}\} = 0.576$$

计算谐振电路的特性阻抗和谐振元件参数：

$$Z_o = Q_S \cdot R_{eq} = 0.576 \times 396 = 228\Omega \quad , \quad C_p = \frac{1}{2\pi f_s Z_o} = 0.007\mu F \quad ,$$

$$L_p = \frac{Z_o}{2\pi f_s} = 370\mu H$$

串联谐振电容 C_p 的实际取值为 $0.01\mu H$ ，串联谐振电感 L_p 的实际取值为 $300\mu H$ 。

$$\text{当 } \lambda = 0.15 \text{ 时, 励磁电感 } L_m = \frac{L_p}{\lambda} = 2mH \text{。}$$

3.1.7 主电路谐振电感、变压器、输出滤波电容的参数设计^{[40]~[52]}

(1) 串联谐振电感的设计

选用 EF20 作为磁芯， $A_e = 33.5mm^2$ 。

$$\text{绕组匝数 } N = \frac{L_p \times i_p}{B_m \times A_e} = \frac{300 \times 10^{-6} \times 0.48}{0.1 \times 33.5 \times 10^{-6}} = 43.0 \text{ 匝。可以取 45 匝，采用 15 股}$$

$0.15mm^2$ 的铜线并绕。

占用窗口面积 $A_w' = 0.01813 \times 15 \times 45 = 4.08mm^2$ ，而 EF20 的 $A_w = 30.24mm^2$ ，

可知，其窗口利用率为 $k_c = 0.135$ ，符合设计要求。

(2) 变压器参数设计

选择 PQ2620 磁芯。

$$N_p = \frac{V_{in} \cdot t_{on}}{2B_{max} \cdot A_e} = \frac{\frac{1}{2} V_{in} \cdot \frac{D}{f_{min}}}{2B_{max} \cdot A_e} = \frac{200 \times \frac{0.5}{83 \times 10^3}}{2 \times 0.15 \times 119 \times 10^{-6}} = 33.75 \text{。考虑到副边匝数的}$$

选取，取 $N_p = 41$ ，则 $N_s = 9$ 。

原边用单股 $0.35mm$ 的铜线绕制，副边每个绕组用单股 $0.6mm$ 的铜线绕制。

(3) 输出滤波电容的设计

按照纹波的要求选取输出滤波电容。由式

$$C_o = \frac{I_{o\max} \cdot n_{cp}}{V_{ripple} \cdot f_{\min}} = \frac{1.7 \times 20}{0.4 \times 83 \times 10^3} = 1024 \mu F, \text{ 选择两个 } 470 \mu F, \text{ 一个 } 220 \mu F \text{ 三个电解}$$

电容并联。

3.1.8 控制芯片外围电路的设计^[53]

根据 L6599 的 datasheet 设置外部电路。

(1) 工作频率设定

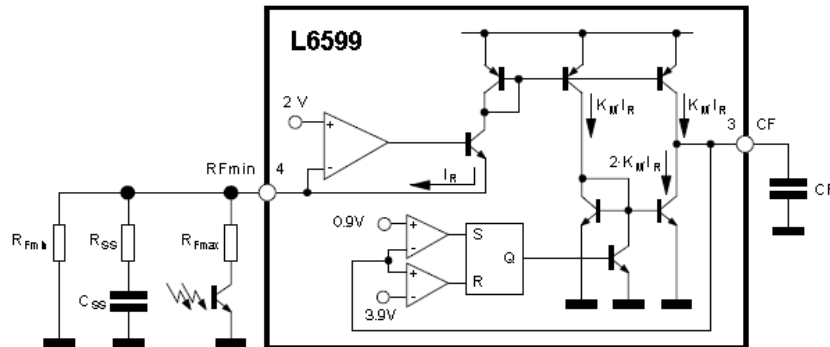


图 3.3。与频率设置相关的外围电路

C_f 的取值一般为几百 pF 到几个 nF 范围内，选择 $C_f=470\text{PF}$ 。

LLC 谐振电路工作频率被设置为:50KHz~250kHz，若超过最大频率，则进入间歇模式。

由 $f_{\min}=1/(3 \times C_f \times R_f)$ ，其中 $R_f=V_{Rf}/I_f=2V/I_f$ ，可知， $I_f=6 \times C_f \times R_f$

当光耦不导通，软启动结束的时候， $f=f_{\min}=47\text{kHz}$ 此时有

$$I_f=I_{fR\min}=6 \times 470\text{pF} \times 50\text{kHz}=0.142\text{mA} \rightarrow R_{F\min}=2V/0.142\text{mA}=14.1\text{k}\Omega$$

取 $R_{F\min}=15\text{k}\Omega$ ，则 $I_{fR\min}=2V/15\text{k}\Omega=0.133\text{mA}$

软启动开始时，光耦不导通。由 $f=f_{\text{start}}=400\text{kHz}$ 可知 $I_f=6 \times 470\text{pF} \times 400\text{kHz}=1.13\text{mA}$ 。软启动电流为 $I_{f\text{rss}}=I_f-I_{fR\min}=1.13\text{mA}-0.133\text{mA}=0.997\text{mA}$ 。由此可以得到 $R_{SS}=2V/0.997\text{mA}=2.0\text{k}\Omega$ 。取 $R_{SS}=2.7\text{k}\Omega$ 。 $C_{SS} \geq 3 \times 10^{-3}/R_{SS}=1.11\mu\text{F}$ ，取 $C_{SS}=2\mu\text{F}$ 。

控制芯片所限制的最大输出频率是指当光耦副边三极管饱和导通时的频率。

由 $f_{\max}=250\text{kHz}$ 以及 $V_{cc}=0.2\text{V}$ 可得 $I_{f(R33+R34)}=I_f-I_{fR\max}=6 \times 470\text{pF} \times 250\text{kHz}-0.133\text{mA}=0.572\text{mA}$ 。

由此可得两个电阻的阻值为： $R_{34}+R_{33}=(2-0.2)V/I_{f(R33+R34)}=3.15\text{k}\Omega$

由于当开关频率达到最大值时，变换器应工作在间歇模式，所以此时 stb 脚的电平应该为 1.25V 。由此可得 R_3 的阻值： $1.25\text{V}=0.2\text{V}+I_{f(R33+R34)} \times R_{33} \rightarrow R_{33}=1.84\text{k}\Omega$

取 $R_{34}=1.65\text{k}\Omega$ ，则 $R_{33}=1.5\text{k}\Omega$ 。

(2) 过电压保护电路

由于芯片的供电是由主变压器中加入辅助绕组实现的，因此辅助绕组可以粗略的反映输出电压的情况。通过仿真，在 400V 输入情况下，当输出是 50V (过电压保护点) 时，辅助绕组的输出大约是 22.2V (随所接负载的情况变化而变化)。由于 DIS 脚的电压超过 2V 后会进行 $shut\ down$ 操作，所以选用了 20V 的稳压管。具体

实现见下图。

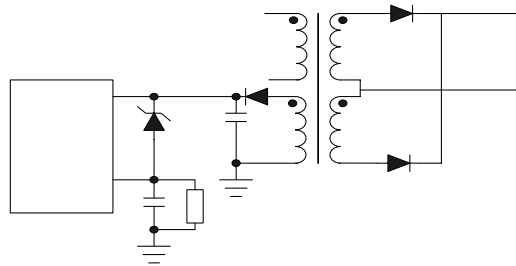


图 3.32 过电压保护电路

(3)输入电压欠压保护

L6599 可以通过设定分压电阻的值来分别设定启动输入电压和关断输入电压保护点。其实现如下图所示:

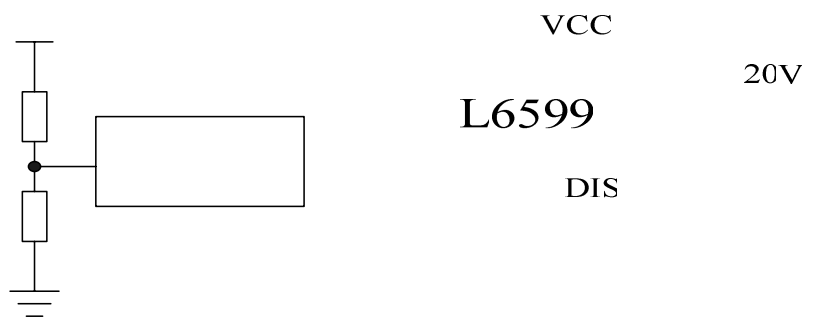
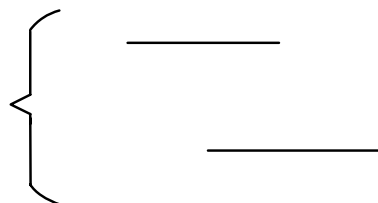


图 3.33 输入电压欠压保护电路

R_L 和 R_H 的值可由下式确定:



选取 $V_{inON}=370V$, $V_{inOFF}=280V$, 可得到 $R_H=6M\Omega$ 和 $R_L=26.9K\Omega$,取值为 $R_H=6.0051M\Omega$, $R_L=26.7K\Omega$

输入电压

3.2 DC/DC 恒流模块部分的研究与设计

针对 LED 灯对供电系统恒流的特殊要求, 本设计采用独立的恒流装置, 其优点如下:

(1) 采用 PWM 控制方式进行恒流, 输出电压范围宽, 进而消除不同厂家灯具 VF 值差异, 自动调整得到最佳匹配, 通用性强;

(2) 采用 PWM 控制方式进行恒流, 电流输出精度高达 2%, 有效控制 LED 驱动电源的波动, 保护 LED 在稳定额定电压电流范围内工作, 进而延长了 LED 的使用寿命, 实现 LED 长寿命的特点;

(3) 各组输出相互独立, 互不影响;

R_H

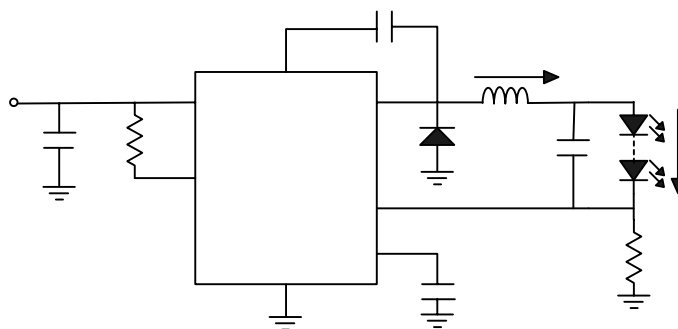
R_L

L

(4) 独立前置，LED 恒流供电装置易散热，易更换和维护成本低。

3.2.1 DC/DC恒流的特性^[54]

LM3402 芯片是一款体积小巧的恒流降压稳压器，效率高达 96%，可以输出高达 735mA 的驱动电流。这款芯片采用迷你型的 8 引脚 SOIC 封装，其中的一条允许引脚可以利用脉冲宽度调制 (PWM) 输入信号控制光暗。此外，这款芯片可以利用低至 0.2V 的反馈电压提供电流检测功能同时具有过压、过流保护功能。LM3402 芯片可以利用 6V 至 42V 的输入电压操作，可以满足这个高增长市场的要求集成型，适用于 LED 驱动器恒流源。此外，美国国家半导体这系列全新的发光二极管驱动器不但可以输出恒定的电流，以确保发光二极管的亮度均匀，而且反馈电压较低，可将功耗减至最少。芯片引脚及外围电路如图 3-11 所示：



(图 3-11)

3.2.2 DC/DC 恒流部分电感及其他参数设计

LM3402 工作应用于 (CCM) 模式，在当前保持电感切换周期 (CCM)，开关频率保持不变，可以选择使用以下公式：

$$\text{---} \tag{1.1}$$

$$\tag{1.2}$$

V_F = LED 正向压降， n = 发光二极管数量，200mV 为 CS 两端电压

其中单个 LED 灯正向压降为 3.3V，10 颗 LED 灯串联，根据上式 (1.2) 实际输出总电压 V_o 为 33.2V

假设 F_{sw} = 300KHz 时，输出电压为 33.2V 代入上式 (1.1) 得出 R_{on} = 825K；实际取值为 750K，则工作频率 f_{sw} = 330KHz。

$$C_{IN} \tag{1.3} \quad R_{ON} \quad LM3402$$

将 F_{sw} = 330 KHz 代入上式 (1.3) 得出 T_{sw} = 3030ns 将 T_{sw} 代入下式 (1.4) R_{ON}

$$\tag{1.4}$$

由上式 (1.4) 求出输出最大电压 36.76V

已知 T_{sw} = 3030ns，将 T_{sw} 代入下式 (1.5)

GND

(1.5)

由上式 (1.5) 求出输出最小电压 4.04V
从上面计算结果得出输入 40.8Vdc, 输出电压最小 4.04V-36.76V 电压范围, 电压取值 33.2Vdc

已知 $R_{on}=750K$ $V_{in}=40.8V$ 代入下式 (1.5)

$$V_o(\min)=V_{IN} \times$$

(1.6)

由上式求出 $T_{on}=2463ns$, 根据资料 Δi_L 最大取值为 $0.6 \times 330mA=198mA$

(1.7)

由上式 (1.7) $L_{MIN}=94.5uH$
设计实际取值为 $L=220uH$, 根据实际取值 $L=220uH$ 代入上式 (1.7) $\Delta i_{Lmin}=85mA$,
在实际电感有一定误差, 误差范围 $\pm 10\%$ 最小电感为 $198uH$ $\Delta i_{Lmax}=94mA$,
在这个方程 T_{sns} 代表传输延迟时间 $220ns$ 已知 $T_{on}=2463ns$, $L=220uH$, $V_o=33.2V$,
 $I_F=330mA$,

$$R_{SNS} = \frac{0.2 \times L}{I_F \times L + \frac{V_O \times T_{SNS}}{2} - \frac{V_{IN} - V_O}{2} \times t_{ON}}$$

(1.8) $T_{on} =$

$$R_{ON} \times 1.34$$

根据上式 (1.8) 求出 $R_{sns}=0.62R$, 而设计时考虑裕量取 $0.58R$
CS 脚检测 R_{sns} 两端电压调节输出电流, 确定 LED 均值电流 (也就是一般的电感电流) V_{IN}
电感电流计算用以下公式:

(1.9)

$T_{sns}=220ns$, 输出电压取值为 $33.2V$, $R_{sns}=0.58R$, 电感设定为 $220uH$, 将已知参数代入上式 (1.9) 中 得 $I_{L-MIN}=311mA$

电流最大输出误差范围 $\pm 10\%$, $\Delta i_F=33mA$, 根据 LED 灯资料 $I_{D=1R}$,
由 10 颗 LED 串联, 由上式 (1.7) 得出 $\Delta i_{Lmax}=94mA$ 代入下式

(2.0)

由上式(2.0)得 $Z_c=5.4R$ ，已知 $F_{sw}=330\text{ KHz}$ 代入下式

(2.1)

输出电容由 (2.1) 得出 $C_o(\text{min})=0.089\mu\text{F}$ ，实际取值 $1\mu\text{F}$

输入最大纹波等于输入电压的 1%，输入最大纹波电压= 0.4V 、已知 $I_F=330\text{mA}$ ， $T_{on}=2463\text{ns}$

$$C = \frac{I_F \times T_{on}}{0.4}$$

$$C_{O(\text{min})} = \frac{1}{2 \times \pi \times Z_c \times F_{sw}}$$

由上式(2.2)得出输入电容最小容值为 $2\mu\text{F}$ ，实际取值 $2.2\mu\text{F}$

第四章 开关电源 EMI 滤波器原理及参数设计

4.1 EMI 简述

IN

开关电源因其体积小、重量轻、效率高、可靠性好而被广泛应用。但不同场合对开关电源的要求有很大不同。如电气化铁路的发展，使铁路沿线在机车经过之时，有很强的电磁感应，对在附近工作的电气设备造成了很强的电磁场干扰。因此，开关电源本身必须要有很强的抗电磁干扰能力，包括对雷击浪涌、电网电压波动、静电、电场、磁场及电磁场的抗干扰能力，以确保其自身工作正常及与之配套设备的工作稳定性。

同时，开关电源因为内部含有开关三极管、整流及续流二极管、功率变压器，它们均在高电压、大电流和高频下工作，而且工作的电压和电流波形多为方波，由此会产生很强的开关噪声，从而会在开关电源的输入和输出端产生很强的共模和差模传导骚扰，或通过电源本身向空间辐射电磁骚扰。高压、大电流的方波在其切换过程中还将产生严重的电压和电流谐波，将通过电源的输入和输出线路及外壳负向外形成传导和辐射骚扰，对周围敏感设备造成干扰，引起它们工作异常。

事实上，开关电源工作时产生的电磁骚扰还会危害处在同一台设备里的其他线路的工作，造成设备本身工作的不稳定，甚至使用开关电源自身工作不稳定。

我们对开关电源的电磁兼容性能的要求，除了有开关电源自身的抗干扰问题外，还有它的电磁骚扰的发射（传导和辐射）问题，甚至还包括谐波电流对电网造成的污染问题^[55]。

由此可以看出，开关电源的电磁兼容性包含两个方面：一方面是开关电源要有一定抗干扰能力，使其在电磁环境中能够正常工作；另一方面是开关电源在工作中自身产生的电磁干扰应抑制在一定水平（限值）下，不能对同处于一个电磁环境中的任何事物构成不能承受的电磁骚扰。

4.2 输入端电磁骚扰的来源

交流电源经过一次整流滤波后，变成直流电压，经过PFC变换电路，然后再送到DC/DC变换器。变换器由变压器和二次整流滤波器组成，变压器把直流变成高频矩形波，然后再经过二次整流和滤波，变成所需的直流输出电压。在这个过程中，PFC传输部分，由取样、误差放大、基准电压、脉冲控制电路构成的控制器作为电压的负反馈系统，通过调节开关管的驱动矩形波的占空比或重复频率达到直流输出电压稳定的目的；DC/DC变换器的工作过程类似于PFC部分的传输过程，只是根据选择DC/DC变换器的结构不同，控制方式略有差异。

开关电源的EMI干扰源集中体现在功率开关管、整流二极管、高频变压器：

（1）功率开关管工作在On-Off快速循环转换的状态， dv/dt 和 di/dt 在急剧变换。从而，功率开关管既是电场耦合的主要干扰源，也是磁场耦合的主要干扰源。

（2）整流二极管的EMI来源集中体现在反向恢复特性上，反向恢复电流的断续点会在电感（引线电感、杂散电感等）产生高 dv/dt ，从而导致强电磁干扰。

（3）高频变压器的EMI来源集中体现在漏感对应的 di/dt 快速循环变换，因此高频变压器是磁场耦合的重要干扰源。

减少电磁干扰的方法有很多，诸如合理铺设地线，采取星型铺地，避免环形地线，尽可能减少公共阻抗；设计合理的缓冲电路；减少电路杂散电容等。除此之外，可以利用EMI滤波器衰减电网与开关电源对彼此的噪声干扰。

4.3 EMI 滤波器设计原理

传导型EMI噪声包含共模（CM）噪声和差模（DM）噪声两种。共模噪声存在于所有交流相线（L、N）和共模地（E）之间，其产生来源被认为是两电气回路之间绝缘泄漏电流以及电磁场耦合等；差模噪声存在于交流相线（L、N）之间，产生来源是脉动电流，开关器件的振铃电流以及二极管的反向恢复特性。这两种模式的传导噪声来源不同，传导途径也不同，因而共模滤波器和差模滤波器应当分别设计。

显然，针对两种不同模式的传导噪声，将其分离并分别测量出实际水平是十分必要的，这将有利于确定哪种模式的噪声占主要部分，并相应地体现在对应的滤波器设计过程中，实现参数优化。分离器的原理和使用超出了本文的讨论范围，详细内容可见参考文献^[56]。以一种常用的滤波器拓扑（图4-1）为例，分别对共模、差模噪声滤波器等效电路进行分析。图4-2及图4-3分别代表滤波器共模衰减和差模衰减等效电路。分析电路可知， C_{x1} 和 C_{x2} 只用于抑制差模噪声，理想的共模扼流电感 L_C 只用于抑制共模噪声。但是，由于实际的 L_C 绕制工艺的不对称，在两组 L_C 之间存在有漏感 L_K 也可用于抑制差模噪声。 C_{y1} 和 C_{y2} 即可抑制共模干扰、又可抑制差

模噪声，只是由于差模抑制电容 C_{x2} 远大于 C_{y1} 与 C_{y2} 串接， C_{y1} 、 C_{y2} 对差模抑制可忽略不计。同样， L_D 既可抑制共模干扰、又可抑制差模干扰，但 L_D 远小于 L_C ，因而对共模噪声抑制作用也相对很小。

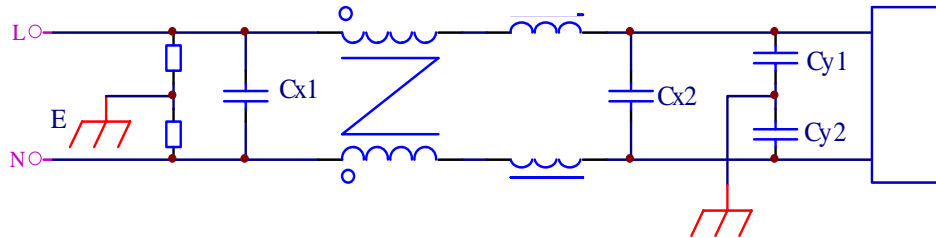


图4-1 常用的滤波器拓扑

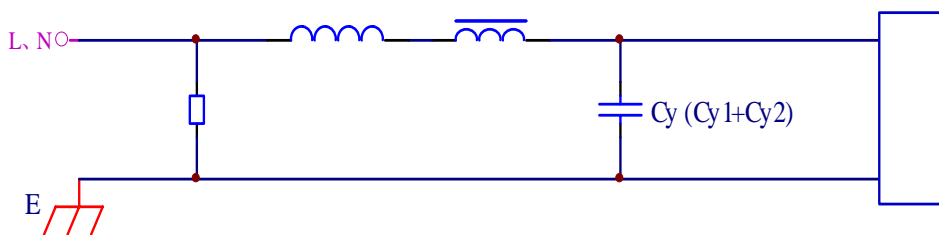


图4-2 共模衰减等效电路

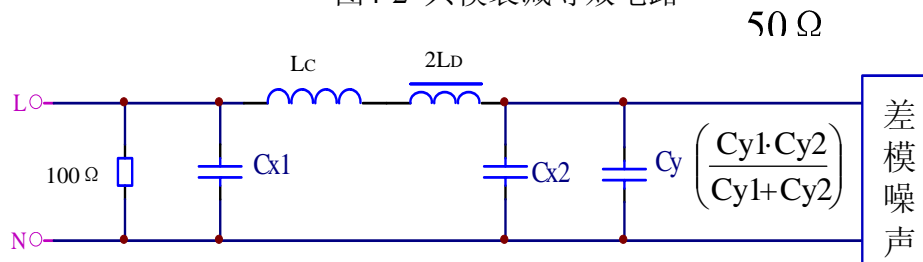


图4-3 差模衰减等效电路

对于共模衰减等效电路，滤波器模型为一个二阶LC型低通滤波器[电路]，将 C 等效共模电感记为 L_{CM} ，等效共模电容记为 C_{CM} ，令 $C_{y1} = C_{y2}$ ，则有

$$L_{CM} = L_C + \frac{1}{2} \cdot L_D \quad (4.1)$$

$$C_{CM} = C_{y1} + C_{y2} = 2 \cdot C_{y1} \quad (4.2) \quad 25 \Omega$$

对于差模衰减等效电路，滤波器模型为一个三阶CLC型低通滤波器，将等效差模电感记为 L_{DM} ，等效差模电容记为 C_{DM} ，根据工程经验，定义 $C_{y1}/2 \ll C_{x2}$ ，则有

$$L_{DM} = 2L_D + L_C \quad (4.3)$$

$$C_{DM} = C_{X2} \quad (4.4)$$

LC型滤波器截止频率计算公式为

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_{CM} \cdot C_{CM}}} \quad (4.5)$$

将式 (4.1) 及式 (4.1) 代入式 (4.5)，则有

$$f_{R,CM} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{\left(L_C + \frac{1}{2}L_D\right) \cdot 2C_{y1}}} \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{2L_C \cdot C_{y1}}} \quad (L_C \gg \frac{1}{2}L_D) \quad (4.6)$$

CLC型滤波器截止频率计算公式为

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{L_{DM} \cdot C_{DM}}} \quad (4.7)$$

将式 (4.3) 及式 (4.4) 代入式 (4.7)，则有

$$f_{R,DM} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2}{(2L_D + L_C) \cdot C_{X2}}} \quad (4.8)$$

在噪声源阻抗和电网阻抗均确定，且相互匹配的情况下，EMI滤波器对共模和差模噪声的抑制作用，如图4.4所示。

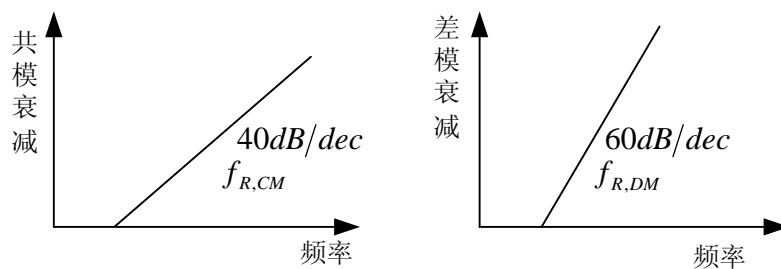


图 4.4 滤波器共模与差模衰减图

4.4 EMI 滤波器的工程应用设计方法

(1) 设计中的几点考虑

EMI滤波器的效果不仅依赖于其自身，还与噪声源阻抗及电网阻抗有关。电网阻抗 Z_{sink} 通常利用静态阻抗补偿网络(LISN)来校正，接在滤波器与电网之间，包括电感、电容和一个 50Ω 电阻，从而保证电网阻抗可由已知标准求出。而EMI源阻抗

则取决于不同的变换器拓扑形式。以典型（PFC+LLC）开关电源结构为例，如图4-6所示，其全桥整流电路电流为断续状态。

对于共模噪声，干扰源等效阻抗 Z_{source} 可以看作一个电流源 I_S 和一个高阻抗 Z_P 并联，如图4-6(a)所示。对于差模噪声，取决于整流桥二极管通断情况， Z_{source} 有两种状态：当其中任意两只二极管导通时， Z_{source} 等效为一个电压源 V_S 与一个低值阻抗 Z_S 串联；当二极管全部截止时，等效为一个电流源 I_S 和一个高阻抗 Z_P 并联，图4-6(b)所示。因而噪声源差模等效阻抗 Z_{source} 以2倍工频频率在上述两种状态切换。

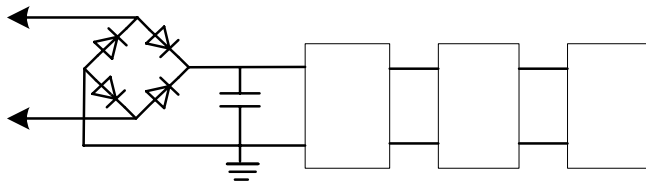
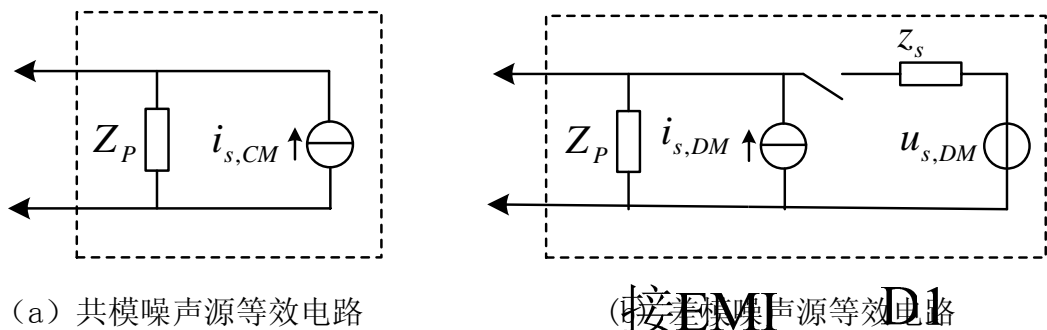


图4-5 典型（PFC+LLC）开关电源结构



(a) 共模噪声源等效电路

(b) 差模噪声源等效电路

图4-6 噪声源等效电路

在前述设计过程中，EMI滤波器元件（电感、电容）均被看作是理想的。然而由于实际元件存在寄生参数，比如电容的寄生电感，电感间的寄生电容，以及PCB板布线存在的寄生参数，实际的高频特性往往与理想元件仿真有较大的差异。这涉及到EMC高频建模等诸多问题，模型的参数往往较难确定。所以，本文仅考虑EMI滤波器的低频抑制特性。由于等效电路中的 Z_S 及 Z_P 取值与这些寄生电容、电感以及整流桥等效电容等寄生参数有关，直接采用根据电路拓扑及参数建模的方案求解源阻抗难以实现，因而，在设计中往往采用实际测量 Z_{source} 。

(2)实际设计步骤

EMI滤波器设计往往要求在实现抑制噪声的同时，自身体积要尽可能小，成本要尽可能低廉。同时，滤波效果也取决于实际的噪声水平的高低，分析共模和差模噪声的干扰权重，为此，在设计前要求确定以下两方面参量，以实现设计的优化。一方面：测量干扰源等效阻抗 Z_{source} 和电网等效阻抗，实际过程中往往是依靠理论和经验的指导，先制作出电源板（包含PCB板），这是因为共模、差模的噪声源和干扰途径互不相同，电路板走线的差异都可能导致EMI很大变化。另一方面：测量出未加滤波器前的干扰噪声频谱，并利用噪声分离器将共模噪声 $V_{m,CM}$ 和差模噪声 $V_{m,DM}$ 分离，做出相应的干扰频谱。接着就可以进行实际的设计了，根据上

D1

D3

接E
滤波

述提出的滤波器模型为例，步骤如下。

①计算滤波器所需要的共模衰减 $V_{req,CM}$ 、差模衰减 $V_{req,DM}$

依照式(4.9)计算滤波器所需要的共模衰 $V_{req,CM}$ 、差模衰减 $V_{req,DM}$ ，并做出 $V_{m,CM}-f$

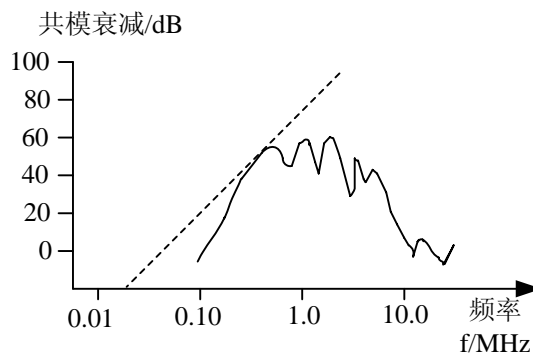
和 $V_{m,DM}-f$ 曲线图，其中 $V_{m,CM}$ 和 $V_{m,DM}$ 已经测得， $V_{s,CM}$ 和 $V_{s,DM}$ 参照传导EMI干扰EN55015标准设定。加上3dB的原因在于用噪音分离器的测量值比实际值要大3dB，即为测量参数修正值。

$$V_{req,CM} = V_{m,CM} - V_{s,CM} + 3dB \quad (4.9)$$

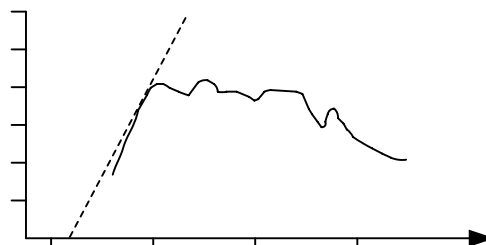
$$V_{req,DM} = V_{m,DM} - V_{s,DM} + 3dB \quad (4.10)$$

注：： $V_{m,CM}$ 代表测得的共模衰减， $V_{m,DM}$ 代表测得的差模衰减， $V_{s,CM}$ 和 $V_{s,DM}$ 为传导EMI干扰标准设定。

②由图4-4可知，斜率分别为40dB/dec和60dB/dec的两条斜线与频率轴的交点即为 $f_{R,CM}$ 和 $f_{R,DM}$ 。作 $V_{m,CM}-f$ 和 $V_{m,DM}-f$ 的切线，切线斜率分别为40dB/dec和60dB/dec。比较可知，只要测量他们与频率轴的交点，即可得出 $f_{R,CM}$ 和 $f_{R,DM}$ ，图4-7所示为其示意图。



(a) 实线为共模目标衰减；虚线为斜率为40dB/dec切线



(b) 实线为差模目标衰减；虚线为斜率为60dB/dec切线

图4-7 $f_{R,CM}$ 与 $f_{R,DM}$ 的确定

③EMI滤波器元件参数设计

a 共模参数的选取

C_y 接在相线和大地之间,该电容器容量过大将会造成漏电流过大,安全性降低。对漏电流要求越小越好,安全标准通常为几百 μA 到几mA。

EMI对地漏电流 I_y 计算公式为

$$I_y = 2\pi \cdot f \cdot C_{CM} \cdot V_C \quad (4.11)$$

式中: f 为电网频率; V_C 为 C_{y1} 和 C_{y2} 电容上的压降; $C_{CM}=2C_{y1}$,参见式(4.2)。

则有

$$C_{y1} = \frac{I_y}{4\pi \cdot f \cdot V_C} \quad (4.12)$$

在本设计中,额定输入电压为250V,输入频率 $f=50\text{Hz}$, $V_C=250\text{V}/2=125\text{V}$ 。

若设定对地漏电流为0.09mA,可求得 $C_{y1}=1146\text{pF}$,取 $C_{y1}=C_{y2}=1000\text{pF}$ 。将 C_y 代入步骤②中求得 $f_{R,CM}$ 值,再将 $f_{R,CM}$ 代入式(4.6)中可得

$$L_C = \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{R,CM}} \right)^2 \cdot \frac{1}{2C_{y1}} \quad (4.13)$$

b 差模参数选取

由式(4.8)可知, C_{x1} 、 C_{x2} 及 L_D 的选取没有唯一解,允许设计者有一定的自由度。

由图4-3可知,共模电感 L_c 的漏感 L_k 也可抑制差模噪声,有时为了简化滤波器,也可以省去 L_D 。经验表明,漏感 L_k 量值多为 L_c 量值的0.5%~2%。 L_k 可实测获得。

此时,相应地 C_{x1} 、 C_{x2} 值要更大。

第五章 整机结构装配的研究与设计

5.1 整体结构设计

LED 灯具整个系统原理如图 5-1 所示，包括接入交流电网的 L 和 N 极，恒压源装置和恒流源装置。结构原理：交流电网给恒压电源装置供电；恒压电源装置是由 PFC+LLC 组成，同时将交流电转换成恒定低压直流输出；为满足 LED 灯恒流供电的特性，恒流装置是将恒压装置输出的功率转换成 6 路恒流输出给 LED 供电。为了降低 6 路输出线的复杂度、缩小电源体积以及良好地散热效果，本方案将 6 路恒流模块分别和 6 串 LED 灯连接后一起集成在铝基板上。

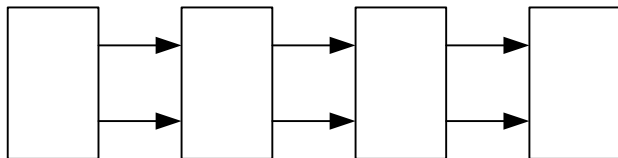


图 5-1 系统结构原理框图

5.2 防水、防震及散热设计

经过市场调研，目前市场上 LED 照明供电电源大多由于防水防震性能差、散热效果差等问题，造成 LED 供电电源的故障率很高。针对市场上目前存在的问题，本章节特别从结构设计、热学设计两方面着手，彻底解决由于水雾、震动、过热等问题造成的电源不良。

5.2.1 散热设计

除了电力应力之外，温度是影响电源可靠性最重要的因素。产品内部的温升超过一定值后，其失效率会呈指数增加。有关资料表明，电子元器件的温度每升高 2℃，其产品可靠性会下降 10%，温升达 50℃时，可靠性只有温升 25℃时的 1/6^[57]。对于高压输入的开关电源，在实验过程中发现，当高压变压器在高温下长期连续工作时，很多时候都会出现瞬间打火现象，从而使产品工作不正常。进行热扫描分析后发现，变压器局部温度高到一定程度时，其内部绝缘性能将有所下降，绝缘层会被击穿而引起打火现象。

为此，必须采取有效方法来抑制产品的温升。其具体方法：

- 一、提高产品的转换效率；
- 二、对产品中引起温升的功率器件进行合理的分布式布局；
- 三、选用陶瓷基板和金属外壳结构来提高产品的散热能力。

此外，工艺实施时，还应将功率器件加上金属散热器，并减小功率器件与散

交流电网 L N 恒压装置 恒流装置

热器之间的热阻，避免功率器件的局部温升过高等现象。

本设计选用 LLC 串联谐振拓扑作为主电路，利用 LLC 的 ZVS 特点，大大的降低了电源的损耗，提高了产品的转换率。同时，PCB 选用铜箔厚度为 2Oz 的 FR-4 材质，降低流过环路的电流产生的损耗。

除了降低功率组件自身产生的热量外，本论文还从 PCB 板热设计、热平衡设计、外壳设计等方面进行优化，以达到降低外壳表面温升和整体热平衡的目的。

(1) PCB 板热设计

PCB 板热设计遵循以下原则：

① PCB 板上的器件按其发热量大小进行分区排列，发热量小或耐热性差的器件（如小信号晶体管、集成 IC、电解电容等）远离发热量大的组件。

②在水平方向，大功率组件尽量靠近 PCB 边沿布置，以便缩短传热路径，减少这些器件工作时以其它器件温度影响。

③大面积敷铜，将功率组件（较发热组件）引脚的敷铜面积加大，利于散热。

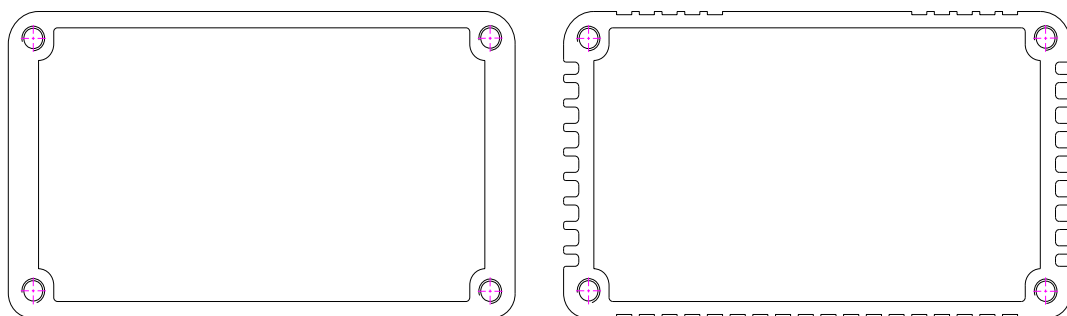
大量实践经验表明，采用合理的器件排列方式，可以有效的降低 PCB 的温升，从而使器件及整个电源的故障率明显下降。

(2) 热平衡设计

采用灌封处理方式。根据 1.4.1 (a) 指标要求，选用工作温度大于 -20°C ~ 60°C （考虑组件温升，耐热需不低于 120°C ）、导热性较好的聚氨脂胶，将发热较高组件的温度传递至发热较低或不发热组件周围，以达到机壳内部整体热平衡，防止局部过热。选用德国威孚聚氨脂胶，经过实验分析，满足本设计要求。其技术参数见表 5.1 威孚聚氨脂 PU552 FL 型技术参数。

(3) 外壳设计

外壳材料选用铝合金，表面采用氧化处理，抗压、抗腐蚀性强；外壳表面采用美工条纹设计，以增大表面积，利于散热。常用驱动电源外壳主体侧面示意图如图 5-2 (a) 所示，本设计采用增大表面积进行散热，经过计算，改进后的结构在同单位长度下表面积增大 1.45 倍，同时在同单位长度下减少铝合金材料用量 18%。采用条纹设计，增加外壳抗压力强度，以至在使用过程中不变形。



(a) 常用外壳主体侧面图

(b) 改进后的外壳主体侧面图

图 5-2 驱动电源外壳主体侧面示意图

5.2.2 防水、防震设计

由于地铁在长期运行过程中会受到高频振动，地铁灯箱 LED 照明电源在结构设计时除了需具有防水、防潮、防尘等功能外，还需达到一定的防震要求。

本设计电源模块采用吸水率低、密闭性好、散热效果好且有一定柔软度的威孚聚氨脂 PU552 FL 型胶^[58]进行全密封的灌胶。

在机壳的两端，与机壳本体接触的侧盖之间加防水胶垫，外壳侧盖结构图如图 5-3 所示。侧盖中部靠外壳内部凸出 0.8mm，便于安装防水胶垫；并且在两个侧盖中出线位置使用防水护套，防止水沿输入、输出线表面从与侧盖孔边沿浸入。

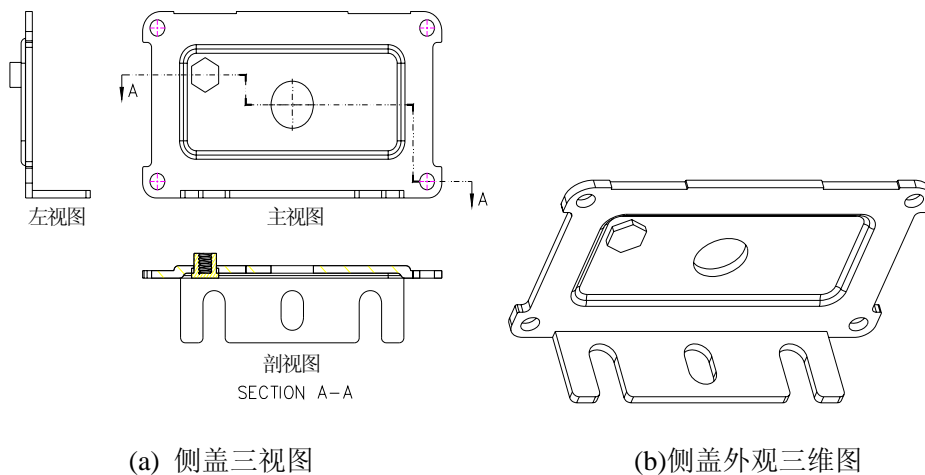


图 5-3 外壳侧盖示意图

输入、输出线采用符合国际标准 IEC 60502-1，聚氯乙烯绝缘电线，与其它装置相连接接口采用防水接头，有效防止水浸入电线。两端为安装档板，可直接安装于灯具设计对应位置。外壳示意图如下所示：

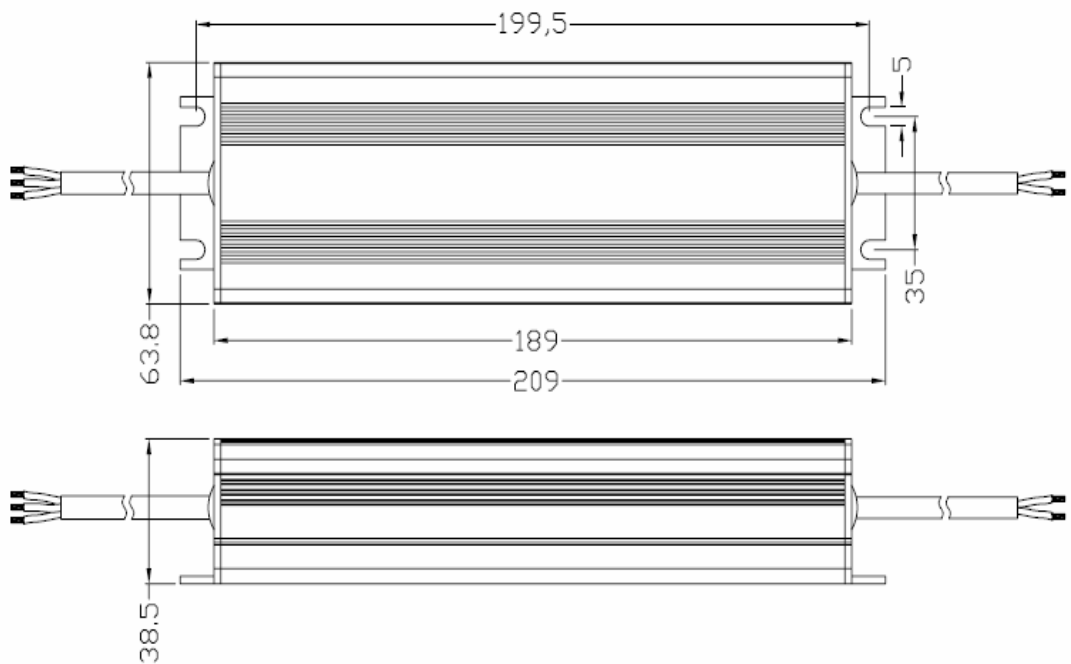


图 5-4 驱动电源恒压装置外观示意图

整个驱动电源采用灌封处理，在元器件本身或元器件与外壳间的空间，注入加热熔化后的有机绝缘材料，冷却后自行固化封闭，此种工艺叫灌封。为保证灌封时机壳内会残留气泡影响防水效果，必须采用抽真空方式。为使所有电子组件封存于聚氨脂胶中，从而有效地将外界水分和电子元件进行隔离，以及防止因震动对电子组件的损伤，抽真空必须严格按照下面要求进行：

(1) 预热

灌胶前机子装好机壳后在 60℃ 环境温度下加热 30 分钟，加热目的是为了让机壳内部空气分子完全扩散出去，如果不对机子加热直接灌胶，机子内部有大量分子，灌完胶后机子在工作时会发热，分子预热澎涨，这样会使机壳外观变形。

(2) 灌胶分为三步完成：

①第一次灌胶为整机的 2/3 后抽真空，灌胶整机 2/3 目的是在抽真空时会出现大量气泡胶就不会外泄到机壳外部，抽真空最大气压为 50 静置 1 分钟让胶渗透到机壳内部每个部位，气压过大对元器件有很大影响，如：保险丝、电解电容，由于保险丝是管状，内部为空心气压过大有可能破裂、电解电容内部为电解液气压过大也有可能就会导致电解液外泄容值发生变化。

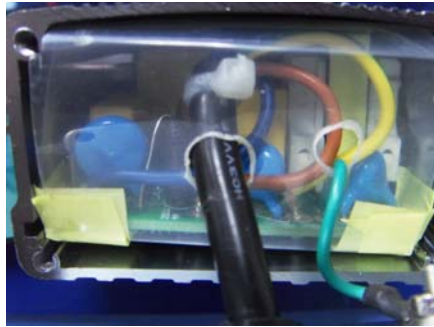
②第二次灌剩余的 1/3，灌完胶后抽真空最大气压为 50 静置 1 分钟让胶渗透到机壳只部每个部分，由于在抽真空的过程中有气泡产生，可能就会出现在有的元器件没有被胶覆盖。

③抽完真空后补胶锁定机壳放在 45℃ 温度下让胶加速凝固。（注：放在 45℃ 温度下让胶加速凝固针对生产）

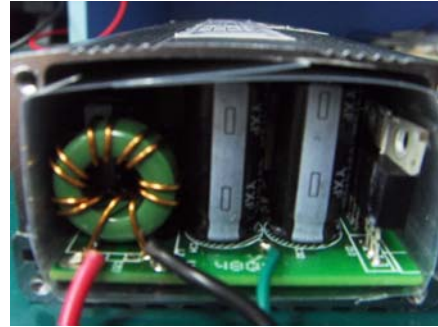
经过系列实验，本设计 LED 驱动电源防水等级达到 IP67 级，即达到密封防尘，压力密封，该驱动电源连续浸没在水中能正常工作^[59]。

5.3 安全与绝缘设计

电源二次侧输出地与外壳之间通过导体连接，即外壳同属于二次侧。电源本体一次侧与外壳之间需达到加强绝缘要求，实验测试初级与次级之间最高峰值电压为 520Vdc 左右，根据 IEC60950 第 2.10.3.2，表 2H 对一次侧电路中及一次侧和二次侧电路间最小空间绝缘距离的定义，空间距离需大于至少 5mm 才可满足要求。否则，必须在电源一次侧与二次侧间增加补充绝缘措施。据 IEC60950 第 2.10.5.1 对穿透绝缘物的最小厚度要求，补充绝缘必须最少有 0.4mm 的厚度。因此，本设计选用厚度为 0.4mm 的麦拉片将电源板一次侧与机壳进行绝缘。本设计实物两端端面图如图 5-5 所示。



(a) 输入端端面图片



(b) 输出端端面图片

图 5-5 LED 驱动电源实物端面图

如图 5-5(a)所示，输入端装配时靠近侧盖，侧盖与外壳主体之间用螺丝钉紧密连接，即属于二次侧，在侧盖与电源本体间采取补充绝缘措施，将麦拉片反包于电源输入端。将输入线从麦拉片中间孔穿出，即满足安全距离，也便于整体装配。

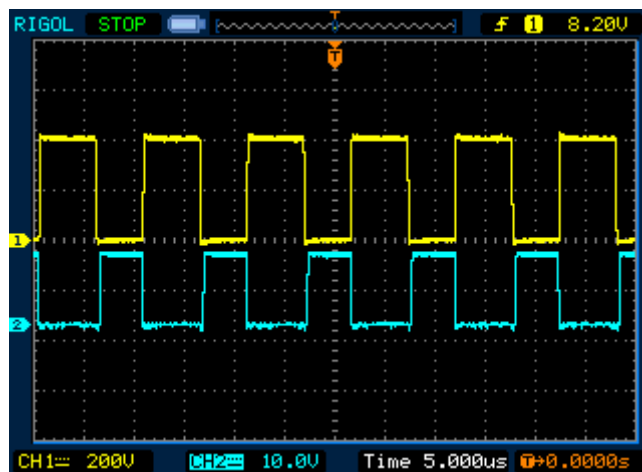
在电源本体与外壳之间加入绝缘麦拉片后，密封电源输入端，然后灌注聚氨脂胶，再密封电源输出端。

第六章 实验结果与分析

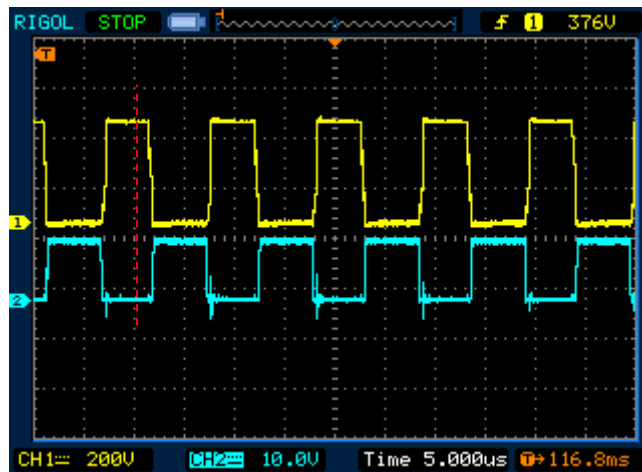
6.1 LLC 电路电压波形

6.1.1 谐振变换器原边功率 MOSFET 的 ZVS 情况

测试条件：常温 25℃，输入电压为典型电压 230VAC（本设计中，未做说明的均以此条件进行测试），100% 负载（即 40V/1.6A）。



(a) 上管 (Q14) V_{gs} 和 V_{ds} 波形

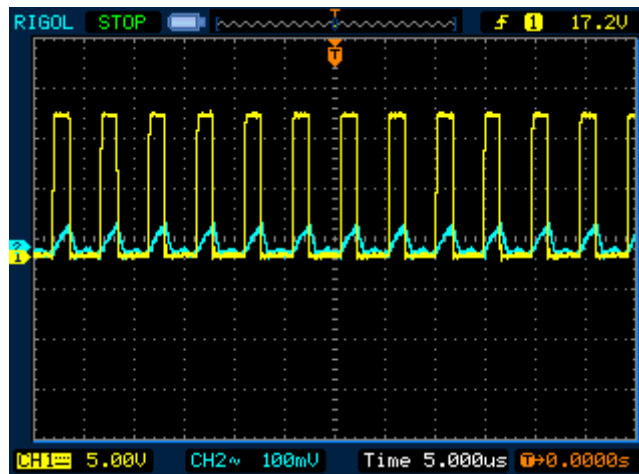


(b) 下管 (Q13) Vgs 和 Vds 波形

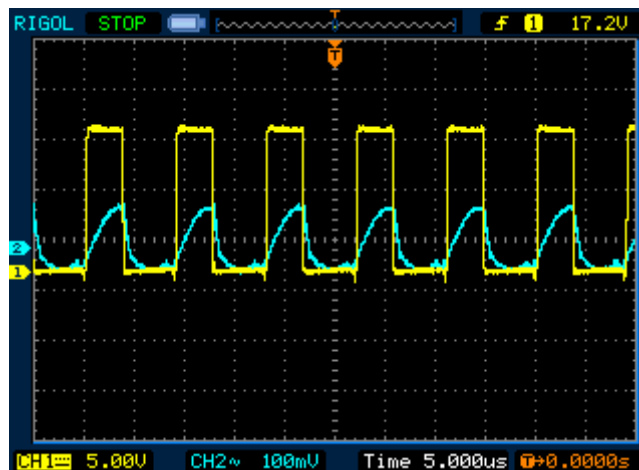
图 6-1 满载时的开关管 Vgs 和 Vds 波形

图 6-1 中，通道 CH1 为开关管的 Vds 波形，通道 CH2 为开关管的 Vgs 波形。从图 6-1 可以看到，驱动信号是在开关管的 Vds 已经降到零（不导通）之后才提供的，因此开关管是在零电压的情况下开通的。

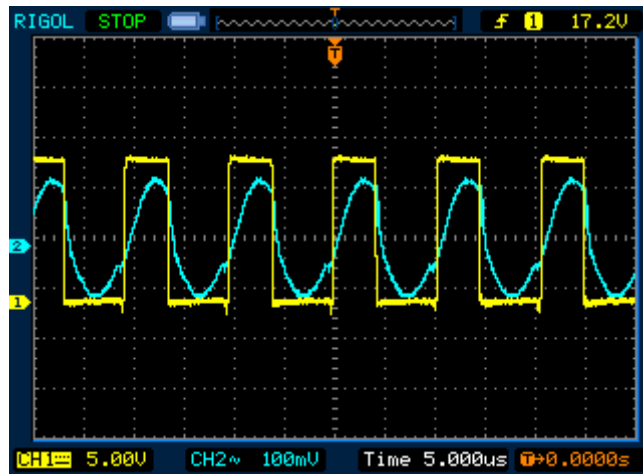
在负载分别为 5%、50%（半载）、100%（满载）情况下，开关管驱动脉冲和谐振电流的相位关系如图 6-2 所示：



(a) 5% 负载时



(b)50%负载时

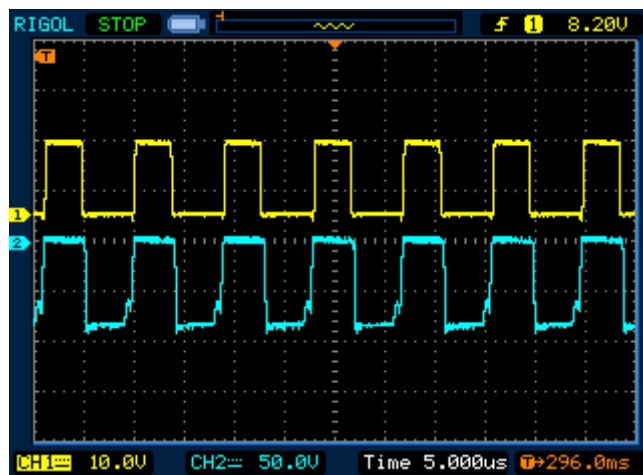


(c)100%负载满载时

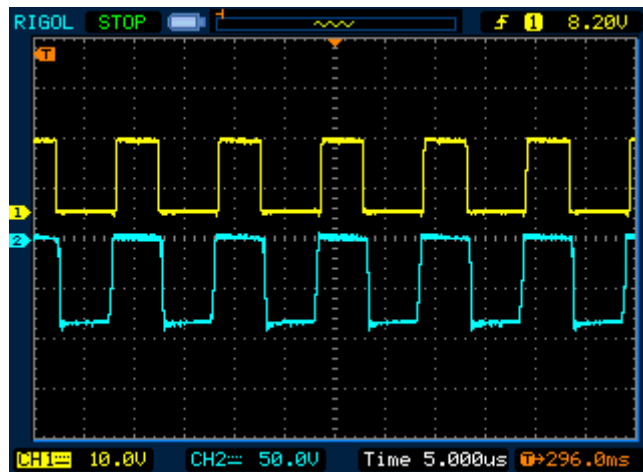
图 6-2 负载分别为 5%、50%、100%时的下管 (Q13) Vgs 和谐振电流波形

图 6-2 中，通道 CH1 为开关管的 Vgs 波形，通道 CH2 为谐振电流波形。由图 6-2 (a)、6-2 (b)、6-2 (c) 所示的波形可以看到，在下管 (Q13) 驱动信号到来之前，谐振电流还没有反向，根据 LLC 谐振工作原理分析可知，此时应该是 MOSFET 内部反并二极管导通来为谐振电流提供回路。当驱动信号施加到开管关上时，MOSFET 应该是 ZVS 开通。

6.1.2 谐振变换器副边整流二极管的电压波形



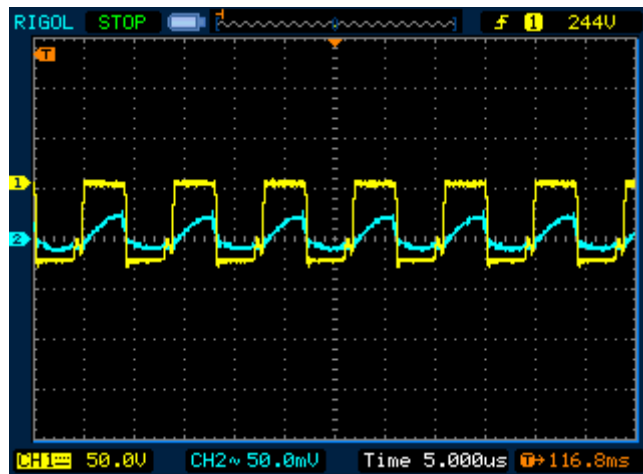
(a)50%负载时



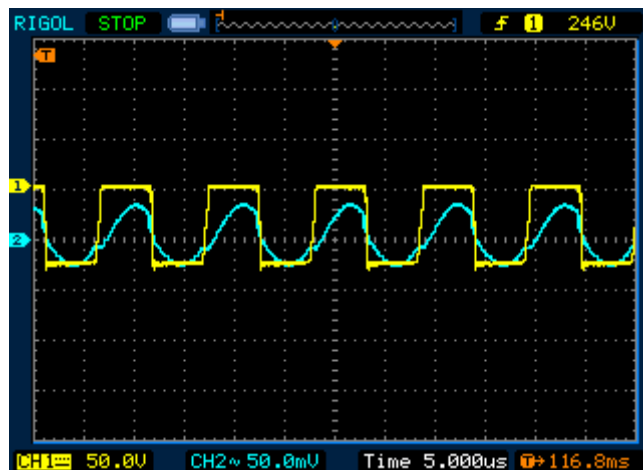
(b)100% 负载时

图 6-3 整流二极管(D11 Pin3-pin2)上的电压波形和开关管 Q13 的 Vgs 波形

图 6-3 中,通道CH1为开关管Q13的Vgs波形,通道CH2为副边整流二极管(D11 Pin3-pin2)电压波形。本设计中,变压器副边整流网络通过整流二极管和电容器调整交流电,输出直流电压,此整流网络设计成一个带有电容输出滤波器的中心抽头结构,两个二极管(TO-220 封装)。测试整流二极管上的电压波形时,只测试一个二极管(D11 Pin3-pin2)电压波形进行分析。



(a)50% 负载时



(b)100%负载时

图 6-4 整流二极管(D11 Pin3-pin2)上的电压波形和谐振电流波形

图 6-4 中，通道 CH1 为整流二极管(D11 Pin3-pin2)上的电压波形，通道 CH2 为谐振电流波形 (L5 与 Q13 pin2)。从图 6-3 可以看到，与普通的对称半桥不同，当开关管施加驱动信号导通之前，副边整流二极管已经导通，这符合谐振变换器原理相关章节的分析。而从图 6-4 可以看到，在副边二极管关断时，原边谐振电流的斜率会有突变，这是因为二极管关断，励磁电感上的电压箝位解除，励磁电感参与了谐振。而且由于谐振电流的下降斜率较缓，因此副边二极管的电流下降斜率也比较小。但是，可以看到，当副边另外一只整流二极管开通的时候，由于变压器副边漏感和已关断的二极管结电容之间发生振荡，处于断态的这只二极管上会有比较大的电压振荡。

6.2 输出电压纹波及恒流

6.2.1 AC/DC 输出电压纹波

输出电压纹波是评估电源性能的标准之一，LED 驱动电源的输出纹波小，则可以提高后面负载变换器的性能，减缓 LED 灯的光衰，增长 LED 灯使用寿命。本设计中，在 AC/DC 变换装置中，输出纹波小，通过 DC/DC 模块输出纹波更小。在正常使用中，以延长 LED 灯的使用寿命。

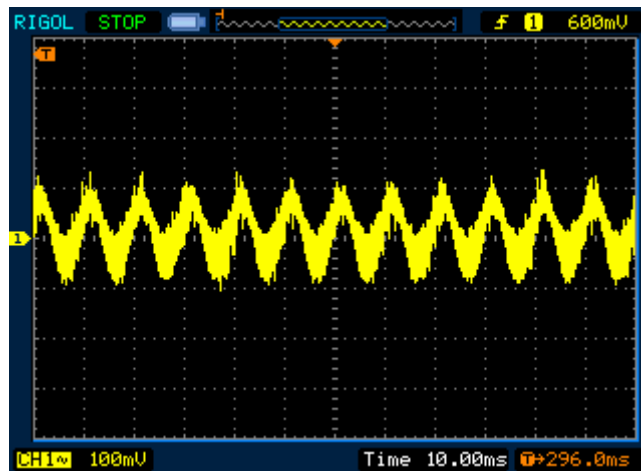


图 6-5 100%负载时的输出电压纹波

从上图可以看到，变换器的输出电压纹波峰峰值约为 220mV。

6.2.2 恒流模块输出电流纹波、电压纹波

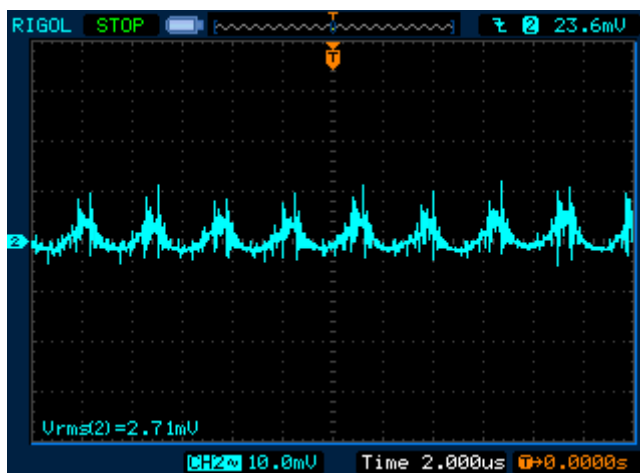


图 6-6 恒流模块输出电流纹波

从上图可以看到示波器的读数为 2.71mV，根据实验所用电流探棒（TEKTRONIX TM502A）电流计算公式 $I=V_{rms}/10(mV/div)*10mA$ ，得单路输出纹波电流 $I_{rms}=2.71mV/10(mV/div)*10mA=2.71mA$ 。占输出电流的 0.82%，不会对 LED 灯负载的使用造成影响。

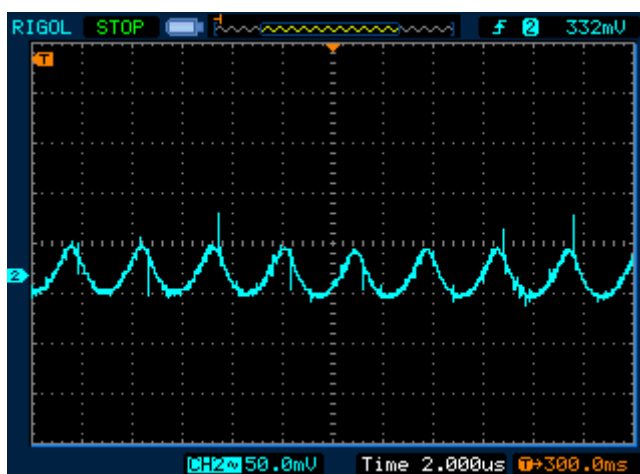


图 6-7 恒流模块输出电压纹波

从上图可以看到，变换器的输出电压纹波峰峰值约为 80mV，输出电压为 33Vdc，电压纹波占输出电压的 0.25%。虽然在输出电压纹波上还有产生较高的开关毛刺，但这个开关毛刺可以通过合理的外壳设计来屏蔽掉，不会对 LED 灯负载的使用造成影响。

6.2.3 输出多路分别恒流

本设计针对 DC/DC 恒流模块其中六个模组进行分析，输出电压电流测试结果如下：

表 6.1

模组	输出电压	输出电流	标称输出电流	恒流精度 (%)
①	33.24Vdc	321mA	330mA	2.7%
②	33.55Vdc	327mA	330mA	0.9%
③	33.08Vdc	322mA	330mA	2.4%
④	33.04Vdc	322mA	330mA	2.4%

⑤	33.00 Vdc	328mA	330mA	0.6%
⑥	33.07 Vdc	325mA	330mA	1.5%

注：测试时各模块的输入电压均为 40.5Vdc。

根据绪论中用于地铁车厢 LED 照明供电的电源负载特性要求，每个模组由 10 颗标称为 3.3V/330mA 的 LED 灯串联组成。电流由 DC/DC 恒流模块决定，恒流精度最大为 2.7%，不影响 LED 整体照明效果，满足地铁车厢 LED 照明供电要求。电压依据每颗 LED 灯的个体正向电压叠加，因存在个体差异，每个模组的电压略有不同，如上表所示结果。

6.3 LED 驱动电源的启动过程和掉电保持

6.3.1 AC/DC (PFC+LLC) 启动过程

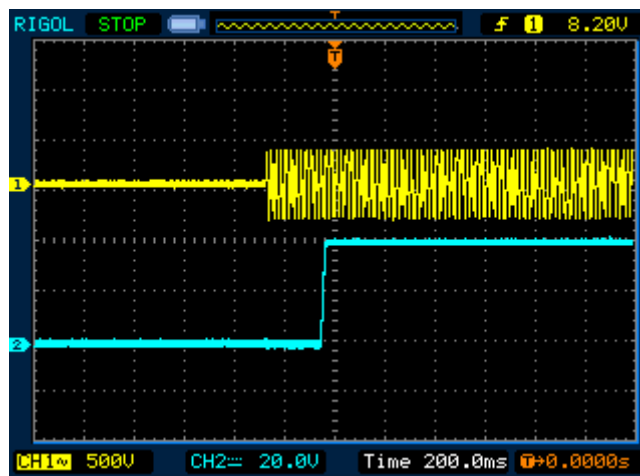


图 6-8 50%负载时的启动过程

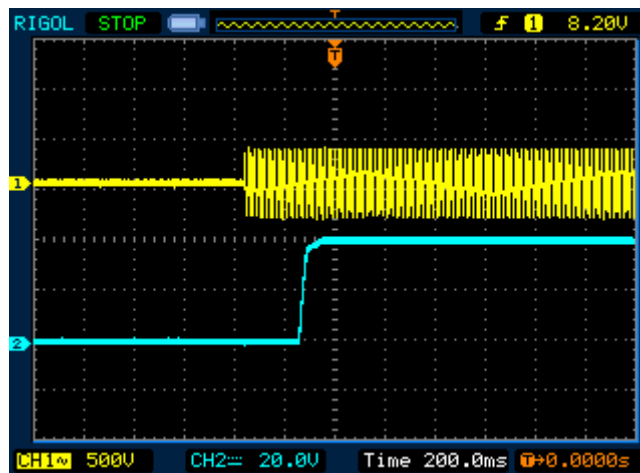


图 6-9 100%负载时的启动过程

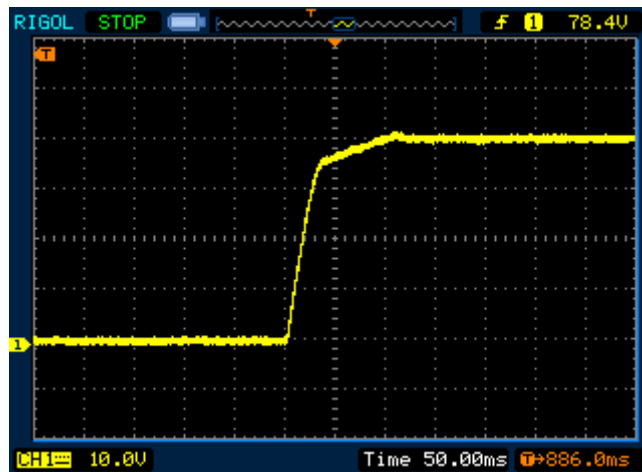


图 6-10 100%负载时输出电压启动过程的展开图

图 6-8、图 6-9 中，通道 CH1 为输入交流电压波形，通道 CH2 为输出直流电压波形。从图 6-8、图 6-9、图 6-10 三个波形可以看到，在启动阶段，LED 驱动电源的输出电压先以一个较高的斜率上升，此时谐振电流有一个较大的尖峰，随后，输出电压的斜率开始减小，谐振电流也开始逐渐减小直到到达稳定状态。这是因为虽然启动的时候开关频率比较高，但是不可能趋于无穷大。因此，LLC 谐振变换器的电压增益不会为 0。在变换器开始工作时，输出电压会以一个较高的斜率增大到与启动频率相对应的值，之后，输出电压就可以随着开关频率的逐渐降低而缓慢增加。在选取开关管的时候要考虑到启动电流尖峰，留取足够的电流裕量。

6.3.2 DC/DC 模块启动过程

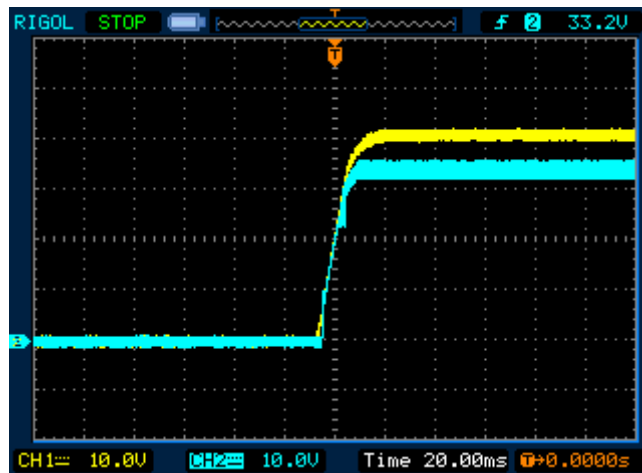


图 6-11 一组模块的启动过程

图 6-11 中，通道 CH1 为模块 DC/DC 输入(即 AC/DC 输出)直流电压波形，通道 CH2 为一组模块输出直流电压波形。从上图中可看出，恒流模块启动过程中输出延迟时间几乎为零，可忽略不计。

6.3.3 掉电保持

掉电保持是 LED 驱动电源的一个十分重要的特性。掉电保持时间越长，留给负载变换器做掉电保护的时间就越充足，对负载越安全。尤其是应用于地铁车厢 LED 照明供电系统，掉电保持时间越长越好。LED 驱动电源 AC/DC 部分在 100%负载条件下，掉电保持时间测试结果

如图 6-12。

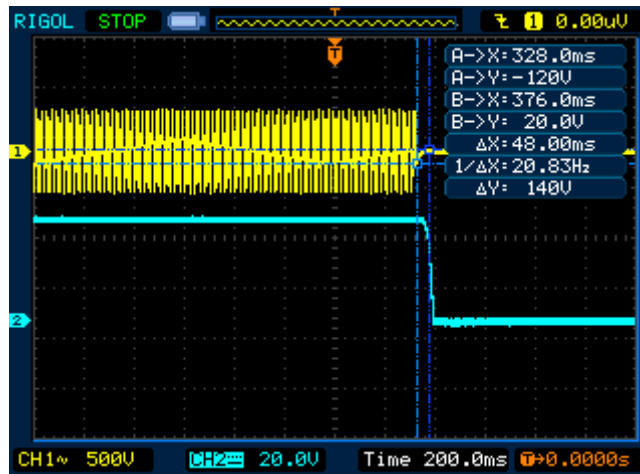
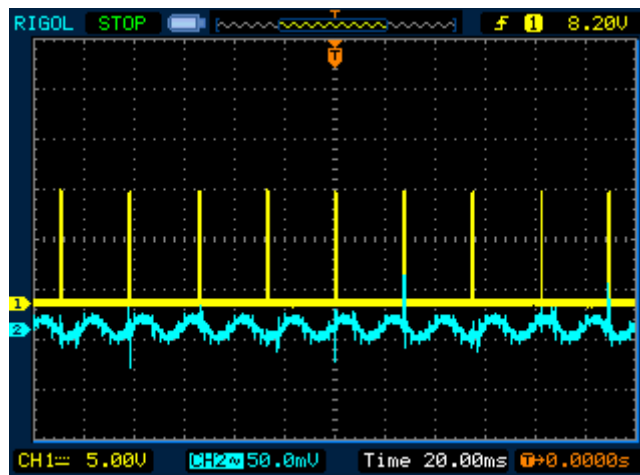


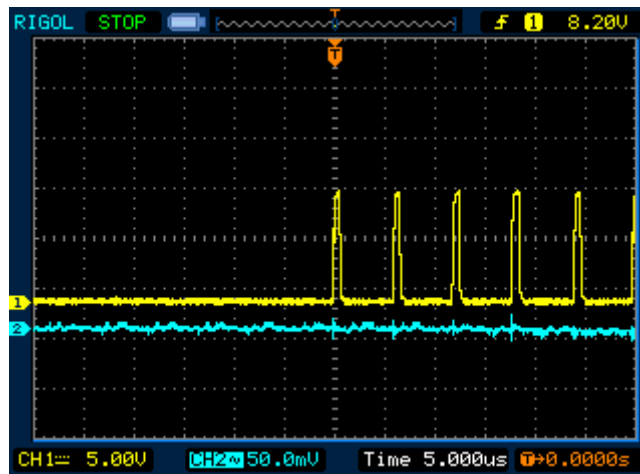
图 6-12 100%负载时的掉电时间为 48.0ms

图 6-12 中，通道 CH1 为输入交流电压波形，通道 CH2 为输出直流电压波形。从图 6.12 中可以看出，在满载情况下，当输入电压切断时，输出电压达到维持额定输出电压 90%时的时间大约为 48ms，满足地铁照明灯具应用保持时间的要求。

6.4 空载波形及待机功率

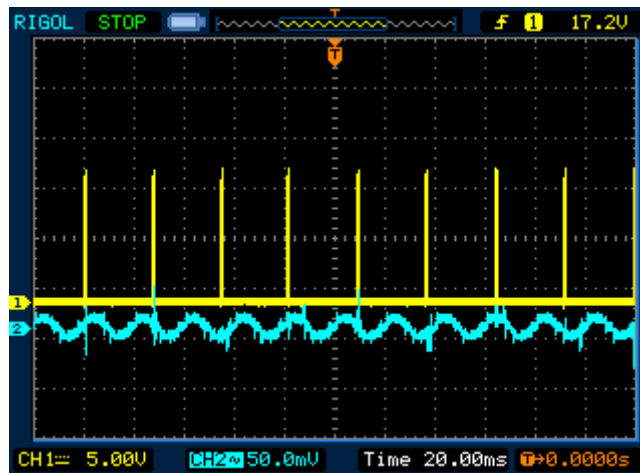


(a) 多周期波形

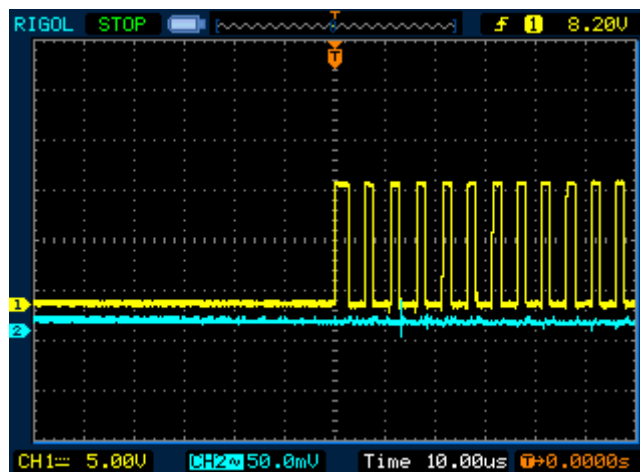


(b) 展开波形

图 6-13 空载待机时输入电流与 PFC 电路 MOS 驱动波形



(a) 多周期波形



(b) 展开波形

图 6-14 空载待机时输入电流与 LLC 电路 MOS 驱动波形

图 6-13 和图 6-14 中, 通道 CH1 为 MOS 驱动电压波形, 通道 CH2 为输入电流波形。由图 6-13 和图 6-14 可知, PFC 和 LLC 电路在空载待机时, 控制 IC 进行工作于间歇模式 (BOOST)

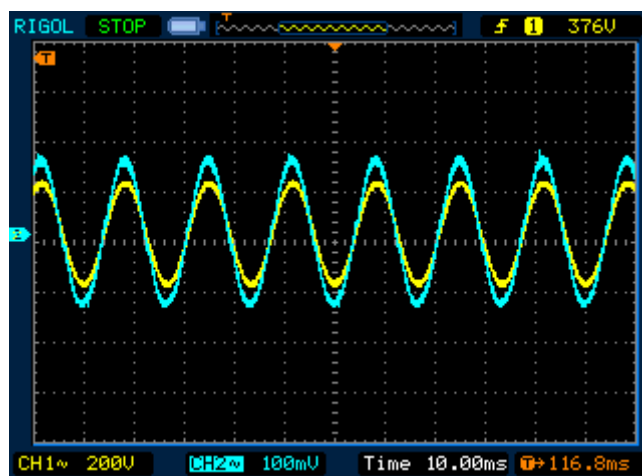
模式，以减小空载时的电源损耗。

由于 L6563 和 L6599 两块控制芯片之间存在握手信号，在空载时，PFC 电路和 LLC 谐振变换器同时工作于间歇模式，可以大大减小待机损耗。本此使用 Chroma 66202 数字功率分析仪，在不同输入电压下的空载损耗，即输出电流为无穷大（开路）。测得的待机功耗如下表。

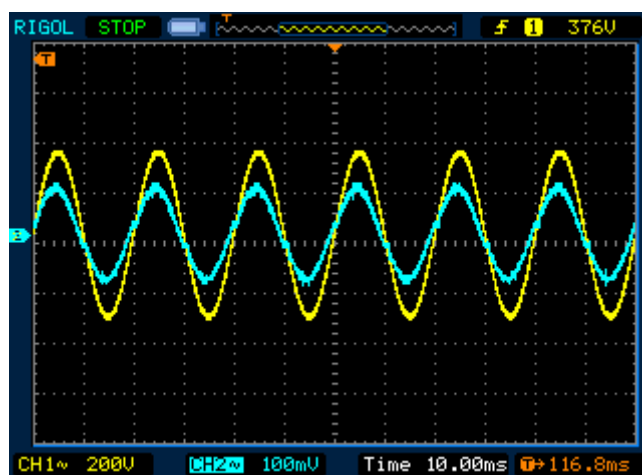
表 6.2 不同输入电压下的空载待机损耗

交流输入电压 $V_{in}(VAC)$	输入功率 $P_{in}(W)$
140	0.62
230	0.70
270	0.73

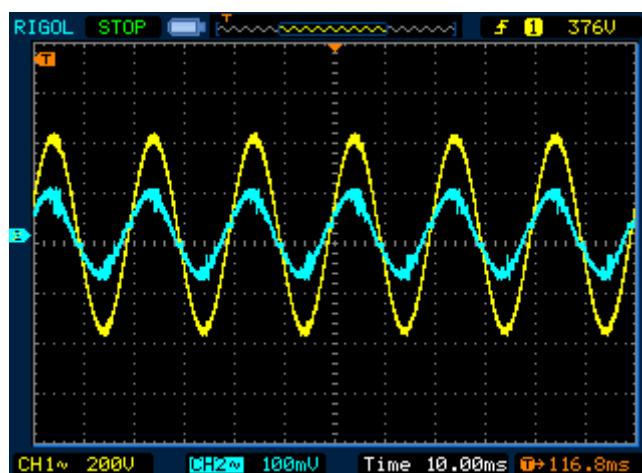
6.5 输入电压、输入电流和功率因数



(a) 140VAC 输入



(b) 230VAC 输入



(c) 270VAC 输入

图 6-15 100% 负载时输入电压和输入电流波形

图 6-15 中，通道 CH1 为输入交流电压波形，通道 CH2 为输入电流波形

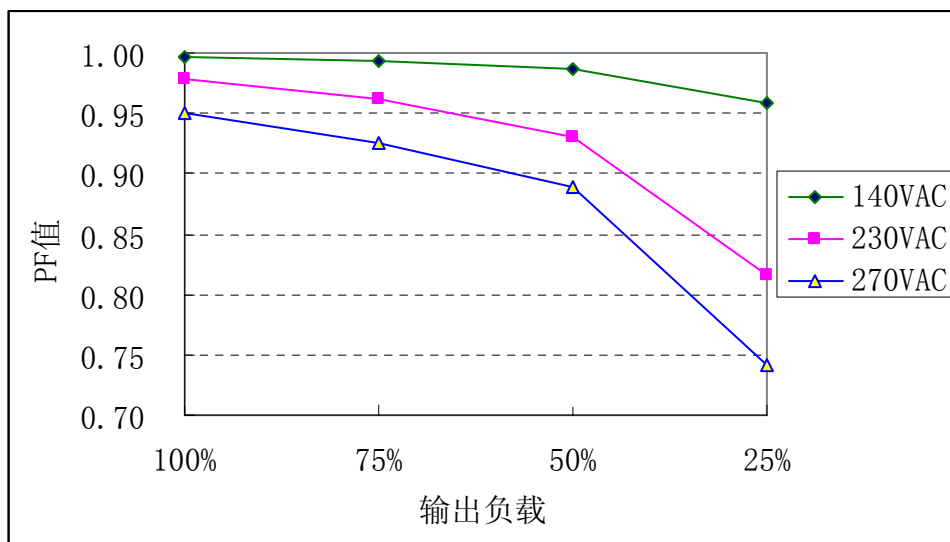


图 6-16 不同交流输入不同负载下的功率因数曲线

相同输出功率条件下，在 140V 交流输入的时候，由于输入电流较大，前面 EMI 输入端的滤波电容上的电流与供给负载的电流相比非常小，因此几乎不会对功率因数造成影响，即功率因数相对较高。但是，在 270V 交流输入的时候输入电流比较小；而在轻载的时候，供给负载的电流和滤波电容上的电流相差不大，由于滤波电容上的电流只提供无功功率，因此功率因数会大大降低，当负载增大时，这一现象有所改善。

6.6 整机效率及损耗分析

开关电源在输出负载一定的条件下，在不同输入电压状态下的效率有差异；在输入电压一定的条件下，在不同负载状态下的效率不相同。下文根据实际样品测试结果绘制出不同输入电压和不同负载下效率曲线图，从 PFC 电路、LLC 电路进行损耗分析。由于 DC/DC 恒流模块配合 LED 灯具并装配于其中，本设计不作损耗分析。

6.6.1 不同输入电压不同负载下的效率曲线

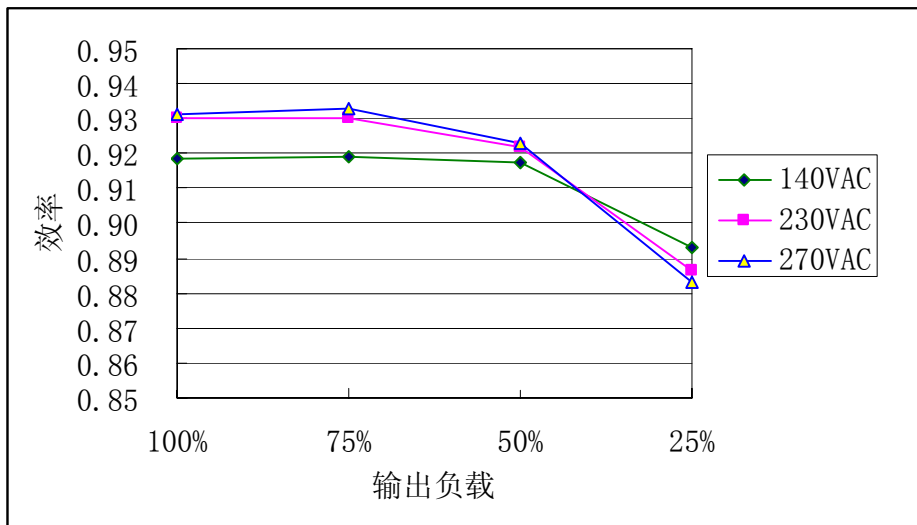


图 6-17 不同交流输入电压不同负载下的效率曲线

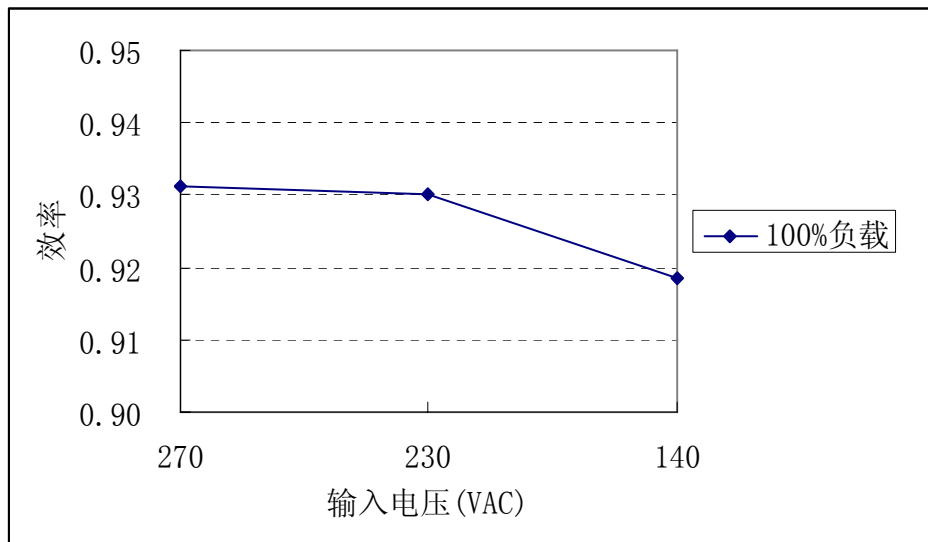


图 6-18 不同交流输入电压下的 100% 负载效率

6.6.2 PFC 电路的损耗分析

在额定输入电压范围内，由于 PFC 电路工作时，开关频率工作于变频状态，所以很难定量精确计算。但是当输入电压为 140Vac 时，根据 PFC 工作原理相关章节分析可知，开关频率的变化范围不大。为了计算的方便，取开关频率为 35kHz 来估算 PFC 的损耗。由于在同样输出功率条件下，输入电压低时的输入电流大，因此在最小输入电压下产生的损耗应该是损耗的最大值。

PFC 电路损耗主要产生于：MOS 管的导通损耗、MOS 管的关断损耗、二极管的导通损耗、整流桥的损耗、电感上的损耗，控制部分在工作时，也会消耗功率，相对损耗较小，分析时可忽略不计。下文针对 PFC 电路主要损耗元件进行分析。

(1) MOS 管的导通损耗

由式 $i_{pk}(t) = \frac{4P_{DC} \cdot \sin(\omega t)}{V_{pk} \cdot \eta}$ (式中： P_{DC} 为 PFC 电路的输出功率， $i_{pk}(t)$ 是一个

开关周期内电感电流的峰值)可知,电感电流峰值为:

$$I_{pk} = \frac{4 \cdot P_{DC}}{\eta \cdot V_{pk}} = \frac{2\sqrt{2}P_{DC}}{V_{in_rms}} \quad (6.1)$$

流过开关管的电流有效值为^[41]:

$$I_{q_rms} = I_{pk} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}V_{in_rms}}{9\pi V_{DC}}} \quad (6.2)$$

开关管的导通损耗为:

$$P_{q_con} = I_{q_rms}^2 \cdot R_{dson} \quad (6.3)$$

(2) MOS 管的关断损耗

每个开关周期内 MOS 管关断时所损耗的能量为:

$$E_{q_off} = V_{DC} \cdot \left(\frac{I_{pk} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot t_f}{2} \right) \quad (6.4)$$

由于每个开关周期的 $\sin(\omega t)$ 值相差很大,所以对一个工频周期内的开关损耗能量进行加和平均,可以得到平均的能量损耗为

$$E_{q_off_avr} = \frac{\sum_{i=1}^m (E_{q_off})_i}{m} \quad (6.5)$$

其中 m 是一个工频周期内的开关周期数。则 MOS 管的关断损耗为

$$P_{q_off} = E_{q_off_avr} \cdot f \quad (6.6)$$

f 为开关频率。

(3) 二极管的导通损耗

$$(P_{d_con})_i = I_{pk} \cdot \left| \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{m}\right) \right| \cdot V_F \cdot (1 - D_i) \quad (6.7)$$

$$\text{其中 } D_i = \frac{V_{DC} - V_{pk} \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{m}\right)}{V_{DC}}$$

对一个工频周期内的导通损耗进行平均,可以得到

$$P_{d_con} = \sum_{i=1}^m \frac{(P_{d_con})_i}{m} \quad (6.8)$$

二极管的关断损耗与其他损耗相比可以忽略。

(4) 整流桥的损耗

采用与上面同样在一个工频周期内求平均的方法可以得到整流桥的平均损耗功率为

$$P_{rectifier} = \sum_{i=1}^m \frac{\left(I_{pk} \cdot \left| \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{m} \right) \right| \right)}{m} \cdot V_{F_rectifier} \cdot 2 \quad (6.9)$$

(5) 检流电阻上的损耗

检流电阻上流过的电流就是开关管上的电流，则由式(6.2)可以得到

$$P_{RS} = I_{q_rms}^2 \cdot R_S \quad (6.10)$$

(6) 电感上的损耗

①电感的铜损

在一个开关周期内电感电流的有效值可以表示为

$$I_{LT_rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \left[\int_0^{T_{ON}} \left(\frac{I_{PK}t}{T_{off}} \right)^2 dt + \int_{T_{ON}}^T \left(I_{pk} \cdot \frac{T-t}{T-T_{on}} \right)^2 dt \right]} = \frac{I_{pk}}{\sqrt{3}} \quad (6.11)$$

由 $i_{pk}(t) = \frac{4P_{DC} \cdot \sin(\omega t)}{V_{pk} \cdot \eta}$ 式可知

$$i_{LT_rms}(\omega t) = \frac{i_{pk}(\omega t)}{\sqrt{3}} = \frac{4P_{DC} \sin(\omega t)}{\eta \cdot \sqrt{3} V_{pk}} \quad (6.12)$$

半个工频周期内电感电流的有效值

$$I_{L_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} [i_{LT_rms}(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{2\sqrt{6}P_{DC}}{\eta \cdot 3V_{pk}} \quad (6.13)$$

由LCR仪器测得绕组铜线内阻 R_{dc} ，考虑铜线趋肤效应和临近效应，可以近似认为 $R_{ac}=1.5R_{dc}$ ，本设计对组电部绕组选用多根励磁线绕制，尽量减少因铜线趋肤效应和临近效应产生的损耗。

则电感的铜损为

$$P_{L-cu} = I_{L_rms}^2 R_{ac} \quad (6.14)$$

②电感的铁损耗

本设计电感所选用的磁芯为PQ2620，材料为PC44，由TDK PC44 材料的铁损耗曲线可以得到，在 35KHz，250mT下的铁损耗 P_{CV-L} 为 135KW/m³。

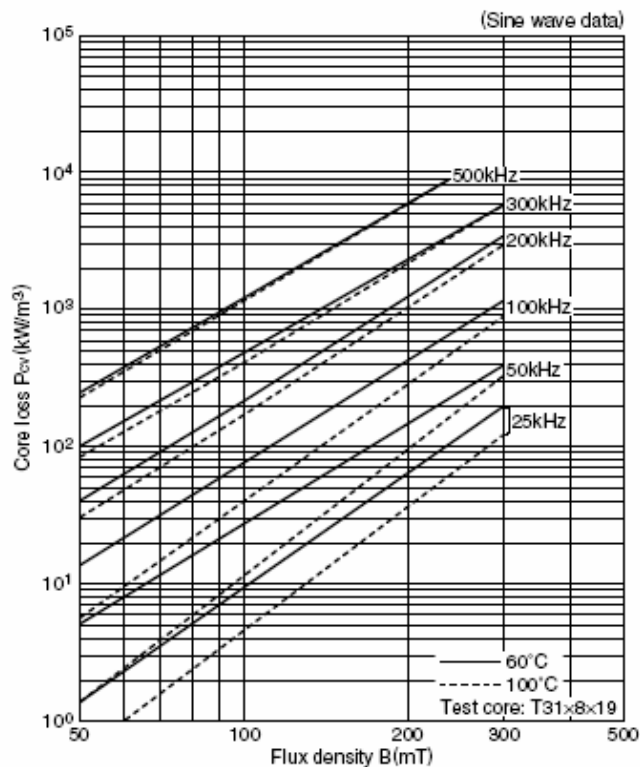


图 6-19 PC44 材料的铁损耗曲线

由TDK 磁芯datasheet (Effective core volume)知 $V_e=5490\text{mm}^3$ ，则变压器铁损耗为

$$P_{L-core} = P_{CV-l} \cdot V_{eT} \quad (6.15)$$

电感上的损耗包括铜损和铁损。根据上述分析可计算出在 PFC 电感上消耗的功率。

6.6.3 LLC 电路的损耗分析

(1) 开关管导通损耗

根据基波近似的分析方法,谐振电流可以近似为正弦波,则谐振变换器原边的导通损耗可以表示为:

$$P_{on} = I_r^2 \cdot R_{ds(on)} \quad (6.16)$$

由Fairchild FQPF5N60C的datasheet可知, $R_{DS(on)}=2.5\Omega$ ，将由谐振电流有效值 I_r 代入上式可以计算出导通损耗。

(2) 开关管的关断损耗^[60]:

$$P_{off} = \frac{I_m^2 t_f^2 f}{48C_{oss}} \quad (6.17)$$

I_m 为开关管关断时的励磁电流，由谐振元件应力分析可知:

$$I_m = \frac{nV_{out}}{L_m} \cdot \frac{T}{4} \quad (6.18)$$

由 FQPF5N60C 的 datasheet 可知 $C_{oss}=55\text{pF}$ ， $t_f = 46\text{ns}$ 。将 C_{oss} ， t_f ， $f=100\text{kHz}$,

$T = \frac{1}{f} = 10\mu\text{s}$ ，代入 (6.17) 和 (6.18) 式，可以得到关断损耗。

(3) 变压器损耗

① 变压器铁损

变压器所选用的材料是PC44。它的磁滞损耗是由磁通密度的摆幅 ΔB 决定的。按工程经验取 $\Delta B = B_{\max} = 0.15\text{T} = 150\text{mT}$ 。变压器所选用的磁芯PQ2620，由TDK 磁芯datasheet (Effective core volume)知 $V_e = 5490\text{mm}^3$ ，根据变压器材料的铁损耗曲线可以得到工作频率为100kHz，温度为100℃时，变压器的铁损耗 P_{CV-T} 约为190 KW/m³。PC44材料的铁损耗曲线见图5.19。则变压器磁损为

$$P_{T-core} = P_{CV-T} \cdot V_{eT} \quad (6.19)$$

② 变压器铜损

由LCR仪器测得变压器原边绕组铜线内阻 R_{TP-dc} ，高频变压器存在趋肤效应，导线的透入深度可由下式计算：

$$\Delta = \sqrt{\frac{2k}{\omega\mu\gamma}} \quad (6.20)$$

式中： μ =导线材料的磁导率， $\gamma=1/P$ =材料的电导率， k =材料电导率(或电阻率)温度系数：对于铜 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}\text{H/m}$ ；20℃时， $P = 0.01724 \times 10^{-6}\Omega$ ，电阻率温度系数为 $1/234.5(1/^\circ\text{C})$ ， $K=(1+(T-20)/234.5)$ ， T =导线温度(°C)。可以求得所需铜导线的直径，并根据工程经验，选用励磁线，截面积为 1mm^2 通过电流在5A-8A，选用合适的导线线径。考虑铜线趋肤效应和临近效应，可以近似认为 $R_{TP-ac} = 2R_{TP-dc}$ 。

由于变换器在串联谐振频率工作时，谐振电流是正弦波，因此不存在直流损耗，只有交流损耗。变压器原边的铜损为：

$$P_{TP-cu} = I_r^2 \cdot R_{TP-ac} \quad (6.21)$$

由LCR仪器测得变压器副边绕组铜线直流内阻 R_{TS-dc} ，考虑趋肤效应和临近效应，其交流阻抗为 $R_{TS-ac} = 2R_{TS-dc}$ ， I_{TS-rms} 由谐振元件应力分析中副边电流的有效值的分析可知。则变压器副边的铜损为

$$P_{TS-cu} = I_{TS-rms}^2 R_{TS-ac} \quad (6.22)$$

本设计中变压器原边和副边绕组选用多根励磁线绕制，尽量减少因铜线趋肤效应和临近效应产生的损耗。

(4) 串联谐振电感的损耗

① 谐振电感的铜损

由LCR仪器测得电感绕线的直流电阻为 R_{Lr-dc} ，根据前面对变压器交流电阻的分析可知，电感的交流电阻为 $R_{Lr-ac} = 2R_{Lr-dc}$ ，电感的铜损为：

$$P_{Lr-cu} = I_r^2 R_{Lr-ac} \quad (6.23)$$

② 谐振电感的铁损

谐振电感所选用的磁芯是PC40 材料的EF20。它的铁损耗也是由磁通密度的摆幅 ΔB 所决定的。根据工程经验，取 $\Delta B=B_{\max}=70\text{mT}$ 。从图 5.18 可以看到，在 100kHz、50mT下的铁损耗 P_{CV-Lr} 为 30kW/m^3 。由TDK 磁芯datasheet (Effective core volume)知 $V_{eLr}=1500\text{mm}^3$ ，则电感上的铁损为

$$P_{Lr-core} = P_{CV-Lr} \cdot V_{eLr} \quad (6.24)$$

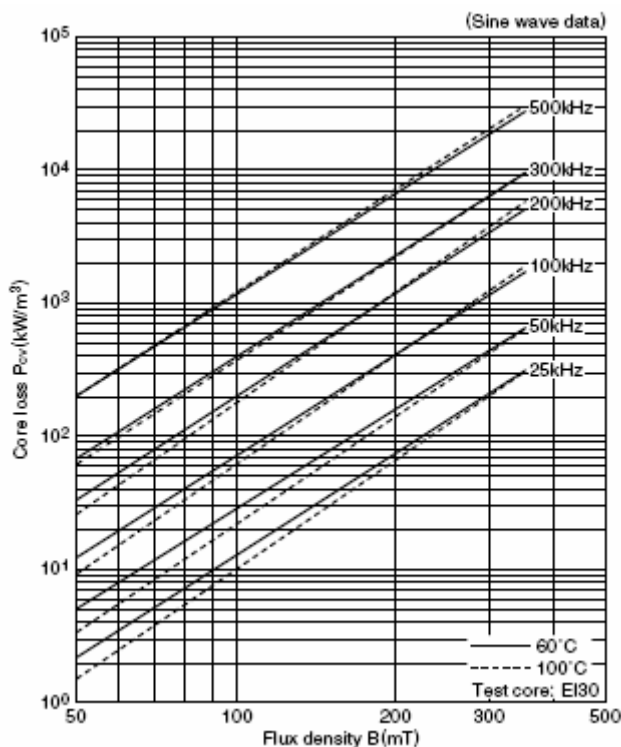


图 6-20 PC40 材料的铁损耗曲线

(5)副边整流二极管的损耗

副边二极管选用了SB10150。根据它的datasheet得到，在 $25^{\circ}\text{C}\sim 125^{\circ}\text{C}$ 之间，瞬时电流 1.7A 左右时，副边整流二极管的前向导通电压 V_F 约为 0.7V。则副边整流二极管导通损耗的平均值可由下式得到：

$$P_{S-D} = I_0 \cdot V_F \quad (6.25)$$

(6)由寄生参数带来的其他损耗

包括 MOS 管寄生二极管导通损耗，谐振电容的 ESR，输出电容的 ESR，附加 LC 滤波器的 ESR，线路的损耗等。

6.6.4 DC/DC 恒流电路的损耗分析

本设计恒流模块选取 National Semiconductor 的 LM3402，LM3402 是受控电流源的降压转换器，采用 BUCK 电路结构。按照需要对转换器的输出电压进行调节，以维持通过 LED 阵列（本设计中为串联）的恒定电流水平，只要 LED 串联组合前馈电压不超过模块设计时的最在输出电压值，则电路能保持任意数量的 LED 中的调节电流不变。恒流模块电路主要损耗产生于电感、续流二极管、IC 本体工作。

(1) 电感损耗

对任何降压调节器，可用下式计算占空比 (D)：

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{t_{ON}}{T_S} = t_{ON} \cdot f_{sw} \quad (6.26)$$

本设计，由 National Semiconductor LM3402 Datasheet 可知：

$$t_{ON} = 1.34 \times 10^{-10} \times \frac{R_{ON}}{V_{IN}} \quad (6.27)$$

V_{IN} 为模块输出电压 40Vdc， R_{ON} 在电路中为 R_{01} ，平均电感电流等于 LED 平均电流（即为设计时设定的电流值）。降压变换器的电感电流波形如下图所示。

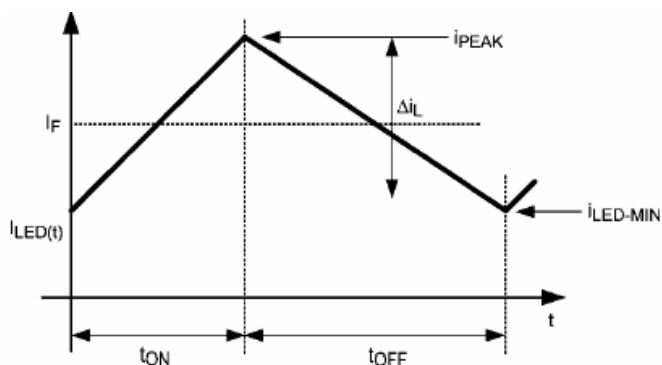


图 6-21 降压变换器的电感电流波形

由 LCR 仪器测得电感绕线的直流电阻为 R_{DC-L} ，定义平均电感电流为 I_{avg} ，则电感的铜损可近似为：

$$P_{DC-cu} = I_{avg}^2 R_{DC-L} \quad (5.28)$$

选用 DR CORE（贴片式）磁芯，磁芯损耗可忽略不计。

(2) 电流检测电阻损耗

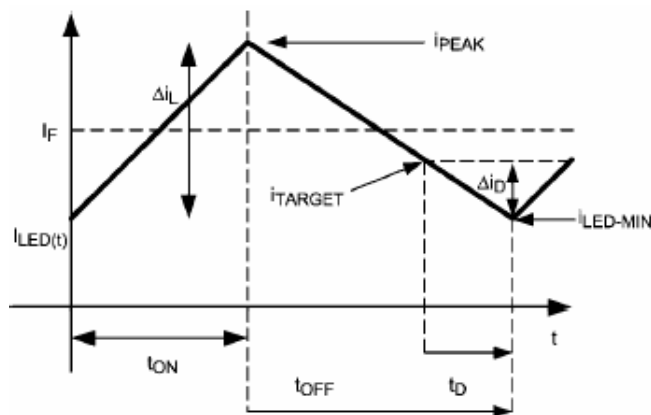


图 6-22 I_{SENSE} 电流波形

电流检测电阻 R_{SENSE} ，在本设计中 R_{SENSE} 是由 R_{04} 、 R_{05} 、 R_{06} 并联组成（针对单一模块电源）。随着电流经过 R_{SENSE} 流到地线，在电阻上会产生一个电压信号 V_{SENSE} 。 V_{SENSE} 反馈到控制

IC的CS引脚上，在此与一个 200mV的内部参考电压（ V_{REF} ）作比较。流过 R_{SENSE} 的平均电流

$$I_F = \frac{V_{REF}}{R_{SENSE}} + \left(\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{2L} \right) \times t_{ON} - \left(\frac{V_{OUT} \times t_D}{L} \right) \quad (6.29)$$

其中， t_D 为电流感测响应比较器输出的时刻到控制MOS管实际导通的时刻，内部设定时间为 220ns，L为输出电感感量，本设计中选取电感量为 220uF。电流检测电阻 R_{SENSE} 损耗可由下式得到。

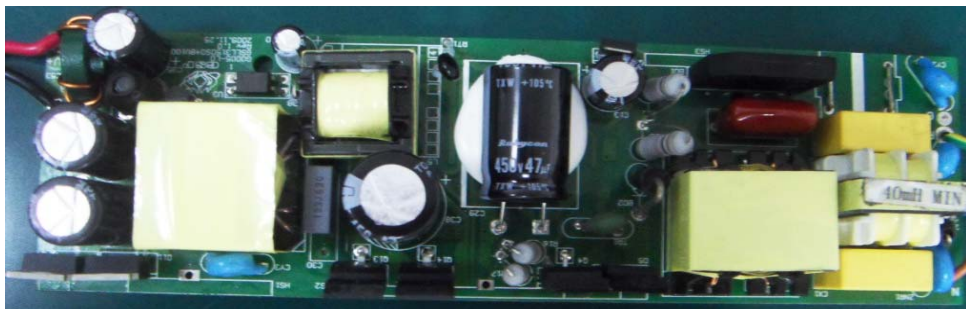
$$P_{DC-SENSE} = I_F^2 \cdot R_{SENSE}$$

IC 内部集成开关管 MOS，其功率损耗除了与输出功率大小有关外，主要取决于 IC。针对 IC 内部结构分析，不属于本设计范畴，故不做 IC 本体损耗分析。

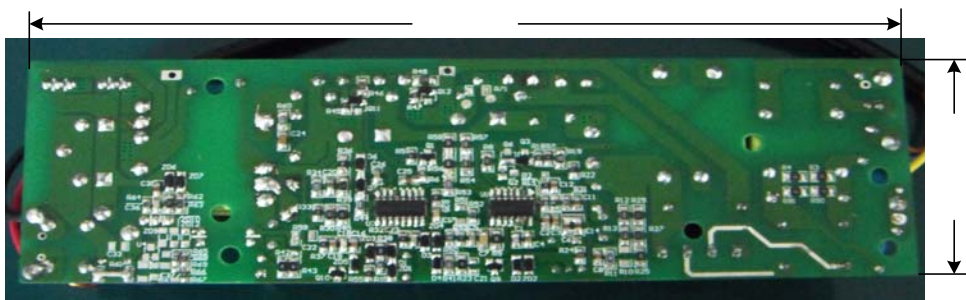
集成 MOS 电路 DC/DC 变换器采用集成化方案设计，并力求减小 MOSFET 的开通关断损耗，整机效率可高达 95%。由于该变换器具有较高的转换效率，因此内部电路热损耗低，在实际使用中只需要使用较小的散热器或不用散热器，从而可以降低系统电路的总体设计成本。

小结：从 6.6.2~4 三节的分析可以看出，在电源的损耗当中占主要部分的包括整流桥的导通损耗，谐振变换器副边整流二极管的导通损耗，PFC 电路和 LLC 谐振变换器电路的磁性元件损耗，以及 DC/DC 恒流模块电路的损耗。

6.7 实物图片



(a) PCB 板上（插件元件面）元件照片



(b) PCB 板底部（贴片元件面）元件照片



(c) 整机图片

图 6-23 LED 驱动电源 40V/1.7A 实物照片图

图 6-23 是 LED 驱动电源 40V/1.7A AC/DC 实物的照片，生产工艺由插件和贴片两部分构成，采用金属外壳封胶处理。



图 6-24 DC/DC 恒流电路集成与灯具铝基板上（灯具左端、右端）

图 6-24 为恒流模块与 LED 灯串一起焊接在灯具铝基板上。利用铝基板给恒流模块很好的散热。电源输出线由 6 组变成 1 组，缩小了电源的体积；同时大大的降低了电源输出接线的工程复杂度；

6.8 本章小结

本章对实验样机进行波形测量、数据分析，得出以下结论：

- 1、采用两级 PFC 电路，有效地提高了电源的功率因数，达到绿色环保电源的要求。
- 2、主电路采用 LLC 串联谐振电路，利用其 ZVS 的特点有效地提高了电源的效率，降低了损耗。
- 3、主电源采用金属外壳灌胶的方式进行密封，确保了电源防水、防潮和防震的要求。
- 4、增加 DC/DC 恒流模块，有效地控制了 LED 灯的输入电流保护了灯具的使用寿命。
- 5、将 DC/DC 恒流模块与 LED 灯串一起焊接在灯具铝基板上。缩小了电源的体积，降低了电源输出接线的工程复杂度；保证了恒流模块有足够大的散热面积。

第七章 结论与展望

7.1 本文工作总结

科技进步日新月异，科技创造人类的新生活。近几年，全球人类共识：未来与绿色环保节能相关的产业前景光明灿烂。LED照明产业首当其冲，将展现无限的生命力、无穷大的海量市场。LED用作光源一个显著的特点就是在低驱动电流条件下仍能维持其流明效率，同时对于R.G.B.多晶型混光而形成白光来说，通过开发一种针对LED的数字RGB混合控制系统，使用户能够在很大范围内对LED的高度、颜色和色调进行任意调节，给人以一种全新的视觉享受。在城市景观亮化应用方面，LED可在微处理器控制下可以按不同模式加以变化，形成夜晚的千姿百态的动态效果，在这方面将体现LED相对于其它光源所具有的独特的竞争优势。在节能技术呼声高涨的今天，LED照明将成为照明技术的发展主流已成为共识。在政府的大力推动、全民的热力追捧下，LED技术的发展正如洪流般势不可挡。目前，国内LED驱动的生产厂家数量正日益壮大，在此大家提出了更高的要求，为了实现小型化、高效率 and 低噪声，经过对几种方案进行比较，最终选择了PFC+谐振变换器的两级方案。针对所确定的方案，本课题所完成的工作主要有：

对三种控制模式下的BOOST型PFC电路进行分析的比较。根据输出功率的等级，采用了在小功率下比较有优势的临界连续模式的控制方法，对主电路和控制电路的参数进行了详细的分析和计算。

运用基波分析法对 LLC 谐振变换器的 ZVS、短路

DC/DC

EMC

整机装配

按照所设计的参数制作了样机进行实验验证。根据所得数据对 LED 电源进行了损耗分析。通过实验证明了 PFC+谐振变换器的两级方案具有改善开关管开关轨迹、效率高、待机损耗小、体积小的优点，符合本次设计中提出的高功率因数、高效率和高可靠性的要求。

在对 LED 电源的损耗分析中提到 LED 电源的主要损耗来源是整流桥、谐振变换器的整流二极管和磁性元件。现在已经有人在研究无桥的 PFC 电路来减小整流桥的导通损耗，只是 EMC 问题仍未解决。而同时整流技术也被尝用到 LLC 谐振变换器中，并取得了较为理想的满载效率，但当谐振变换器工作在 $f_s \sim f_m$ 间时在对同步整流管的准确开通和关断以及减小反并二极管导通时间等方面，还存在问题。在本课题中并未对磁性元件进行集成，现在对利用变压器漏感做谐振电感时变压器匝数和气隙的设计没有提到、理论上的可借鉴的方法，而且如何解决大批量生产中变压器漏感大小的不一致性还存在问题。如果这些问题可以得到解决，变换器的体积和效率还可以得到进一步的改善。