

南京航空航天大学

博士学位论文

基于Boost变换器的宽输入电压范围功率因数校正技术的研究

姓名：李冬

申请学位级别：博士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：严仰光;阮新波

20060901

摘 要

传统电子设备的电源输入端采用二极管整流和电容滤波，其输入电流含有大量的奇次谐波，对电网造成巨大的谐波污染。为了限制谐波污染，各国都强制实施了一些限制输入电流谐波的标准。有源功率因数校正（active power factor correction, APFC）技术的优点是总谐波含量小，功率因数高。在过去的二十年里，APFC 技术得到了系统而深入的研究，并得到了广泛应用。现在越来越多的电子设备要求其电源能够同时使用 110V 和 220V 两种电网，再考虑电压波动，其电源的输入电压范围是从 90V 到 265V。因此具有宽输入电压范围的 APFC 技术是目前的一个研究热点。

在几种基本的非隔离型 PFC 变换器中，Boost PFC 变换器的优点是：输入电流的高频纹波小；输出滤波电容储能大；在整个输入电压范围内可以保持较高的输入功率因数。因此，Boost PFC 变换器得到了深入的研究和广泛的应用。但是，在宽输入电压范围的应用场合，Boost PFC 变换器在低压输入时存在损耗大，效率低的问题。本文提出一种新的控制方式，保证输出电压随输入电压的变化而线性改变。当输入电压较低时，适当调低输出电压。这样可以减小开关管的导通时间，从而降低其导通损耗。并且由于开关管的截止电压（等于输出电压）的减小，开关管开通和关断瞬间电压电流交叠产生的开关损耗也可以减小。采用变输出电压控制后，在低压输入端，电感电流的纹波也可以减小，从而进一步提高 Boost PFC 变换器的效率。

在低功率应用中，电源通常采用 Boost PFC 变换器与不对称半桥变换器。当 PFC 级采用变输出电压控制后，为了减小后级变换器的输入电压范围，本文提出一种复合式 PFC 变换器。该变换器储能电容电压可以自动跟随输入电压变化，减小 PFC 级的损耗，还可以保证后级变换器的输入电压始终保持稳定，有利于后级变换器的优化设计。在此变换器的基础上，还可以对其拓扑扩展，推导出一系列新的拓扑，总结出其三端通用结构。根据一定的转换规律，根据三端结构的拓扑还可以推导出对应的两端结构的拓扑。

在中大功率应用场合，两级式 AC-DC 变换器的 DC-DC 级通常使用移相控制的

全桥变换器。当 PFC 级使用变输出电压控制后，DC-DC 变换器的输入电压范围变大，不利于全桥变换器的设计和使用。而三电平 DC-DC 变换器的研究发现，复合式全桥三电平变换器不仅可以降低原边开关管的电压应力，还可以减小输出滤波电感量，适用于宽输入电压范围。变输出电压的 Boost PFC 变换器结合复合式全桥三电平 DC-DC 变换器，具有变换效率高，磁性元件体积小的优点。同时设计了两个输入电压范围不同的全桥变换器，与以上这种方案对比。

关键词： 功率因数校正，输入电流整形，Boost 变换器，三电平变换器，全桥变换器，电流断续模式，电流连续模式。

Abstract

Capacitive rectifier, a traditional rectifier for electronics instrument, can result in a lot of input current harmonics, which brings the main to harmonics distortion. In order to limit the input current harmonics, many countries have forced to implement some limitation standards. Active power factor correction (APFC) technology can achieve high power factor and low total harmonic distortion (THD). In the past twenty years, APFC has been researched systematically and used widely. More and more electronic devices require that their power supply can be used in 115V and 220V main line, which means that the input voltage changes from 90V to 265V. So lots of researches have been focused on the APFC techniques with universal input voltage range.

Among the typical non-isolation PFC converters, boost PFC converter has the following merits: filter inductor is in series with input terminal, which reduces the high frequency ripple of input current; output voltage is higher than peak input voltage, which can store more energy in the same size bulk capacitor; the power factor is high in the universal input voltage; simple circuit structure, low cost and high reliability. So Boost PFC converter is investigated deeply and applied widely. However in universal input application, the loss of Boost converter is high at low line. This dissertation proposes a novel control method that regulates the output voltage to vary with input voltage rms change (VVB). When low line input, the output voltage is lowered so that the duty cycle of the switch is decreased and the efficiency of the converter is improved.

In low power level, power supplies are usually composed of Boost PFC stage and asymmetrical half bridge DC-DC stage. When PFC stage uses VVB control, in order to reduce the input voltage range of the next DC-DC stage, this dissertation proposes a hybrid Boost PFC converter. The voltage across the bulky capacitor of this converter can vary with the input voltage to reduce the power loss of PFC stage

at low line input, and its output voltage is kept constant in the same time for the next stage. According to this converter many new topologies are induced, and its general structure is synthesized.

In middle and high power level application, the phase-shift full-bridge (PS FB) is used as DC-DC stage. If the output voltage of PFC stage varies with the universal input, the input voltage range of DC-DC stage is so wide that the design and application of PS FB is very difficult. The research on the three-level DC-DC converter reveals that the hybrid full-bridge three-level (HFB TL) not only can reduce the voltage stress of the primary switches, but also can decrease the filter inductance, which fits for the wide input voltage range. The proposed approach that VVB is used as PFC stage and HFB TL as DC-DC stage can achieve high efficiency and small magnetic size. Two FB converters with different input ranges are designed and built up to compare with the proposed approach.

KEY WORDS: Power factor correction, input current shaping, Boost converter, three-level converter, full-bridge converter, continuous current mode, discontinuous current mode.

图表清单

| | | |
|--------|-----------------------------------|----|
| 图 1.1 | 传统整流电路 | 2 |
| 图 1.2 | LC 滤波器 | 3 |
| 图 1.3 | 断续模式下的 Buck PFC 变换器 | 4 |
| 图 1.4 | 连续模式下的 Buck PFC 变换器 | 5 |
| 图 1.5 | Buck-Boost PFC 变换器 | 6 |
| 图 1.6 | Buck + Boost PFC 变换器 | 7 |
| 图 1.7 | Boost PFC 变换器的输入电压和电流波形 | 8 |
| 图 1.8 | DCM Boost PFC 变换器的输入功率因数 | 9 |
| 图 2.1 | Boost 变换器基本拓扑 | 14 |
| 图 2.2 | 快恢复二极管关断时刻电压电流波形示意图 | 16 |
| 图 2.3 | 图 2.3 MOSFET 开通和关断瞬间电压电流波形 | 17 |
| 图 2.4 | 图 2.4 Boost PFC 变换器效率曲线 | 18 |
| 图 2.5 | 图 2.5 Boost PFC 变换器损耗分布 | 19 |
| 图 2.6 | 桥式 Boost PFC 变换器 | 19 |
| 图 2.7 | 半桥式 Boost 变换器正半周工作原理 | 20 |
| 图 2.8 | 不对称半桥 Boost 变换器正半周工作原理 | 21 |
| 图 2.9 | 三种 Boost 变换器计算效率对比 | 22 |
| 图 2.10 | 杂散电容分布图 | 24 |
| 图 2.11 | 输出电压与输入电压的关系 | 26 |
| 图 2.12 | 不同输出电压对应的占空比 | 26 |
| 图 2.13 | 不同输出电压对应的损耗分布 | 27 |
| 图 2.14 | 不同输出二极管对应的损耗分布 | 27 |
| 图 2.15 | 计算的效率曲线 | 28 |
| 图 2.16 | Boost 电感电流纹波 | 29 |
| 图 2.17 | 主电路和控制电路原理图 | 30 |
| 图 2.18 | Boost PFC 变换器的电流环控制框图 | 35 |
| 图 2.19 | Boost PFC 变换器电流环补偿前后的幅频相频曲线 | 36 |
| 图 2.20 | 电流误差放大器示意图 | 37 |

| | | |
|--------|---|----|
| 图 2.21 | Boost PFC 变换器的电压环控制框图 | 38 |
| 图 2.22 | 补偿前后开环传递函数的波特图 | 40 |
| 图 2.23 | 补偿前后开环传递函数的波特图 ($V_o=400V$) | 41 |
| 图 2.24 | 补偿前后输出电压对输入电压传递函数的波特图 | 41 |
| 图 2.25 | 测量的效率曲线 | 43 |
| 图 2.26 | 测量的电流谐波含量 | 43 |
| 图 2.27 | Boost 二极管关断波形 | 44 |
| 图 3.1 | 两级 PFC AC-DC 变换器 | 47 |
| 图 3.2 | 三级 PFC AC-DC 变换器 | 47 |
| 图 3.3 | 复合型单开关 PFC 预调节器 | 48 |
| 图 3.4 | 输入功率和占空比以及输出功率和占空比之间的关系 | 49 |
| 图 3.5 | 储能电容电压随输入电压变化的曲线 | 51 |
| 图 3.6 | 负载突变示意图 | 52 |
| 图 3.7 | 单负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器 | 52 |
| 图 3.8 | 输入电压和电流波形 | 53 |
| 图 3.9 | 轻载时电感 L_{b1} 在一个开关周期内的电压和电流波形 | 53 |
| 图 3.10 | 双负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器 | 54 |
| 图 3.11 | CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器 | 55 |
| 图 3.12 | CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器的开关波形 | 55 |
| 图 3.13 | CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器 | 57 |
| 图 3.14 | CCM 电压源模式复合型 PFC 变换器的输入电压和输入电流示意图 | 57 |
| 图 3.15 | CCM 电压源模式复合型 PFC 变换器的开关波形 | 58 |
| 图 3.16 | 三端 ICS 单元复合型 PFC 变换器的通用结构 | 59 |
| 图 3.17 | 两端 ICS 单元的复合型 PFC 变换器 | 60 |
| 图 3.18 | 三端结构 ICS 单元转换成两端 ICS 单元 | 63 |
| 图 4.1 | 复合型单开关 PFC 预调节器 | 64 |
| 图 4.2 | 单负反馈绕组的复合型单开关 PFC 预调节器 | 64 |
| 图 4.3 | 改进的单开关 PFC 预调节器 | 65 |
| 图 4.4 | 变换器在 M1 时的等效电路 | 66 |
| 图 4.5 | 变换器在 M2 时的等效电路 | 68 |
| 图 4.6 | M2 时的电路工作波形图 | 69 |

承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确的方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将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、缩印或其他复制手段保存论文。

作者签名：

日 期：2006.9

第一章 绪论

1.1 研究背景和选题依据

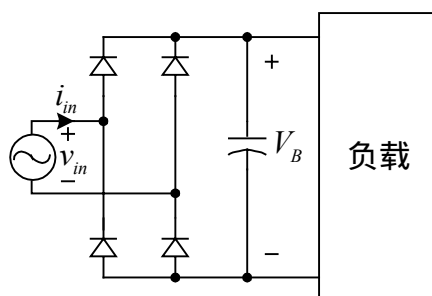
许多电子设备的电源输入是 110V 或 220V 交流电压,交流电压直接整流滤波变换到直流,后面还有相应的变换电路^[1]。如图 1.1 (a) 所示,电子设备的整流部分通常采用二极管桥式整流和电解电容进行输入滤波。图 1.1 (b) 给出了输入电压,整流后的电压和输入电流的波形。从中可以看出,在每半个工频周期内,只有在输入电压的峰值时间才有输入电流,因此电源的输入功率因数很低(大约为 0.6)。图 1.1 (c) 给出了各次谐波对基波的标幺值,该电流中含有大量电流谐波分量,对电网产生谐波“污染”。一方面产生“二次效应”,即电流流过线路阻抗造成谐波电压降,反过来使电网电压(原来是正弦波)也发生畸变;另一方面,它还会干扰其它用电设备,引起仪器仪表和保护装置的误测量、误动作。随着用电设备的日益增多,谐波污染问题引起了越来越广泛的关注。

开关电源已成为电网最主要的谐波污染源之一。为了抑制高次谐波的污染,一些世界性的学术组织或国家已经颁布或实施了一些输入电流谐波限制标准,如 IEC555-2、IEEE519、IEC1000-3-2 等。我国国家技术监督局也在 1993 年颁布了国家标准 GB/T 14549-93《电能质量公用电网谐波》。国际电工委员会(International Electrotechnical Commission, IEC)于 1998 年对谐波标准 IEC 555-2 进行修订,并且另外制定 IEC 61000-3-2 标准,对不同的用电设备制定了相应的谐波要求标准^{[2],[3]}。传统的整流电路因为谐波远远超标而面临前所未有的挑战。因此,使用功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)技术保证开关电源的输入电流谐波达到标准的要求成为当务之急。

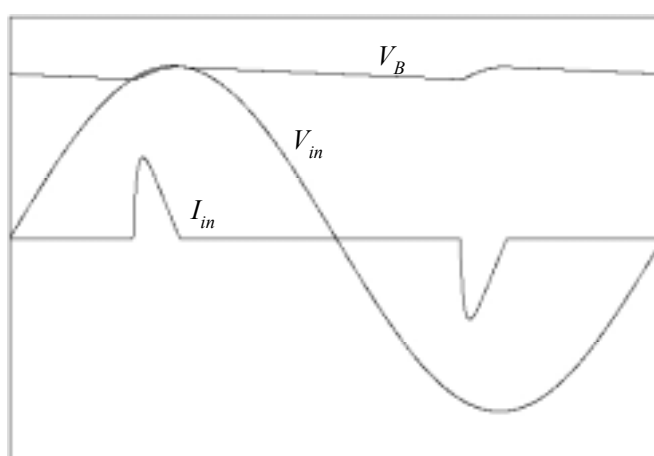
PFC 技术根据是否采用有源器件可以分为无源 PFC 技术和有源 PFC 技术。

1.1.1 无源 PFC 技术

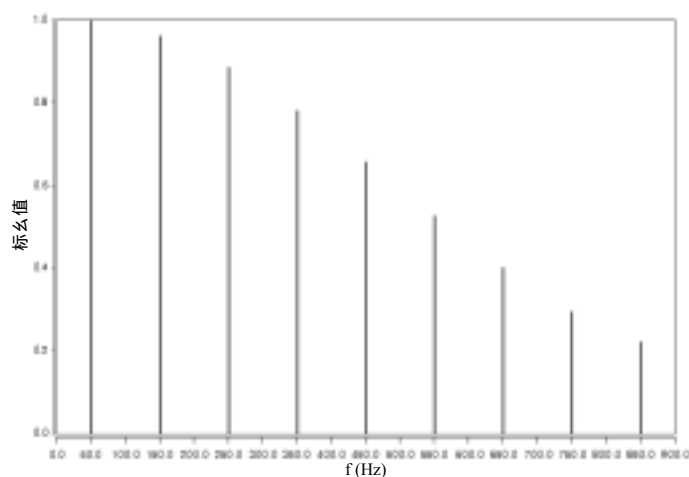
传统的无源 PFC 技术是使用电感和电容构成的 LC 滤波网络消除高次谐波。如图 1.2 所示,滤波电感可以串联在整流桥之后或者整流桥之前。滤波器



(a) 基本拓扑



(b) 输入电压、电流和储能电容电压



(c) 输入电流的各次谐波

图 1.1 二极管和电容整流滤波电路

的设计要保证能够消除高于电网频率的高次谐波电流，特别是奇次谐波。

无源 PFC 技术电路简单、成本低、可靠性高、电磁干扰小；但是体积大、

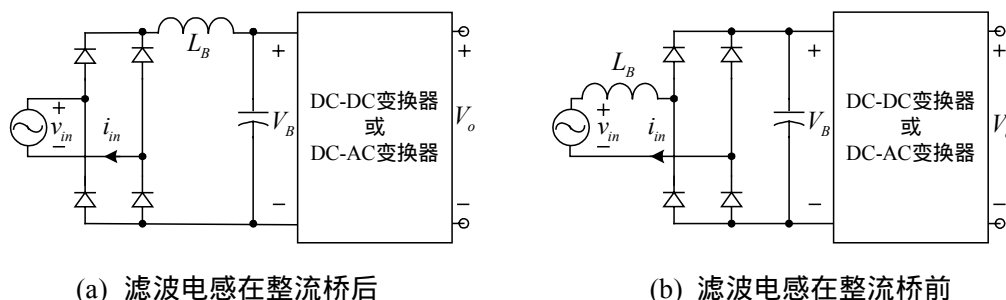


图 1.2 LC 滤波器

重量重、难以得到高功率因数等。

由于无源 PFC 技术采用电感和电容进行输入滤波,工作性能与输入电压频率、负载变化及输入电压变化有关,因此它比较适合于功率小于 300W、对体积和重量要求不高、对价格敏感的应用场合。

1.1.2 有源 PFC 技术

上世纪 80 年代中期,有源 PFC 技术的研究集中在变换器工作在电流连续模式(Continuous Current Mode, CCM)的乘法器型^[4],它的优点是功率因数高,流过开关管的电流有效值小(与电流断续模式相比),因此广泛应用在中大功率场合。缺点是需要检测输入电压的瞬时值、电感电流和输出电压,控制电路中需要乘法器,采用电压电流双环控制,控制复杂,成本高。

上世纪 80 年代后期,有人提出利用电流断续模式(Discontinuous Current Mode, DCM)进行功率因数校正的概念^[5]。与 CCM PFC 技术相比,DCM PFC 电路的控制简单,只需要检测输出电压。而且,电感工作在电流断续模式,避免了 Boost 变换器中升压二极管的反向恢复问题。它可适用于小功率,对成本敏感的场所。其缺点是输入电流波形是断续的,需要输入滤波电路消除高频纹波。而且开关管的电流有效值比 CCM 的大,开关管的导通损耗增加。

上世纪 90 年代早期,有人提出利用临界断续导电模式(DCM Boundary Mode)进行功率因数校正^[6]。该模式控制的复杂度介于 CCM 和 DCM 之间。其优点是输入电流的高频脉动量相对较小,避免了 Boost 变换器中升压二极管的反向恢复问题。功率因数高,适用于中小功率场合;缺点是开关频率随输入电压和负载变化,电感的设计较复杂。

从不同的角度看,对于有源 PFC 电路还有很多种分类方法。

从电网供电方式可分为单相 PFC 电路和三相 PFC 电路;

从控制模式来划分,有源 PFC 电路可分为脉宽调制 (PWM)^[7]、频率调制 (FM)^{[8]~[10]}、电压单环控制^[5]、电压电流双环控制^[4]、滑模控制 (Sliding Mode)^[11]以及单周期控制 (One Cycle)^[12]等等。

从开关模式上划分,有源 PFC 可分为硬开关模式和软开关模式^[13]。软开关模式主要包括两类:零电流开关 (Zero-Current-Switching, ZCS)^{[14]~[17]}PFC 技术和零电压开关 (Zero-Voltage-Switching, ZVS)^{[18]~[22]}PFC 技术。

不同类型的变换器用作 PFC 时具有各自的特点,下面以 Buck, Buck-Boost 和 Boost 变换器为例,分别分析它们工作在 CCM PFC 和 DCM PFC 时的特点。

1.1.2.1 基于 Buck 变换器的 PFC 变换器

在输入电压高于输出电压时, Buck 变换器才能正常工作^{[23]~[26]}。而输入是交流电时,整流后的电压是从零到其峰值周期变化的。因此当整流后的电压瞬时值低于输出电压时,开关管关断,输入电流为零。

Buck 变换器工作在 DCM 下,只需要检测输出电压,如图 1.3 所示。输入电压高于输出电压时,在一个开关周期内,输入电流的峰值 $i_{in,pk}$ 等于流过电感的电流峰值 $i_{L,pk}$

$$i_{in,pk}(t) = i_{L,pk}(t) = \frac{|V_{in} \cdot \sin(\omega t) - V_o|}{L} \cdot d \cdot T_s \quad (1.1)$$

其中 V_{in} 是输入电压峰值, V_o 是输出电压, ω 是输入电压角频率, L 是滤波电感量, d 是开关管占空比, T_s 是开关周期。而输入电流的平均值

$$I_{in}(t) = \frac{V_{in} \cdot d^2 \cdot T_s}{2L} \cdot (\sin \omega t - d) \quad \sin \omega t > d \quad (1.2)$$

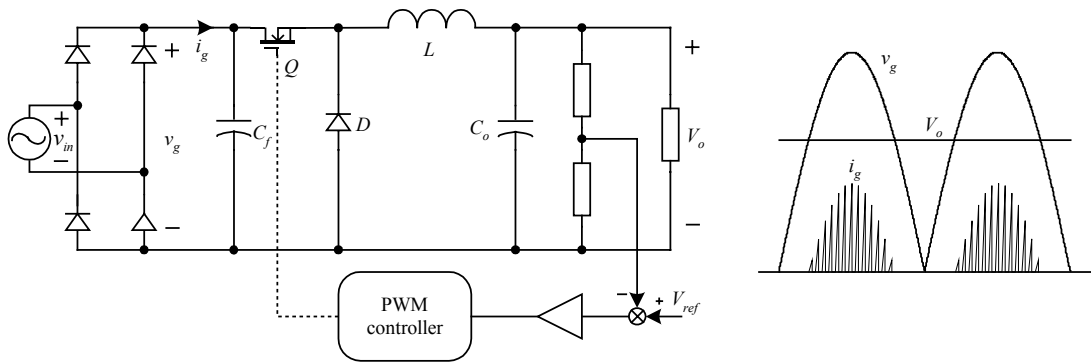


图 1.3 断续模式下的 Buck PFC 变换器

稳态工作时，占空比恒定。输入电流可以自动跟踪输入电压的变化，因此也称作电压跟随型 PFC 电路。其输入功率因数是

$$PF = \frac{1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} d - \frac{2 \cdot d \cdot \sqrt{1-d^2}}{\pi}}{\sqrt{\left(1 + 2 \cdot d^2\right) \left(1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} d\right) - \frac{6 \cdot d \cdot \sqrt{1-d^2}}{\pi}}} \quad (1.3)$$

可见，对于 DCM Buck PFC 电路，其输入功率因数只与开关的占空比 d 有关。

Buck 变换器工作在 CCM 下，如果只检测输出电压，输入电流将不能自动跟随输入电压变化，这时输入功率因数会很低。因此还需要检测输入电压瞬时值和输入电流，如图 1.4 所示。输入电压减去输出电压后，乘以电压环的输出，作为电流环的基准信号。当输入电压低于输出电压时，减法器输出为零，电流环基准信号为零，开关管始终截止。当输入电压刚好高于输出电压时，开关管开始高频开关工作。但是此时输入输出电压比较接近，电感电流还是断续。此后随着输入电压的升高，输入电流才能够跟踪基准信号变化。

因此，Buck PFC 变换器的优点是输出电压较低。在低输出电压（3.3V，1.8V 等）两级式变换的场合，可以减小后级变换器的电压传输比。缺点是无论其工作在 DCM 或者 CCM，在输入电压过零附近，输入电流为零，不能取得高功率因数。并且在每个开关周期内，输入电流都是断续的，输入端需要较大的 LC 滤波器消除高频纹波。

1.1.2.2 Buck-Boost 变换器

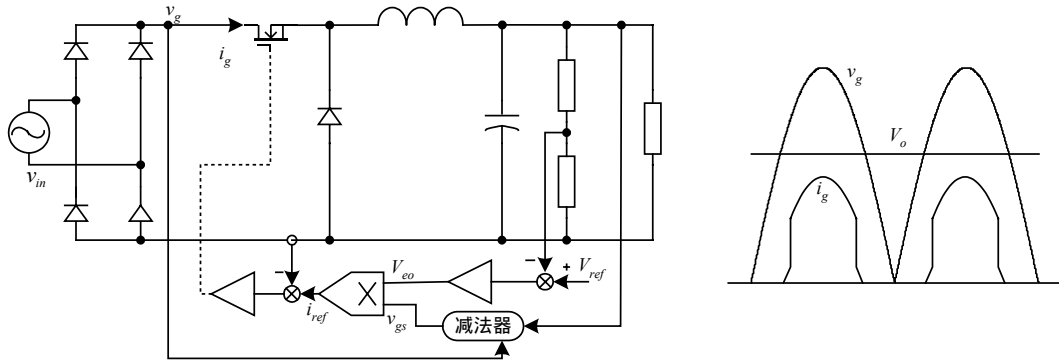


图 1.4 连续模式下的 Buck PFC 变换器

Buck-Boost 变换器可以作为升压或者降压变换器。也就是说，输出电压的可以高于或者低于输入电压的峰值。这种输出电压的自由度，有利于后级变换器的优化设计^{[27]~[40]}。

Buck-Boost 变换器工作在 DCM 下，控制方式与 Buck 变换器工作在 DCM 下相同，只需要检测输出电压。如图 1.5 (b) 所示，在一个开关周期内，输入电流的峰值 $i_{in,pk}$ 等于流过电感的电流峰值 $i_{L,pk}$

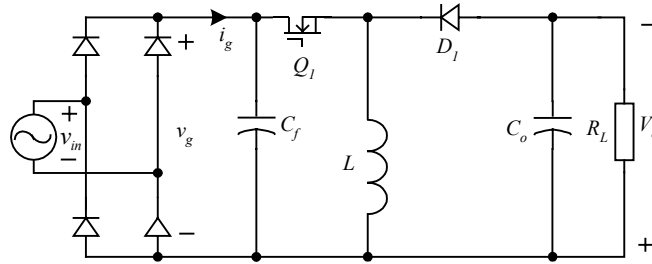
$$i_{in,pk}(t) = i_{L,pk}(t) = \frac{|V_{in} \cdot \sin(\omega t)|}{L} \cdot d \cdot T_s \quad (1.4)$$

在一个开关周期内，输入电流的平均值

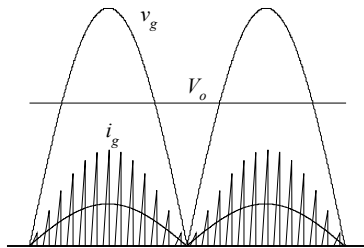
$$I_{in}(t) = \frac{V_{in} \cdot d^2 \cdot T_s}{2L} \cdot |\sin \omega t| \quad (1.5)$$

稳态工作时，占空比恒定。由式 (1.5) 可见，输入电流是纯正弦波，且与输入电压同相位。因此输入功率因数理论上是 1。

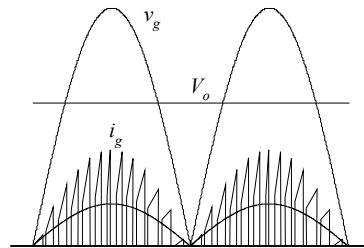
Buck-Boost 变换器工作在 CCM 下，控制方式与 Buck 变换器工作在 CCM 下基本相同。由于该变换器在整个输入电压范围内都可以正常工作，不再需要采样输入输出电压的幅值，做减法运算。采样的输入电压瞬时值经过乘法器，



(a) Buck-Boost PFC 变换器



(b) DCM 的输入电压和电流波形



(c) CCM 的输入电压和电流波形

图 1.5 Buck-Boost PFC 变换器

作为电流环的基准信号。如图 1.5 (c) 所示，调节开关管的占空比，保证输入电流的平均值随输入电压变化。

因此，Buck-Boost PFC 变换器的优点是输入功率因数高，并且与输入输出电压的变比无关。输出电压的设计灵活，便于后级变换器的优化设计。缺点是由于开关管串联在输入端，无论电感电流工作在 CCM 还是 DCM，在一个开关周期内，输入电流总是断续的，含有较高的高频分量。同时输出电压相对于整流后的电压反向，开关管电压应力高。

与 Buck-Boost PFC 变换器类似的是，Buck + Boost 变换器级联^[41]，如图 1.6 所示。在整个工频输入周期，当输入电压低于输出电压时作为 Boost 变换器工作，当输入电压高于输出电压时作为 Buck 变换器工作，因此输出电压可以在很宽的范围内变化。并且该变换器的输入输出电压同极性，开关管的电压应力也低于 Buck-Boost 变换器的。缺点是功率器件数量多，成本高。无论工作在 Buck 变换器模态还是 Boost 变换器模态，主功率电路始终有两个开关管或者二极管（不包括整流桥）导通，导通损耗较大。

1.1.2.3 Boost 变换器

只有在输入电压低于输出电压时，Boost 变换器才能正常工作^{[41]~[47]}。

Boost 变换器工作在 DCM 下，控制方式与 Buck 变换器工作在 DCM 下相同，只需要检测输出电压。如图 1.7 (b) 所示，在一个开关周期内，输入电流的峰值 $i_{in,pk}$ 等于流过电感的电流峰值 $i_{L,pk}$

$$i_{in,pk}(t) = i_{L,pk}(t) = \frac{|V_{in} \cdot \sin(\omega t)|}{L} \cdot d \cdot T_s \quad (1.6)$$

根据电感的伏秒积平衡原理，二极管的续流时间

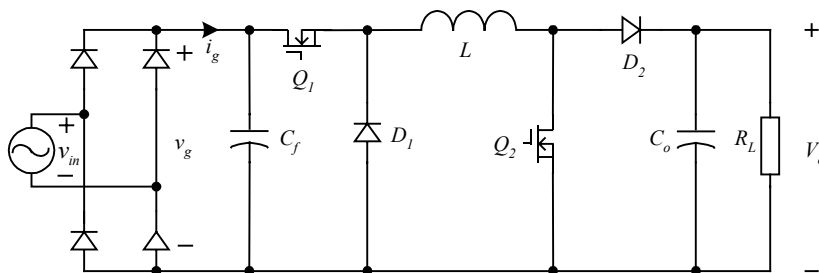


图 1.6 Buck + Boost PFC 变换器

$$d' \cdot T_s = \frac{V_{in} \cdot |\sin \omega t|}{V_o - V_{in} \cdot |\sin \omega t|} \cdot d \cdot T_s \quad (1.7)$$

因此在一个开关周期内流过电感的平均电流 I_L ，也是输入电流的平均值 I_{in}

$$I_{in}(t) = \frac{1}{2} \cdot i_{L,pk}(t) \cdot (d + d') = \frac{V_{in} \cdot d^2 \cdot T_s}{2L} \cdot \frac{V_o \cdot |\sin \omega t|}{V_o - V_{in} \cdot |\sin \omega t|} \quad (1.8)$$

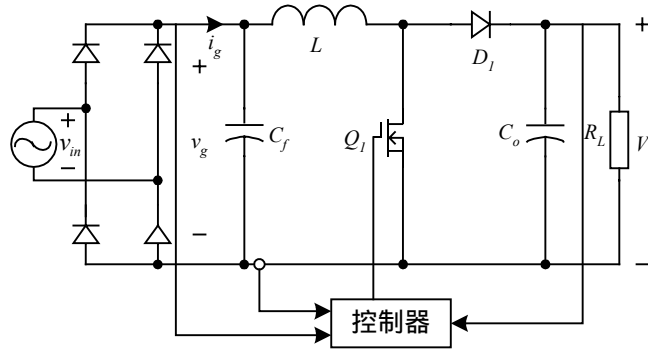
一个交流周期内，输入电流的均方根值 I_{rms}

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi I_{in}^2(t) d(\omega t)} \quad (1.9)$$

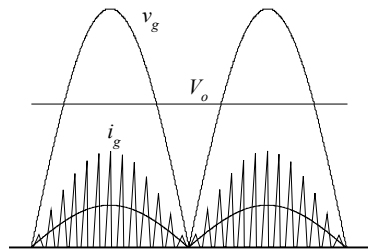
Boost PFC 电路在半个输入电压周期的平均输入功率

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi V_{in} \cdot |\sin \omega t| I_{in}(t) d(\omega t) = \frac{V_{in}^2 \cdot d^2 \cdot T_s}{2\pi \cdot L} \cdot \int_0^\pi \frac{V_o \cdot |\sin \omega t|^2}{V_o - V_{in} \cdot |\sin \omega t|} d(\omega t) \quad (1.10)$$

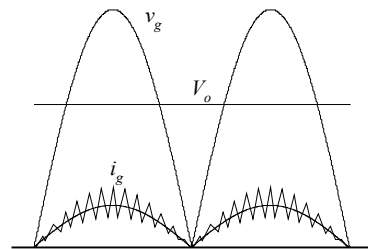
因此，输入功率因数为



(a) Boost PFC 变换器



(b) DCM 的输入电压和电流波形



(c) CCM 的输入电压和电流波形

图 1.7 Boost PFC 变换器的输入电压和电流波形

$$PF = \frac{P_{in}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\int_0^\pi \frac{|\sin \omega t|^2}{1 - \frac{V_{in}}{V_o} \cdot |\sin \omega t|} d(\omega t)}{\sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \int_0^\pi \left(\frac{|\sin \omega t|}{1 - \frac{V_{in}}{V_o} \cdot |\sin \omega t|} \right)^2 d(\omega t)}} \quad (1.11)$$

上式说明输入功率因数与输出 / 输入电压的比值有关。利用 Mathcad 可以画出输入功率因数的变化曲线，如图 1.8 所示。输出 / 输入电压的比值越大，功率因数越高。

在 CCM 下，Boost 变换器的控制方式与 Buck-Boost 变换器相同。采样的输入电压瞬时值经过乘法器，作为电流环的基准信号。如图 1.7 (c) 所示，调节开关管的占空比，保证输入电流的平均值随输入电压变化。

因此，Boost PFC 变换器具有以下优点：

- (1) 滤波电感串联在输入端，输入电流的高频纹波小；
- (2) 输出电压高，输出滤波电容储能大，体积小；
- (3) 在整个输入电压范围内可以保持较高的输入功率因数；
- (4) 电路结构简单，成本低，工作可靠度高。

1.1.3 基本 PFC 变换器对比

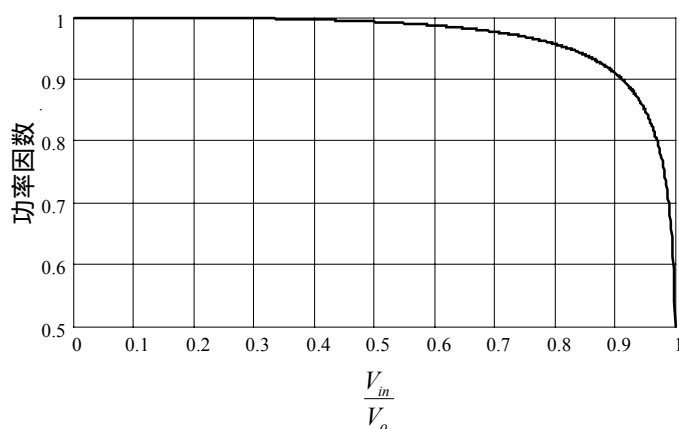


图 1.8 DCM Boost PFC 变换器的输入功率因数

表 1.1 三种基本拓扑的 PFC 性能比较

| | 变换特性 | 过零畸变 | 输入电流 |
|------------|------|------|------|
| Buck | 降压 | 有 | 断续 |
| Buck-Boost | 降/升压 | 无 | 断续 |
| Boost | 升压 | 无 | 连续 |

通过前面的分析,对 Buck、Buck-Boost 和 Boost PFC 变换器在各个方面进行对比,结果如表 1.1 所示。

通过对三种基本拓扑 PFC 性能的分析 and 对比得出: Buck 变换器适用于输出电压较低,输入功率因数要求不高的场合; Buck-Boost 变换器的理论输入功率因数很高,但输入电流断续,因此适用于低输入输出电压,低功率场合; Boost 变换器适用于输入电压范围宽,输入功率因数要求高的场合。

1.2 PFC 技术的发展方向

近年来, PFC 技术的研究热点主要集中在以下几个方面:

(1) 软开关技术的应用^{[13]~[22]}。为了减小变换器体积,提高开关频率,降低开关损耗,将 DC-DC 变换器中的软开关技术应用到 PFC 变换器中。此举还可以减小开关管和二极管高频开关导致的 EMI;

(2) 新的控制方法和控制方式^{[11],[12],[48]~[53]}。针对 PFC 变换器提出的一些新的控制方法,如单周期控制、滑模控制、非线性载波控制等等。可以简化控制过程,提高控制性能。数字控制的发展和应用,可以简化 PFC 变换器的检测,如无传感器 PFC 技术。

(3) 新型功率器件的应用^{[54]~[58]}。CoolMOS 的导通电阻较低,可以减小 PFC 变换器的导通损耗。SiC 二极管的反向恢复电流很小,可以减小 CCM Boost 变换器二极管反向恢复电流导致的开关损耗。

(4) 三相 PFC 的拓扑和控制方式的研究。主要集中在如何简化三相 PFC 变换器的主电路,各相之间的解耦控制,以及控制方式的简化。

总之,成本低、结构简单、容易实现,并且具有高输入功率因数、高效率、低 EMI 的 PFC 变换器是研究人员追求的最终目标。因此,研究基于 Boost 的 PFC 变换器符合 PFC 技术的发展方向,具有很好的研究意义。

对于 Boost PFC 变换器一般要求：

(1) 许多电子设备要求可以适用于 115V 和 220V 两种电网的电压，再考虑到电网电压的波动，其输入电压范围是 90V ~ 265V；

(2) 当电网电压是 115V 时，特别是 90V 时，Boost PFC 变换器的损耗较大，使得整机的效率不高。如何提高低压输入时 Boost PFC 变换器的效率是目前的一个研究热点；

(3) Boost PFC 变换器在整个输入电压范围内都应该具有较高的输入功率因数，并且满足相关国际标准对输入电流谐波的要求；

(4) 要求 PFC 级结构简单，工作可靠，成本低。

为了实现这些目标，本文对 Boost PFC 变换器进行研究。

1.3 本文的主要内容和研究意义

1.3.1 本文的主要内容

第一章介绍了 PFC 技术的背景和选题依据。对 Buck、Buck-Boost 和 Boost 变换器进行分析和对比，指出 Boost 变换器是目前使用最为广泛的 PFC 变换器。Boost PFC 变换器应用于宽输入电压范围时，如何提高低压输入时的效率是目前的研究热点。

第二章分析了 Boost PFC 预调节器，详细计算了功率器件的损耗。总结几种可以减小损耗，提高效率的方法。提出变输出电压的 Boost PFC 预调节器，理论分析和实验表明，在宽输入电压场合，变输出电压控制可以明显提高 Boost 变换器在低压输入时的效率。实验中，使用 SiC 二极管代替快恢复二极管，可以显著减小二极管反向恢复电流引起的损耗，进一步提高变换器的效率。

在中小功率应用场合，DC-DC 级可以使用不对称半桥变换器(Asymmetrical Half Bridge, AHB)。如果 PFC 级使用变输出电压控制，在整个输入电压范围内，后级的输入电压过宽，不利于其优化设计。第三章提出了一种复合式 Boost PFC 预调节器，储能电容电压可以自动跟随输入电压变化，同时 PFC 级的输出电压保持不变。而且在保持时间内，可以将储能电容上的能量完全传送到输出端。利用输入电流整形单元(Input Current Shaping, ICS)的拓扑变化，可以对该变换器拓展，提出一系列新型的拓扑。最后推导出复合式 Boost PFC 变换器

的三端通用结构，并且可以将其转化成两端通用结构，进一步拓展这一拓扑。

第四章以 DCM 单负反馈绕组 ICS 单元构成的复合式 PFC 变换器为例，详细分析该变换器的工作模态和设计过程。最后在一台输入 90-265V，输出 420V/240W 的原理样机上进行实验验证。

在中大功率应用场合，PFC 级使用第二章提出的变输出电压控制后，后级 DC-DC 变换器有多种拓扑选择。复合式全桥三电平 (Hybrid Full-bridge Three-level, HFB TL) 变换器的优点是在宽输入电压范围始终保持较高的效率。第五章理论分析和实验对比了 HFB TL 和 FB 变换器，并且与 PFC 组合，构成三种整机方案。三种方案分别是：恒输出电压的 PFC 变换器+全桥变换器、变输出电压的 PFC 变换器+全桥变换器和变输出电压的 PFC 变换器+HFB TL 变换器。分析和实验证明，第三种方案具有较高的效率和较小的磁性元件尺寸。

第六章对本文的工作进行了总结。

1.3.2 本文的研究意义

Boost PFC 变换器输入功率因数高、结构简单的优点，目前广泛应用在宽输入电压范围的开关电源中。本文针对 Boost PFC 变换器，提出一种变输出电压的控制方式。该方法可以减小开关管的导通损耗和开通损耗，并且可以减小电感电流的脉动。本研究应用在宽输入电压范围时，可以减小低压输入端变换器的损耗，提高整机变换效率。解决了 Boost 变换器效率低，散热难的问题，具有相当实际的工程意义。

变输出电压的 Boost PFC 变换器效率高，但输出电压范围较宽。AHB 变换器容易实现软开关，但输入电压范围较窄。若能将这两种变换器结合在一起，则整机具有较高的变换效率。在前后级之间加入一级 Boost 变换器，不仅可以改善 AHB 的输入条件，还可以在保持时间内将储能电容的能量完全传递到负载。该研究可以应用在对保持时间有要求，功率在 200W 左右的计算机电源上。

PFC 级使用变输出电压后，其输出电压范围较宽 (200V-400V)。如何选择和设计后级 DC-DC 变换器，关系到整机的性能。HFB TL 变换器可以降低开关管的电压应力，减小滤波电感量，在宽输入电压范围内保持较高的效率。若能将这两种变换器结合在一起，无疑在宽输入电压范围内，整机都可以保持较高的变换效率，较小的滤波电感尺寸。本研究可以应用在 1000W 功率等级的服务器电源上。

1.4 本章小结

本章首先概述了 PFC 技术的提出和发展,分析和对比了 Buck、Buck-Boost 和 Boost 作为 PFC 变换器的性能;然后介绍了 PFC 技术的发展方向,本文研究的主要内容;最后指出了该课题的理论和实际意义。

第二章 变输出电压的 Boost 功率因数校正变换器

2.1 两级 Boost PFC 变换器损耗分析

两级 Boost PFC 变换器包括 PFC 级和 DC-DC 级。PFC 级使用 Boost 变换器，校正输入电流跟随瞬时输入电压的变化，同时输出相对稳定的直流电压。DC-DC 级通常使用隔离型的直流变换器，输出稳定的直流电压，在保证系统稳定的前提下具有快速的动态响应。所以两级 Boost PFC 变换器的优点是 THD 低、PF 高、PFC 级输出电压恒定、保持时间高、输入电压范围宽、适合于各种功率应用范围。

现代便携式设备电源和通讯设备电源的一个应用特点是宽输入电压范围（90-265V），可以满足不同电网电压的要求。而两级 PFC 变换器工作在低输入电压时，PFC 级 Boost 变换器的损耗较大，导致整机效率不高^[59]。此时，由于一些电源不能解决散热问题，输出功率不得不降额使用。下面就以一个实际应用为例，详细分析 Boost 变换器的损耗分布。

2.1.1 PFC 级 Boost 变换器的损耗分析

为了计算 Boost PFC 电路各点的损耗分布，首先根据各个功率器件的电压电流关系计算其损耗。为了使损耗计算公式具有通用性，在一个工频周期内，只考虑每个功率器件工作半个周期所产生的损耗。变换器基本拓扑如图 2.1 所示，电路工作条件及器件参数见表 2.1 和表 2.2：

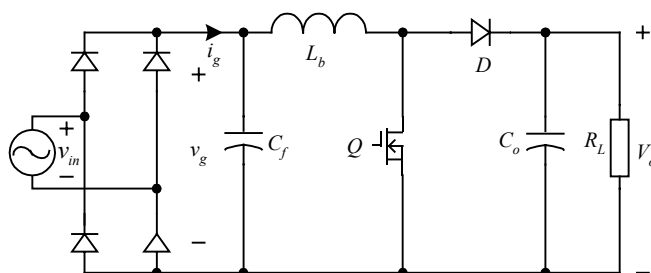


图 2.1 Boost 变换器基本拓扑

表 2.1 电路工作条件

| | | |
|------|------------------|-----------|
| 输入要求 | 输入电压有效值 V_{in} | 90 - 265V |
| | 线电压频率 f | 50Hz |
| 输出要求 | 输出电压 V_o | 400V |
| | 输出功率 P_o | 1200W |

表 2.2 器件参数

| | | |
|----------|------------|--|
| Boost 电感 | L_b | 180uH |
| 整流桥 | KBPC1506 | 正向压降 $V_{f_rd}=1.1V$ |
| 功率开关管 | IXKR40N60C | 导通电阻 $R_{ds(on)}=0.15 \quad @125^{\circ}C$ |
| | | 体二极管正向压降 $V_{f_mos} = 1.4V$ |
| | | 开通时间 $t_r = 95nS$ |
| | | 关断时间 $t_f = 10nS$ |
| 快恢复二极管 | DSEI30-06A | 正向压降 $V_{f_fd}=1.7V$ |
| | | 反向恢复时间 $t_{rr} = 50nS$ |
| SiC 二极管 | SDT12S60 | 正向压降 $V_{f_SiC}=1.7V$ |

(1) 计算占空比

因为 Boost 电感工作在 CCM，所以开关管的占空比可以通过电感 L_B 的伏秒积平衡得到：

$$(V_{in,pk} |\sin \omega_L t|) \cdot T_{on} = (V_o - V_{in,pk} |\sin \omega_L t|) \cdot T_{off} \quad (2.1)$$

$$D(t) = 1 - \frac{V_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t|}{V_o} \quad (2.2)$$

其中 ω_L 是输入电压角频率， $V_{in,pk}$ 是输入电压峰值， T_{on} 、 T_{off} 分别是开关管的导通时间和关断时间。

(2) 整流桥导通损耗

一个工频周期内，每只整流二极管导通半个周期。其电流大小等于瞬时输入电流，因此整流桥中每只二极管的导通损耗功率是

$$P_{rd} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \cdot V_{f_rd} dt \quad (2.3)$$

其中 $I_{in,pk}$ 是输入电流的峰值，可以通过输入功率和输入电压计算出来， V_{f_rd} 是整流二极管的正向导通压降， T_{line} 是输入电压的周期。

(3) 升压二极管导通损耗

电感电流工作在连续状态，在一个开关周期内，二极管导通时间是 $[1-D(t)]T_s$ 。忽略电感电流脉动，假定在一个开关周期内二极管电流等于瞬时输入电流。升压二极管导通损耗功率表达式：

$$P_{fd} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \cdot V_{f_fd} \cdot [1-D(t)] dt \quad (2.4)$$

其中 V_{f_fd} 是升压二极管的正向导通压降。

(4) 升压二极管关断损耗

快恢复二极管正向导通时，pn 结中存在多余的少数载流子。当其正向电流转向开关管时，二极管此时不能立刻恢复阻断能力，需要反向充电复合多余的少数载流子。这一复合过程外部表现为反向电流脉冲，称为反向恢复电流。当反向恢复电流达到最大值后，二极管开始恢复阻断能力。而后反向恢复电流逐渐减小，二极管两端电压是输出电压，这一阶段电压电流交叠导致的损耗称为二极管的关断损耗，关断时刻的电压电流波形如图 2.2 所示。

二极管的关断损耗正比于反向恢复时间和反向恢复电流的峰值。反向恢复

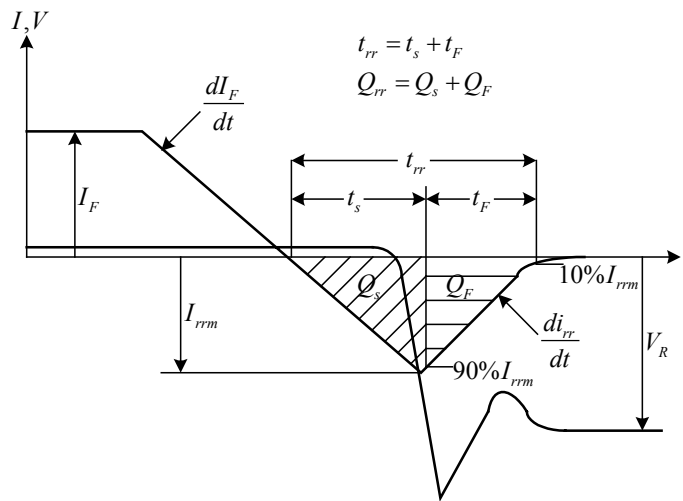


图 2.2 快恢复二极管关断时刻电压电流波形示意图

电流的峰值与正向电流及其下降率有关。开关管的开通时间 t_r 决定二极管正向电流下降率

$$\frac{dI_F}{dt} = \frac{I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t|}{t_r} \quad (2.5)$$

在一个工频周期内,正向电流及其下降率都是随时间变化的。为便于分析,定义反向恢复电流峰值正比于正向电流。参考器件手册,比例系数 $K_f = 1.5$, 反向恢复电流峰值表达式

$$I_{rrm} = K_f \cdot I_F = K_f \cdot I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \quad (2.6)$$

反向恢复时间也与正向电流及其下降率有关。参考器件手册,反向恢复时间 $t_{rr} = 50nS$ 。二极管的关断损耗功率表达式

$$P_{fd_sw} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} 0.5K_c \cdot I_{rrm} \cdot V_o \cdot \frac{t_{rr}}{2T_s} \cdot dt \quad (2.7)$$

其中 $K_c = 0.72$ 是 40 时反向恢复电流的温度系数。

(5) MOSFET 导通损耗

电感电流工作在连续状态,在一个开关周期内,开关管导通时间是 $D(t)T_s$ 。开关管的导通损耗功率表达式:

$$P_{mos_con} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} (I_{in,pk} \cdot \sin \omega_L t)^2 \cdot R_{ds(on)} \cdot D(t) dt \quad (2.8)$$

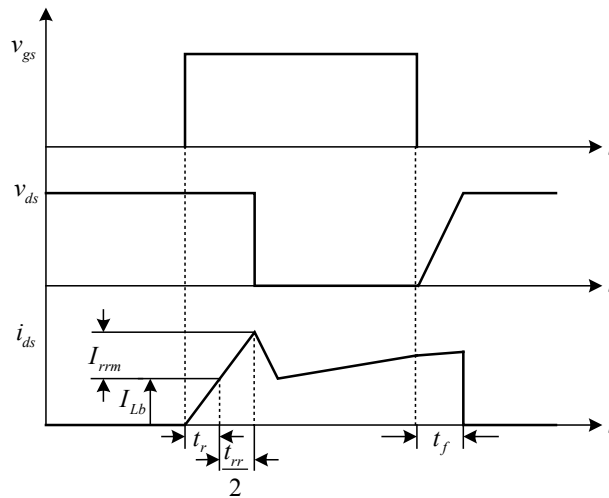


图 2.3 MOSFET 开通和关断瞬间电压电流波形

(6) MOSFET 开关损耗

开关管开通时，首先漏极电流从零上升到电感电流，然后漏源电压从输出电压下降到零，如图 2.3 所示。这段时间称为开关管的开通时间 t_r ，电压电流交叠导致的损耗称为开关管的开通损耗。开关管的开通损耗功率表达式：

$$P_{mos_turn-on} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} \frac{1}{2} |I_{in,pk} \cdot \sin \omega_L t| \cdot V_o \cdot \frac{t_r}{T_s} dt \quad (2.9)$$

开关管开通时，快恢复二极管关断产生的反向恢复电流通过开关管形成回路。漏极电流从电感电流上升到电感电流加上反向恢复电流的峰值，然后漏源电压从输出电压下降到零。对应的时间为反向恢复时间的一半 $t_{rr}/2$ ，电压电流交叠导致的损耗称为反向恢复电流引起的开关管开通损耗。开关管总的开通损耗功率表达式：

$$P_{mos_turn-on_rr} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} \frac{1}{2} (|I_{in,pk} \cdot \sin \omega_L t| + I_{rrm}) \cdot V_o \cdot \frac{\left(\frac{t_{rr}}{2} + t_r\right)}{T_s} dt \quad (2.10)$$

开关管关断时，首先漏源电压从零上升到输出电压，然后漏极电流从电感电流下降到零，如图 2.3 所示。这段时间称为开关管的关断时间 t_f ，电压电流交叠导致的损耗称为开关管的关断损耗。开关管的关断损耗功率表达式：

$$P_{mos_turn-off} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} \frac{1}{2} |I_{in,pk} \cdot \sin \omega_L t| \cdot V_o \cdot \frac{t_f}{T_s} dt \quad (2.11)$$

Boost PFC 变换器功率器件的总损耗是

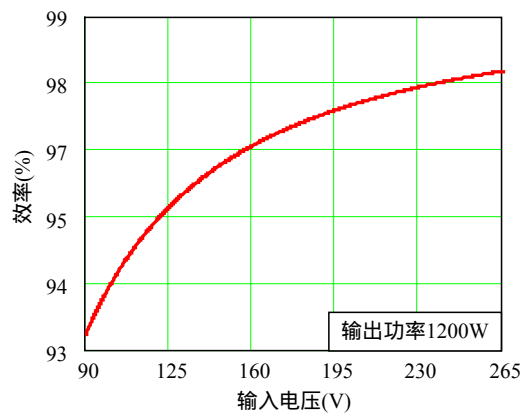


图 2.4 Boost PFC 变换器效率曲线

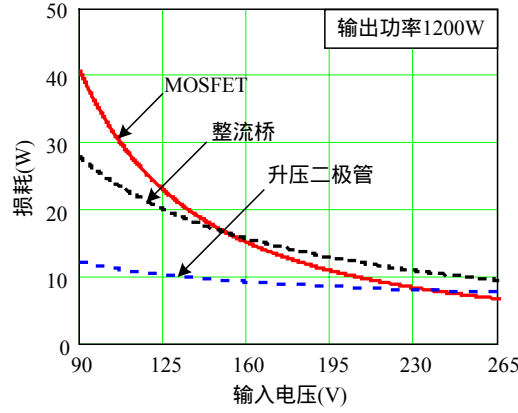


图 2.5 Boost PFC 变换器损耗分布

$$P_{loss} = 4 \cdot P_{rd} + 2(P_{fd} + P_{fd_sw}) + 2(P_{mos_con} + P_{mos_turn-on_rr} + P_{mos_turn-off}) \quad (2.12)$$

利用以上表达式,可以计算出功率器件的损耗和变换器的效率。图 2.4 是输出 1200W 时计算的效率随输入电压变化的曲线,可以看到,宽输入电压范围时,Boost PFC 变换器在低压输入端的效率最低。图 2.5 是 1200W 输出时功率器件的损耗分布,可见,整流桥和开关管的损耗占主要部分。

2.1.2 无整流桥的 Boost 变换器的拓扑分析

为了减小整流桥二极管的损耗,可以用开关管代替整流二极管,其拓扑变

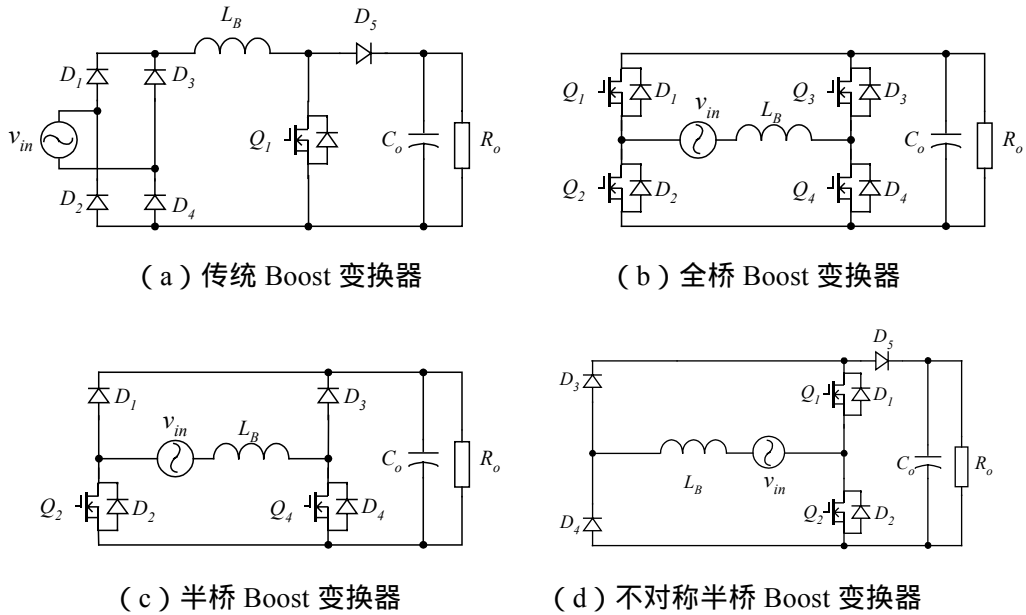


图 2.6 桥式 Boost PFC 变换器

化种类繁多，本文统称为无整流桥的 Boost 变换器。

首先介绍桥式 Boost PFC 变换器^{[60]~[68]}。图 2.6(a) 是传统的单相 Boost PFC 变换器，如果将滤波电感放在整流桥的前面，即交流侧电感。然后用开关管代替 4 只整流二极管，去除原来的开关管和升压二极管，就演变成全桥 Boost 变换器，如图 2.6(b) 所示。该变换器特点是能量可以双向流动，没有整流桥的导通损耗，效率高。缺点是开关管数量多，成本高，控制复杂。

在全桥 Boost PFC 变换器中，上管 Q_1 和 Q_3 的电流都是反向流动。如果不加驱动信号，电流将通过其体二极管续流。因此，可以用快恢复二极管代替开关管，就是图 2.6(c) 所示的半桥式 Boost 变换器。该变换器减小了整流桥的导通损耗，开关管个数小于全桥变换器。如果其中一个桥臂使用二极管，另外一个桥臂使用开关管，就得到图 2.6(d) 所示的不对称半桥 Boost 变换器^{[69]~[72]}。 D_5 是一只快恢复二极管，作用是减小开关管的体二极管反向恢复时间。与半桥式变换器相比，该变换器在每个开关周期都是通过开关管的体二极管和快恢复二极管续流。

下面以半桥式 Boost PFC 变换器为例，说明其控制方式。假设输入电压右正左负， Q_4 导通时，输入电压加在电感两端，电感通过 Q_4 和 D_2 储能，如图 2.7(a) 所示。 Q_4 截止时，电感通过 D_2 和快恢复二极管 D_3 续流，如图 2.7(b) 所示。在一个开关周期内，始终只有两个功率器件串联在主功率回路中。而传统的 Boost PFC 变换器，在一个开关周期内始终有三个功率器件串联在主功率回路中。因此，半桥式 Boost 变换器可以减小功率器件的导通损耗。

下面计算半桥式 Boost PFC 变换器的损耗分布，电路工作条件和使用的功率器件与上节 Boost 变换器相同，见表 2.1 和表 2.2。

因为电感电流连续，在每半个工频周期内，始终有一只开关管的体二极管导通。流过每个体二极管的电流是正弦变化的，并且与输入电压是同相位的。

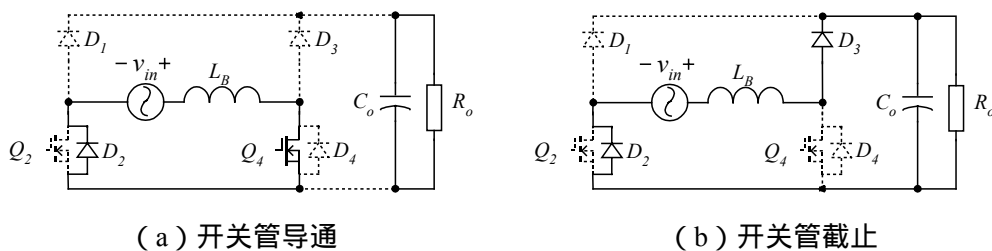


图 2.7 半桥式 Boost 变换器正半周工作原理

每个体二极管的导通损耗是

$$P_{rd_HB} = \frac{1}{T} \int_0^{0.5T} I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \cdot V_{f_mos} dt \quad (2.13)$$

其中 V_{f_mos} 是体二极管的正向压降。

在每半个工频周期内，只有一只开关管 Q_2 或者 Q_4 高频工作，开关管的电流平均值是周期变化的。每只开关管工作状态与传统 Boost PFC 的开关管相同，因此开关管的导通损耗表达式同式 (2.8)，开通损耗和关断损耗表达式分别同式 (2.9) 和 (2.11)

在每半个工频周期内，只有一个快恢复二极管 D_1 或者 D_3 高频工作，每只快恢复二极管工作状态与传统 Boost PFC 的快恢复二极管相同，每只快恢复二极管导通损耗和开关损耗分别同式 (2.4) 和式 (2.7)

根据以上分析，半桥式 Boost PFC 变换器的总损耗是

$$P_{loss_HB} = 2P_{rd_HB} + 2(P_{fd} + P_{fd_sw}) + 2(P_{mos_con} + P_{mos_turn-on_rr} + P_{mos_turn-off}) \quad (2.14)$$

具体的计算结果放在后面，与其他拓扑的损耗对比。

下面分析不对称半桥 Boost PFC 变换器的工作原理。假设输入电压右正左负， Q_2 导通时，输入电压加在电感两端，电感通过 Q_2 和 D_4 储能，如图 2.8 (a) 所示。此时有两个功率器件串联在主功率回路。 Q_2 关断时，电感通过整流二极管 D_4 、 Q_1 的体二极管 D_1 和快恢复二极管 D_5 续流，如图 2.8 (b) 所示。此时，有三个功率器件串联在主功率回路。二极管 D_1 、 D_2 均工作在高频开关状态，而 MOSFET 的体二极管反向恢复特性很差，因此需要串联快恢复二极管 D_5 减小其反向恢复时间。

下面计算不对称半桥 Boost PFC 变换器的损耗分布，电路工作条件和使用

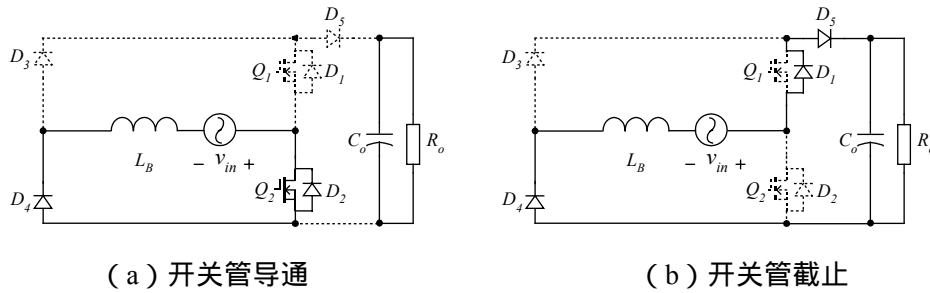


图 2.8 不对称半桥 Boost 变换器正半周工作原理

的功率器件与上节 Boost 变换器相同，见表 2.1 和表 2.2。

电感电流连续，在每半个工频周期内，始终有一只二极管 D_3 或者 D_4 导通，因此可以使用普通的整流二极管。每只整流二极管的工作状态与传统 Boost PFC 的相同，其导通损耗同式 (2.3)。

在每半个工频周期内，只有一个开关管 Q_1 或者 Q_4 高频工作，开关管的电流平均值是周期变化的。每只开关管工作状态与传统 Boost PFC 的开关管相同，因此开关管的导通损耗同式 (2.8)，开通损耗和关断损耗分别同式 (2.9) 和 (2.11)。

在每半个工频周期内，只有一个体二极管 D_1 或者 D_2 高频工作，其导通时间是 $[1-D(t)]T_s$ 。二极管 D_1 或者 D_2 的导通损耗是

$$P_{bd_AHB} = \frac{1}{T} \int_0^{0.5T} I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \cdot V_{f_mos} \cdot [1-D(t)] dt \quad (2.15)$$

在每个工频周期内，快恢复二极管 D_5 高频工作。 D_5 与传统 Boost 变换器升压二极管的作用相同，因此快恢复二极管 D_5 的导通损耗同式 (2.8)，开通损耗和关断损耗分别同式 (2.9) 和 (2.11)。

不对称半桥 Boost PFC 变换器的总损耗是

$$P_{loss_AHB} = 2P_{rd} + 2(P_{fd} + P_{fd_sw}) + 2(P_{mos_con} + P_{mos_turn-on_rr} + P_{mos_turn-off}) + 2P_{bd_AHB} \quad (2.16)$$

利用以上等式，可以计算出功率器件的损耗和效率。图 2.9 是输出 1200W 时，三种变换器计算的效率随输入电压变化的曲线。半桥式 Boost 和不对称半

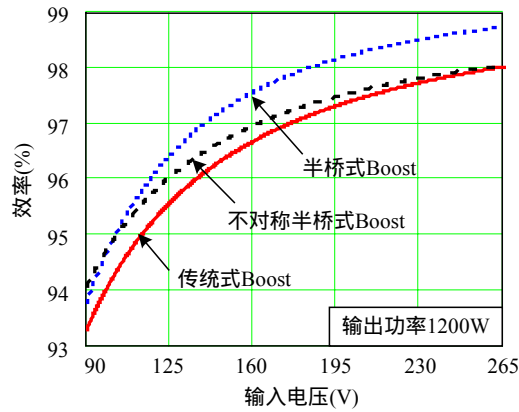


图 2.9 三种 Boost 变换器计算效率对比

桥 Boost 变换器因为没有输入整流桥，低压输入时其效率高于传统 Boost 变换器的。半桥式 Boost 变换器由于串联在主功率回路的功率器件最少，所以导通损耗最小，在整个输入电压范围内效率最高。

开关管导通时，不对称半桥 Boost 变换器有两个功率器件串联在主回路中，传统 Boost 变换器有三个。在输入低压端，开关管导通时，主回路中电流有效值较大，不对称半桥 Boost 变换器功率器件的导通损耗低于传统 Boost 变换器，因此其效率较高。开关管截止时，不对称半桥 Boost 变换器和传统 Boost 变换器都是有三个功率器件串联在主回路中。在输入高压端，开关管截止时，主回路中电流有效值较大，不对称半桥 Boost 变换器功率器件的导通损耗与传统 Boost 变换器基本相同，因此其效率均低于半桥式 Boost 变换器。

以上是从功率器件导通损耗的角度，分析了三种 Boost 变换器的效率曲线，实际上开关管和二极管的开关损耗也不容忽视。开关管使用 MOSFET，如果能实现零电压开通，就可以减小其寄生电容引起的开通损耗。输出二极管使用快恢复二极管，如果能够实现零电流关断，就可以减小反向恢复电流引起的二极管关断损耗。许多研究都是针对以上两点展开的，可以统称为 Boost 变换器的软开关技术。而 DC-DC Boost 变换器的软开关技术基本上都可以应用在 Boost PFC 变换器上，因此本文对此不再详细叙述。

2.1.3 无整流桥的 Boost 变换器的共模干扰

前面介绍了两种无整流桥的 Boost PFC 变换器。其优点是，应用在宽输入电压范围时，可以提高低压输入时的效率。其缺点是，这类拓扑的共模噪声大，需要较大尺寸的滤波器^[73]。下面以传统 Boost 变换器和半桥式 Boost 变换器为例，说明其共模噪声的不同。

现代开关电源一般工作在高频开关状态，主电路中大的电压变化律和电流变化律导致大量的电磁干扰（Electro-magnetic Interference, EMI）。这些干扰信号将通过辐射和传导的方式向外部扩散，对电网和其他用电设备产生不良影响。传导干扰又分为差模干扰和共模干扰。共模干扰是由于载流导体与大地之间的电位差产生的，其特点是两条线上的杂讯电压是同电位同向的；而差模干扰则是由于载流导体之间的电位差产生的，其特点是两条线上的杂讯电压是同电位反向的。通常，线路上干扰电压的这两种分量是同时存在的。

开关电源所产生的差模干扰容易分析，下面以传统的 Boost 变换器和半桥

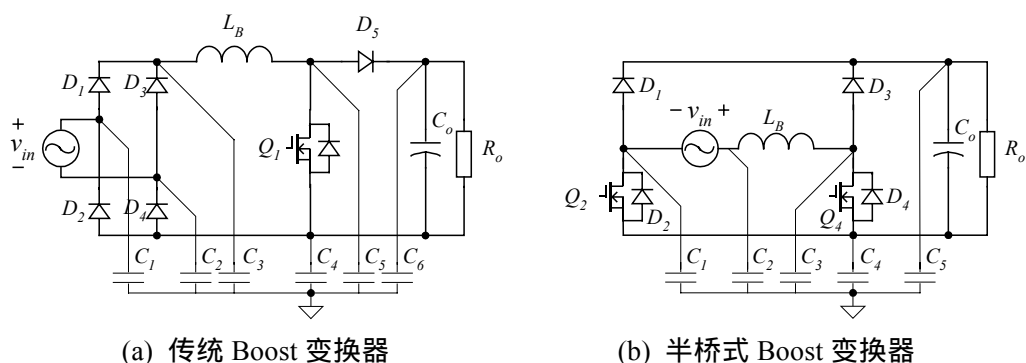


图 2.10 杂散电容分布图

式 Boost 变换器为例,说明其共模干扰的产生机理。开关电源中,功率器件(开关管和二极管)一般安装在散热器上,而散热器是与机壳和大地相连的,因此功率器件和大地之间就存在杂散电容。当开关管高频动作时,各功率器件对大地的电位是有规律变化的。杂散电容上电压的变化产生的电流都流入大地,这就是所谓的共模干扰。

为了简化说明杂散电容的分布,图 2.10 给出的是各电气节点对大地的杂散电容。定义输入电压如图示极性时为正半周,反之是负半周。

正半周工作时,图 2.10 (a) 中 C_1 和 C_3 的电位相等, C_2 和 C_4 的电位相等,它们之间的电压差就是输入电压。 C_6 和 C_4 的电压差就是输出电压。电磁兼容标准规定的共模干扰信号的频率是从 150kHz 开始,输出电压和输入电压的频率远低于共模干扰的频率,因此电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_6 所产生的干扰信号可以忽略不计。电容 C_5 电压随开关管 Q_1 的动作变化,其变化频率等于开关频率。因此,共模干扰主要是由 C_5 对地的电压变化引起的。

正半周工作时,图 2.10 (b) 的共模干扰与 (a) 类似。电容 C_3 电压随开关管 Q_1 的动作变化,其变化频率等于开关频率。因此,共模干扰主要是由 C_3 对地的电压变化引起的。

负半周工作时,图 2.10 (a) 中 C_1 和 C_4 的电位相等, C_2 和 C_3 的电位相等,它们之间的电压差就是输入电压。 C_6 和 C_4 的电压差就是输出电压。电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 、 C_6 可以等效为一个电容 C_{equo} 。电容 C_5 电压随开关管 Q_1 的动作变化,其变化频率等于开关频率。因此,共模干扰主要是由 C_5 对地的电压变化引起的,这与其正半周相同。

负半周工作时,图 2.10 (b) 中 C_3 和 C_4 的电位相等。 C_5 和 C_4 的电压差就

是输出电压。输入电压的频率远低于共模干扰的频率，电容 C_3 、 C_4 、 C_5 可以等效为一个电容 C_{equ} 。电容 C_1 和 C_2 电压随开关管 Q_2 的动作变化，其变化频率等于开关频率。此时，共模干扰主要是由 C_1 和 C_2 对地的电压变化引起的。

从上面的分析可以看出，正半周工作时，半桥式 Boost 变换器的共模干扰与传统 Boost 变换器相同。但是，负半周工作时，半桥式 Boost 变换器多了一个杂散电容高频工作，其共模干扰大于传统 Boost 变换器。

为了抑制半桥式 Boost 变换器的共模干扰，在输入端的 EMI 滤波器需要加大共模电感量。而较大的共模电感会增加线圈的导通损耗和磁芯的铁损，相应的会降低整个变换器的转换效率。不对称半桥 Boost 变换器无论在正负半周工作时，均有三个寄生电容的对地电位高频变化，其共模干扰信号更大。所以无整流桥式的 Boost 变换器均存在共模干扰信号大的问题，影响了它的应用。

2.2 变输出电压的 Boost PFC 变换器

为了减小 Boost 型 PFC 变换器开关管的损耗，本章提出一种变输出电压 (Variable Output Voltage Boost, VVB) 的控制方式。PFC 级的输出电压跟随输入电压的改变而变化。当输入电压是 90V 时，输出电压被控制在 200V 左右，随着输入电压的增加，输出电压也线性增加。输入电压达到最大值 265V 时，输出电压控制在 400V。与输出电压恒定 (Constant Output Voltage Boost, CVB) 的 Boost 型 PFC 变换器相比，输入电压低时，根据 Boost 变换器的输入输出关系，VVB 控制方式下开关管的导通时间变小，因此开关管的电流有效值减小，可以降低其导通损耗。开关管的截止电压（等于输出电压）变小，也降低了它的开通损耗。与此同时还可以减小电感电流的脉动。

2.2.1 损耗分析

为了明确 Boost PFC 电路各点的损耗分布，首先根据各个功率器件的电压电流关系计算其损耗。电路工作条件及器件参数表 2.1 和表 2.2：

当输入电压从 90V 至 265V 变化时，对应的输出电压从 200V 到 400V 线性增加，如图 2.11 所示。输出电压随输入电压有效值变化的表达式是

$$V_o(V_{in}) = 1.14V_{in} + 97 \quad (2.17)$$

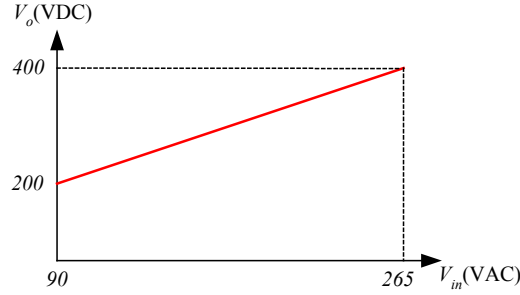


图 2.11 输出电压与输入电压的关系

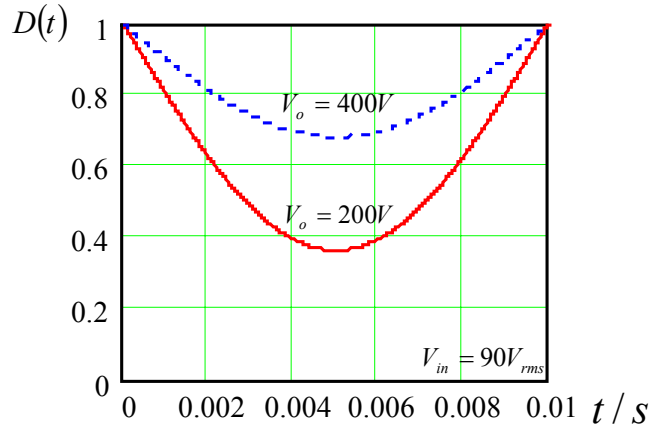


图 2.12 不同输出电压对应的占空比

根据上式和式 (2.1) (2.2), 可以计算出半个工频周期内, 不同输出电压下, 占空比随时间变化的曲线, 如图 2.12 所示。可见在低压输入端, 降低输出电压可以减小开关管的平均占空比。

VVB 控制策略下, Boost 变换器功率器件的损耗分析方法与 2.1.1 节相似。将式 (2.16) 替换 2.1.1 节公式中的 V_o , 就得到 VVB 的总损耗是

$$P_{loss_VVB}(V_{in}) = 4 \cdot P_{rd} + 2[P_{fd}(V_{in}) + P_{fd_sw}(V_{in})] + 2[P_{mos_con}(V_{in}) + P_{mos_turn-on_rr}(V_{in}) + P_{mos_turn-off}(V_{in})] \quad (2.18)$$

SiC 二极管是单极性的, 关断时不存在反向恢复过程, 没有反向恢复电流, 因此可以减小二极管的关断损耗和 MOSFET 的开通损耗。使用 SiC 二极管代替快恢复二极管后, Boost 变换器的总损耗是

$$P_{loss_SiC} = 4 \cdot P_{rd} + 2P_{SiC} + 2(P_{mos_con} + P_{mos_turn-on} + P_{mos_turn-off}) \quad (2.19)$$

其中 SiC 二极管的导通损耗是

$$P_{SiC} = \frac{1}{T_{line}} \int_0^{0.5T_{line}} I_{in,pk} \cdot |\sin \omega_L t| \cdot V_{f_SiC} \cdot [1 - D(t)] dt \quad (2.20)$$

根据以上公式，利用数学计算工具 MATHCAD 可以画出图 2.13 至图 2.15。图 2.13 是 90V 输入时，CVB 和 VVB 的损耗分布对比。可以看出，两种控制方式下，整流二极管的电流不变，因此其导通损耗不变。VVB 控制策略下，MOSFET 的导通损耗可以减小 10.6W。同时开关管的截止电压降低到 CVB 的一半，因此其开关损耗可以减小 11.5W。因为输出二极管的导通时间增加，其

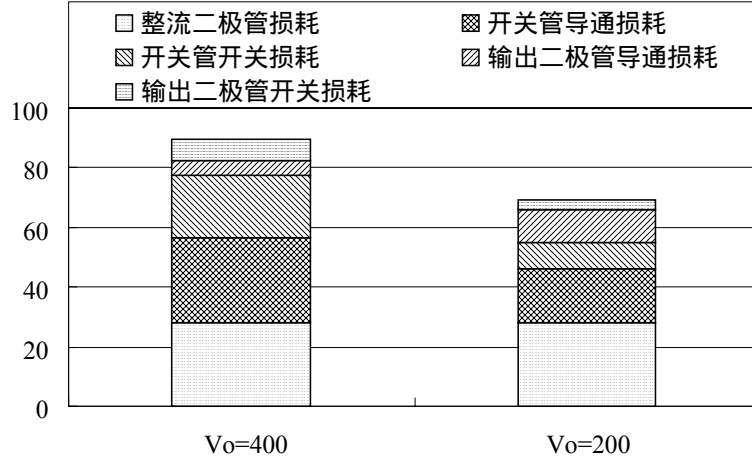


图 2.13 不同输出电压对应的损耗分布

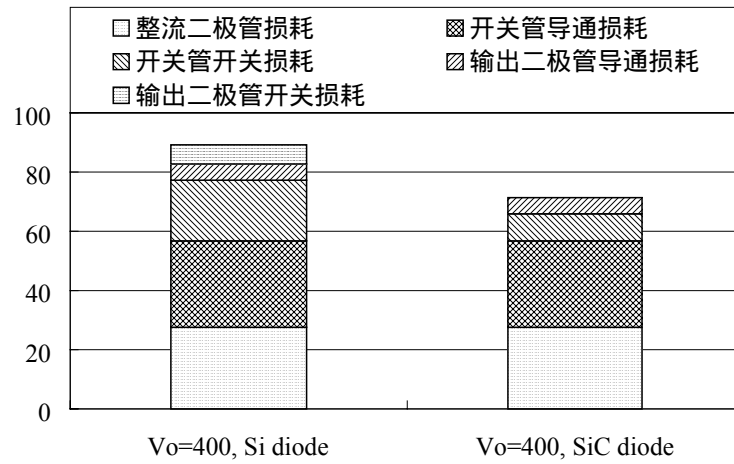


图 2.14 不同输出二极管对应的损耗分布

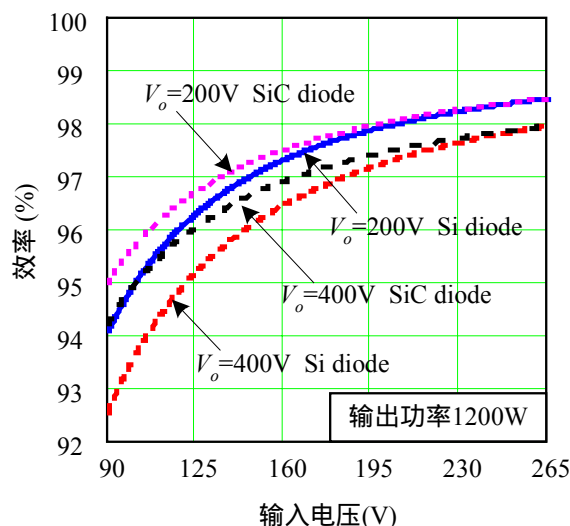


图 2.15 计算的效率曲线

导通损耗增加 5.3W，但是其开关损耗可以减小 3.4W。整个变换器有源器件的损耗可以减小 20.2W。

图 2.14 是输入 90V 输出 400V 时，输出二极管分别使用快恢复二极管和 SiC 二极管时变换器的损耗分布。两种控制策略下整流桥和开关管的导通损耗不变。SiC 二极管没有反向恢复电流，因此开关管的开通损耗可以减小 11.3W，二极管的关断损耗不存在。

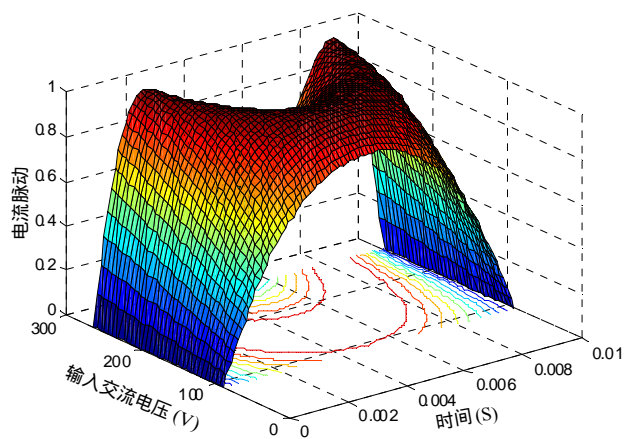
图 2.15 是考虑变换器有源器件损耗后计算得到的效率曲线，可见采用 VVB 控制后，在低压输入时可以将 PFC 级的效率提高 1.4%，同时用 SiC 二极管代替快恢复二极管，可以进一步将效率提高 0.8%。

2.2.2 电感电流纹波

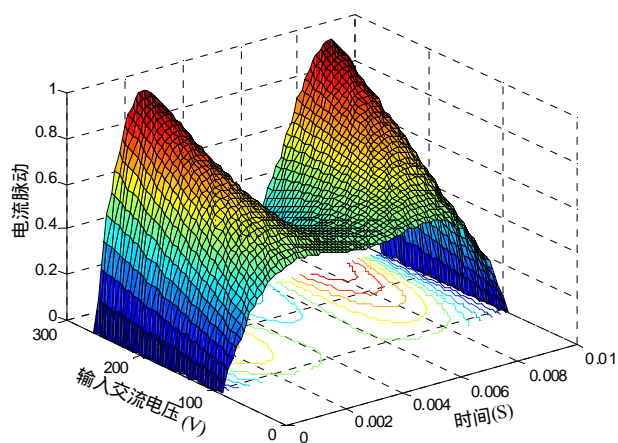
根据式(2.1)和(2.2)，得到电感电流纹波表达式：

$$\Delta I_{Lf}(t) = \frac{V_{g,pk} |\sin \omega_L t|}{L_b} \left(1 - \frac{V_{g,pk} |\sin \omega_L t|}{V_o} \right) T_s \quad (2.21)$$

给定 $L_b=180\mu\text{H}$ ，根据式(2.21)可以计算出电感电流脉动的最大值 5.4A，并以此为基础画出图 2.16 所示的标么值曲线。低压输入时，一个工频周期内 VVB 方案的电感电流纹波明显低于 CVB。因此 MOSFET 和二极管的电流有效值也可以减小，进一步降低其导通损耗。



(a) CVB 方案



(b) VVB 方案

图 2.16 Boost 电感电流纹波

2.3 主电路设计

本节给出 Boost PFC 变换器详细的主电路设计，主电路如 2.17 所示。设计指标如下：

- 输入电压范围：90-265VAC

- 输出功率：1200W
- 输出电压：200-400VDC
- 输入电压频率：50Hz
- 开关频率：100kHz

2.3.1 电感设计

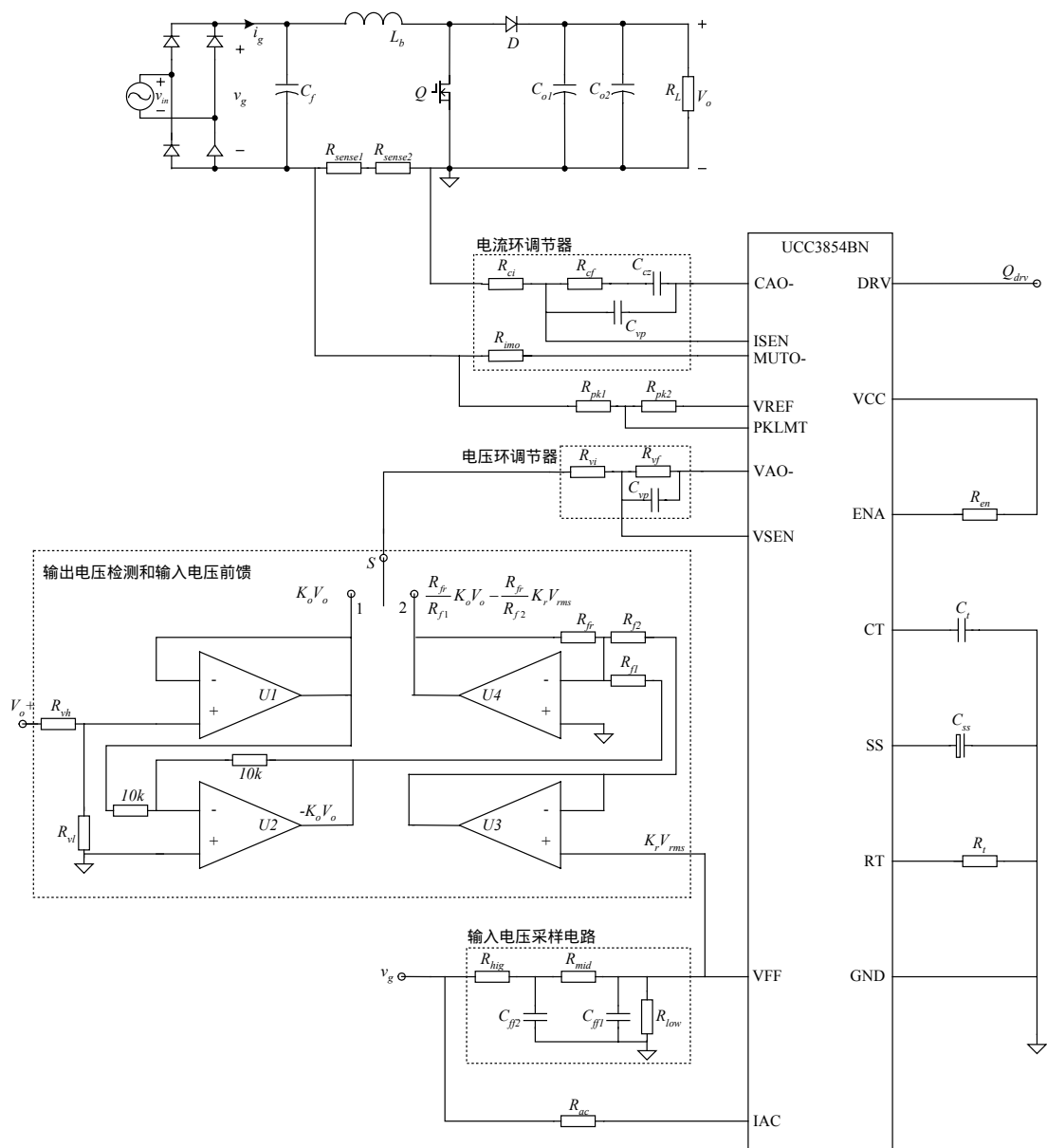


图 2.17 主电路和控制电路原理图

电感量决定了输入的高频纹波电流。因此其值由电流纹波的大小决定。首先计算输入最大峰值电流

$$I_{in_pk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{V_{in_rms_min}} = 18.85(A) \quad (2.22)$$

对式(2.21)求最大值,则当占空比 $D=0.5$, 即 $V_{in}=200V$ 时, 电感电流脉动最大。取电感电流最大脉动是其峰值的 30%, $I_L=5.65A$ 。计算所需的电感量是

$$L_{b_min} = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta I_L} = 177(\mu H) \quad (2.23)$$

实际取 $L_b=180\mu H$ 。

电感绕制: 选择新康达磁芯 EE55B, 有效导磁面积 $A_e=422mm^2$ 。初选气隙 $\delta=2mm$, 根据下面公式计算电感匝数

$$N_{Lb} = \sqrt{\frac{L_b \cdot \delta}{\mu_0 \cdot A_e}} = 26.06 \quad (2.24)$$

实际取 $N_{Lb}=26$, 其中 $\mu_0=4\pi \times 10^{-7}$ 是真空磁导率。

计算实际气隙是

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_{Lb}^2}{L_b} = 1.99(mm) \quad (2.25)$$

此时最高工作磁密是

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \times N_{Lb} \times I_{in_pk_max}}{\delta} = 0.328(T) \quad (2.26)$$

最高工作磁密小于该磁芯的饱和点, 可以使用。

最大电流有效值 $I_{in_rms_max}=13.3A$, 取电流密度 $J=3.5A/mm^2$, 要求的最小导电面积是

$$S_{cu} = \frac{I_{in_rms_max}}{J} = \frac{P_o}{V_{in_rms_min} \cdot J} = 3.8(mm^2) \quad (2.27)$$

选用的铜皮厚 $Th=0.2mm$, 宽 $L=30mm$, 则截面积 $S=6mm^2$, 大于要求的导电面积, 可以使用。铜皮总厚度是 $H=0.2 \times 26=5.2mm$, 磁芯的窗口宽度是 $10.25mm$, 可以计算出填充系数是 0.51 , 因此铜皮能够绕下。

2.3.2 输出电容选择

输出电容决定了输出电压纹波，这里主要考虑由于瞬时输入输出功率不平衡导致的 2 倍工频的纹波。设计最大输出电压纹波的峰峰值是 $V_{opk}=20V$ ，则要求的电容容量是

$$C_o = \frac{P_o}{\pi \times f_{line} \times V_{opk} \times V_{o_min}} = 1910(\mu F) \quad (2.28)$$

其中 $V_{o_min}=200V$ 。实际选用 3 个 $680\mu F/450V$ 的电解电容并联。

2.3.3 主功率开关管的选择

开关管电流平均值在半个工频周期内是正弦变化的，因此其电流有效值是半个工频周期内的积分。开关管电流应力是

$$I_{mos_rms_max} = \sqrt{\frac{1}{0.5T_{line}} \cdot \int_0^{0.5T_{line}} (I_{in_pk} \cdot \sin(\omega_L t))^2 \cdot D(t) dt} = 11.991(A) \quad (2.29)$$

开关管电压应力就是最大输出电压 $V_{o_max} = 400V$ 。考虑一定的余量，选择 IXYS 公司的 IXKR40N60C(38A/600V)。

2.3.4 输出二极管的选择

与开关管相似，快恢复二极管电流应力是

$$I_{fd_rms_max} = \sqrt{\frac{1}{0.5T_{line}} \cdot \int_0^{0.5T_{line}} (I_{in_pk} \cdot \sin(\omega_L t))^2 \cdot (1 - D(t)) dt} = 10.315(A) \quad (2.30)$$

二极管电压应力也是最大输出电压 $V_{o_max} = 400V$ 。快恢复二极管选择 IXYS 公司的 DSEI30-06(37A/600V)，反向恢复时间 $t_{rr}=35ns$ 。SiC 二极管选择 Infineon 公司的 SDT12S60(12A/600V)。

2.3.5 整流桥的选择

在一个交流周期内流经整流桥一个二极管的电流是半波正弦输入电流，因此其电流应力是

$$I_{rd_rms_max} = \frac{P_o}{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_min}} = 9.43(A) \quad (2.31)$$

电压应力是输入电压的最大峰值 $V_{rd}=375V$ 。选择 KBPC1506(15A/600V)。

2.4 控制电路设计

控制芯片使用 TI 公司的 UC3854BN，该芯片适用于平均电流控制的 Boost PFC 变换器，可以取得很高的功率因数。该芯片采样整流后的输入电压瞬时值，乘以电压环的输出，作为电流环的参考信号。控制电感电流的平均值，使其跟踪输入电压瞬时值，获得高功率因数，因此该芯片的设计关键是乘法器电路。为了实现输出电压跟随输入电压变化，在输出电压反馈环中引入采样的输入电压，该部分电路的设计在闭环设计中详细介绍。

2.4.1 乘法器电路计算

2.4.1.1 输入电压采样电路

采样后输入电压的平方是乘法器的输入，其工作范围是 1.4-4.5V，具体的电路图见图 2.17 相应的部分。分压网络由三个电阻 R_{hig} , R_{mid} , R_{low} 和两个电容 C_{ff1} , C_{ff2} 构成二阶低通滤波器，其输出的直流电压正比于输入半波的平均值。而正弦半波的平均值是其有效值的 0.9 倍，在输入 $V_{in_min}=90V$ 时，设计前馈电压 $V_{ff}=1.5V$ ，分压比例是

$$K_r = \frac{V_{ff}}{0.9 \cdot V_{in_rms_min}} = 0.019 \quad (2.32)$$

选取分压电阻 $R_{low}=20K$ ，则总阻值是

$$R_{total} = \frac{R_{low}}{K_r} = 1080(k\Omega) \quad (2.33)$$

选取 $R_{mid}=100k$ ，则 $R_{hig}=910k$ 。为减小前馈电压的二次纹波对 THD 的影响，滤波器的截止频率 $f_{c_vrms}=15Hz^{[74]}$ ，因此

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_vrms} \cdot R_{low}} = 0.5(\mu F) \quad (2.34)$$

$$R_{eq} = \frac{R_{hig} \cdot (R_{mid} + R_{low})}{R_{total}} = 106(k\Omega) \quad (2.35)$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{c_vrms} \cdot R_{eq}} = 0.1(\mu F) \quad (2.36)$$

实际取 $C_{ff1}=1\mu F$, $C_{ff2}=0.1\mu F$ 。

2.4.1.2 瞬时电压检测电阻

瞬时电压经电阻采样后得到的电流信号作为乘法器的输入。其最大值不能超过 0.6mA , 因此输入 $V_{in_max}=265V$, 设计瞬时电流 $I_{ac}=0.3mA$ 。则

$$R_{ac} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in_rms_max}}{I_{ac}} = 1249(k\Omega) \quad (2.37)$$

使用两个 620k 的电阻串联。

2.4.1.3 电流检测电阻

输入电流峰值 $I_{in_pk}=18.8A$, 保证最大检测电压在 0.3V 左右 , 因此电流检测电阻

$$R_{sense} = \frac{V_{pk_isense}}{I_{in_pk}} = 0.016(\Omega) \quad (2.38)$$

$$P_{loss_Rsense} = I_{in_rms_max}^2 \cdot R_{sense} = 2.8(W) \quad (2.39)$$

使用两个 10m , 2W 的电阻串联。

2.4.1.4 限制电流峰值电阻

当瞬时电流大于最大值时 , 令 UC3854BN 的 2 脚 PKLIM 电位低于零 , 芯片输出关断 , 限流点由参考电压到电流检测电阻之间的分压器设置。输入电流最大值 $I_{in_pk_ovld}=22A$, UC3854BN 参考电压 $V_{ref}=7.5V$, 取 $R_{pk1}=30k$, 则

$$R_{pk2} = \frac{I_{in_pk_ovld} \cdot R_{sense} \cdot R_{pk1}}{V_{ref}} = 1.76(k\Omega) \quad (2.40)$$

实际选用 1.8k 的电阻。

2.4.1.5 乘法器输出电阻

在输入低压时 , 电压误差放大器输出最大电压 6V 作为乘法器的输入之一。此时另两个输入量分别是 , 前馈电压 $V_{ff}=1.5V$, $I_{ac_lowline}=103\mu A$ 。乘法器的输出

是电流源,应保证其输出电阻上的最大压降等于电流检测电阻两端的峰值电压。因此乘法器输出电阻是

$$R_{imo} = \frac{V_{pk_isense} \cdot V_{ff}^2}{I_{ac_lowline} \cdot (6-1.5)} = 1.83(k\Omega) \quad (2.41)$$

实际选用 1.8k 的电阻。

2.4.1.6 计算 R_t 和 C_t

A. 计算 R_t

乘法器最大输出电流应小于 $3.75/R_t$, 所以选择 $R_t=30k$ 。

B. 计算 C_t :

根据 $C_t=1.25/R_t \cdot f_s$, 计算出 $C_t=420pF$ 。

2.4.2 闭环设计

控制电路采用电压电流双闭环。电压外环保证输出电压跟随输入电压的平均值变化,同时对不同的输出功率保持稳定。电流内环保证电感电流跟踪输入电压的瞬时值,取得高功率因数。

2.4.2.1 电流环设计

图 2.18 是 Boost PFC 变换器的电流环控制框图。电感电流即整流后的输入电流 $\hat{i}_g(s)$ 经过采样电阻后得到电压信号 $\hat{v}_{ig}(s)$, 与电流参考信号比较后得到误差信号 $\hat{v}_{error}(s)$, 作为电流误差放大器的输入信号,其输出信号 $\hat{v}_{ccomp}(s)$ 再与锯齿波比较,得到 PWM 信号 $\hat{d}(s)$, 控制开关管的占空比,形成电流闭环负反馈控制。图中各个环节的放大倍数如下,

$$G_{c2}(s) = \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_{ccomp}(s)} = \frac{1}{V_{se}} \quad (2.42)$$

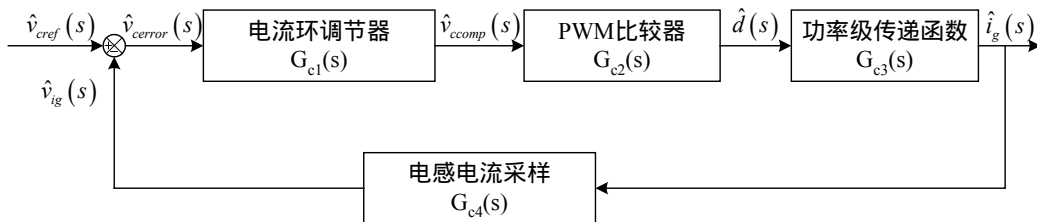


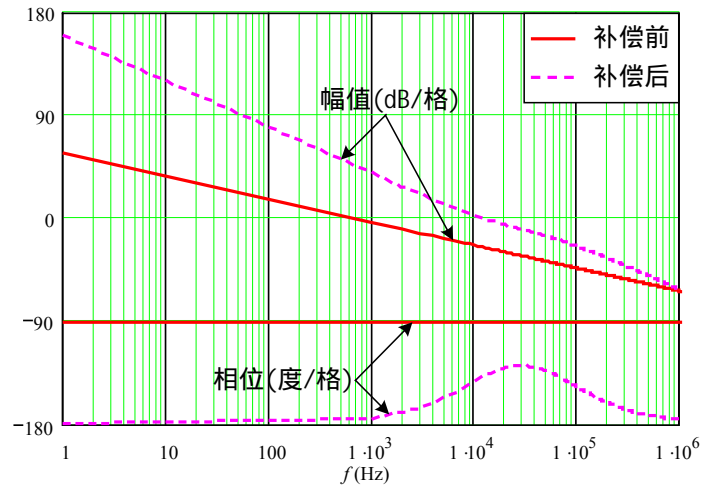
图 2.18 Boost PFC 变换器的电流环控制框图

$$G_{c3}(s) = \frac{\hat{i}_g(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_b} \quad (2.43)$$

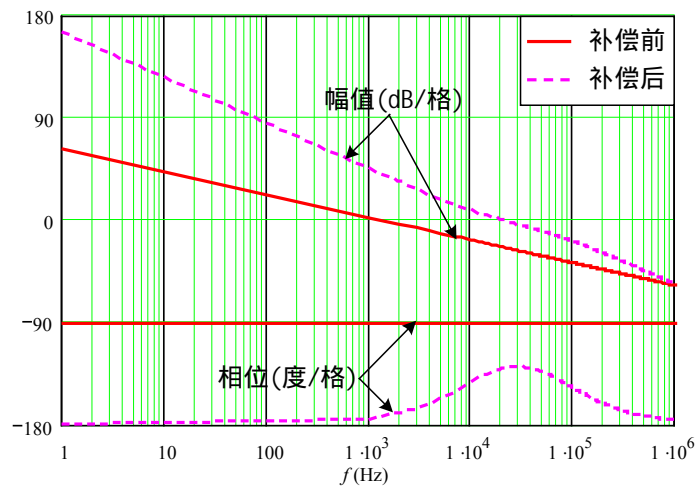
$$G_{c4}(s) = \frac{\hat{v}_{ig}(s)}{\hat{i}_g(s)} = R_{sense} \quad (2.44)$$

$$T_{cu}(s) = G_{c2}(s) \cdot G_{c3}(s) \cdot G_{c4}(s) = \frac{V_o \cdot R_{sense}}{V_{se} \cdot s \cdot L_b} \quad (2.45)$$

其中 V_{se} 是锯齿波的峰峰值，功率级的小信号模型是个单极点系统^[75]。图 2.19



(a) $V_o=200V$



(b) $V_o=400V$

图 2.19 Boost PFC 变换器电流环补偿前后的幅频相频曲线

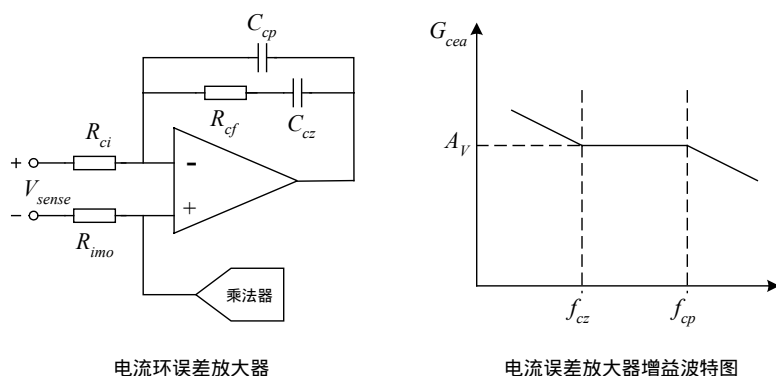


图 2.20 电流误差放大器示意图

给出了补偿前的开环传递函数 $T_{cu}(s)$ 的波特图，其截止频率是 678Hz。而整流后输入电压的频率是 100Hz，因此需要误差放大器提高其截止频率，保证电感电流可以跟踪输入电压的变化。

A. 放大器在截止频率的增益

开关频率为 100kHz，设计电流环截止频率 $f_c=10\text{kHz}$ ，这样的带宽足以跟踪输入电压的变化。在截止频率处放置一零点，保证有 45 度的相角余量。在 80kHz 处放置一极点，抑制开关噪声，补偿网络如图 2.20 所示。在截止频率处，补偿后的开环传递函数的放大倍数等于 1，所以此时补偿网络的放大倍数是

$$G_{cl}(s_c) = \frac{1}{T_{cu}(s_c)} \quad (2.46)$$

B. 反馈电阻

令 $R_{ci}=R_{imo}$ ，则 $R_{cf} = G_{cl}(s_c) \cdot R_{ci} = 26.5(k\Omega)$ ，实际使用 $R_{cf} = 27(k\Omega)$ 的电阻。

C. 电流环零点电容

零点电容

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi f_c R_{cf}} = 589(pF) \quad (2.47)$$

实际使用 560pF 的电容。

极点电容

$$C_{cp} = \frac{1}{2\pi f_p R_{cf}} = 74(pF) \quad (2.48)$$

实际使用 75pF 的电容。

图 2.19 给出了补偿后开环传递函数 $T_c(s)$ 的波特图。图 2.19(a) 中输出电压 200V 时，其截止频率是 12.4kHz，相角余量是 42.3 度。即保证了闭环有较快的动态响应和稳定性。图 2.19(b) 中输出电压 400V 时，其截止频率是 21kHz，相角余量是 49.8 度。根据式 (2.45)，开环传递函数正比于输出电压，所以在相同的补偿网络下，输出电压越高，截止频率越高。在截止频率附近，相角余量也是单调增加的。因此，只要按照低压输入的条件设计电流环，就可以保证在整个输入电压范围内有较快的动态响应速度和足够的相角余量。

2.4.2.2 电压环设计

图 2.21 是 Boost PFC 变换器的电压环控制框图。输出电压 $\hat{v}_{out}(s)$ 和整流后的输入电压 $\hat{v}_g(s)$ 分别采样后得到 $\hat{v}_{out,s}(s)$ 和 $\hat{v}_{vg,s}(s)$ ，这两个信号经过变电压控制电路，得到的电压环反馈信号 $\hat{v}_{yfb}(s)$ 与电压环参考信号 $\hat{v}_{vref}(s)$ 比较，经过电压误差放大器得到 $\hat{v}_{vcomp}(s)$ ，作为电流环的参考信号，通过控制输入电流的平均值来控制平均输入功率，从而保证输出电压的稳定。

A. 输出电压检测和输入电压前馈电路设计

输出电压检测和输入电压前馈的电路图见图 2.17 中的相应部分。当开关 S 拨到位置 1 时，采用的是 CVB 控制策略。当开关 S 拨到位置 2 时，采用的是 VVB 控制策略。

当开关 S 到位置 1 时，UC3854BN 内部电压误差放大器的基准信号是 3V，

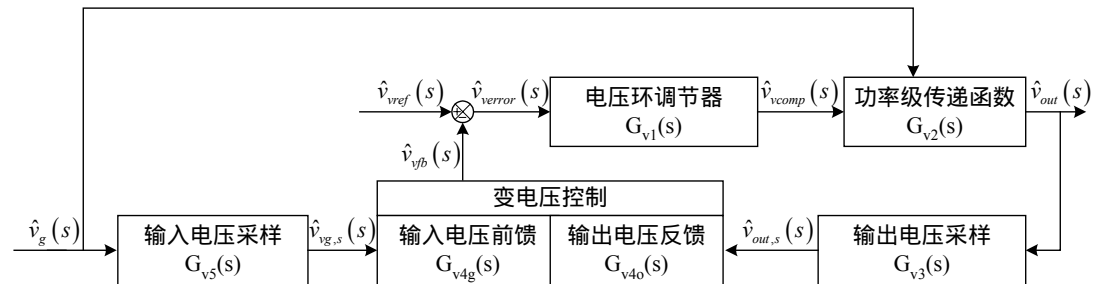


图 2.21 Boost PFC 变换器的电压环控制框图

为保证输出电压 $V_o=400V$ ，采样的输出电压应该是 $V_{sam}=3V$ 。因此可以计算出采样比例 $K_o=0.0075$ ，选择电阻 $R_{vh}=860K$ ，则 $R_{vl}=6.45K$ 。

当调节开关 S 到位置 2 时，输出电压将随输入电压线性变化，其线性关系满足式 (2.17)，根据此式设计电压前馈电路。在图 2.17 中，输出电压的采样信号 K_oV_o ，首先被运放 U_1 跟随，然后被运放 U_2 反相，得到 $-K_oV_o$ 。输入电压的信号可以直接使用 UC3854BN 的输入电压采样电路的输出信号 K_rV_g ，然后被运放 U_3 跟随。得到的这两个信号送入运放 U_4 进行加法运算，得到电压环的输入信号。稳态工作时，开关 S 的 2 点电位等于 UC3854BN 的 11 脚电位 3V，因此设计出前馈电路表达式是

$$V_{vfb} = \frac{R_{fr}}{R_{f1}} K_o V_o - \frac{R_{fr}}{R_{f2}} K_r V_g = \frac{3}{97} V_o - \frac{3 \times 1.14}{97} V_g = 3 \quad (2.49)$$

其中等式的右半部分是式 (2.17) 的变形， V_g 同式 (2.17) 中的 V_{in} ，因此上式成立就可以保证输出电压跟随输入电压线性变化。选取 $R_{fr} = 51k\Omega$ ，则 $R_{f1} = 12.4k\Omega$ ， $R_{f2} = 27.5k\Omega$ 。

B. 电压误差调节器设计

从图 2.21 中可以看到，采样的输入电压信号通过输入电压前馈电路放大后，成为电压误差调节器输入信号的一部分，因此需要考虑输入电压的干扰信号对电压环的影响。当 Boost PFC 后接 DC-DC 变换器时，负载是恒功率性质，其功率级平均小信号模型可以简化为一个单极点系统^{[76][77]}。输入电压的采样滤波电路是两级滤波，其截止频率是 $f_{c_vrms}=15Hz$ 。电压环中各个环节的放大倍数是

$$G_{v2}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{v}_{vcomp}(s)} = \frac{P_{out}}{V_o \cdot V_{vcomp}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_o} \quad (2.50)$$

$$G_{v3}(s) = \frac{\hat{v}_{out,s}(s)}{\hat{v}_{out}(s)} = K_o \quad (2.51)$$

$$G_{v4o}(s) = \frac{\hat{v}_{vfb}(s)}{\hat{v}_{out,s}(s)} = -\frac{R_{fr}}{R_{f1}} \quad (2.52)$$

$$G_{v4g}(s) = \frac{\hat{v}_{vfb}(s)}{\hat{v}_{out,g}(s)} = \frac{R_{fr}}{R_{f2}} \quad (2.53)$$

$$G_{v5}(s) = \frac{\hat{v}_{vg,s}(s)}{\hat{v}_g(s)} = \frac{K_r}{\left(1 + \frac{s}{2\pi \cdot f_{c_vrms}}\right)^2} \quad (2.54)$$

为满足 THD<3% ,要求输出电压的二次纹波通过电压误差放大器引起的输入电流畸变要小于 0.75%^[74]。而当电压环输出电压的二次纹波含量是 1.5%时,会导致输入端 0.75%的三次谐波。因此满载时电压环的最大输出纹波 $v_{vcomp_pk} = 1.5\% \times V_{vcomp} = 0.075V$ 。在 100Hz 电压误差放大器的增益是

$$G_{v1}(100) = \frac{v_{vcomp_pk}}{V_{opk} \cdot G_{v3}(100) \cdot G_{v4o}(100)} \quad (2.55)$$

其中 V_{opk} 是输出电压二次纹波的峰峰值,设计是 20V。取电压环输入电阻 $R_{vi}=15K$,则

$$C_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100 \cdot G_{v1}(100) \cdot R_{vi}} = 0.44(\mu F) \quad (2.56)$$

实际选取 0.47 μ F 的电容。

由于功率电路是个单极点系统,所以控制电路的极点放置在截止频率将保证系统有足够的相角余量。电压环的开环传递函数 $T_u(s) = G_{v1}(s) \cdot G_{v2}(s) \cdot G_{v3}(s) \cdot G_{v4o}(s)$ 。令 $T_u(s_c) = 1$,算出截止频率约为 8Hz。因此

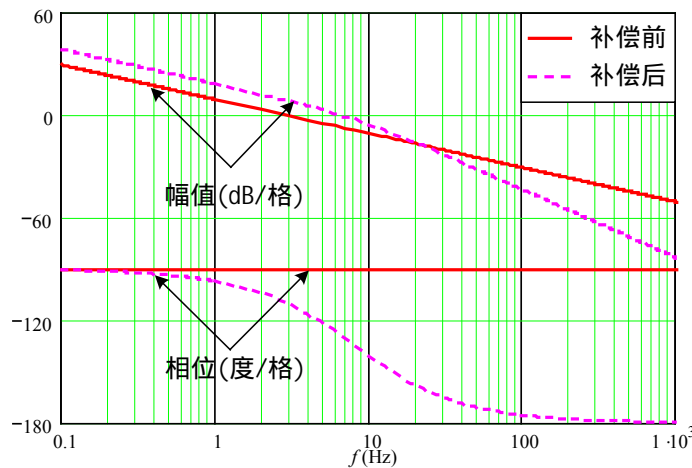


图 2.22 补偿前后开环传递函数的波特图 ($V_o=200V$)

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot C_{vf}} = 42(k\Omega) \quad (2.57)$$

实际选取 43k 的电阻。

图 2.22 是输出电压 200V 时补偿前后开环传递函数的波特图,在 100Hz 处,补偿后的开环传递函数放大倍数明显低于补偿前的,所以可以有效地滤除输出电压的二次纹波对输入电流的影响。补偿后的相角余量是 45 度,保证了系统的稳定性。

图 2.23 是输出电压 400V 时补偿前后开环传递函数的波特图,其截止频率是 4Hz,相角余量是 63.7 度。补偿前,电压环的开环传递函数是

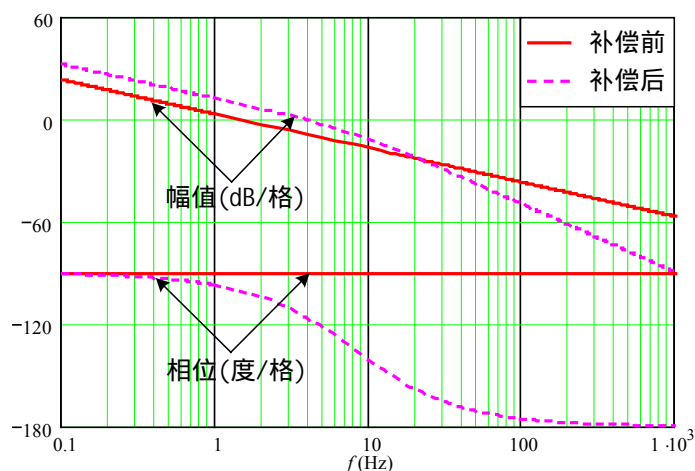


图 2.23 补偿前后开环传递函数的波特图 ($V_o=400V$)

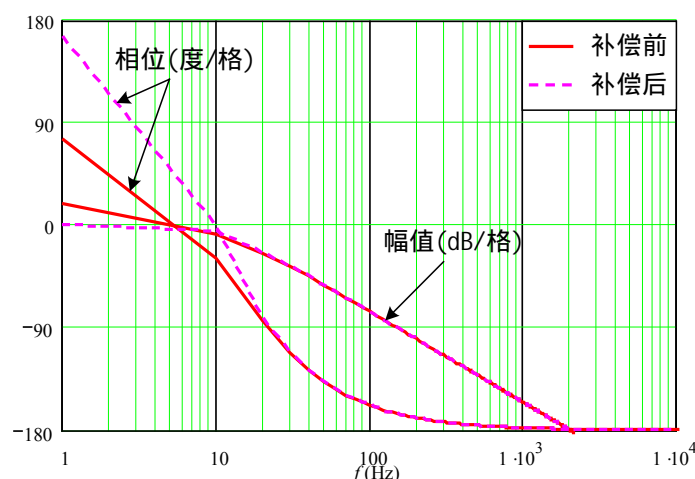


图 2.24 补偿前后输出电压对输入电压传递函数的波特图

$$T_u(s) = G_{v2}(s) \cdot G_{v3}(s) \cdot G_{v4o}(s) = \frac{P_o}{V_o \cdot V_{vcomp}} \cdot \frac{1}{s \cdot C_o} \cdot K_o \cdot \left(-\frac{R_{fr}}{R_{f1}} \right) \quad (2.58)$$

可见，其放大倍数反比于输出电压。输出电压越高，100Hz 处的放大倍数越小，输出电压的二次纹波对输入电流的影响越小。输出电压越高，截止频率越低，相角余量越大。因此，按照低压输入的条件设计电压环参数，可以保证在整个输入电压范围内滤除输出电压的二次纹波和系统的稳定性。

补偿前，输出电压对输入电压的传递函数是

$$G_{og}(s) = G_{v1}(s) \cdot G_{v2}(s) \cdot G_{v4g}(s) \cdot G_{v5}(s) \quad (2.59)$$

补偿后的闭环传递函数是

$$G_{og}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{v}_g(s)} = \frac{G_{og}(s)}{1 + T_u(s)} \approx G_{og}(s) \quad (s \geq s_c) \quad (2.60)$$

图 2.24 分别是补偿前后输出电压对输入电压传递函数的波特图。当频率高于 100Hz 时，补偿后的放大倍数基本等于补偿前的。因此，在高于截止频率时输出电压负反馈对输入电压前馈电路没有影响。

2.5 实验结果

为了验证 VVB 控制方式的优点，在实验室完成了一台 1200W CCM Boost PFC 变换器的原理样机。

图 2.25 给出采用两种控制方式在额定输出功率 1200W 时的效率曲线。在 90V 输入时，变输出电压比恒定输出电压的效率要高 1%，这与理论分析基本一致。在输出电压恒定、90V 输入时，使用 SiC 二极管比快恢复二极管的效率要高 1.5%。这一方面是因为 SiC 二极管自身的关断损耗较小，另一方面由反向恢复电流导致的开关管开通损耗也减小了。

图 2.26 表明测量的各次输入电流谐波均低于 IEC-1000-3-2 的要求。

图 2.27 分别给出两种二极管关断时的电流波形，可以看出 SiC 二极管基本上没有反向恢复电流，而快恢复二极管的反向恢复电流最大达到 20A。

为了减小主功率开关管的导通损耗，采用了在低压输入时降低输出电压，但输出电压并不是越低越好。首先，在输入高压 265V 时，输出电压最低要控

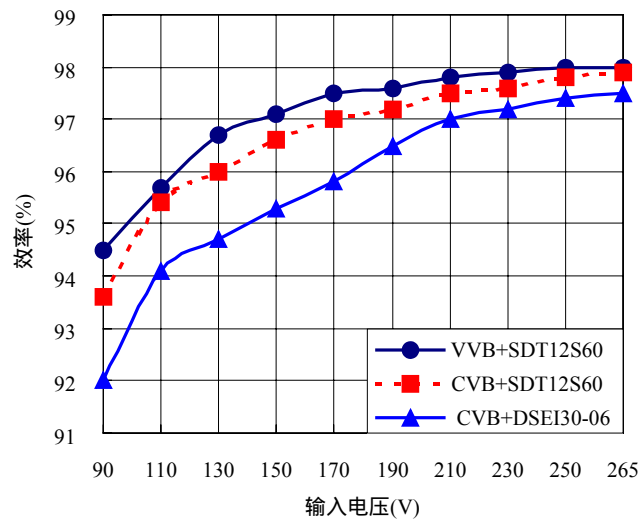


图 2.25 测量的效率曲线

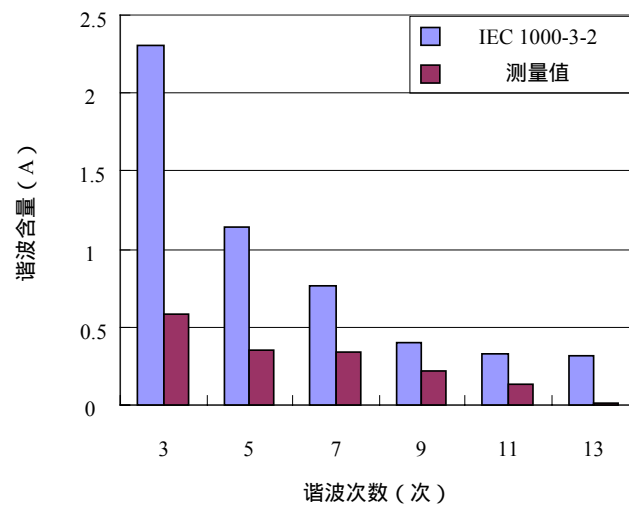
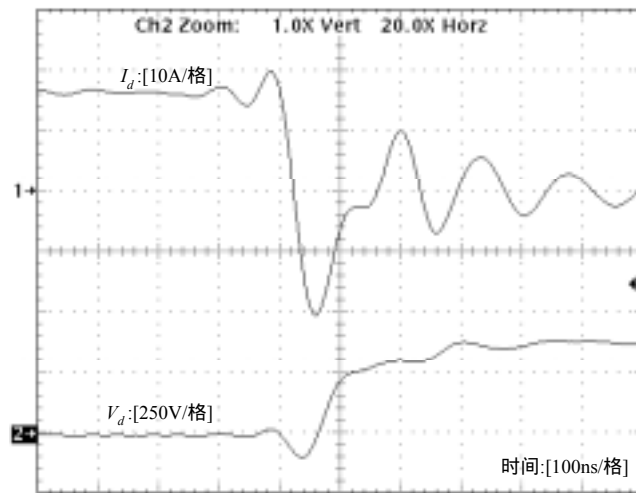


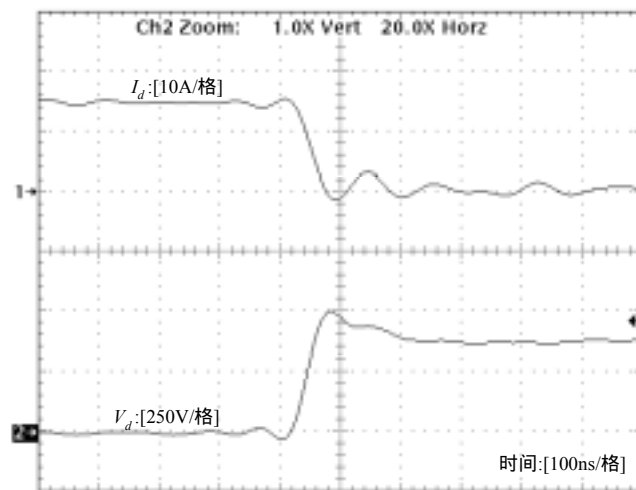
图 2.26 测量的电流谐波含量

制在 380V。如果在低压输入时输出电压过低，会导致 PFC 级的输出电压范围过大。从而给后级变换器的设计带来较大困难。其次，由于滤波电感工作在电流连续模式，开关管的占空比减小使得二极管的导通时间增加，从而增加了二极管的导通损耗。

由表 2.3 可以看出，效率最高点出现在输出电压为 205V 和 210V 之间。然后随着输出电压的升高或降低，效率都会降低。



(a) 快恢复二极管关断波形



(b) SiC 二极管关断波形

图 2.27 Boost 二极管关断波形

表 2.3 输入 90V，输出 1200W 的效率

| 输出电压 [V] | 185 | 190 | 195 | 200 | 205 | 210 | 215 |
|------------|------|------|------|------|------|------|------|
| 效率 [%] | 94.4 | 94.5 | 94.6 | 94.7 | 94.9 | 94.9 | 94.8 |

2.6 本章小结

本章分析了 Boost PFC 变换器的损耗 ,提出了 VVB 控制策略提高其低压输

入端的效率，主要包括：

1. 首先分析两级型 Boost PFC 变换器的损耗分布，得出整流桥和开关管的导通损耗是导致其在低压输入端效率较低的主要原因。半桥式和不对称半桥 Boost PFC 变换器虽然可以减小整流桥的损耗，但是存在较大的共模干扰信号，需要较大的 EMI 滤波器。

2. 然后提出了 VVB 控制策略，在低压输入端降低 PFC 级的输出电压，可以减小开关管的导通损耗和开关损耗，从而提高变换器的效率，并且在整个输入电压范围内使输出电压跟随输入电压线性变化。在相同的电感量下，VVB 控制还可以减小电感电流纹波。最后给出了详细的设计过程，研制一台原理样机进行验证，并且对比 SiC 二极管与快恢复二极管的关断特性和对效率的影响。

第三章 复合型功率因数校正变换器

3.1 引言

两级型 PFC 变换器包括前级的功率因数校正预调节器和后级的 DC-DC 变换器。PFC 预调节器通常使用 Boost 变换器，其输出电压调制在 380V 左右^[78]。因为大多数电源要求输入输出之间电气隔离，所以后级通常使用变压器隔离式的 DC-DC 变换器。不对称半桥(Asymmetrical Half Bridge, AHB)变换器的特点是结构简单，恒频控制，容易实现零电压开关^[79]，所以广泛应用于中小功率的后级 DC-DC 变换器，如图 3.1 所示。

当应用在宽输入电压范围时，使用第二章提出的 VVB 控制策略，调节 Boost 变换器的输出电压随输入电压变化，可以提高 PFC 级在低压输入端的效率，此时 PFC 级的输出电压是 200-400V。如果后级直接接 AHB 变换器，在整个输入电压范围内，其占空比变化太大，难以优化设计。

PFC 级的输出端通常使用较大容量的电解电容，这里称之为储能电容 C_{PFC} 。其作用一方面是可以平衡瞬时输入输出的能量差别，减小输出电压的二次纹波，另一方面是在保持时间内向负载提供足够的能量^[80]。保持时间是指在输入电压突然断电后，电源能够在一段时间内提供额定的输出电压。这项要求确保计算机等设备在输入断电时有足够的时间备份数据或者切换到不间断电源(UPS)工作。在此期间，因为输入断电后没有能量输入，由电源中的储能电容 C_{PFC} 向负载提供能量，所以 C_{PFC} 两端的电压会逐渐下降。这样在保持时间内 AHB 变换器的输入电压会变化过大，受其占空比调节范围的影响，不能充分利用储能电容上的能量。

为了减小 AHB 变换器的输入电压变化，在 PFC 变换器和 AHB 变换器之间可以加入一级 Boost 变换器，如图 3.2 所示。正常工作条件下第一级 Boost PFC 变换器进行功率因数校正，其输出电压跟随输入电压变化，提高其低压输入端效率。加入的 Boost 变换器作为 DC-DC 级工作在电流连续模式(CCM)，向 AHB 变换器提供稳定的输入电压。当输入掉电时，加入的 Boost 级能将存储在 C_{PFC} 上的能量全部传递到负载。但是图 3.2 所示的三级结构过于复杂，增加了电路

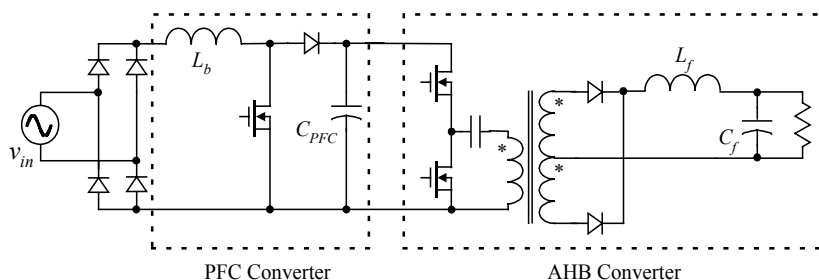


图 3.1 两级 PFC AC-DC 变换器

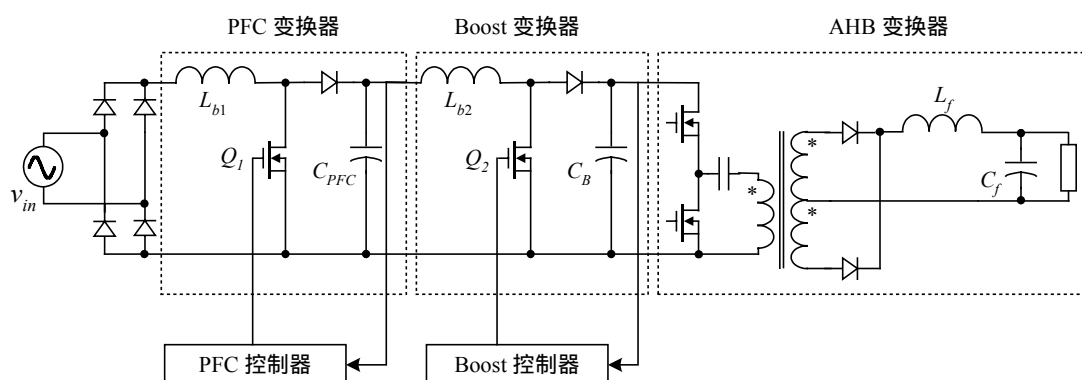


图 3.2 三级 PFC AC-DC 变换器

的成本和体积，并且效率不高。为了简化这样的三级结构，可以将前两级合为一级，因此本章提出一种复合型 PFC 预调节器。该变换器在保证输出电压恒定的同时，还可以使储能电容电压自动跟随输入电压的变化，从而提高低压输入端 PFC 级的效率。在此拓扑的基础上，为了抑制储能电容的电压，还提出了一系列新的拓扑结构。

3.2 复合型 PFC 预调节器

图 3.2 中开关管 Q_1 和 Q_2 共地，因此可以把这两个开关管合为一个，即 PFC 变换器与 Boost 变换器共用开关管 Q ，然后加入二极管 D_2 防止电感 L_{b2} 的电流通过 D_1 短路，就是提出的复合型 PFC 预调节器，如图 3.3 所示。

从控制方式看，集成后的复合型 PFC 预调节器只有一个控制量，但是必须保证高输入功率因数和稳定的输出电压。从第一章的分析中可知，Boost PFC 变换器的电感工作 DCM，如果在一个工频周期内其占空比保持不变，就可以

取得较高的功率因数。虽然此时输入电流的脉动比较大，但是在一些小功率应用场合，其输入电流较小，电流纹波也不是很大。第二级 Boost 变换器（以下简称 Boost 变换器）在稳态时，其占空比保持不变。所以采用输出电压单环控制后，只要 PFC 级工作在 DCM，就可以获得高功率因数和稳定的输出电压。

稳态工作，当 Q 导通时，整流后的输入电压通过二极管 D_2 和 Q 向电感 L_{b1} 充电，同时电容 C_{PFC} 向 L_{b2} 充电。当 Q 关断后，电感 L_{b1} 通过 D_1 向 C_{PFC} 放电，电感 L_{b2} 向负载提供能量。电容 C_B 的电压控制在 420V，作为下一级 AHB 变换器的输入电压。

输入断电后， L_{b1} 不工作，Boost 变换器将 C_{PFC} 上存储的能量传递到 C_B 使其电压稳定在 420V。因此后一级 AHB 变换器的输入电压基本保持不变，便于它的优化设计。

电容 C_B 的电压选择基于两点，一方面 C_B 的电压必须高于 C_{PFC} 的电压，才能使 Boost 变换器正常工作。而 C_{PFC} 的电压必须高于输入电压的峰值，才能使 Boost PFC 变换器正常工作。在宽输入电压范围， C_{PFC} 的电压通常高于 380V，所以 C_B 的电压必须高于 380V。另一方面， C_B 的电压过高，将增加后级 AHB 变换器的电压应力和变压器匝比。综合上述考虑，将 C_B 的电压设定在 420V。

3.3 储能电容的电压

图 3.2 所示，PFC 级和 Boost 变换器均可以有独立的电压环调节。因此储能电容 C_{PFC} 的电压是可控的。当前两级集成在一起后，只有一个开关管，因此只有一个被控制量。为了保证稳定的输出电压，采用是复合型变换器的输出电压

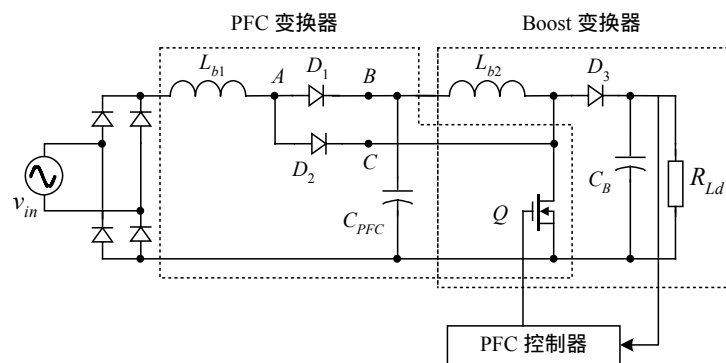


图 3.3 复合型单开关 PFC 预调节器

压闭环控制，如图 3.3 所示。输入电流的校正通过变换器自身的特性实现的，此时 PFC 级工作在 DCM。而电容 C_{PFC} 的电压是无法闭环控制的。

C_{PFC} 的电压与 Boost 变换器的工作状态有关。根据 Boost 电感 L_{B2} 的工作在 CCM 或者 DCM，可以有两种组合：

A. DCM PFC + DCM Boost

B. DCM PFC + CCM Boost

图 3.4 显示了 PFC 级输入能量和占空比的关系，以及 Boost 变换器的输出能量和占空比的关系。下面将对这两种组合进行分析。

A#组合是 PFC 级和 Boost 变换器都工作在 DCM。那么当负载变轻时，根据 Boost 变换器电压负反馈特性，开关管的占空比也随之降低。如图 3.4 (a) 所示，随负载变轻，占空比减少，输入功率也相应降低。这样在 DCM PFC 和 DCM Boost 结合时，输出从满载跳变到轻载时不会有多余的能量存储在电容 C_{PFC} ，导致其电压过高。但是，当 Boost 变换器工作在 DCM 模式时，电流峰值高，增加了导通和开关损耗，降低了效率。

B#组合是 DCM PFC 和 CCM Boost。PFC 级 Boost 变换器工作在 DCM，可以达到自动输入电流校正。DC-DC 级 Boost 工作在 CCM，可以减小开关管电流有效值。因此，采用 B#组合可以平衡 PFC 性能和开关管电流应力。然而，此时储能电容电压随输入电压如何变化？低压输入时 C_{PFC} 的电压是否会自动降低，从而减小开关管的电流有效值，提高效率？下面将根据半个工频周期内

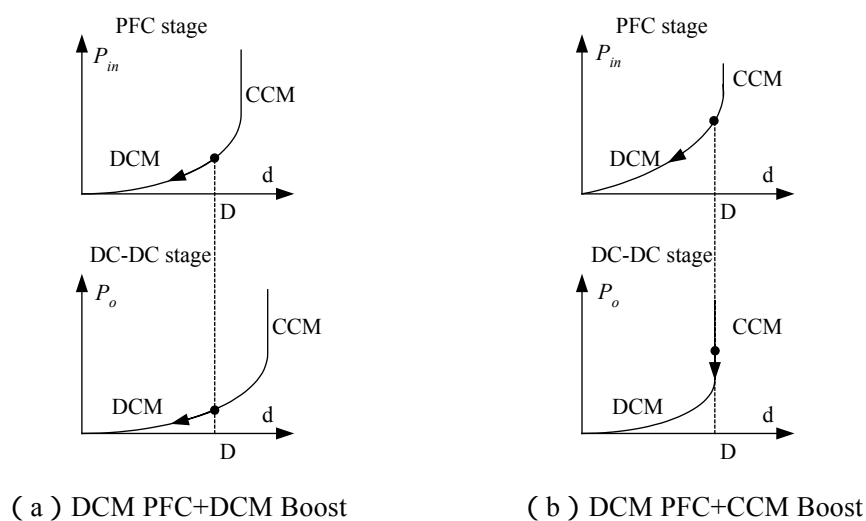


图 3.4 输入功率和占空比以及输出功率和占空比之间的关系

输入输出能量的平衡，推导出储能电容电压与输入电压的关系。

如图 3.3 所示的拓扑，在每个开关周期输入电流的峰值是

$$i_{in,pk} = i_{b1,pk} = \frac{|V_{in,pk} \sin \omega t| \cdot DT_s}{L_{b1}} \quad (3.1)$$

其中 $V_{in,pk}$ 、 ω 和 T_s 分别是输入电压峰值、输入电压角频率和开关周期。

电感 L_{b1} 续流时间，即二极管 D_1 导通时间是

$$D'T_s = \frac{|V_{in,pk} \sin \omega t|}{V_{CPFC} - |V_{in,pk} \sin \omega t|} DT_s \quad (3.2)$$

在一个开关周期内的输入电流平均值是

$$i_{in,av} = \frac{1}{2} i_{in,pk} \cdot (D + D') \quad (3.3)$$

在一个工频周期内，变换器的平均输入功率是

$$P_{in} = \frac{1}{T_{Line}} \int_0^{T_{Line}} i_{in,av}(t) \cdot |v_{in}(t)| dt = \frac{1}{T_{Line}} \int_0^{T_{Line}} \frac{|V_{in,pk} \sin \omega t|^2 \cdot V_{CPFC} \cdot D^2 \cdot T_s}{2L_{b1} \cdot (V_{CPFC} - |V_{in,pk} \sin \omega t|)} dt \quad (3.4)$$

其中 T_{Line} 和 V_{CPFC} 分别是工频周期和储能电容电压。

由电感 L_{b2} 、开关管 Q 和二极管 D_3 组成的 Boost 变换器工作在 CCM 状态。其占空比是

$$D = 1 - \frac{V_{CPFC}}{V_o} \quad (3.5)$$

将式 (3.5) 代入式 (3.4)，可得到包含 V_{CPFC} 的关系式是

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1}{T_{Line}} \int_0^{T_{Line}} \frac{|V_{in,pk} \sin \omega t|^2 \cdot V_{CPFC}}{2L_{b1} \cdot (V_{CPFC} - |V_{in,pk} \sin \omega t|)} \left(1 - \frac{V_{CPFC}}{V_o}\right)^2 \cdot T_s dt \quad (3.6)$$

由上式可以看出， V_{CPFC} 与输出功率、输出电压、输入电感有关。给定 $P_o=250W$ ， $L_{b1}=30\mu H$ ，可以计算出 V_{CPFC} 随输入电压变化的曲线，如图 3.5 所示。储能电容电压可以自动跟随输入电压的变化，从而减小开关管的损耗，提高低压输入时的效率。

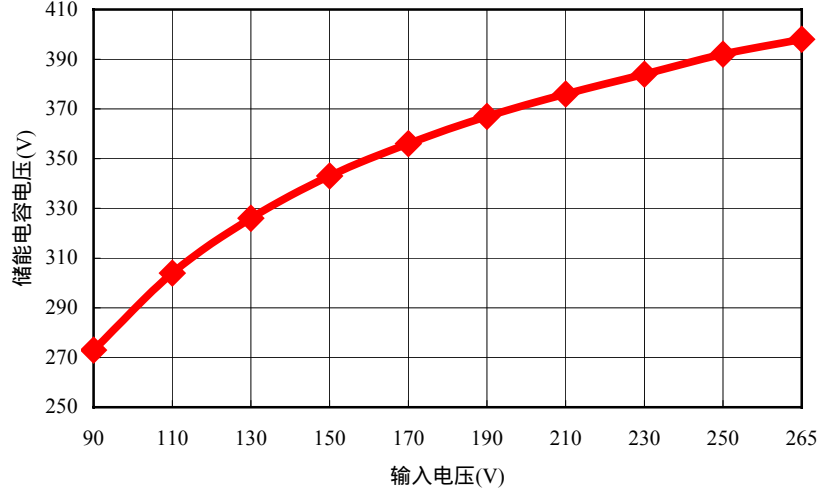


图 3.5 储能电容电压随输入电压变化的曲线

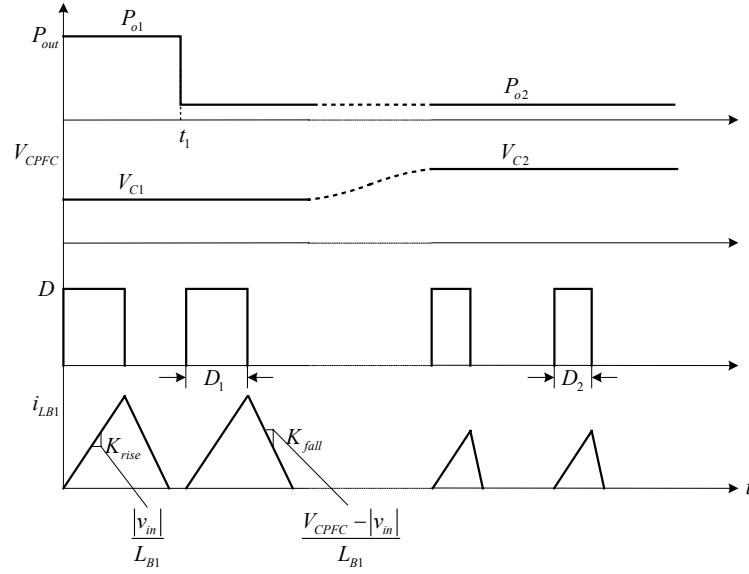


图 3.6 负载突变示意图

当负载突变时， C_{PFC} 的电压变化如图 3.6 所示。在 t_l 时刻，输出功率从 P_{o1} 减小到 P_{o2} 。由于 Boost 变换器工作在 CCM 状态，占空比基本不变，但 PFC 级的输入功率同重载时一样，如图 3.4 (b) 所示。这样，充入储能电容的能量和从储能电容抽走的能量不平衡，引起储能电容电压 V_{CPFC} 从 V_{C1} 上升到 V_{C2} 。为了保持输出电压一致，电压反馈环调节输出电压，占空比减小。这样输入电流即电感电流的上升斜率 K_{rise} 不变，上升时间缩短，

下降斜率 K_{fall} 增加，输入电流的平均值降低，输入能量相应减少。这个动态调节过程要到输入及输出功率平衡后才停止，然后进入一个新的功率平衡点。

3.4 储能电容电压的抑制

3.4.1 单负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器

从上节的分析中可以看，当该变换器工作在 DCM PFC+CCM Boost 模式时，负载突变时会导致储能电容电压过高，为此可以引入一个负反馈绕组解决这个问题。如图 3.7 所示，在 AC 支路加入一个变压器绕组 N_2 ，通过抑制每个开关周期输入电流的大小改变储能电容的电压，因此称之为单负反馈绕组的复合型 PFC 变换器。

当开关管 Q 开通时，储能电容向变压器绕组 N_1 充电，变压器存储能量，同时耦合的绕组 N_2 电压加在电感 L_{b1} 的右端。根据同名端判断，电感 L_{b1} 两端的电压是整流后的线电压减去绕组 N_2 两端的电压：

$$v_{LB1,on} = |v_{in}| - V_{N2} = |v_{in}| - \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{CPFC} \quad (3.7)$$

当 $|v_{in}| \leq V_{N2}$ ，电感 L_{b1} 上没有电流，此时输入电流是零。因此在输入电压过零点附近，输入电流存在死区角 θ

$$\theta = \arcsin \left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_{CPFC} \cdot \frac{1}{V_{in,pk}} \right) \quad (3.8)$$

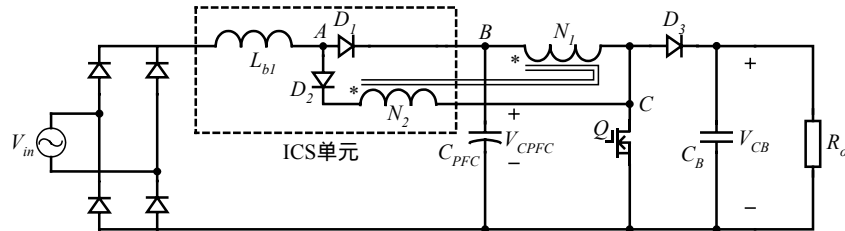


图 3.7 单负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器

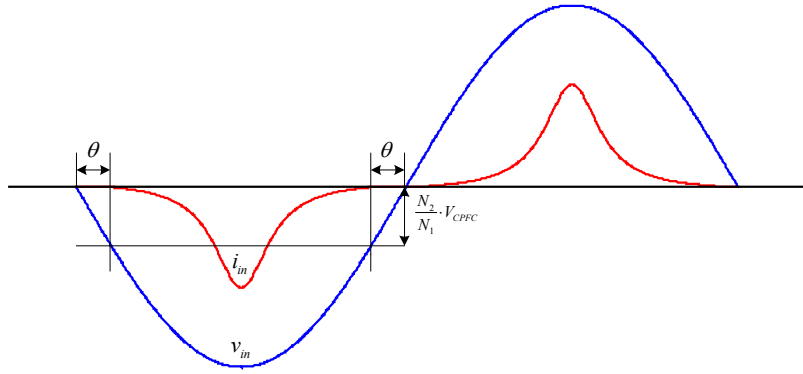
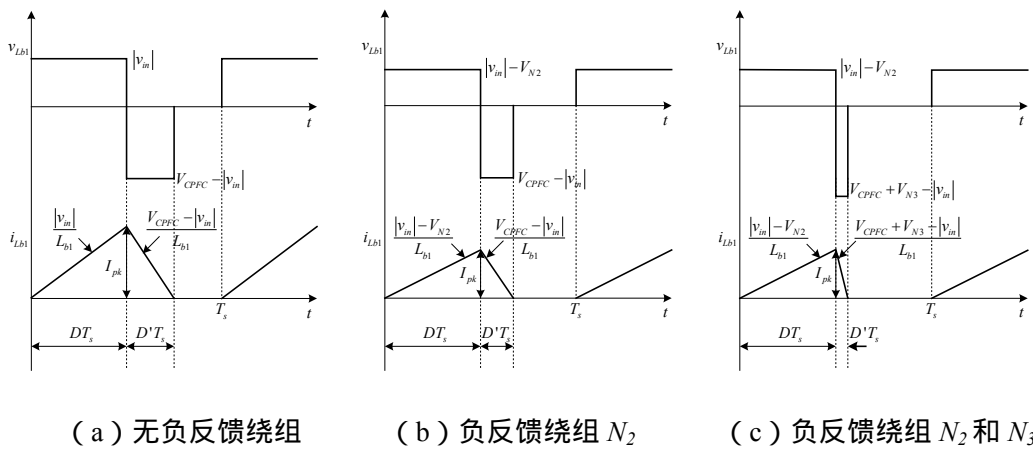


图 3.8 输入电压和电流波形

当 $|v_{in}| \geq V_{N2}$ ，电感 L_{b1} 上流过电流，变换器开始从输入端吸收能量，如图 3.8 所示。因为负反馈绕组 N_2 的引入，使得输入电流存在过零畸变，输入功率因数降低。负反馈绕组 N_2 的主要目的是抑制储能电容电压。

轻载时 V_{CPFC} 上升，绕组 N_2 上耦合的电压也上升。在每个工频周期，输入电流的死区角增大，因此输入能量就减小，存储在电容上的多余能量就相应减小，降低了储能电容电压。在每个开关周期，电感电流的上升斜率降低，下降斜率增加，图 3.9 是轻载时电感 L_{b1} 在一个开关周期内的电压和电流波形。对比 (a) 和 (b) 的波形，相同的占空比条件下，引入反馈绕组后，每个开关周期内电感电流的峰值减小，二极管的续流时间缩短，输入电流的平均值变小，输入能量减少，储能电容电压低于无负反馈绕组的。下一章将详细分析其工作模式和设计，并给出实验验证。


 图 3.9 轻载时电感 L_{b1} 在一个开关周期内的电压和电流波形

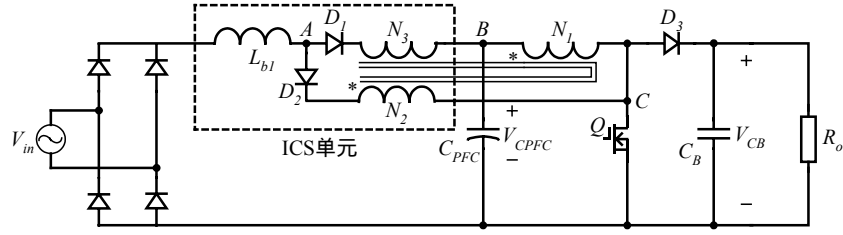


图 3.10 双负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器

3.4.2 双负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器

图 3.10 是在图 3.7 的基础上,在 AB 支路添加一个绕组 N_3 ,电感 L_{b1} 工作在 DCM 方式。当开关管开通时,电路工作模式和单反馈绕组时相同,称之为双负反馈绕组的复合型 PFC 变换器。在电压过零点附近,电流存在过零畸变。当开关管关断时,根据绕组 N_3 的同名端判断,电感 L_{b1} 两端的电压是

$$v_{Lb1,off} = V_{CPFC} + V_{N3} - |v_{in}| \quad (3.9)$$

电感电流的下降斜率变大,二极管续流时间缩短,输入电流的平均值减小,储能电容电压进一步被抑制。因为二极管续流时间缩短,从工频周期看,每个开关周期电感电流的平均值更加接近正弦波型,所以输入功率因数更高。但是添加绕组 N_3 后,增加了二极管 D_1 的电压应力,因此匝比的设计要综合考虑以上因素。

3.4.3 CCM 电流源复合型 PFC 变换器

图 3.11 是在 AC 支路插入一个高频电感,工作在 DCM 模式。其作用可以等效为一个高频电流源,使电感 L_{b1} 的等效占空比跟随输入电压的瞬时值变化。这样电感 L_{b1} 就可以工作在 CCM 模式,降低开关管的电流有效值,减小差模电流干扰,使用小尺寸的 EMI 滤波器,因此可以称之为 CCM 电流源复合型 PFC 变换器。

半个工频周期内,该变换器有两种工作模式。在电压过零点附近,整流后的电压较低,同时受后级 Boost 变换器的占空比限制,电感 L_{b1} 的最大有效占空比不能到 1,所以电感电流的上升斜率和时间较小,工作在 DCM 模式。随着输入电压的上升,电感电流的上升斜率增加,只需要较小的占空比就可以进入

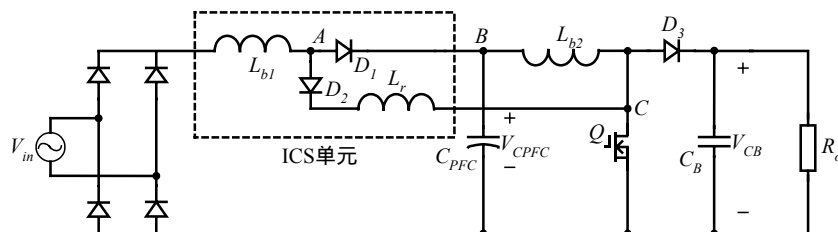


图 3.11 CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器

CCM 模式。其输入电压和电流波形与图 3.9 相似。

图 3.12 是电流源模式 PFC 变换器在 CCM 模式下的开关波形, 其中 v_A 是 ICS 单元中 A 点的电压。将电感 L_{b1} 的电流上升时间定义为 PFC 级的有效占空比 D_{eff} , 可以看到随着输入电压升高, D_{eff} 变小, 电感电流跟随输入电压变化。下面详细分析一个开关周期内电路的工作模式。

开关管开通之前, 电感 L_{b1} 电流 i_{Lb1} 经过 D_1 (AB 支路) 流向储能电容 C_{PFC} , i_{Lb1} 是下降的。当开关管开通, 由于电感 L_r 的存在, AB 支路的电流不能突变, 电流 i_{Lb1} 同时流经 AB 和 AC 两个支路。AC 支路的电流从零开始增长, AB 支路的电流同时在相应下降。此时加在电感 L_r 上的电压为储能电容的电压 V_{CPFC} 。经过 t_d 时段后, AC 支路的电流上升到 i_{Lb1} , 而 AB 支路的电流下降到零, D_1 截止。这个 t_d 时段是

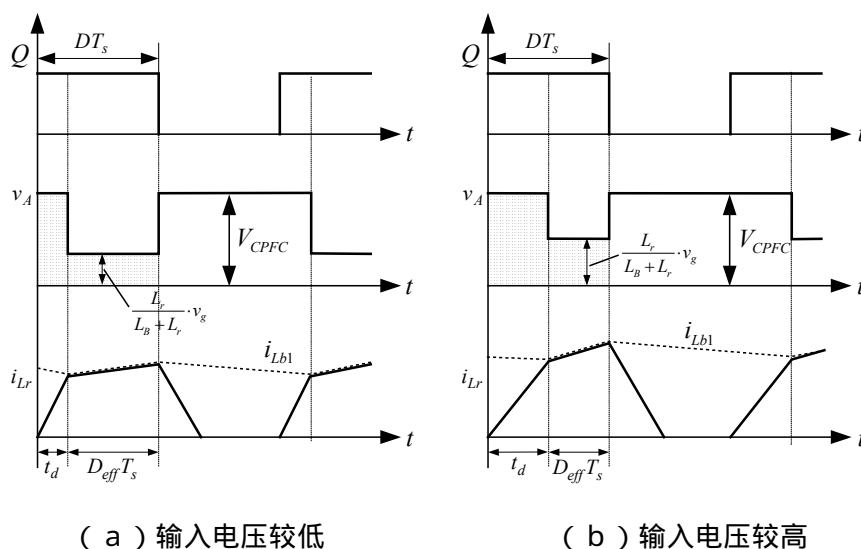


图 3.12 CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器的开关波形

$$t_d = L_r \cdot \frac{i_{LB}}{V_{CPFC}} \quad (3.10)$$

此后 i_{LB} 开始上升，直到开关管关断的时刻。这个期间电感储能，PFC 级的有效占空比是

$$D_{eff} = D - \frac{t_d}{T_s} \quad (3.11)$$

开关管关断后，AC 支路的电流转移到 AB 支路， L_{b1} 两端电压反向， i_{Lb1} 逐渐下降，直到下一个周期开关管开通。

根据式 (3.10) 和 (3.11)，可以计算出一个开关周期内 A 点的电压平均值是

$$\overline{v_A} = \left(V_{CPFC} - \frac{L_r}{L_{b1} + L_r} \cdot |v_{in}| \right) \cdot \frac{t_d}{T_s} + \frac{L_r}{L_{b1} + L_r} \cdot |v_{in}| \cdot D + V_{CPFC} \cdot (1 - D) \quad (3.12)$$

因为 $L_r \ll L_{b1}$ ，并且从工频周期看，电感两端的电压相等，上式可以简化为

$$|v_{in}| = \overline{v_A} \approx V_{CPFC} \cdot \frac{t_d}{T_s} + V_{CPFC} \cdot (1 - D) = R_s \cdot i_{LB} + V_s \quad (3.13)$$

其中，无损等效电阻 $R_s = L_r \cdot f_s$ ，输入串联电压源 $V_s = V_{CPFC} \cdot (1 - D)$ 。根据上式可以看出，当输入电压高于 V_s 时，电感电流自动跟随输入电压变化，起到输入电流整形的功能。当输入电压低于 V_s 时，电感电流工作在 DCM 模式，输入电流很小，存在一个输入电流死区角。

CCM 电流源复合型 PFC 变换器的储能电容电压可以跟随输入电压的变化而自动调节，低压输入时，可以降低开关管的损耗。由于加入 L_r 后，电路工作在 CCM PFC+CCM Boost 模式，如上节所分析，轻载时输入输出功率一致，不存在储能电容电压过高的问题。而且前后级均工作在 CCM，可以减小开关管的电流应力，提高效率。

3.4.4 CCM 电压源复合型 PFC 变换器

用谐振电容 C_r 代替图 3.11 中的二极管 D_2 和谐振电容 L_r ，则构成 CCM 电压源复合型 PFC 变换器，如图 3.12 所示。因为电容 C_r 工作在高频谐振状态，可以看作一个高频电压源，所以该变换器称为 CCM 电压源 (Voltage Source, VS)

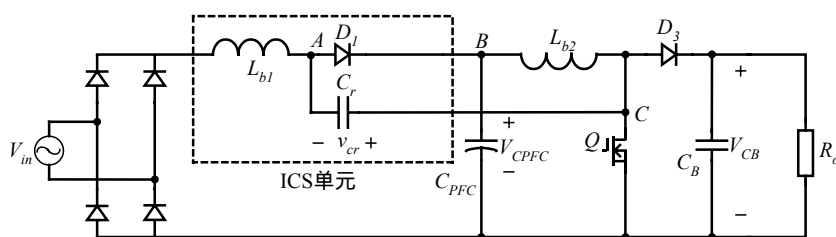


图 3.13 CCM 电流源模式复合型 PFC 变换器

复合型 PFC 变换器。

当 Q 开通，输入电压经过电感 L_{b1} 和 Q 对谐振电容 C_r 充电， L_{b1} 的电流由 AC 支路上升，同时 V_{CPFC} 加在电感 L_{b2} 上， L_{b2} 的电流同时上升，开关管的电流包括 i_{Lb1} 和 i_{Lb2} 。当 C_r 上的电压被充到储能电容电压 V_{CPFC} 后， i_{Lb1} 由 AC 支路转到 AB 支路， i_{Lb1} 下降，电感 L_{b1} 上存储的能量释放到 C_{PFC} ，此时开关管的电流只有 i_{Lb2} 。当 Q 关断后， i_{Lb1} 还是通过 AB 支路释放能量给 C_{PFC} ， C_r 的电压反向充到 $V_{CB} - V_{CPFC}$ ，其中 V_{CB} 为 PFC 级的输出电压， L_{b2} 的储能释放给负载。可见 C_r 的大小可以控制存储在 L_{b1} 上的能量， C_r 越大， Q 开通时 L_{b1} 的储能越高。在选定合适的 C_r 后，在每半个交流周期内，随着输入电压的变化， C_r 被充到 V_{CPFC} 的时间也相应变化，即输入电压越高， C_r 的充电时间越短。因此 PFC 级的有效占空比是随输入电压变化，从而提高了输入功率因数，降低了输入电流谐波。虽然 PFC 级的有效占空比受限于 DC/DC 级的占空比，但是 Q 开通时，加在 L_{b1} 上的电压 $|v_{in}| + v_{Cr}$ ，因此在输入电压过零点附近，输入电流较大，发生畸变，如图 3.14 所示。

图 3.15 是输入电压和输入电流的波形示意图。(a) 是输入电压较低时的波形，(b) 是输入电压较高时的波形。可以看到 L_{b1} 的有效占空比跟随输入电压

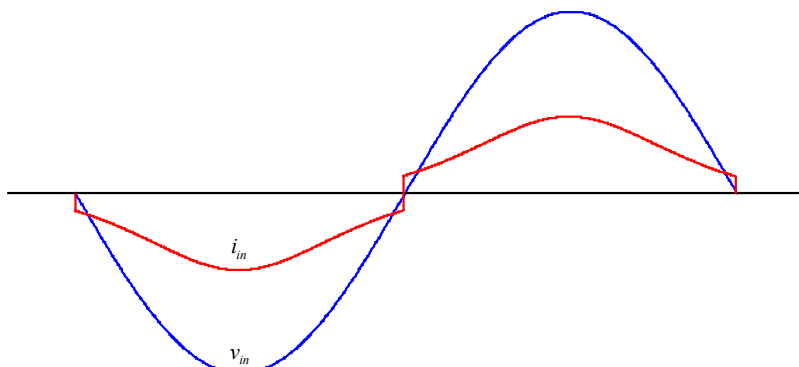


图 3.14 CCM 电压源模式复合型 PFC 变换器的输入电压和输入电流示意图

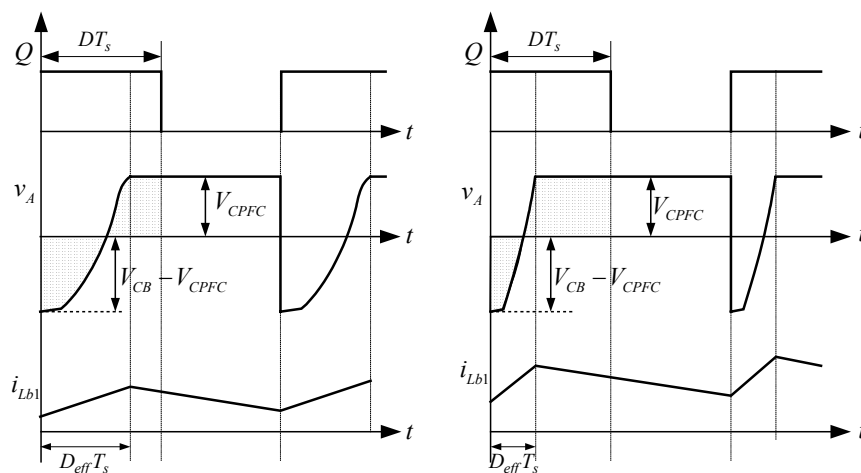


图 3.15 CCM 电压源模式复合型 PFC 变换器的开关波形

的升高而减小。CCM 电压源复合型 PFC 变换器结构简单，只需一个谐振电容就能实现 ICS，并使 PFC 级工作在 CCM 模式，减小开关管的电流应力，而且轻载时输入输出功率一致，不存在储能电容电压过高的问题。储能电容电压同样也可以跟随输入电压的变化而调节，减小低压输入时的损耗。

将电感、电容、二极管和变压器绕组组合在一起，可以形成许多种拓扑，在此就不一一详述。加入变压器绕组的主要目的是抑制储能电容电压。加入谐振电感可以使 PFC 级工作在 CCM 电流源模式，加入谐振电容可以使 PFC 级工作在 CCM 电压源模式，从而减小开关管的电流应力，同时抑制储能电容电压。

3.4.5 复合型 PFC 变换器的通用结构

前面所示的几种拓扑虽然各不相同，但是其工作时存在一定的规律。当开关管开通时，A 点电位低于整流后的输入电压，电感 L_{b1} 的电流通过 AC 支路增加，因此 AC 支路称为充电支路。当开关管关断时，A 点电位高于整流后的输入电压，电感 L_{b1} 的电流通过 AB 支路减小，因此 AB 支路称为放电支路。充电支路和放电支路通常由二极管、电感、电容和变压器绕组组合而成。

因此可以总结出复合型 PFC 变换器的通用结构，如图 3.16 所示。输入电压首先通过整流桥，然后接 Boost 电感 L_{b1} ，在电感 L_{b1} 的输出端（A 点）储能电容的正端（B 点）和开关管的漏极（C 点）之间是高频振荡源。高频振荡源由二极管、电感、电容和变压器绕组组成。通过 A 点电位的高低变化，电感 L_{b1}

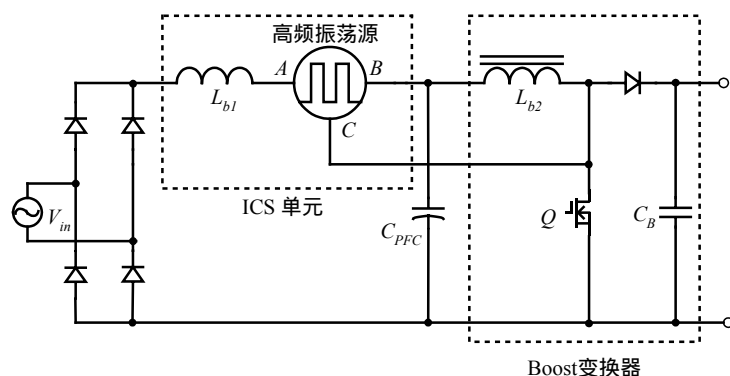


图 3.16 三端 ICS 单元复合型 PFC 变换器的通用结构

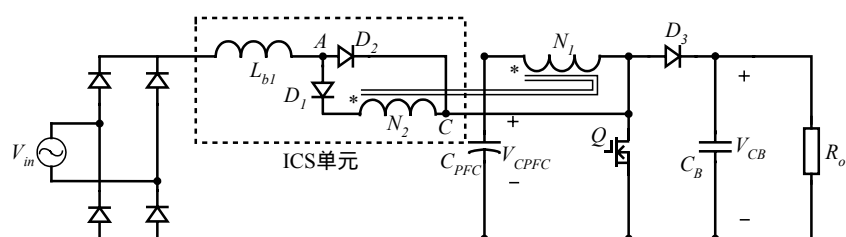
进行充电和放电，从而实现输入电流校正和能量传输，因此电感和高频振荡源组成 ICS 单元（Input Current Shaping, ICS）^{[81][82]}。ICS 单元后面接 Boost 变换器，实现储能电容电压自动跟随输入电压变化和保持时间期间充分利用储能电容的能量。如果在 A、B、C 三点都插入器件则为三端模式，如果只在 A、B 或者 A、C 两点插入器件则为两端模式。

3.4.6 两端 ICS 单元的拓扑

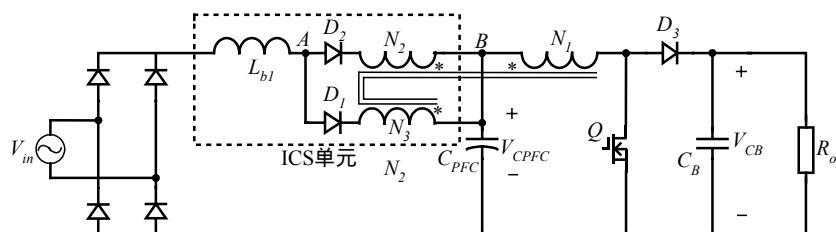
三端 ICS 单元与两端 ICS 单元结构上虽然差别很大，但是其电气性能存在一定的联系。如果在开关管的开通和关断期间，两种不同的拓扑结构 A 点的电位作相同的变化，则这两种拓扑就可以相互转化。下面以上节分析的四种三端 ICS 单元拓扑为例，介绍其是如何转换成对应的两端 ICS 单元拓扑。表 3.1 给出了四对拓扑在开关管导通和截止期间 A 点的电位，其中 N_{x_2T} 和 N_{x_3T} 分别表示两端和三端 ICS 单元中对应的变压器绕组，为简化分析，假定 $N_{1_2T}=N_{2_2T}$ 。

将图 3.3 的 AB 支路的 B 点从储能电容 C_{PFC} 的正端断开，接到 C 点，再加上辅助绕组 N_2 ，就得到图 3.17(a) 所示的单负反馈绕组 DCM 模式（AC 支路）复合型 PFC 变换器。 Q 导通时，电感 L_{b1} 电流通过 D_2 上升。 Q 截止时，电感 L_{b1} 电流通过 D_1 绕组 N_2 向负载传递能量。此电路可以工作在 DCM PFC+DCM Boost 模式，具有高输入功率因数，但是开关管电流应力较大。这一对拓扑的 A 点电位见表 3.1 的标号 I，如果 $N_{1_2T}=N_{2_2T}$ ，则 A 点的电位相等，此时这两种拓扑可以相互转换。

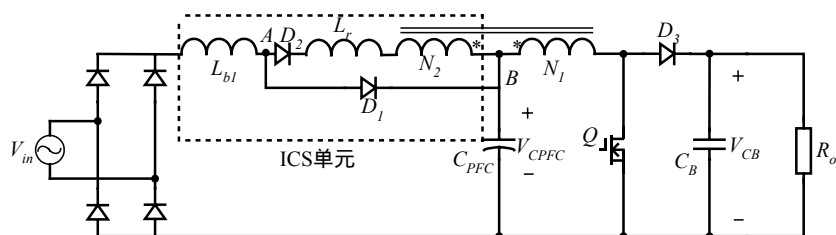
将图 3.10 的 AC 支路的 C 点从开关管 Q 的漏极断开，接到 B 点，同时调整辅助绕组 N_2 的同名端和匝数，就得到图 3.17(b) 所示的双负反馈绕组 DCM



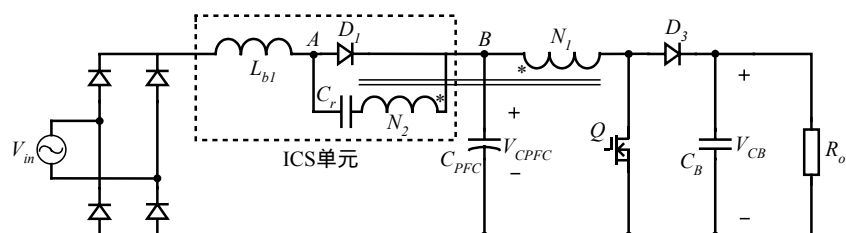
(a) 单负反馈绕组 DCM 模式 (AC 支路)



(b) 双负反馈绕组 DCM 模式 (AB 支路)



(c) 单负反馈绕组 CCM 电流源模式 (AB 支路)



(d) 单负反馈绕组 CCM 电压源模式 (AB 支路)

图 3.17 两端 ICS 单元的复合型 PFC 变换器

模式 (AC 支路) 复合型 PFC 变换器。Q 导通时, 根据变压器同名端判断, 如果绕组匝数 $N_2 > N_3$, 则二极管 D_2 导通, 电感 L_{b1} 两端的电压是 $|v_{in}| + V_{CPFC} \cdot N_2/N_1 - V_{CPFC}$, 只有当此电压为正时, 电感 L_{b1} 上的电流才开始上升。绕组 N_2 相当于在输入电压上叠加了一个直流分量, 增加输入电流的导通角, 提

高功率因数。Q 关断时，电感电感 L_{bl} 两端的电压是 $V_{CPFC} + (V_{CB} - V_{CPFC}) \cdot N_3 / N_1 - |v_{in}|$ ，加入绕组 N_3 可以加速电感电流的下降，减小输入电流的谐波。这一对拓扑的 A 点电位见表 3.1 的标号 II，如果 $N_{2_3T} = N_{1_2T}$

表 3.1 不同 ICS 单元中 A 点的电位

| Q | 三端 ICS 单元变换器 | 两端 ICS 单元变换器 |
|-----|---|---|
| I | DCM 模式 | 单负反馈绕组 DCM 模式 (AB 支路) |
| 导通 | 0 | 0 |
| 截止 | V_{CPFC} | $\frac{N_{1_2T} - N_{2_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CB} + \frac{N_{2_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CPFC}$ |
| II | 双负反馈绕组 DCM 模式 | 单负反馈绕组 DCM 模式 (AC 支路) |
| 导通 | $\frac{N_{2_3T}}{N_{1_3T}} \cdot V_{CPFC}$ | $\frac{N_{1_2T} - N_{2_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CPFC}$ |
| 截止 | $\frac{N_{3_3T}}{N_{1_3T}} \cdot V_{CB} + \frac{N_{1_3T} - N_{3_3T}}{N_{1_3T}} \cdot V_{CPFC}$ | $\frac{N_{3_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CB} + \frac{N_{1_2T} - N_{3_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CPFC}$ |
| III | CCM 电流源模式 | CCM 电流源模式 (AB 支路) |
| 导通 | $\frac{L_r}{L_{bl} + L_r} v_{in} $ | $\frac{L_r}{L_{bl} + L_r} v_{in} + \frac{L_r}{L_{bl} + L_r} \cdot \frac{N_{1_2T} - N_{2_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CPFC}$ |
| 截止 | V_{CPFC} | V_{CPFC} |
| IV | CCM 电压源模式 | CCM 电压源模式 (AB 支路) |
| 导通 | $-v_{cr}$ | $\frac{N_{1_2T} - N_{2_2T}}{N_{1_2T}} \cdot V_{CPFC} - v_{cr}$ |
| 截止 | V_{CPFC} | V_{CPFC} |

$-N_{2_2T}$ ，并且 $N_{3_3T}=N_{3_2T}$ ，则 A 点的电位相等，此时这两种拓扑可以相互转换。

将图 3.11 的 AC 支路的 C 点从开关管 Q 的漏极断开，接到 B 点，同时加入辅助绕组 N_2 ，就得到图 3.17(c) 所示的担负反馈绕组 CCM 电流源模式 (AC 支路) 复合型 PFC 变换器。 Q 导通时，根据变压器同名端判断，电感 $L_{bl}+L_r$ 两端的电压是 $|v_{in}|+V_{CPFC} \cdot N_2/N_1-V_{CPFC}$ ，只有当此电压为正时，二极管 D_2 开始导通，电感 L_{bl} 上的电流从 D_2 支路开始向 D_1 支路转移，当电流 $i_{L_{bl}}$ 等于 i_{L_r} 后，二极管 D_2 自然关断， $i_{L_{bl}}$ 才开始上升。绕组 N_2 相当于在输入电压上叠加了一个直流分量，增加输入电流的导通角，提高功率因数。 Q 截止时，电感 L_{bl} 两端的电压是 $V_{CPFC}+(V_{CB}-V_{CPFC}) \cdot N_2/N_1-|v_{in}|$ ，二极管 D_1 开始导通，电感 L_{bl} 上的电流从 D_2 支路开始向 D_1 支路转移，电流 $i_{L_{bl}}$ 开始减小。加入 L_r 后，电路工作在 CCM PFC+CCM Boost 模式，可以减小开关管的电流应力，提高效率。这一对拓扑的 A 点电位见表 3.1 的标号 III，如果 $N_{1_2T}=N_{2_2T}$ ，则 A 点的电位相等，此时这两种拓扑可以相互转换。

将图 3.13 的 AC 支路的 C 点从开关管 Q 的漏极断开，接到 B 点，同时加入辅助绕组 N_2 ，就得到图 3.17(d) 所示的单负反馈绕组 CCM 电压源模式 (AC 支路) 复合型 PFC 变换器。当 Q 导通时，根据变压器同名端判断，电感 L_{bl} 两端的电压是 $|v_{in}|+v_{cr}+V_{CPFC} \cdot N_2/N_1-V_{CPFC}$ ，二极管 D_1 关断。输入电压经过电感 L_{bl} 对谐振电容 C_r 充电， L_{bl} 的电流开始上升。当 C_r 上的电压被充到 $-V_{CPFC} \cdot N_2/N_1$ 后，二极管 D_1 导通， $i_{L_{bl}}$ 下降。当 Q 截止时， $i_{L_{bl}}$ 还是通过 D_1 支路释放能量给 C_{PFC} ，同时 C_r 的电压被变压器的励磁电流充到 $V_{CB}-V_{CPFC}$ ，然后 D_3 导通，励磁电感的储能释放给负载。加入 C_r 后，电路工作在 CCM PFC+CCM Boost 模式，可以减小开关管的电流应力，提高效率。这一对拓扑的 A 点电位见表 3.1 的标号 IV，如果 $N_{1_2T}=N_{2_2T}$ ，则 A 点的电位相等，此时这两种拓扑可以相互转换。

从图 3.17 所示四种拓扑的工作原理可以看出，在一个开关周期内，两端 ICS 单元也存在充电支路和放电支路。只不过 A 点电位的高低变化是通过耦合的变压器绕组的电压改变而实现的。

从上面的分析可以看出，三端结构的 ICS 单元可以不改变充电支路和放电支路的结构，通过在 AC 支路增加一个辅助绕组，把 C 点从开关管的漏极断开，和 B 点合并，得到 AB 支路两端结构 ICS 单元。或者在 AB 支路增加一个辅助绕组，把 B 点从 C_{PFC} 的正端断开，和 C 点合并，得到 AC 支路两端结构 ICS 单元，如图 3.18 所示。

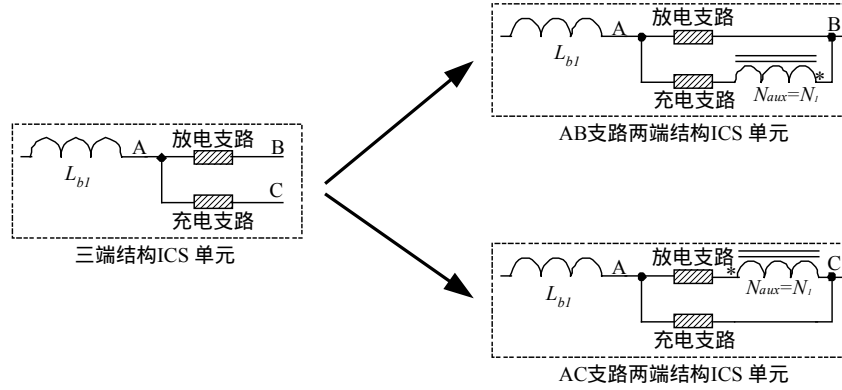


图 3.18 三端结构 ICS 单元转换成两端 ICS 单元

因此，所有的三端 ICS 单元的复合式 PFC 变换器按照转换规律，都可以找到对应的两端 ICS 单元。而且这种转换规律与单级 PFC 变换器的拓扑变换也有相似之处，可以相互借鉴^{[83]~[87]}。

3.5 本章小结

1. 首先提出一种两级式 Boost PFC 变换器，其输出电压可以始终保持稳定，有利于后级 DC-DC 变换器的优化设计。然后将这种两级式变换器简化，提出一种复合型 PFC 变换器。其储能电容电压可以自动跟随输入电压变化，低压输入时有利于减小开关管的损耗。

2. 以复合型 PFC 变换器为基础，为了抑制储能电容电压，可变化出一系列新的拓扑。根据这些拓扑 ICS 单元的端子数不同，可分为三端 ICS 单元变换器和两端 ICS 单元变换器。分别分析不同 ICS 单元变换器的工作原理，最后指出存在相同电气性能的 ICS 单元可以相互转换，并且给出转换规律。

第四章 单负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器

4.1 引言

复合式单开关功率因数校正预调节器如图 4.1 所示，该变换器储能电容电压可以自动跟随输入电压变化，而且保持时间内可以充分利用储能电容的能量。如果该变换器工作在 DCM PFC+DCM Boost 模式下，则开关管电流应力较大，不利于提高其效率。如果该变换器工作在 DCM PFC+CCM Boost 模式下，根据第三章分析，储能电容电压较大，不利于选择合适的电解电容。

为了使 C_{PFC} 的电压低于 450V，加入一个辅助变压器绕组 N_2 ，构成单负反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器，如图 4.2 所示。当开关导通时， L_{b1} 两端的电压是整流后的线电压减去绕组 N_2 两端的电压。开关导通期间的电感电流是

$$i_{Lb1} = \frac{|v_{in}| - \frac{N_2}{N_1} \cdot V_{CPFC}}{L_{b1}} \cdot t \quad (4.1)$$

通过辅助绕组 N_2 检测 C_{PFC} 的电压控制输入电流的峰值，从而控制输入功

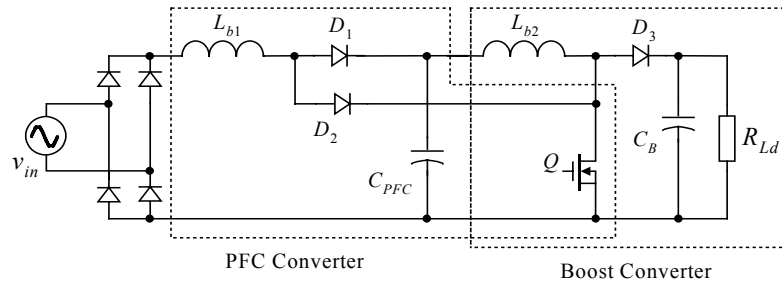


图 4.1 复合型单开关 PFC 预调节器

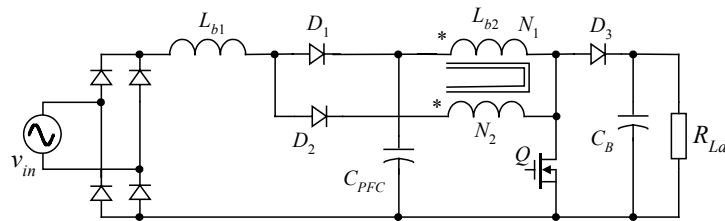


图 4.2 改进的复合型单开关 PFC 预调节器

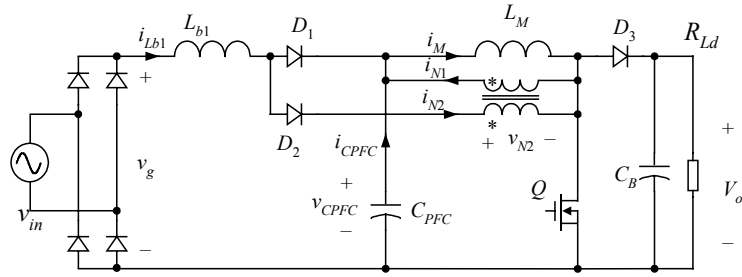
率。适当设计反馈绕组的匝比可以使 C_{PFC} 的最大电压低于 450V。

4.2 工作原理

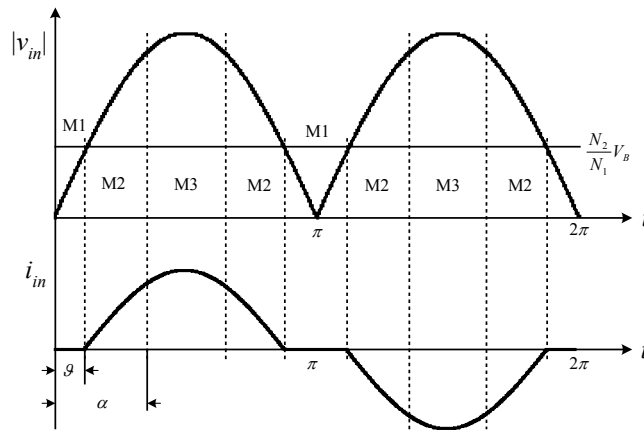
为了便于分析，图 4.2 中变压器原边绕组 N_1 由一个励磁电感 L_M 和理想变压器代替，如图 4.3(a) 所示。变压器副边绕组 N_2 用于控制储能电容电压 V_{CPFC} 。二极管 D_1, D_2 用来防止电流反向，它们和 Boost 电感 L_{b1} 共同实现功率因数校正。电容 C_{PFC} 用来储能，平衡瞬时输入输出功率差。变压器的励磁电感 L_M 的作用相当于 Boost 变换器的升压电感。

为了简化分析，作如下假设：

- ◆ 输入电压在一个开关周期内保持不变；
- ◆ Boost 电感 L_{b1} 足够小，保证输入电流断续；
- ◆ 励磁电感 L_M 足够大，保证其电流连续；



(a) 主电路



(b) 工作模式

图 4.3 改进的单开关 PFC 预调节器

- ◆ 在每个交流周期内，储能电容 C_{PFC} 电压保持不变；
- ◆ 所有开关器件是理想元件。

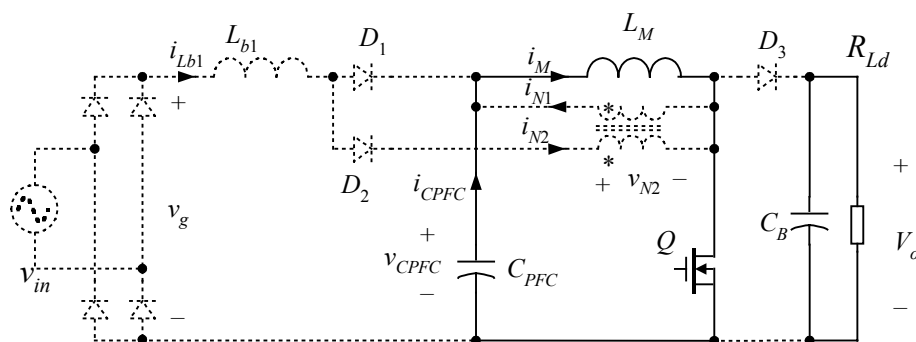
图 4.3(b)是输入电压和输入电流的波形。根据变换器工作状态的不同，在半个工频周期内可以分为三种模式，即单 Boost 变换器模式 (M1)，双 Boost 放电模式 (M2)，双 Boost 充电模式 (M3)。下面将详细分析各个模式下的工作方式。

4.2.1 单 Boost 变换器模式

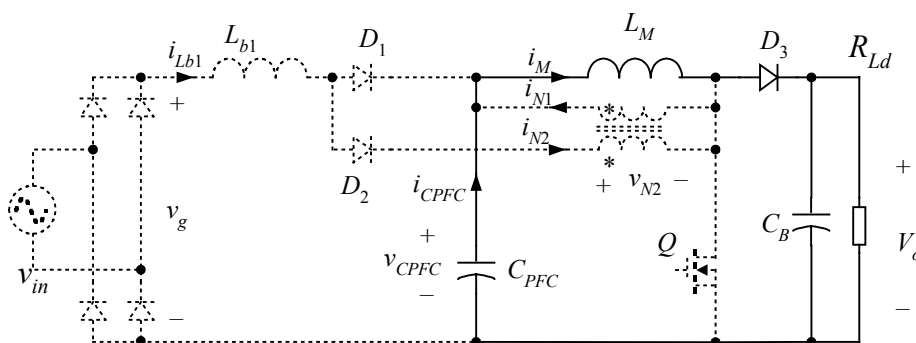
当开关管 Q 导通时，如图 4.4 (a) 所示。 C_{PFC} 向变压器的励磁电感 L_M 充电，变压器副边感应的电压

$$v_{N2} = \frac{N_2}{N_1} V_{CPFC} \quad (4.2)$$

电压方向为左正右负，如果



(a) 开关管开通



(b) 开关管关断

图 4.4 变换器在 M1 时的等效电路

$$v_g \leq v_{N2} \quad (4.3)$$

即输入电压始终低于反馈绕组电压和出能电容电压,则 D_1 和 D_2 反向截止,输入电流为零,因此没有输入功率。

当开关管 Q 截止时,如图 4.4 (b) 所示。存储在 L_M 中的能量传递到负载,此时电路等效于一个单 Boost 变换器。M1 的时间可以用死区角 定义

$$\theta = \arcsin\left(K \frac{V_{CPFC}}{V_{in,pk}}\right) \quad (4.4)$$

其中 $V_{in,pk}$ 是输入电压的峰值,变压器匝比 $K=N_2/N_1$ 。

式 (4.4) 表明死区角不仅与 V_{CPFC} 和 $V_{in,pk}$ 有关,还与变压器匝比有关。减小 K 值可以提高输入功率因数和减少输入电流谐波含量。

4.2.2 双 Boost 放电模式

当输入电压高于反馈电压,即 $|v_{in}| \geq v_{N2} = KV_{CPFC}$ 时,变换器工作在模式 2。图 4.5 是变换器在一个开关周期内不同时间的等效电路图。图 4.6 是电路的理论波形,包括驱动信号 Q 、Boost 电感两端电压 v_{Lb1} 、电感电流 i_{Lb1} 、变压器副边电流 i_{N2} 、励磁电感电流 i_M 和储能电容电流 i_{CPFC} 。

1. $[t_0 \sim t_1]$: 如图 4.5 (a) 所示。在 t_0 时刻,开关管 Q 开通。变压器原边电压等于 V_{CPFC} ,励磁电感电流 i_M 上升,副边的电压表达式同式 (4.2)。

L_{b1} 两端的电压是整流后输入电压减去反馈电压 v_{N2} ,

$$v_{Lb1} = |v_{in}| - KV_{CPFC} \quad (4.5)$$

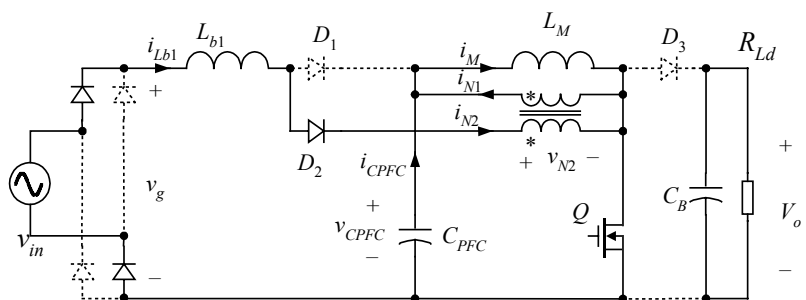
因为 PFC 级工作在 DCM,开关导通期间输入电感电流从零开始线性上升。此时 D_1 反向截止,根据 KCL,磁化电流是

$$i_M = i_{N1} + i_{CPFC} = Ki_{N2} + i_{CPFC} \quad (4.6)$$

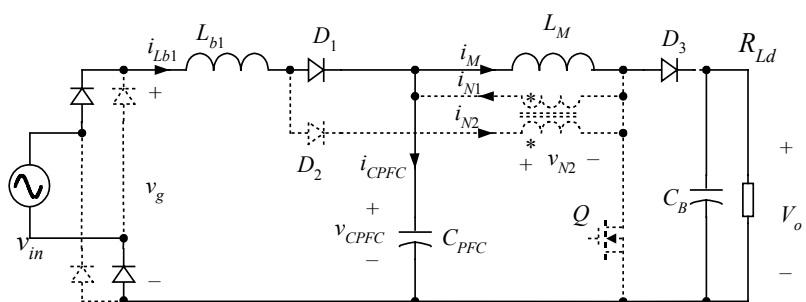
上式表明磁化电流是由 C_{PFC} 的放电电流和输入电流折射到原边的两部分组成的。

在 t_1 时刻,开关管关断。此时 Boost 电感 L_{b1} 的电流峰值是

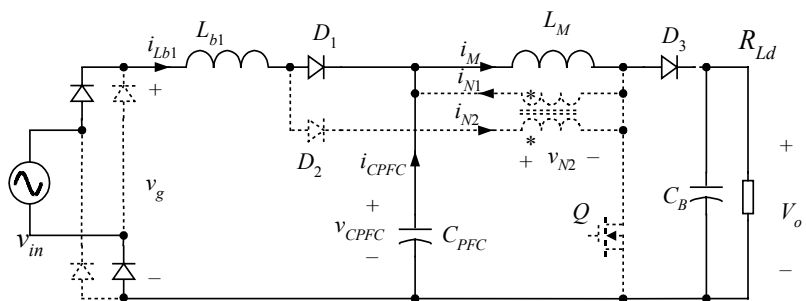
$$i_{Lb1,pk} = \frac{|v_{in}| - v_{N2}}{L_{b1}} \cdot DT_s \quad (4.7)$$



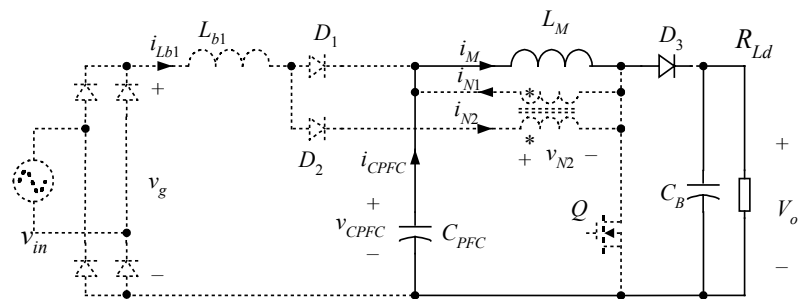
(a) $[t_0 \sim t_1]$



(b) $[t_1 \sim t_2]$



(c) $[t_2 \sim t_3]$



(d) $[t_3 \sim t_4]$

图 4.5 变换器在 M2 时的等效电路

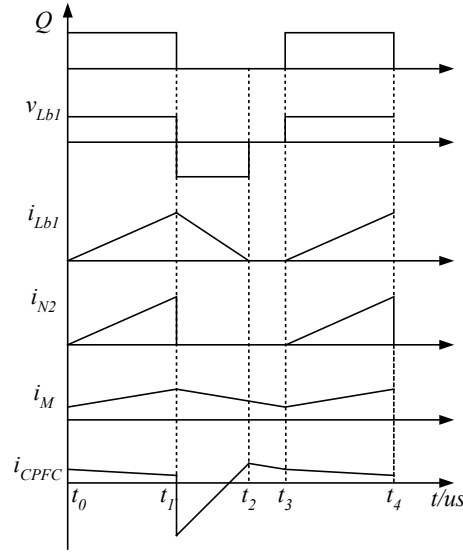


图 4.6 M2 时的电路工作波形图

Boost 电感 L_{b1} 的电流等于变压器副边电流 i_{N2} 。储能电容电流是

$$i_{CPFC} = i_M - i_{N1} = i_M - Ki_{N2} = i_M - Ki_{Lb1} \quad (4.8)$$

在模式 2，变压器副边折射到原边的电流始终小于励磁电流，储能电容一直放电，向负载提供能量。

2. $[t_1 \sim t_2]$: 如图 4.5 (b) 所示。在 t_1 时刻，开关管 Q 关断。 D_3 导通，励磁电感向输出传递能量，等效一个 Boost 变换器。 D_2 截止， D_1 导通。 L_{b1} 两端电压是

$$v_{Lb1} = |v_{in}| - V_{CPFC} \quad (4.9)$$

因为储能电容电压始终高于输入电压，电流 i_{Lb1} 减小，对应的输入电流减小，也等效于一个 Boost 变换器。因此模式 2 定义为双 Boost 放电模式。

3. $[t_2 \sim t_3]$: 如图 4.5 (c) 所示。在 t_2 时刻，输入电流减小到等于 i_M ， i_{CPFC} 反向，储能电容放电。

4. $[t_3 \sim t_4]$: 如图 4.5 (d) 所示。在 t_3 时刻，输入电流减小到零， D_1 截止。此后储能电容一直向负载提供能量，直到下一个开关周期开关管开通。

4.2.3 双 Boost 充电模式

随着输入电压升高, Boost 电感 L_{b1} 电流的峰值也变大。在开关管导通期间, 变压器副边电流 i_{N2} 折算到原边的电流 i_{N1} 将大于励磁电流 i_M , 储能电容被充电, 此时定义变换器工作在模式 3。图 4.7 是电路的理论波形, 图 4.8 是变换器在开关管开通期间的等效电路图。

1. $[t_0 \sim t_{01}]$: 如图 4.8 (a) 所示。在 t_0 时刻, 开关管 Q 开通。因为 PFC 级工作在 DCM, 开关导通期间输入电感电流从零开始线性上升。此时 D_1 反向截止, 根据 KCL, 储能电容电流是

$$i_{CPFC} = i_M - i_{N1} = i_M - Ki_{N2} = i_M - Ki_{Lb1} > 0 \quad (4.10)$$

2. $[t_{01} \sim t_1]$: 如图 4.8 (b) 所示。在 t_{01} 时刻, 输入电流折射到变压器原边的电流大于励磁电流。储能电容电流是

$$i_{CPFC} = i_M - i_{N1} = i_M - Ki_{N2} = i_M - Ki_{Lb1} < 0 \quad (4.11)$$

因此, 储能电容被充电。在 t_1 时刻, 开关管关断。如果在开关管关断时刻, 输入电流折射到变压器原边的电流恰好等于励磁电流, 则此时就是 M2 和 M3 的分界点。假设电感 L_M 足够大, 其电流纹波忽略不计。根据临界条件可以计算出 M2 和 M3 的分界点, 用角度 α 定义是

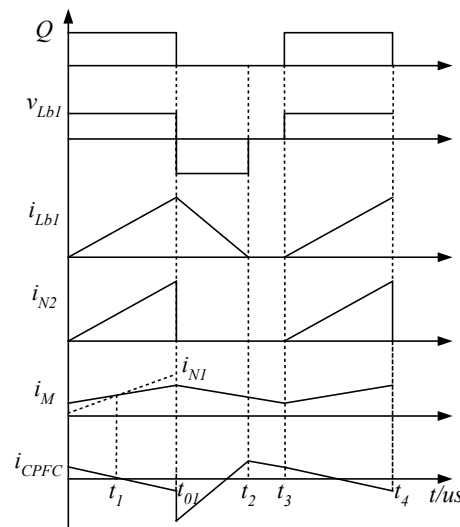


图 4.7 M3 时的电路工作波形图

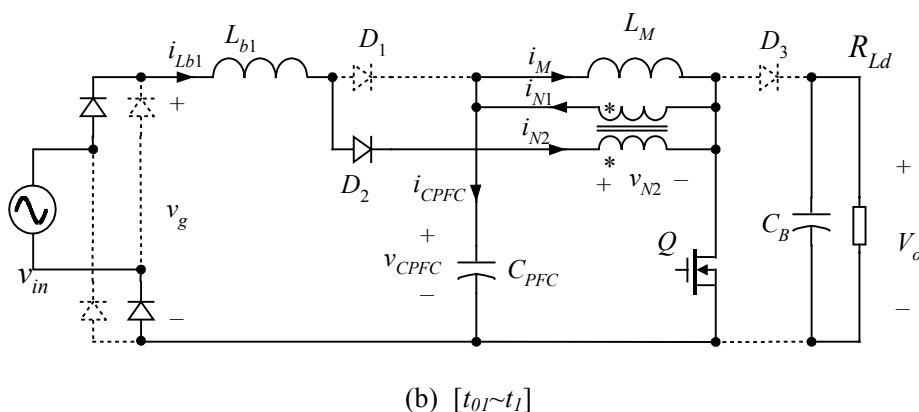
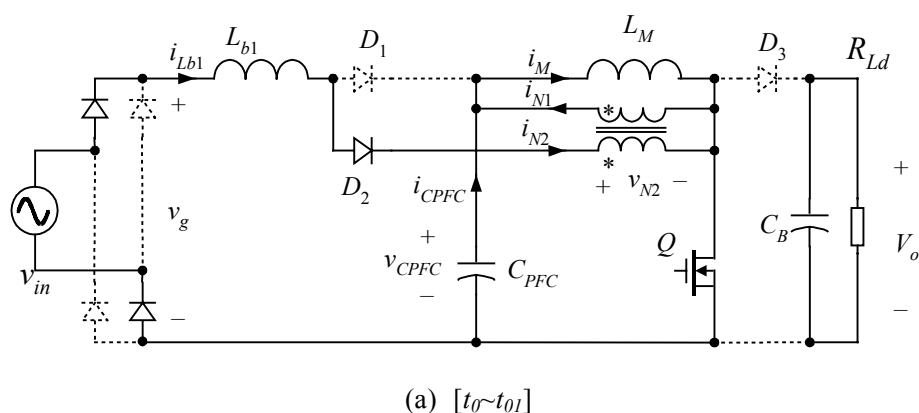


图 4.8 变换器在 M3 时的等效电路

$$\alpha = \arcsin \left(\frac{L_{b1} \cdot i_M}{D \cdot T_s \cdot K \cdot V_{in, pk}} \right) \quad (4.12)$$

开关截止期间，模式 3 的工作状态与模式 2 的相同，此处不再详述。

一旦电压经过峰值，其相位增加到 $\pi - \alpha$ ，变换器又将进入模式 2。随着电压的进一步减小，变换器再次工作在模式 1。

4.3 参数设计

为了验证该变换器的特点，设计了一台原理样机，并进行了实验验证，其设计指标如下：

- ◆ 输入电压：90~265VAC；
- ◆ 输出电压：420VDC；
- ◆ 输出功率：240W；

- ◆ 输入电流谐波含量：满足 IEC 1000-3-2 class D 标准；
- ◆ 储能电容电压：低于 450V；
- ◆ 保持时间 $T_H=20\text{ms}$ ；
- ◆ Boost 电感 L_{b1} 工作在 DCM，励磁电感 L_M 工作在 CCM。

开关频率的选择主要考虑以下几点。虽然提高开关频率可以减小磁性元件的尺寸，提高功率密度。但是开关频率的提高，会增加 MOSFET 的开关损耗、驱动损耗和二极管的开关损耗，以及磁性元件的损耗。最后折中考虑，开关频率选择为 100kHz。

4.3.1 Boost 电感 L_{b1} 的设计

4.3.1.1 Boost 电感 L_{b1} 的电感量

该变换器在稳态工作时，其占空比基本保持不变。为了保证较高的输入功率因数，Boost 电感 L_{b1} 一直工作在 DCM 模式。

在低压输入满载输出时，占空比最大。为了保证输入电压峰值时，电感电流处于临界断续状态，其约束条件是

$$L_{b1} \cdot i_{b1,pk,max} = (V_{in,pk} - K \cdot V_{CPFC}) \cdot DT_s = (V_{CPFC} - V_{in,pk}) \cdot (1-D)T_s \quad (4.13)$$

上式中 V_{CPFC} 和 D 都是未知量。根据输入输出能量的关系和第二级 Boost 变换器的输入输出关系，可以计算出 V_{CPFC} 和 D 。

在 M2 和 M3，每个开关周期中输入电流的峰值是

$$i_{in,pk} = i_{b1,pk} = \frac{(|V_{in,pk} \sin \omega t| - K \cdot V_{CPFC}) \cdot DT_s}{L_{b1}} \quad (4.14)$$

Boost 电感 L_{b1} 续流时间，即二极管 D_1 导通时间是

$$D'T_s = \frac{|V_{in,pk} \sin \omega t| - K \cdot V_{CPFC}}{V_{CPFC} - |V_{in,pk} \sin \omega t|} DT_s \quad (4.15)$$

在一个开关周期内的输入电流平均值是

$$i_{in,av} = \frac{1}{2} i_{in,pk} \cdot (D + D') \quad (4.16)$$

在一个工频周期内，模式 1 时没有输入电流。因此变换器的输入功率等于 M2 和 M3 时的输入功率

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} i_{in,av} \cdot |V_{in,pk} \sin(\omega t)| d(\omega t) \quad (4.17)$$

其中 θ 是式 (4.4) 中定义的 M1 的死区角， ω 是输入电压的角频率。

由励磁电感 L_M 、开关管 Q 和二极管 D_3 组成的 Boost 变换器工作在 CCM 状态。其输入输出关系

$$\frac{V_o}{V_{CPFC}} = \frac{1}{1-D} \quad (4.18)$$

联立求解等式 (4.13) 到 (4.18) 和 (4.4)，使用数学计算软件 MATHCAD 可以计算出输入电感最大值是

$$L_{b1} = 32.87(\mu H) \quad (4.19)$$

实际 L_{b1} 取 $30\mu H$ 。

4.3.1.2 Boost 电感 L_{b1} 的绕制

电感绕制：选择新康达磁芯 EE35，有效导磁面积 $A_e = 83.6\text{mm}^2$ 。初选气隙 $\delta = 1\text{mm}$ ，根据下面公式计算电感匝数

$$N_{Lb} = \sqrt{\frac{L_b \cdot \delta}{\mu_0 \cdot A_e}} = 16.903 \quad (4.20)$$

其中 μ_0 是真空的磁导率。实际取 $N_{Lb} = 17$ ，计算实际气隙是

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_{Lb}^2}{L_b} = 1.01(\text{mm}) \quad (4.21)$$

此时最高工作磁密是

$$B = \frac{\mu_0 \times N_{Lb} \times I_{in_pk_max}}{\delta} = 0.299(T) \quad (4.22)$$

低于饱和磁密，该磁芯可以使用。

电感最大电流有效值是

$$I_{Lb1,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} i_{in,av}^2 d(\omega t)} = 4.05(A) \quad (4.23)$$

取电流密度 $J = 3.5\text{A/mm}^2$ ，要求导电面积是

$$S_{cu} = \frac{I_{Lb1,rms}}{J} = 1.16(\text{mm}^2) \quad (4.24)$$

使用线径 0.6mm 的漆包线 5 股，截面积 $S = 1.415\text{mm}^2$ ，大于要求的导电面积。导线总截面积 24.055mm^2 ，磁芯的窗口面积 114.835mm^2 ，填充系数是 0.21，能够绕下。

4.3.2 变压器的设计

在确定变压器原副边匝比的时候主要考虑两点：第一，为了保证储能电容的电压不会过高，匝比 K 尽可能的大。第二，匝比会影响输入电流的死区角。匝比越大，输入电流畸变越严重，输入谐波电流越大。为了减小谐波，匝比应该尽可能的小。所以要折中考虑。

根据式(4.16)，输入 90V，输出满载时，可以得到在一个工频周期内输入电流的平均值，如图 4.9 所示。当 $K = 0$ 时，变压器相当于没有副边，只是一个滤波电感，输入电流的波形最接近正弦。当 $K = 0.3$ 时，输入电流的死区角已经非常大。对图 4.9 的各条曲线做傅里叶分解，可以计算出各次谐波的幅值。并与 IEC1000-3-2 D 标准对比，结果如图 4.10 所示。 $K=0.3$ 的输入电流 3 次谐波明

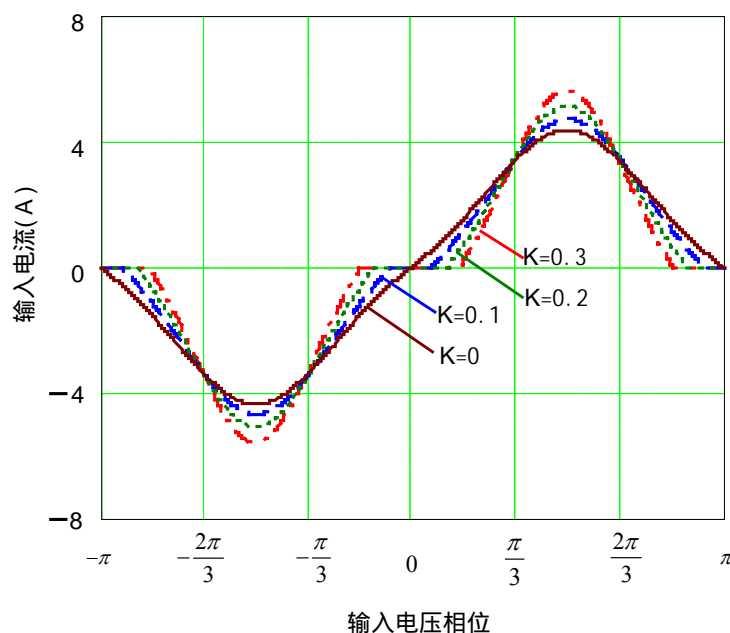


图 4.9 一个周期内的输入电流

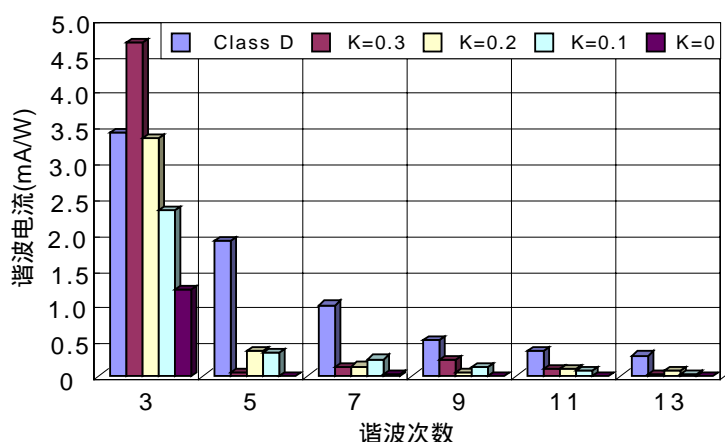


图 4.10 输入电流的奇次谐波

显高于标准要求。而 $K = 0.2$ 的输入电流，各次谐波均低于标准。因此确定变压器的匝比等于 0.2。

此处变压器的工作状态类似于反激式变压器，开关管开通时励磁电感储能，开关管关断时，励磁电感向输出端传递能量。为减小开关管电流有效值，设计励磁电感电流工作在连续模式。

在输入电压 90V，输出满载时，开关管占空比最大，此时励磁电感电流脉动最大。设计此时的电流脉动量是平均电流的 30%，则励磁电感量

$$L_m = \frac{V_o - V_{CPFC}}{30\% \cdot I_{Lm}} \cdot D_{off} \cdot T_s = 3.3(mH) \quad (4.25)$$

其中 V_{CPFC} 和 D_{off} 都不是独立变量，必须根据式 (4.13) 到 (4.18) 和 (4.4) 联立计算才能得到。

选择南京新康达公司的 EER35 型磁芯，其有效导磁面积 $A_e = 109mm^2$ ，窗口面积 $A_w = 214.5mm^2$ ，最高工作磁密 $B_m = 0.3T$ 。

变压器原边匝数是

$$N_1 = \frac{L_m \cdot I_{1pk}}{A_e \cdot B_m} = 100.9 \quad (4.26)$$

取 $N_1 = 101$ 匝，则变压器副边匝数 $N_2 = 20$ 匝。

变压器气隙是

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot N_1^2 \cdot A_e}{L_m} = 0.422(mm) \quad (4.27)$$

考虑到导线工作在高频状态时的皮肤效应，导线在 100kHz 的穿透深度是

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot f_s \cdot \mu \cdot \gamma}} = 0.209(\text{mm}) \quad (4.28)$$

其中铜导线的电导率 $\gamma = 58 \times 10^6 / \Omega \cdot \text{m}$ ，磁导率 $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H} / \text{m}$ 。所以绕组应选择线径小于 0.418mm 的铜导线。

选取导线电流密度 $J = 3.5 \text{A} / \text{mm}^2$ ，计算原边导线的截面积是

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = 0.33(\text{mm}^2) \quad (4.29)$$

原边实际选用线径 0.5mm 的铜导线两股绕制，面积是 0.392mm^2 ，大于要求的导电面积。

计算副边导线的截面积是

$$S_2 = \frac{I_2}{J} = 0.329(\text{mm}^2) \quad (4.30)$$

副边实际选用线径 0.5mm 的铜导线两股绕制，面积是 0.392mm^2 ，大于要求的导电面积。

原副边均采用铜导线绕制，其总截面积是

$$S = (2 \times 20 + 2 \times 101) \times 0.196 = 47.43(\text{mm}^2) \quad (4.31)$$

填充系数是 0.221，所选磁芯够用。

4.3.3 储能电容的选择

C_{PFC} 的电压是由输入电压和输出功率决定的。根据式 (4.14) 和式 (4.17)，输入功率是

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{P_o}{\eta} = \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} i_{in,av} \cdot |V_{in,pk} \sin(\omega t)| d(\omega t) \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \frac{(|V_{in,pk} \sin(\omega t)| - K \cdot V_{CPFC}) \cdot (D + D') DT_s}{2 \cdot L_{b1}} \cdot |V_{in,pk} \sin(\omega t)| d(\omega t) \end{aligned} \quad (4.32)$$

上式中的 D 和 D' 分别包含在式 (4.15) 和 (4.18) 中，联立求解以上三式，可以计算出 C_{PFC} 的电压，如图 4.11 所示。可见 C_{PFC} 的电压可以自动跟随输入电压变化，当输入高压输出轻载时，其最大值是 405V，因此可以使用耐压 450V 的电解电容。电容电压最低时，电容的储能应保证在要求保持时间内，提供额

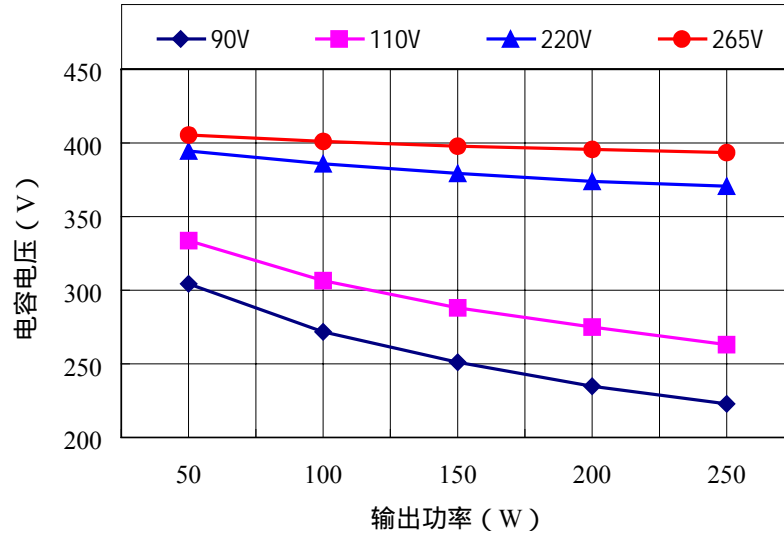


图 4.11 计算的电容电压

定输出功率。可以计算出电容量

$$C_{PFC} = \frac{2 \cdot P_o \cdot T_H}{V_{CPFC_min}^2} = 189(\mu F) \quad (4.33)$$

其中 $V_{CPFC_min}=225V$ 是储能电容电压的最小值,实际选用 450V/220uF 的电解电容。

4.3.4 开关管的选择

开关管关断时,其截止电压等于输出电压 420V。开通时,其导通电流由两部分组成:Boost 电感 I_{Lb1} 的电流和变压器励磁电感电流 I_{Lm} 。其有效值等于

$$I_{sw_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi-\theta} \left(\frac{1}{2} i_{in,pk} \cdot D \right)^2 d(\omega t) + I_{Lm}^2} = 3.31(A) \quad (4.34)$$

实际选择 IRFP460 (500V/20A)

图 4.1 二极管的电压和电流应力

| | D_1 | D_2 | D_3 |
|------|------------------------|---|-----------------|
| 电压应力 | $V_{CPFC_max} = 406V$ | $(1-k) \cdot V_{CB} + k \cdot V_{CPFC_max} = 417.2V$ | $V_{CB} = 420V$ |
| 电流应力 | $2.42A$ | $3.15A$ | $0.57A$ |

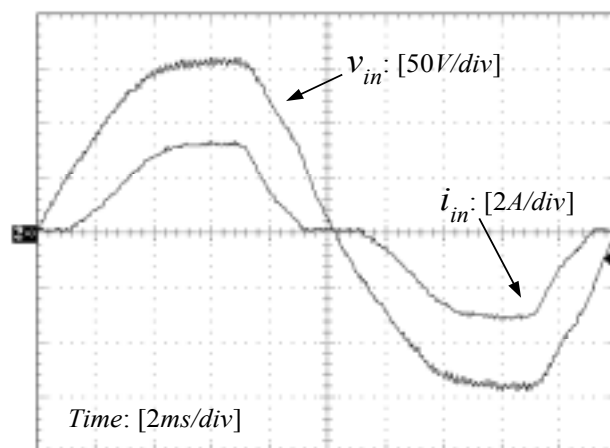
4.3.5 二极管的选择

根据每个开关周期内二极管电流的平均值，可以计算其在一个工频周期内的电流有效值。表 4.1 是所用二极管的电压和电流应力。

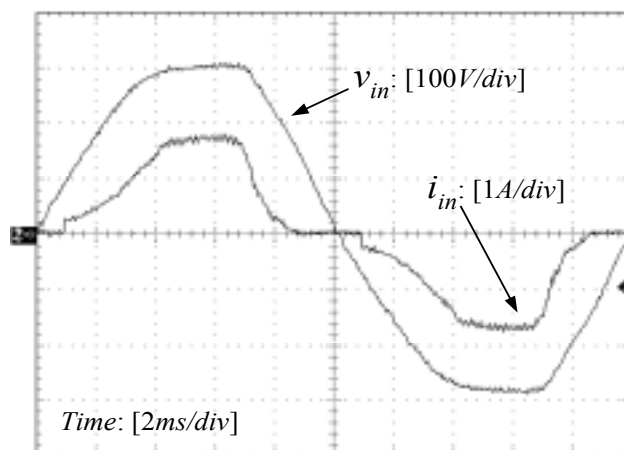
实际三只二极管均选用 DSEI8-06A (600V/8A)。

4.4 实验结果与分析

为了验证此变换器的工作原理，在实验室完成了一个输入电压 90-265V，输出 420V/240W 的原理样机。



(a) $V_{in}=90VAC$



(b) $V_{in}=220VAC$

图 4.12 输入电流和输入电压

图 4.12 分别给出了输入线电压是 90V 和 220V 时的输入电压和电流波形。从图中可以看出在输入电压过零点附近没有输入电流，存在一个死区角。此死区角是由 V_{CPFC} 的反馈绕组 N_2 引起的。

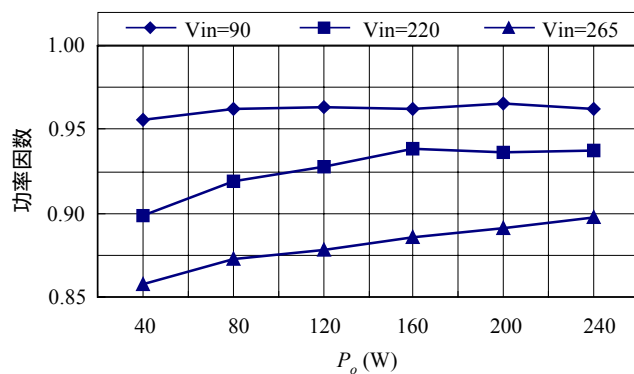


图 4.13 输入功率因数

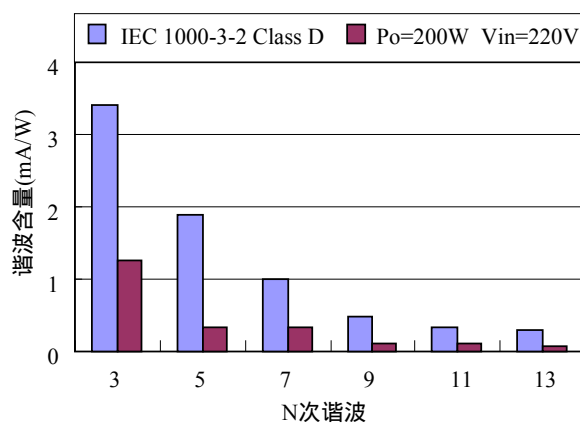


图 4.14 输入电流谐波

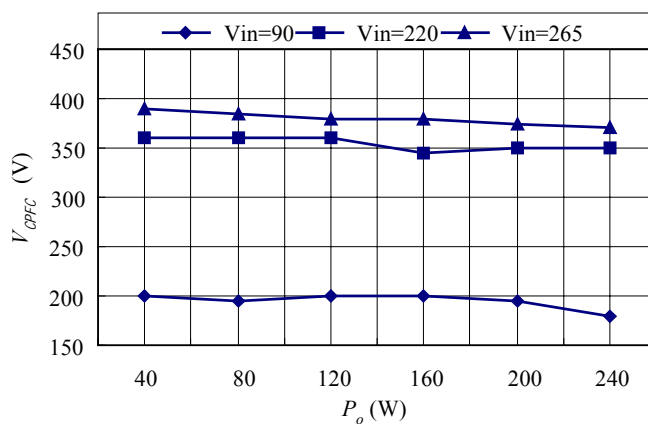


图 4.15 电容 C_{PFC} 的电压

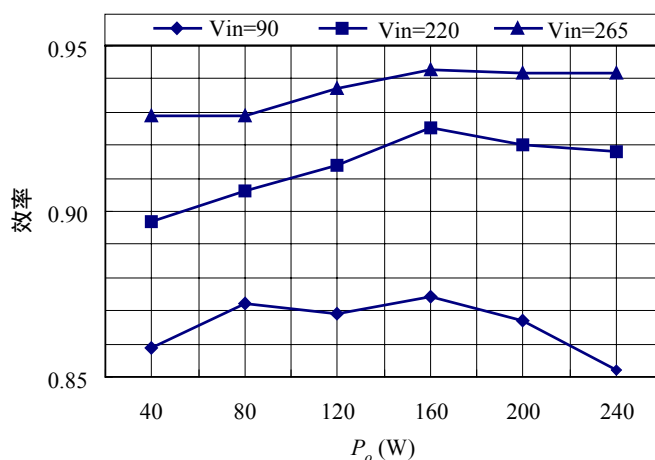


图 4.16 测量的效率

图 4.13 和图 4.14 分别给出了测量的输入功率因数和输入线电流谐波含量。当输出功率 40W，输入线电压 265V 时输入功率因数最低。所有的输入电流谐波均满足 IEC1000-3-2 Class D 的要求。

图 4.15 是测量的 C_{PFC} 电压，可以自动跟随输入电压变化，与理论分析一致。测量的效率如图 4.16 所示。在输入电压低时效率不太高，与高输入电压时相比此时的输入电流较大，开关管的导通损耗较大。

4.5 本章小结

本章针对第三章提出的单反馈绕组 DCM 复合型 PFC 变换器，详细分析了其工作原理，给出参数设计，并研制了一台原理样机进行实验验证。该变换器具有以下优点：

1. 储能电容 C_{PFC} 电压可自动跟随输入电压的变化，因此在低压输入端可提高其效率。
2. 加入附加绕组 N_2 ，保持储能电容 C_{PFC} 电压始终低于 450V，可以选择常规的电解电容。
3. 输入功率因数高，输入电流谐波满足 IEC1000-3-2 Class D 要求。

第五章 母线电压可调节的服务器电源系统

5.1 引言

未来服务器电源的设计标准是服务器系统架构 (Server System Infrastructure, SSI) 标准。该标准要求电源的输入范围是 90-265V , 同时具有功率因数校正功能, 以保证输入电流谐波满足国际标准, 如 IEC 1000-3-2。该电源系统分为两级, 前级为 PFC 级, 目的是减小输入电流谐波和输出基本稳定的直流电压, 如 380V。后级是 DC-DC 级, 将 380V 变换到 12V。

PFC 级一般采用 Boost 变换器。低压输入时, PFC 级的损耗主要分布在整流桥的导通损耗和开关管的导通损耗, 导致整个电源系统效率不高^[59]。文献[88]和[89]提出的软开关方法可以提高 Boost 变换器的效率, 但其主电路或控制上比较复杂。第二章提出采用 VVB 控制策略, 可以减小 Boost 变换器的损耗。低压输入时, 降低母线电压可以减小开关管的导通时间, 从而减小开关管的导通损耗。控制母线电压始终高于输入电压的峰值以保证较高的输入功率因数。这样在整个输入范围内直流母线电压将在 200V-400V 之间变化, 后级变换器的拓扑选择和设计就直接影响到整个电源系统的性能。如果采用第三章提出的复合式 PFC 变换器, 则 PFC 级必须工作在 DCM。但是服务器电源功率较大, DCM 下其输入电流的有效值比 CCM 的大许多, 导致开关管损耗和 EMI 滤波器尺寸较大, 所以不适合应用在这种中大功率场合。

如果 PFC 级输出电压保持在 380V 左右, DC-DC 级常用的拓扑是全桥变换器。当 PFC 级输出电压在 200V-400V 变化时, 虽然全桥变换器在移相控制方式下可保证在较宽的输入电压内实现开关管的零电压开关。但是高压输入时有效占空比会很小, 原边存在较大的环流能量。整流后的变压器副边电压含有较高的交流分量, 需要较大的滤波电感。

三电平直流变换器可减小原边开关管的电压和电流应力^{[90]~[92]}。文献[93]提出一种适用于宽输入电压和负载变化的半桥式三电平变换器, 但是它需要控制原副边开关管之间的相位。复合式全桥三电平 (Hybrid Full Bridge Three Level, HFB TL) 变换器结构简单, 环流能量少和输出滤波电感小, 可以应用在宽输入

电压场合^[94]。

本章提出 PFC 级使用 VVB 控制的 Boost 变换器，DC-DC 级使用 HFB TL 变换器，构成一种服务器电源系统。第二节给出系统的输入输出参数，与其他两种系统方案比较，简单介绍了 HFB TL 变换器的工作模态；第三节分析功率器件的电压应力和磁性元件的尺寸；第四节给出详细的参数设计；第五节分析三种系统中有源器件的损耗分布，最后研制三台原理样机进行实验验证和比较。

5.2 三种系统方案

系统输入参数：90-265V，输出参数：12V/100A。

PFC 级使用 Boost 变换器，可采用 CVB 和 VVB 控制策略，后级使用移相控制的全桥变换器或者 HFB TL 变换器。前后级不同的组合，可以产生三种可行的系统方案。

方案 1：PFC 级使用 CVB Boost 变换器，输出电压 380V。DC-DC 级使用全桥变换器，输入电压 360V-400V(Full bridge converter 1, FB1)。

方案 2：PFC 级使用 VVB Boost 变换器，输出电压 200V-400V。DC-DC 级使用全桥变换器，输入电压 200V-400V(Full bridge converter 2, FB2)。

方案 3：PFC 级使用 VVB Boost 变换器，输出电压 200V-400V。DC-DC 级使用 HFB TL 变换器，输入电压 200V-400V。

图 5.1、图 5.2 和图 5.3 分别给出 PFC 级变换器和 DC-DC 级变换器的拓扑。对于 VVB 控制的 Boost PFC 变换器，第二章已有详细的分析。对于移相控制的

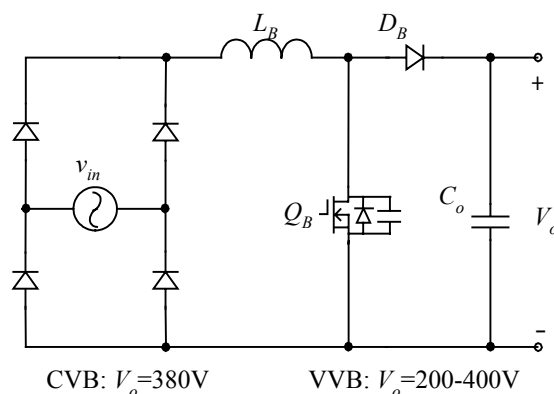


图 5.1 PFC Boost 变换器

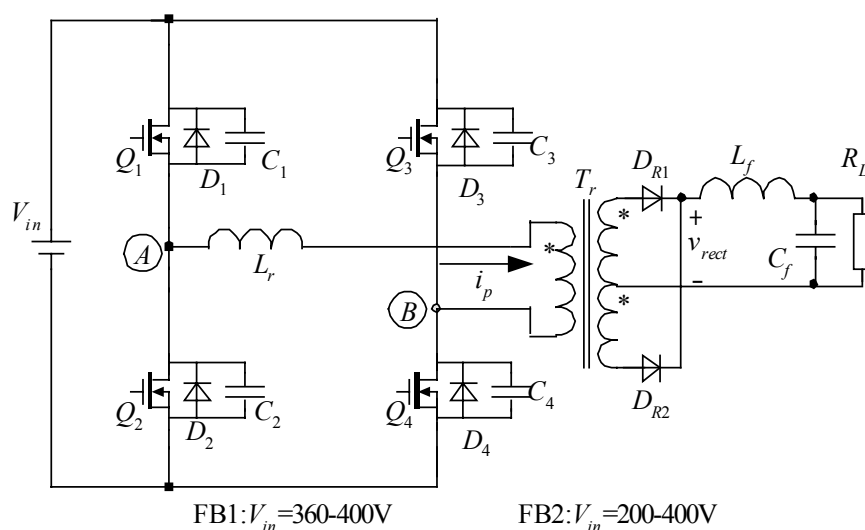


图 5.2 全桥变换器

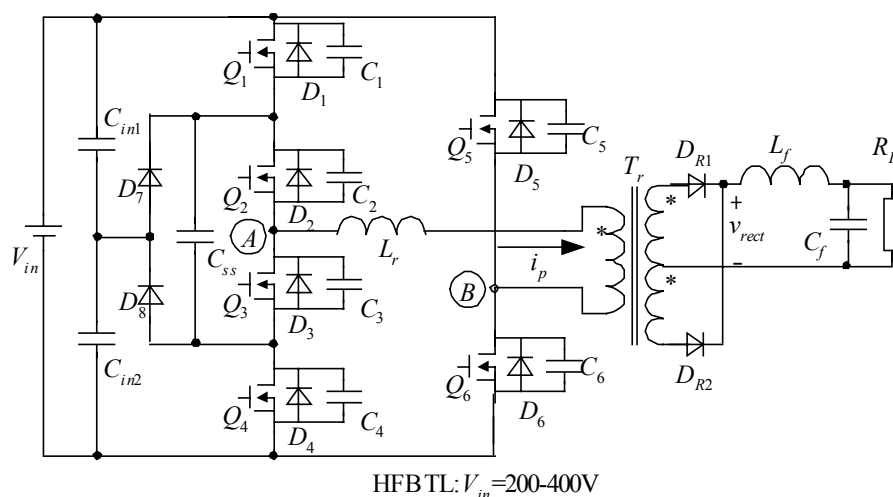
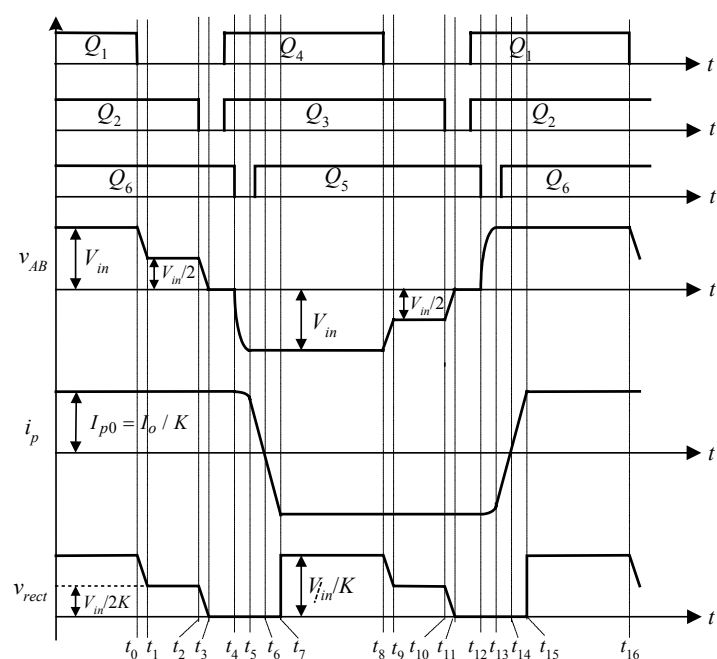


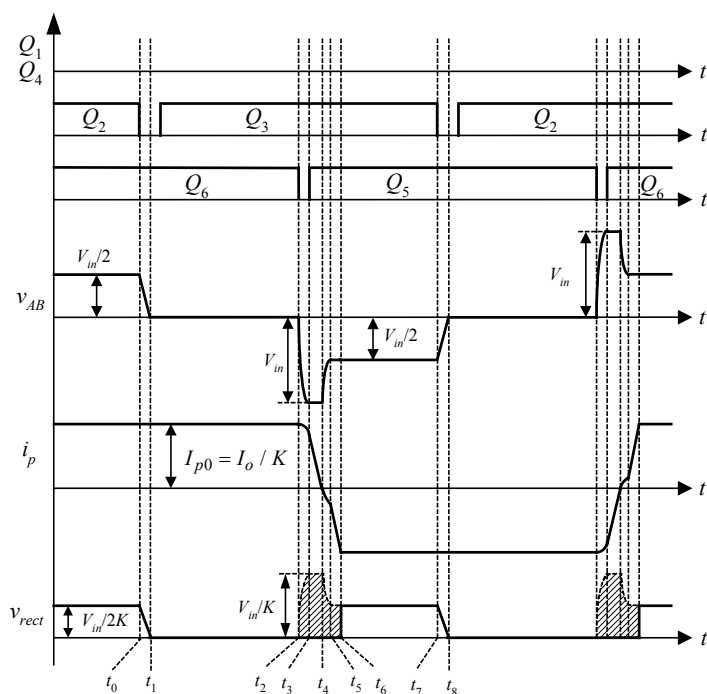
图 5.3 HFB TL 变换器

全桥变换器，也有许多文献和书籍介绍，本章就不再详细分析。对于 HFB TL 变换器，这里简单介绍其工作原理，便于理解后面的设计过程和损耗分析。

图5.4 (a) 和 (b) 分别是HFB TL工作在三电平和两电平模式的主要波形。当输入电压较低时， Q_1 和 Q_4 PWM工作时， Q_2 和 Q_3 与 Q_6 和 Q_5 之间有一个较小的固定相位差，将 Q_2 、 Q_3 实现ZVS和 Q_5 、 Q_6 实现ZVS分离开来。输出整流后的电压为三电平波形，我们称之为三电平模式(3L模式)。首先 Q_1 、 Q_2 和 Q_6 同时导通，变压器原边电压是 V_{in} ，副边整流后的电压是 V_{in}/K ，其中 K 是变压器原副边匝比。接着 Q_1 关断， D_7 、 Q_2 和 Q_6 同时导通，变压器原边电压是电容 C_{in2} 两端的



(a) 三电平模式



(b) 两电平模式

图 5.4 HFB TL 变换器的基本波形

电压，即 $V_{in}/2$ ，变压器副边整流后的电压是 $V_{in}/2K$ 。然后 Q_2 关断，谐振电感 L_r 通过 D_3 、 D_4 和 Q_6 续流，变压器副边整流后的电压是零。 Q_6 关断后，原边电流开始反向换流，当 Q_3 、 Q_4 和 Q_5 同时导通后，电路进入下半个工作周期，其工作过程与上半个工作周期类似，此处不再赘述。

当输入电压较高时， Q_1 和 Q_4 的脉宽将减小到零， Q_2 和 Q_3 与 Q_6 和 Q_5 移相工作，即通过调节两者之间的移相角来调节输出电压，此时输出整流后的电压为两电平波形，我们称之为两电平模式(2L模式)。首先 D_7 、 Q_2 和 Q_6 同时导通，变压器原边电压是 $V_{in}/2$ ，副边整流后的电压是 $V_{in}/2k$ 。然后 Q_2 关断，经过一定死区时间后 Q_3 开通，谐振电感 L_r 通过 D_3 、 D_4 和 Q_6 续流，变压器副边整流后的电压是零。 Q_6 关断后，原边电流开始反向换流，当 Q_3 和 Q_5 同时导通后，电路进入下半个工作周期，其工作过程与上半个工作周期类似，此处不再赘述。

5.3 功率器件的电压应力和磁性元件的分析

5.3.1 功率器件的电压应力

全桥变换器中原边开关管的电压应力是最大输入电压。而 HFB TL 变换器中，三电平桥臂的开关管只承受一半输入电压，两电平桥臂的开关管仍然承受输入电压。

FB 和 HFB TL 变换器中整流二极管的电压应力分别是

$$V_{DR_FB} = \frac{2V_{in}}{K} \quad (5.1)$$

$$V_{DR_HFB} = \begin{cases} \frac{2V_{in}}{K} & (\text{三电平模式}) \\ \frac{V_{in}}{K} & (\text{两电平模式}) \end{cases} \quad (5.2)$$

图 5.5 给出了三种变换器中二极管电压应力随输入电压变化的曲线。FB1 和 FB2 中二极管电压应力随输入电压的增加而增加，最大电压应力分别是 38V 和 62V。FB1 的输入电压范围较 FB2 窄，因此其二极管上的电压应力比 FB2 的低 24V。HFB TL 变换器的二极管电压应力在三电平模式随输入电压的增加而增加，切换到两电平状态时会阶跃下降，而后随输入电压的增加再次增加。在切换点电压应力是最高值 49V。比较表明输入电压范围相同时，HFB TL 变

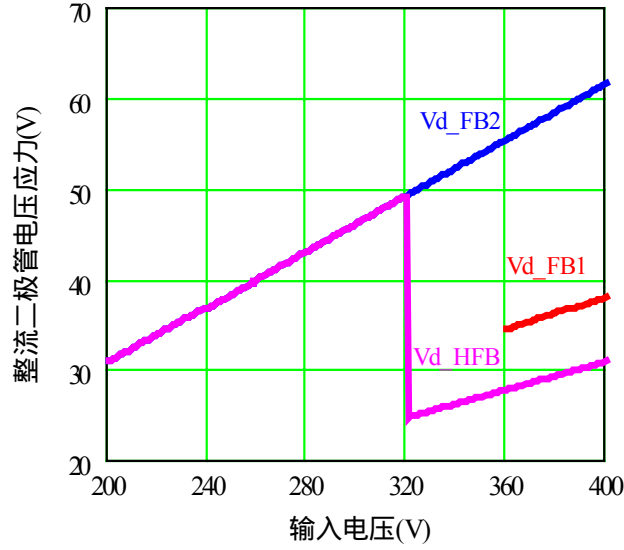


图 5.5 整流二极管的电压应力

换器的二极管电压应力比全桥变换器低。

5.3.2 DC-DC 级变压器匝比设计

变压器匝比的设计原则是输入电压最低时，可以保证输出额定的电压。考虑到占空比丢失，副边最大占空比 $D_{sec_max}=0.85$ 。副边最低电压是

$$V_{sec_min} = \frac{(V_o + V_{LF} + V_D)}{D_{sec_max}} \quad (5.3)$$

式中 $V_{LF}=1V$ 和 $V_D=0.7V$ 分别是滤波电感和二极管上的压降。

变压器原副边匝比的表达式是

$$K = \frac{V_{in_min}}{V_{sec_min}} \quad (5.4)$$

根据式 (5.4)，变换器 FB1，FB2 和 HFB TL 的变压器匝比分别是 21，13 和 13。因为 FB2 和 HFB TL 的最低输入电压相同，所以变压器的匝比相同。而 FB1 的输入电压较高，因此其变压器匝比较大。

5.3.3 DC-DC 级滤波电感分析

5.3.3.1 全桥变换器滤波电感设计

根据滤波电感的伏秒积平衡，得到滤波电感的表达式是

$$L_{f_FB} = \frac{\Delta t}{\Delta i_{Lf}} \cdot V_f = \left(1 - \frac{KV_o}{V_{in}}\right) \cdot \frac{V_o T_s}{2\Delta i_{Lf}} \quad (5.5)$$

式中 $V_o=12V$ 和 $i_{Lf}=20\%I_o=20A$ 分别是输出电压和最大电感电流脉动。

5.3.3.2 HFB TL 变换器滤波电感设计

第二节给出了 HFB TL 变换器的工作模态，参考图 5.4 和文献[94]，可以推导出滤波电感量的表达式：

$$L_{f_HFB} = \begin{cases} \frac{\left(\frac{V_{in}}{K} - V_o\right) \left(\frac{2KV_o}{V_{in}} - 1 - D_{loss_3L}\right) \cdot T_s}{2 \cdot \Delta i_{Lf}} & \begin{pmatrix} 3L \text{模式}, \\ V_o \geq \frac{V_{in}}{2K} \end{pmatrix} \\ \frac{V_o \cdot D_{loss_3L} \cdot T_s}{2 \cdot \Delta i_{Lf}} & \begin{pmatrix} 3L \text{模式}, \\ V_o < \frac{V_{in}}{2K} \end{pmatrix} \\ \frac{V_o \cdot \left(1 - \frac{2KV_o}{V_{in}}\right) \cdot T_s}{2 \cdot \Delta i_{Lf}} & (2L \text{模式}) \end{cases} \quad (5.6)$$

其中三电平的占空比丢失 $D_{loss_3L} = \frac{4 \cdot L_r \cdot I_o}{K \cdot V_{in} \cdot T_s}$ 。

根据式(5.5)和(5.6)，可以得到三种方案中 DC-DC 级变换器输出滤波电感量

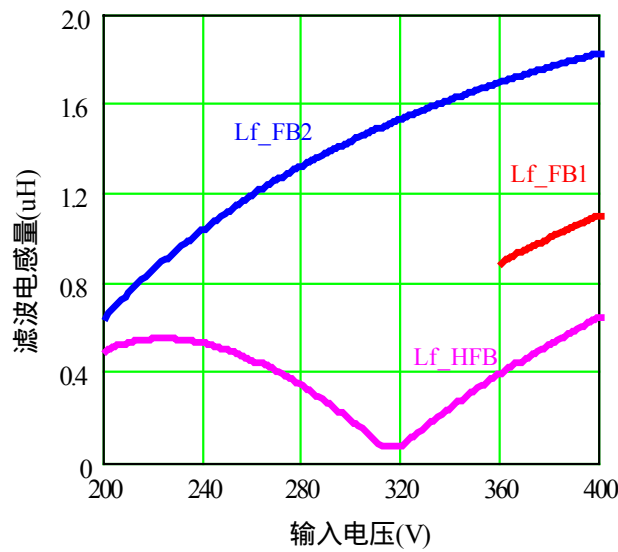


图 5.6 输出滤波电感量

随输入电压变化的曲线，如图 5.6 所示。从中可以看出，HFB TL 的最大滤波电感量是 0.66uH，只有 FB2 变换器的 36%，而且也小于 FB1 的 1.11uH。

5.4 参数设计

第二章已经给出 PFC 级 Boost 变换器的主电路和控制电路设计。本节将对 DC-DC 级 FB1，FB2 和 HFB TL 变换器分别进行主电路参数设计。设计的性能指标如下：

- 输入直流电压： $V_{in}=360-400V$ (FB1); $V_{in}=200-400V$ (FB2 和 HFB TL)
- 开关频率：100kHz
- 输出直流电压：12VDC
- 输出直流电流：100A
- 输出电压纹波： $<100mV$

5.4.1 FB1 变换器主电路参数设计

5.4.1.1 高频变压器的设计

(1) 原副边匝比

在低压输入时，考虑占空比丢失，选择副边的最大占空比 $D_{sec_max} = 0.85$ ，根据式(5.3)和式(5.4)，可计算出原副边变比 $K_{C_FB1} = 21.02$ 。

(2) 选磁芯

选择南京新康达公司的 EE42/21/20 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 235mm^2$ ，窗口面积 $A_w = 266mm^2$ ，最高工作磁密 $B_m = 0.15T$ 。

(3) 确定变压器原副边匝比

变压器副边匝数是

$$N_{sc_FB1} = \frac{V_o}{4f_s \cdot A_e \cdot B_m} = 0.851 \quad (5.7)$$

取 $N_{s_FB1} = 1$ 匝，则变压器原边匝数 $N_{p_FB1} = 21$ 匝，选择变压器原副边变比 $K_{FB1} = 21$ 。

(4) 确定原副边绕组的线径和股数

根据式 (4.28)，导线在 100kHz 的穿透深度 0.209mm，所以绕组应选择线

径小于 $0.418mm$ 的铜导线。

选取导线电流密度 $J = 3.5A/mm^2$ ，计算原边导线的截面积是

$$S_{p_FB1} = \frac{I_p}{J} = \frac{P_o}{V_{in} \cdot J} = 1.14mm^2 \quad (5.8)$$

原边实际选用宽 $24mm$ ，厚 $0.05mm$ 的铜皮一股绕制，导电面积是 $1.2mm^2$ ，大于要求的导电面积，可以使用。

变压器副边采用的是全波整流，每个副边绕组的最大电流有效值是

$$I_{sec_max} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 70.7A \quad (5.9)$$

计算副边导线的截面积是

$$S_{s_FB1} = \frac{I_{sec_FB1}}{J} = 20.203mm^2 \quad (5.10)$$

副边实际选用宽 $24mm$ ，厚 $0.5mm$ 的铜皮两股并绕，导电面积是 $24mm^2$ ，大于要求的导电面积，可以使用。

(5) 窗口面积校核

原副边均采用铜皮绕制，并且铜皮的高度小于磁芯的高度，因此只需要校核磁芯的窗口宽度。原边铜皮厚 $0.05mm$ ，一股绕 21 匝，两个副边铜皮厚 $0.5mm$ ，两股并绕一匝，所以窗口铜皮的总厚度是

$$H = 0.05 \times 21 + 0.5 \times 2 \times 2 = 3.05mm \quad (5.11)$$

EE42A 的窗口宽度是 $8.75mm$ ，填充系数是 0.35 ，所选磁芯够用。

(6) 绕制方法

为了减小变压器原副边的漏感，采用原副边铜皮夹绕。绕制方法如下：

- A 先绕原边绕组 10 匝；
- B 绕一组副边绕组 1 匝；
- C 绕另一组副边绕组 1 匝
- D 再绕原边绕组 11 匝。

5.4.1.2 输出滤波电感的设计

(1) 选磁芯

根据式(5.5)，计算出滤波电感量是 $1.11\mu H$ 。选择南京新康达公司的

EE42/21/20 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 235\text{mm}^2$ ，窗口面积 $A_w = 266\text{mm}^2$ ，饱和磁密 $B_s = 0.38\text{T}$ 。

(2) 计算气隙和匝数

初选气隙 $\delta = 1.5\text{mm}$ ，根据下面公式计算电感匝数

$$N_{L_{f_FB1}} = \sqrt{\frac{L_{f_FB1} \cdot \delta}{\mu_0 \cdot A_e}} = 2.667 \quad (5.12)$$

取 $N_{L_{f_FB1}} = 3$ ，计算实际气隙

$$\delta = \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_{L_{f_FB1}}^2}{L_{f_FB1}} = 1.89\text{mm} \quad (5.13)$$

(3) 校核磁芯最高工作磁通密度 B_m

考虑到电感电流的脉动量是最大输出电流的 20%，所以滤波电感电流的最大值是 $I_{L_{f_max}} = 110\text{A}$ 。根据下面公式计算磁芯最高工作磁密

$$B_m = \frac{L_{f_FB1} \cdot I_{L_{f_max}}}{A_e \cdot N_{L_{f_FB1}}} = 0.218\text{T} \quad (5.14)$$

小于磁芯的饱和磁密，所选磁芯满足要求。

(4) 计算绕组的线径和股数

选取导线电流密度 $J = 3.5\text{A/mm}^2$ ，计算导线的截面积

$$S_{L_{f_FB1}} = \frac{I_{L_{f_max}}}{J} = 31.54\text{mm}^2 \quad (5.15)$$

实际选用宽 24mm，厚 0.5mm 的铜皮三股并绕，导电面积是 36mm^2 ，大于要求的导电面积，可以使用。铜皮总厚度 $H = 0.5 \cdot 3 \cdot 3 = 4.5\text{mm}$ ，磁芯的窗口宽度 8.75mm，填充系数是 0.51，能够绕下。

5.4.1.3 原边开关管的选择

原边开关管的电压应力是输入电压的最大值 400V，选择 FAIRCHILD 公司的 MOSFET 管 FQA24N50，其额定电压 500V，额定电流 24A。

5.4.1.4 输出滤波电容的设计

输出电压的脉动主要取决于输出滤波电容的寄生串联电阻(ESR)上的电压脉动。输出滤波电感电流的脉动决定流过 ESR 的最大脉动电流，根据设计指标，可以计算最大 ESR 是

$$ESR \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta I_{Lf_max}} = 5m\Omega \quad (5.16)$$

选择 NICHICON 公司的 PW 系列低阻抗铝电解电容，额定电压 16V，额定容量 4700uF，ESR 是 20mΩ。选用 4 个电容并联，使其等效 ESR 是 5mΩ。

5.4.1.5 输出整流二极管的设计

根据式(5.1)，输出整流二极管的电压应力理论值是 44.4V。考虑到变压器漏感和输出整流二极管的寄生电容的振荡，选择 IRF 公司的肖特基共阴极二极管 208CMQ060，额定电压 60V，额定电流 200A。

5.4.2 FB2 变换器主电路参数设计

5.4.2.1 高频变压器的设计

(1) 原副边匝比

在低压输入时，考虑占空比丢失，选择副边的最大占空比 $D_{sec_max} = 0.85$ ，根据式(5.4)和式(5.4)，可计算出原副边变比 $K_{C_FB2} = 12.4$ 。

(2) 选磁芯

选择南京新康达公司的 EE42/21/20 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 235mm^2$ ，窗口面积 $A_w = 266mm^2$ ，最高工作磁密 $B_m = 0.15T$ 。

(3) 确定变压器原副边匝比

根据式 (5.7)，变压器副边匝数是 $N_{s_FB2} = 0.851$ ，取 $N_{s_FB2} = 1$ 匝，则变压器原边匝数 $N_{p_FB2} = 13$ 匝，选择变压器原副边变比 $K_{FB2} = 13$ 。

(4) 确定原副边绕组的线径和股数

根据式 (4.28)，导线在 100kHz 的穿透深度 0.209mm，所以绕组应选择线径小于 0.418mm 的铜导线。

选取导线电流密度 $J = 3.5A/mm^2$ ，根据式 (5.8) 计算原边导线的截面积是 $1.71mm^2$ ，原边实际选用宽 24mm，厚 0.1mm 的铜皮一股绕制，导电面积是 $2.4mm^2$ ，大于要求的导电面积，可以使用。

变压器副边采用的是全波整流，根据式 (5.9) 和 (5.10) 计算副边导线的截面积是 $20.203mm^2$ 。副边实际选用宽 24mm，厚 0.5mm 的铜皮两股并绕，导电面积是 $24mm^2$ ，大于要求的导电面积，可以使用。

(5) 窗口面积校核

原副边均采用铜皮绕制，并且铜皮的高度小于磁芯的高度，因此只需要校核磁芯的窗口宽度。原边铜皮厚 0.1mm，一股绕 13 匝，两个副边铜皮厚 0.5mm，两股并绕一匝，所以窗口铜皮的总厚度是

$$H = 0.1 \times 13 + 0.5 \times 2 \times 2 = 3.3 \text{ mm} \quad (5.17)$$

EE42A 的窗口宽度是 8.75mm，填充系数是 0.38，所选磁芯够用。

(6) 绕制方法

为了减小变压器原副边的漏感，采用原副边铜皮夹绕。绕制方法如下：

- A. 先绕原边绕组 6 匝；
- B. 绕一组副边绕组 1 匝；
- C. 绕另一组副边绕组 1 匝
- D. 再绕原边绕组 7 匝。

5.4.2.2 输出滤波电感的设计

(1) 选磁芯

根据式(5.5)，计算出滤波电感量是 1.83uH。选择南京新康达公司的 EE55/27/21 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 354 \text{ mm}^2$ ，窗口面积 $A_w = 385 \text{ mm}^2$ ，饱和磁密 $B_s = 0.38 \text{ T}$ 。

(2) 计算气隙和匝数

初选气隙 $\delta = 1.5 \text{ mm}$ ，根据式(5-12)计算出电感匝数是 2.518，取 $N_{L_f_FB2} = 3$ 。根据式 (5.13) 计算实际气隙是 2.13mm。

(3) 校核磁芯最高工作磁通密度 B_m

考虑到电感电流的脉动量是最大输出电流的 20%，所以滤波电感电流的最大值是 $I_{L_f \max} = 110 \text{ A}$ 。根据式 (5.14) 计算出磁芯最高工作磁密是 0.195T，小于磁芯的饱和磁密，所选磁芯满足要求。

(4) 计算绕组的线径和股数

选取导线电流密度 $J = 3.5 \text{ A/mm}^2$ ，根据式 (5.15) 计算出导线的截面积是 31.54mm。实际选用宽 24mm，厚 0.5mm 的铜皮三股并绕。铜皮总厚度 $H = 0.5 \cdot 3 \cdot 3 = 4.5 \text{ mm}$ ，小于磁芯的窗口宽度 10.25mm，填充系数是 0.44，能够绕下。

5.4.2.3 原边开关管的选择

原边开关管的电压应力是输入电压的最大值 400V，选择 FAIRCHILD 公司的 MOSFET 管 FQA24N50，其额定电压 500V，额定电流 24A。

5.4.2.4 输出滤波电容的设计

因为设计指标相同，滤波电容的选择与 FB1 相同，此处不再详述。

5.4.2.5 输出整流二极管的设计

根据式(5.1)，输出整流二极管的电压应力理论值是 61.5V。考虑到变压器漏感和输出整流二极管的寄生电容的振荡，选择 IRF 公司的肖特基共阴极二极管 203CMQ100，额定电压 100V，额定电流 200A。

5.4.3 HFB TL 变换器主电路参数设计

5.4.3.1 高频变压器的设计

(1) 原副边匝比

在低压输入时，考虑占空比丢失，选择副边的最大占空比 $D_{\text{sec_max}} = 0.85$ ，根据式(5.3)和式(5.4)，可计算出原副边变比 $K_{C_HFB} = 12.4$ 。

(2) 选磁芯

选择南京新康达公司的 EE42/21/20 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 235\text{mm}^2$ ，窗口面积 $A_w = 266\text{mm}^2$ ，最高工作磁密 $B_m = 0.15\text{T}$ 。

(3) 确定变压器原副边匝比

根据式 (5.7)，变压器副边匝数是 0.852，取 $N_{s_HFB} = 1$ 匝，则变压器原边匝数 $N_{p_HFB} = 13$ 匝，选择变压器原副边变比 $K_{HFB} = 13$ 。

(4) 确定原副边绕组的线径和股数

根据式 (4.28)，导线在 100kHz 的穿透深度 0.209mm，所以绕组应选择线径小于 0.418mm 的铜导线。

选取导线电流密度 $J = 3.5\text{A/mm}^2$ ，根据式 (5.8) 计算原边导线的截面积是 1.71mm^2 ，原边实际选用宽 24mm，厚 0.1mm 的铜皮一股绕制，导电面积是 2.4mm^2 ，大于要求的导电面积，可以使用。

变压器副边采用的是全波整流，根据式 (5.9) 和 (5.10) 计算副边导线的

截面积是 20.203mm^2 。副边实际选用宽 24mm ，厚 0.5mm 的铜皮两股并绕，导电面积是 24mm^2 ，大于要求的导电面积，可以使用。

(5) 窗口面积校核

原副边均采用铜皮绕制，并且铜皮的高度小于磁芯的高度，因此只需要校核磁芯的窗口宽度。原边铜皮厚 0.1mm ，一股绕 13 匝，两个副边铜皮厚 0.5mm ，两股并绕一匝，所以窗口铜皮的总厚度是 3.3mm 。EE42A 的窗口宽度是 8.75mm ，填充系数是 0.38 ，所选磁芯够用。

(6) 绕制方法

为了减小变压器原副边的漏感，采用原副边铜皮夹绕。绕制方法如下：

先绕原边绕组 6 匝；
绕一组副边绕组 1 匝；
绕另一组副边绕组 1 匝
再绕原边绕组 7 匝。

5.4.3.2 输出滤波电感的设计

(1) 选磁芯

根据式(5.6)，计算出滤波电感量是 $0.66\mu\text{H}$ 。选择南京新康达公司的 EE42/21/15 型磁芯，其有效导磁面积 $K_e = 182\text{mm}^2$ ，窗口面积 $A_w = 266\text{mm}^2$ ，饱和磁密 $B_s = 0.38\text{T}$ 。

(2) 计算气隙和匝数

初选气隙 $\delta = 1.5\text{mm}$ ，根据式(5-12)计算出电感匝数是 2.081 ，取 $N_{Lf_HFB} = 2$ 。根据式(5.13)计算实际气隙是 1.39mm 。

(3) 校核磁芯最高工作磁通密度 B_m

考虑到电感电流的脉动量是最大输出电流的 20% ，所以滤波电感电流的最大值是 $I_{Lf\max} = 110\text{A}$ 。根据下面式(5.14)计算出磁芯最高工作磁密是 0.199T ，小于磁芯的饱和磁密，所选磁芯满足要求。

(4) 计算绕组的线径和股数

选取导线电流密度 $J = 3.5\text{A/mm}^2$ ，根据式(5.15)计算出导线的截面积是 31.54mm^2 。实际选用宽 24mm ，厚 0.5mm 的铜皮三股并绕。铜皮总厚度 $H = 0.5 \cdot 3 \cdot 3 = 4.5\text{mm}$ ，小于磁芯的窗口宽度 10.25mm ，填充系数是 0.44 ，能够绕下。

5.4.3.3 原边开关管的选择

两电平桥臂开关管的电压应力是输入电压的最大值 400V，选择 FAIRCHILD 公司的 MOSFET 管 FQA24N50，其额定电压 500V，额定电流 24A。

三电平桥臂开关管的电压应力是一半的输入电压最大值，选择 IXYS 公司的 MOSFET 管 IXTH30N25，其额定电压 250V，额定电流 30A。

5.4.3.4 输出滤波电容的设计

因为设计指标相同，滤波电容的选择与 FB1 相同，此处不再详述。

5.4.3.5 输出整流二极管的设计

根据式(5.2)，输出整流二极管的电压应力理论值是 49V。考虑到变压器漏感和输出整流二极管的寄生电容的振荡，选择 IRF 公司的肖特基共阴极二极管 203CMQ100，额定电压 100V，额定电流 200A。

5.5 损耗分析

三个系统的器件参数如表 5.1 所示。PFC 级功率器件的电压应力相同，为便于比较不同控制策略下其功率器件的损耗对整机效率的影响，PFC 级采用相同的元器件。出于相同的考虑，DC-DC 级开关管均使用 FQA24N50(24A/500V)，

表 5.1 原理样机参数

| PFC 级 | 整流二极管 | | 二极管 | 开关管 | | 电感量 | 输出电容 | |
|--------------|------------|-----------|-----------|------------|-------|----------------------------|--------------|----------------------------|
| 参数 | VBO 13-08N | | SDT12S60 | FQA24N50*2 | | 180uH | 680uF/450V*2 | |
| DC-DC 级参数 | 开关管 | | 整流二极管 | 变压器磁芯 | | | 滤波电感磁芯 | |
| | | | | 匝比 | 尺寸 | 磁芯面积 (mm ²) | 尺寸 | 磁芯面积 (mm ²) |
| FB1 | FQA24N50 | | 208CMQ060 | 21 | EE42A | 235 | EE42A | 235 |
| FB2 | FQA24N50 | | 203CMQ100 | 13 | EE42A | 235 | EE55 | 354 |
| HFB TL | Q1-Q4 | IXTH30N25 | 203CMQ100 | 13 | EE42A | 235 | EE42 | 182 |
| | Q5-Q6 | FQA24N50 | | | | | | |

而 HFB TL 变换器的三电平桥臂可以使用低电压等级的开关管 IXTH30N25(250V/30A)。

5.5.1 全桥变换器损耗分析

A. 开关管损耗分析

在一个开关周期内，谐振电感换流引起的占空比丢失时间表达式是

$$T_{loss_FB} = \frac{2 \cdot L_{r_FB} \cdot I_o}{K_{FB} \cdot V_{in}} \quad (5.18)$$

原边开关管导通时，其导通电流可分为两部分：滤波电感电流折算到原边的电流和谐振电感的换流。忽略滤波电感电流脉动引起的原边电流脉动，其有效值表达式是

$$I_{Qrms_FB} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{\frac{T_s}{2} - T_{loss_FB}} \left(\frac{I_o}{K_{FB}} \right)^2 dt + \int_0^{T_{loss_FB}} \left(\frac{I_o}{K_{FB}} - \frac{V_{in}}{L_{r_FB}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (5.19)$$

开关管的导通损耗表达式是

$$P_{Qon_FB} = I_{Qrms_FB}^2 \cdot R_{ds_on} \quad (5.20)$$

采用移相控制可实现零电压开关，因此只考虑其关断时电压电流交叠引起的损耗，其表达式是

$$P_{Qsw_FB} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{I_o}{K_{FB}} \cdot \frac{t_{Qf_FB}}{T_s} \quad P_{Qon_FB} = I_{Qrms_FB}^2 \cdot R_{ds_on} \quad (5.21)$$

其中 t_{Qf_FB} 是开关管关断时间。

B. 整流二极管的损耗分析

因为使用的是肖特基二极管，不存在反向恢复电流，只须考虑导通时存在的正向压降 V_{Df} ，其导通损耗表达式是

$$P_{Don_FB} = V_{Df} \cdot I_o \cdot 0.5 \quad (5.21)$$

5.5.2 HFB TL 变换器损耗分析(三电平模态)

A. 开关管 Q_1 和 Q_4 损耗分析

在三电平模态, Q_1 和 Q_4 工作在斩波状态, 其电流有效值表达式是

$$I_{Q14rms_HFB_3L} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s \cdot D_{3L}}{2}} \left(\frac{I_o}{K_{HFB}} \right)^2 dt} \quad (5.22)$$

开关管的导通损耗表达式是

$$P_{Q14on_HFB_3L} = I_{Q14rms_HFB_3L}^2 \cdot R_{14ds_on} \quad (5.23)$$

其关断损耗表达式是

$$P_{Q14sw_HFB_3L} = \frac{V_{in}}{4} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{t_{Q14f_HFB}}{T_s} \quad (5.24)$$

B. 开关管 Q_2 和 Q_3 损耗分析

在三电平模态, Q_2 和 Q_3 工作在最大占空比 0.5, 其电流有效值表达式是

$$I_{Q23rms_HFB_3L} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{I_o}{K_{HFB}} \right)^2 dt} \quad (5.25)$$

开关管的导通损耗表达式是

$$P_{Q23on_HFB_3L} = I_{Q23rms_HFB_3L}^2 \cdot R_{23ds_on} \quad (5.26)$$

其关断损耗表达式是

$$P_{Q23sw_HFB_3L} = \frac{V_{in}}{4} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{t_{Q23f_HFB}}{T_s} \quad (5.27)$$

C. 开关管 Q_5 和 Q_6 损耗分析

在三电平模态, Q_5 和 Q_6 工作在最大占空比 0.5, 其电流有效值与式(5.25)相同, 导通损耗表达式是

$$P_{Q56on_HFB_3L} = I_{Q23rms_HFB_3L}^2 \cdot R_{56ds_on} \quad (5.28)$$

其关断损耗表达式是

$$P_{Q56sw_HFB_3L} = \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{t_{Q56f_HFB}}{T_s} \quad (5.29)$$

D. 二极管 D_7 和 D_8 损耗分析

忽略开关损耗，其导通时间 $T_{on}=(1-D_{3L})T_s/2$ ，对应的导通损耗表达式是

$$P_{D78on_HFB_3L} = V_{D78f} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{1-D_{3L}}{2} \quad (5.30)$$

E. 二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 损耗分析

二极管导通时存在正向压降 V_{DR12f} ，其导通损耗表达式是

$$P_{DR12on_HFB_3L} = V_{DR12f} \cdot I_o \cdot 0.5 \quad (5.31)$$

5.5.3 HFB TL 变换器损耗分析(两电平模态)

A. 开关管 Q_1 和 Q_4 损耗分析

两电平模态 Q_1 和 Q_4 完全关断，原边电流通过其体二极管续流，其导通损耗表达式是

$$P_{QD12on_HFB_2L} = V_{QD12f} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{1-D_{2L}}{2} \quad (5.32)$$

B. 开关管 Q_2 ， Q_3 和 Q_5 ， Q_6 损耗分析

两电平模态，这四只开关管的损耗与三电平时类似，这里不再重复叙述。

C. 二极管 D_7 和 D_8 损耗分析

忽略开关损耗，其导通时间 $T_{on}=D_{2L}T_s/2$ ，对应的导通损耗表达式是

$$P_{D78on_HFB_2L} = V_{D78f} \cdot \frac{I_o}{K_{HFB}} \cdot \frac{D_{2L}}{2} \quad (5.33)$$

D. 二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 损耗分析

二极管导通时存在正向压降 V_{DR12f} ，其导通损耗表达式是

$$P_{DR12on_HFB_2L} = V_{DR12f} \cdot I_o \cdot 0.5 \quad (5.34)$$

5.5.4 损耗分布和对比

根据以上分析，可以计算出 FB1、FB2 和 HFB TL 变换器功率器件的损耗分布，如图 5.7、图 5.8 和图 5.9 所示。其中整流二极管的损耗占主要部分，因

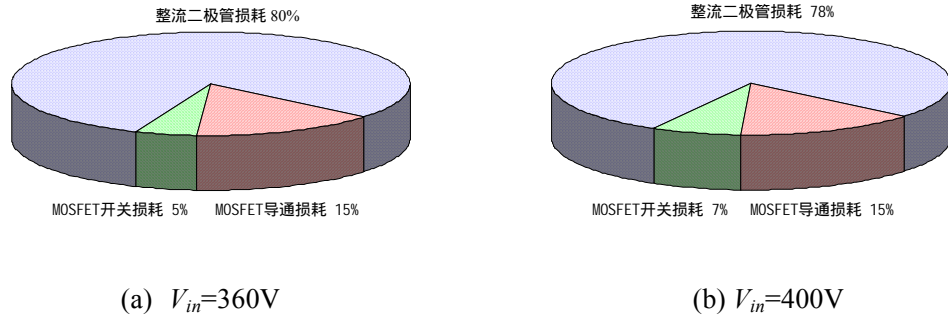


图 5.7 FB1 的损耗分布

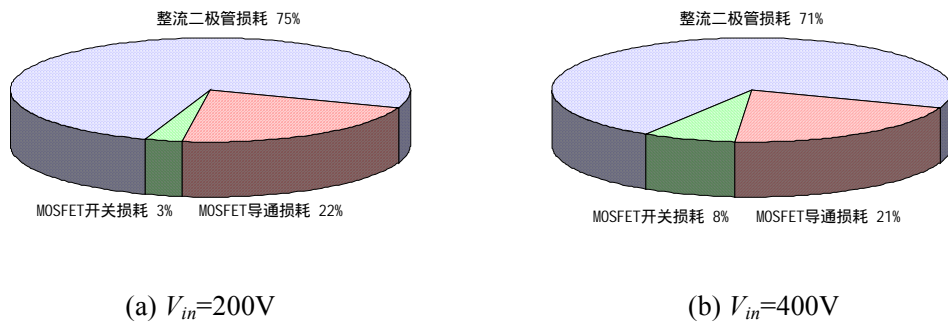


图 5.8 FB2 的损耗分布

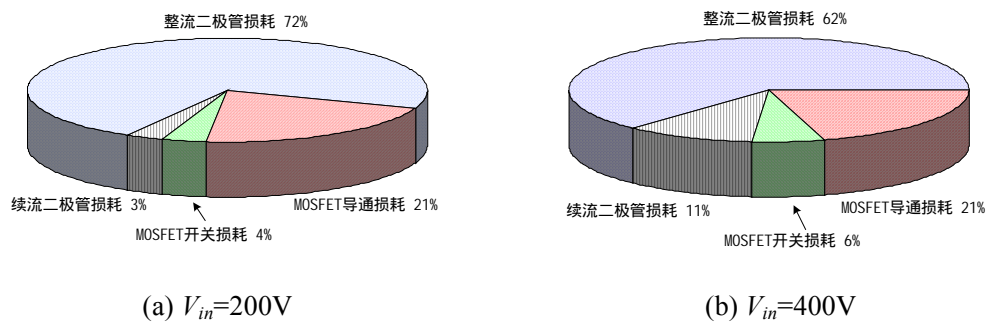


图 5.9 HFB TL 的损耗分布

为输出电流较大。如果使用同步整流管代替整流二极管，可以减小其导通损耗，提高效率。因为 FB1 的输入电压变化较小，随着输入电压的升高，其各部分损耗所占的比例基本不变。而 FB2 和 HFB TL 变换器随着输入电压的升高，其开关管的开关损耗明显增加。图 5.10 是三个变换器随输入电压变化的效率曲线。其中 FB1 的效率始终最高，是因为其输入范围较窄。而在相同的宽输入电压范围内，HFB TL 的效率始终高于 FB2。

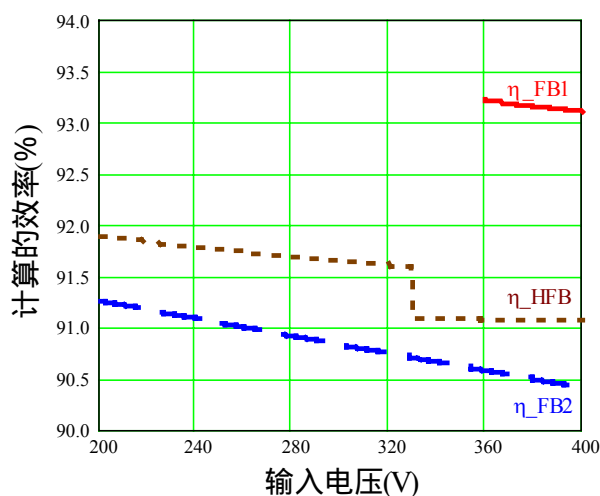


图 5.10 DC-DC 级损耗分布比较

5.6 实验验证

为了验证比较的三个变换器，实验室搭建了三台输出 12V/100A 的原理样机。参数如表 1 所示。

图 5.11 和图 5.12 分别是 FB2 和 HFB TL 在满载下原边电压 v_{AB} ，原边电流 i_P 和整流后的电压波形 v_{rect} 。图 5.11 (b) 中 FB2 在 $V_{in}=400V$ 时的占空比小于 0.5，导致较大的环流能量和输出电流纹波。相反图 5.12 (a) 中 v_{AB} 和 v_{rect} 是三电平波形，因此可以减小输出滤波电感量。图 5.12 (b) 中 v_{AB} 只有输入电压的

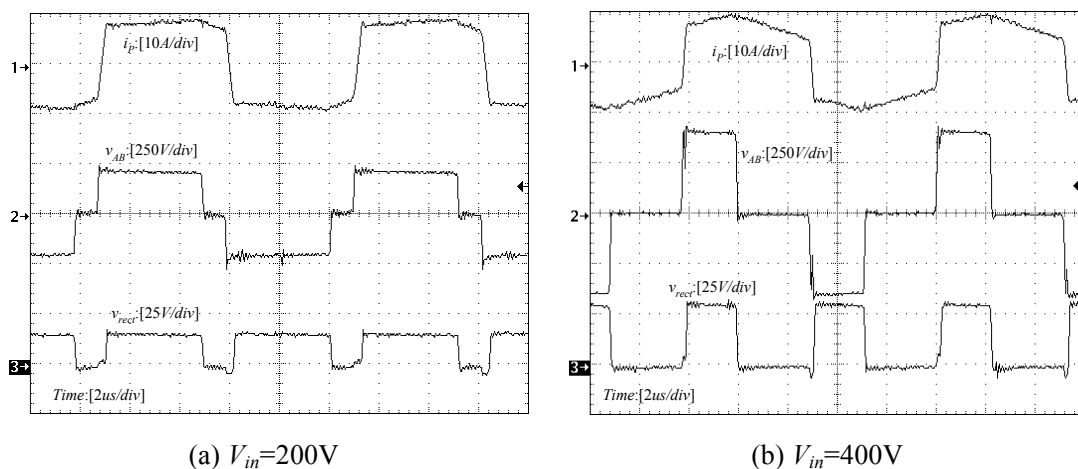


图 5.11 FB2 变换器满载的实验波形

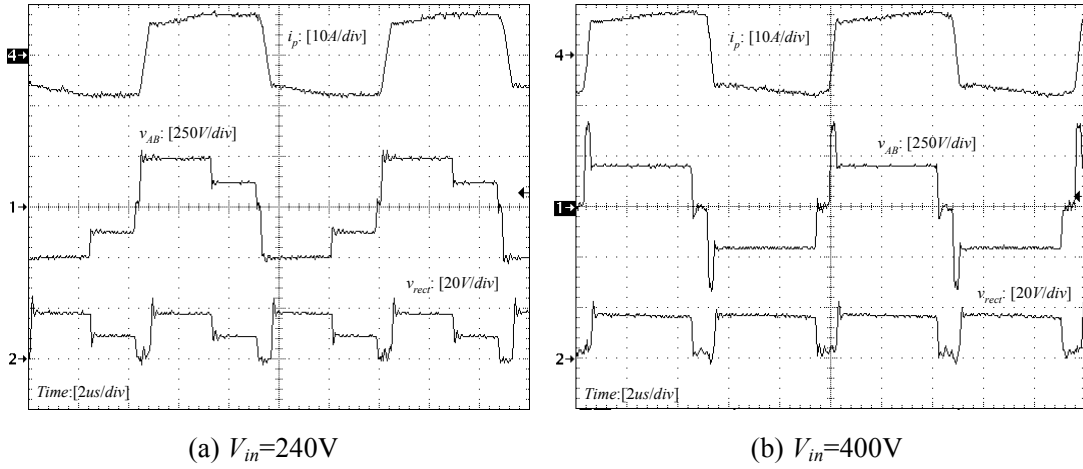


图 5.12 HFB TL 变换器满载的实验波形

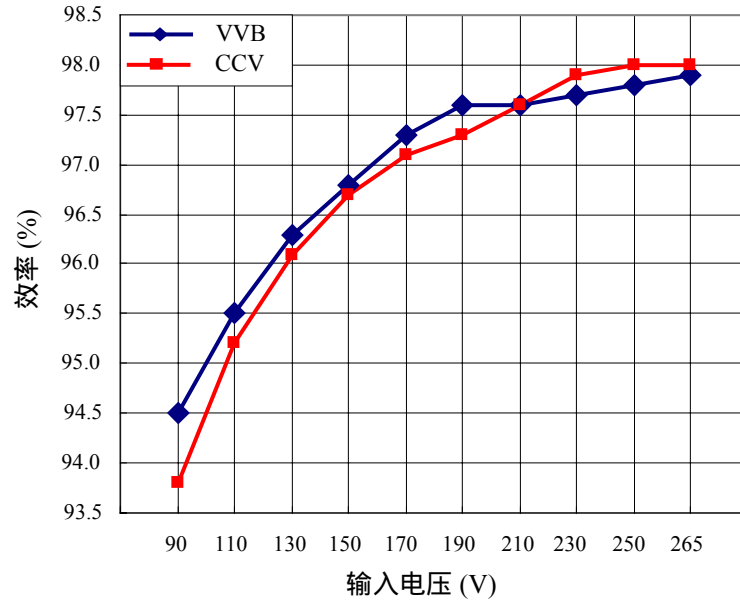


图 5.13 测量的 PFC 级效率

一半，因此副边整流二极管的电压应力只有 $V_{in}/2K$ 。

PFC 级使用 Boost 变换器，其输出电压可控制稳定在 380V (CVB) 或随输入电压增加从 200V-400V 线性变化 (VVB)。图 5.13 是测量的 Boost 变换器随输入电压变化的效率曲线，低压输入时 VVB 方法比 CVB 高 0.7%。图 5.14 所示的三条 DC-DC 变换器的效率曲线与第三节的理论分析一致，如果使用同步整流管代替二极管，可进一步提高其效率。

服务器电源的三种两级方案也进行了实验验证。图 5.15 表明 VVB+HFB TL

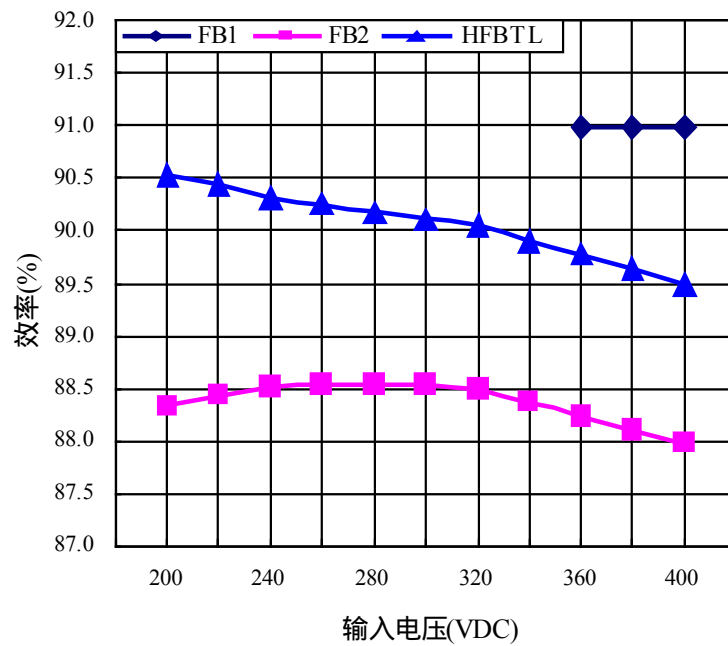


图 5.14 测量的 DC-DC 级效率

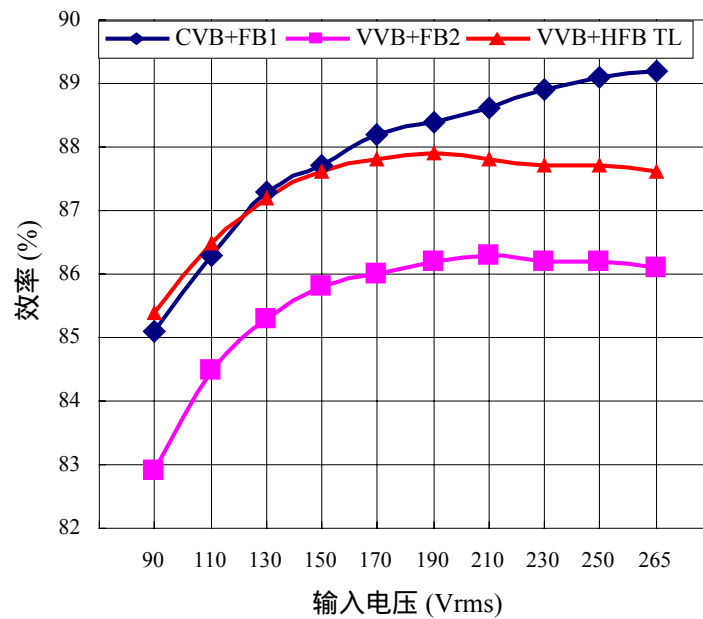


图 5.15 满载变换器效率

方案在低压输入时的效率最高，而且其电感的磁芯尺寸最小（表 5.1 所示）。VVB+FB2 方案的效率最低，说明全桥变换器不适合应用在宽输入电压的场合。

5.7 本章小结

本章提出了 VVB Boost PFC + HFB TL DC-DC 架构的新型服务器电源系统。并且与其他两种服务器电源系统比较，分别给出各自详细的设计过程和损耗分析，最后进行实验验证，得出以下结论：

1. 移相控制的全桥 DC-DC 变换器，当其输入电压范围较大时，效率较低。
2. HFB TL 变换器不仅可以降低原边开关管的电压应力，还可以减小输出滤波电感量，适用于宽输入电压范围。
3. 本文提出变输出电压的 Boost PFC 变换器结合 HFB TLDC-DC 变换器，具有低压输入端变换效率高，磁性元件体积小的优点。

第六章 工作总结和展望

本文对宽输入电压范围时, Boost 变换器的功率因数校正技术进行了全面和深入的理论分析、计算和实验研究, 主要工作总结如下:

1. 本文针对宽输入电压范围的传统 Boost PFC 变换器, 提出一种新的控制方式, 提高其低压输入时的效率。当输入低压时, 调低输出电压, 可以减小开关管的占空比, 减小其导通损耗和开通损耗, 提高变换器效率。文中详细分析电路的损耗分布, 进行了电路设计, 并在 90~265V 输入、100kHz、1200W 的原理样机上进行了实验验证。快恢复二极管反向恢复电流较大, 导致开关管和二极管的开关损耗大。实验中, 使用 SiC 二极管代替快恢复二极管, 可以明显减小二极管的反向恢复电流, 进一步提高变换器效率。

2. 在中小功率应用场合, 当 PFC 级使用变输出电压控制后, 为了减小后级 DC-DC 变换器的输入电压范围, 可以在 PFC 级和 DC-DC 级之间插入一级 Boost 变换器, 构成三级结构。将 PFC 级和插入的 Boost 变换器集成, 就提出了一种复合式 Boost 功率因数校正预调节器, 在保持时间内可以将储能电容的能量完全传递到负载。为了抑制储能电容电压, 提出一系列新的拓扑。总结出单级式 Boost PFC 变换器的通用模型, 并且将三端 ICS 单元拓扑转换成对应的两端 ICS 单元拓扑, 进一步拓展了该变换器的拓扑。DCM 单负反馈绕组 ICS 单元构成的复合式单开关 PFC 预调节器, 可以保证储能电容电压低于 450V, 同时输入电流谐波满足 IEC 1000-3-2 的要求。文中详细分析该拓扑的工作状态, 进行了电路设计, 并在 90~265V 输入、100kHz、250W 的原理样机上进行了实验验证。

3. 在中大功率应用场合, 当 PFC 级使用变输出电压控制后, DC-DC 变换器的输入电压范围变大, 不利于后级全桥变换器的设计和使用。而复合式全桥三电平变换器不仅可以降低原边开关管的电压应力, 还可以减小输出滤波电感量, 适用于宽输入电压范围。本文提出变输出电压的 Boost PFC 变换器结合复合式全桥三电平 DC-DC 变换器, 具有变换效率高, 磁性元件体积小的优点。文中详细分析电路的损耗分布, 进行了电路设计, 并在 200~400V 输入、12V/100A 输出的原理样机上进行了实验验证。同时设计了两个输入电压范围不同的全桥变换器, 结合 PFC 级 Boost 变换器构成整机方案, 与以上这种方案实

验对比。

进一步研究工作的设想：

1. 复合式全桥三电平变换器的优化设计。
2. PFC 级与 DC-DC 级构成整机方案后，母线电压调节变化范围的优化设计。

参考文献

- [1] 张占松, 蔡宣三, 开关电源的原理与设计, 北京, 电子工业出版社, 1988。
- [2] 严百平, 刘健, 程红丽, 不连续导电模式高功率因数开关电源, 北京, 科学出版社, 2000 年。
- [3] 周志敏, 周纪海, 纪爱华, 开关电源功率因数校正电路设计与应用, 北京, 人民邮电出版社, 2004 年。
- [4] L.H. Dixon, Jr., "High power factor pre-regulators for off-line power supplies". Unitrode Switching Regulator Power Supply Design Seminar Manual, Paper 12, SEM-700, 1990.
- [5] K. H. Liu, Y. L. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters," In Proc. IEEE PESC, 1989, pp.825-829.
- [6] J. S. Lai, D. Chen, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode," In Proc. IEEE APEC, 1993, pp.267-273.
- [7] J. P. Gegner, C.Q. Lee, "Linear peak current mode control: a simple active power factor correction control technique for continuous conduction mode," In Proc. IEEE PESC, 1996, pp.196-202.
- [8] Y.S Lee, K.W. Siu, "Single-switch fast-response switching regulators with unity power factor," In Proc. IEEE APEC, 1996, pp.791-796.
- [9] M.H.L. Chow, Y.S. Lee and C.K. Tse, "Single-stage single-switch isolated PFC regulator with unity power factor, fast transient response and low voltage stress," In Proc. IEEE PESC, 1998, pp.1422-1428.
- [10] Milan M. Jovanovic, Dan M. C. Tsang and Fred C. Lee, "Reduction of voltage stress in integrated high-quality rectifier-regulators by variable-frequency control," In Proc. IEEE APEC, 1994, pp.569-575.
- [11] L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, B. Fabiano, C. Licitra, "Fast-response high-quality rectifier with sliding-mode control," In Proc. IEEE APEC, 1993, pp.175-181.
- [12] K. M. Smedley, S. Cuk, "One-cycle control of switching converters," IEEE Trans.

- Power Electron., vol.10, no.6, pp.625-633, Nov. 1995.
- [13] 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 年 1 月。
 - [14] In-Dong Kim, B. K. Bose, “A new ZCS turn-on and ZVS turn-off unity power factor PWM rectifier with reduced conduction loss and no auxiliary switches,” In Proc. IEEE PESC, 1998, pp.1344-1350.
 - [15] Y. Jang, M. M. Jovanovi, “A new, soft-switched, high-power-factor boost converter with IGBTs,” In Proc. IEEE INTELEC, 1999, pp.8-3.
 - [16] W. Sulistyono, P. N. Enjeti, “A series resonant AC-to-DC rectifier with high-frequency isolation,” In Proc. IEEE APEC, 1994, pp.397-403.
 - [17] A. Pietkiewicz, D. Tollik, “Snubber circuit and MOSFET paralleling considerations for high power boost-based power-factor correctors,” In Proc. IEEE INTELEC, 1995, pp.41-45.
 - [18] C.M. da Cunha Duarte, I. Barbi, “A new ZVS-PWM active-clamping high power factor rectifier analysis, design, and experimentation,” In Proc. IEEE APEC, 1998, pp.230-236.
 - [19] A.F. de Souza, I. Barbi, “A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses,” In Proc. IEEE PESC, 1994, pp.342-348.
 - [20] C. M. Wang “A novel zero-Voltage-switching PWM boost rectifier with high power factor and low conduction losses,” In Proc. IEEE INTELEC, 2003, pp.224-229.
 - [21] J. G. Cho, J. W. Baek, D. I. Song, Y. S. Sun, S. H. Woo, K. J. We, “Reduced conduction loss zero voltage transition power factor correction converter with low cost,” In Proc. IEEE INTELEC, 1997, pp.512-516.
 - [22] A. Pietkiewicz, D. Tollik, “New high power single-phase power factor corrector with soft-switching,” In Proc. IEEE INTELEC, 1996, pp.114-119.
 - [23] H. Endo, T. Yamashita, T. Sugiura, “A high-power-factor buck converter,” In Proc. IEEE PESC, 1992, pp.1071-1076.
 - [24] G. Spiazzi, “Analysis of buck converters used as power factor preregulators,” In Proc. IEEE PESC, 1992, pp.564-570.
 - [25] J. Cardesin, J. Sebastian, P. Villegas, A. Hernando, A. Fernandez, “Average small-signal model of buck converter used as power factor preregulator,” In Proc. IEEE IAS, 2002, pp.2147-2151.

- [26] K. Hirachi, M. Nakaoka, "Improved control strategy on buck-type PFC converter," IEEE Electronics Letters, vol.34, no.12, pp.1162-1163, June 1998
- [27] M. K. H. Cheung, M. H. L. Chow, C.K. Tse, "A 1-kW isolated noncascaded boost buck-boost AC-DC PFC power supply based on reduced redundant power processing principle," In Proc. IEEE INTELEC, 2002, pp.619-626.
- [28] K. Matsui, I. Yamamoto, T. Kishi, M. Hasegawa, H. Mori, F. Ueda, "A comparison of various buck-boost converters and their application to PFC," In Proc. IEEE IECON, 2002, pp.30-36.
- [29] C. K. Tse, M. H. L. Chow, M. K. H. Cheung, "A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing," IEEE Trans. Power Electron., vol.16, no.6, pp.794-802, Nov. 2001.
- [30] J. Q. Chen, D. Maksimovic, R. Erickson, "A new low-stress buck-boost converter for universal-input PPC applications," In Proc. IEEE APEC, 2001, pp.343-349.
- [31] R. Morrison, M. G. Egan, "A new modulation strategy for a buck-boost input AC/DC converter," IEEE Trans. Power Electron., vol.16, no.1, pp.34-45, Jan. 2001.
- [32] Y. Jiang, F. C. Lee, G. Hua, W. Tang, "A novel single-phase power factor correction scheme," In Proc. IEEE APEC, 1993, pp.287-292.
- [33] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari, "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.50, no.5, pp.962-981, Oct. 2001.
- [34] Y. Nishida, S. Motegi, A. Maeda, "A single-phase buck-boost AC-to-DC converter with high-quality input and output waveforms," In Proc. IEEE ISIE, 1995, pp.433-438.
- [35] C. K. Tse, M. H. L. Chow, "A theoretical examination of the circuit requirements of power factor correction," In Proc. IEEE PESC, 1998, pp.1415-1421.
- [36] W. N. Guo; P. K. Jain, "Comparison between boost and buckboost implemented PFC inverter with build-in soft switching and a unified controller," In Proc. IEEE PESC, 2001, pp.472-477.
- [37] H. Wei, I. Batarseh, "Comparison of basic converter topologies for power factor correction," In Proc. IEEE Southeastcon, 1998, pp.348-353.
- [38] C. K. Tse, M. H. L. Chow, "New single-stage power-factor-corrected regulators operating in discontinuous capacitor voltage mode," In Proc. IEEE PESC, 1997,

- pp.371-377.
- [39] L. Petersen, R. W. Erickson, "Reduction of voltage stresses in buck-boost-type power factor correctors operating in boundary conduction mode," In Proc. IEEE APEC, 2003, pp.664-670.
 - [40] T. Oba, H. Murabayashi, S. Murasige, I. Takahashi, "Single-switch buck-boost type dither PFC converter using center-tapped transformer," In Proc. IEEE PESC, 1998, pp.1822-1827.
 - [41] K. Viswanathan, R. Oruganti, D. Srinivasan, "Dual-mode control of cascade buck-boost PFC converter," In Proc. IEEE PESC, 2004, pp.2178-2184.
 - [42] K. H. Liu, Y. L. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converters," In Proc. IEEE PESC, 1989, pp.825-829.
 - [43] J. Sun, "Demystifying zero-crossing distortion in single-phase PFC converters," In Proc. IEEE PESC, 2002, pp.1109-1114.
 - [44] J. S. Lai, D. Chen, "Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode," In Proc. IEEE APEC, 1993, pp.267-273.
 - [45] Yimin Jiang, "High efficiency boost converters for wide range single-phase AC input power factor correction," In Proc. IEEE INTELEC, 1998, pp.603-606.
 - [46] W.G. Dawes, A. Lyne, "improved efficiency constant output power rectifier," In Proc. IEEE INTELEC, 2000, pp.24-27.
 - [47] I. Lindroth, P. Melchert, T. Sahlstrom, "Methods of improving efficiency in wide input range boost converters at low input voltages," In Proc. IEEE INTELEC, 2000, pp.424-431.
 - [48] W. M. Pastorello Filho, A. J. Perin, "A new approach of boost current control applied In power factor correction," In Proc. IEEE APEC, 1999, pp.1136-1142.
 - [49] W. Tang, Y. Jiang, G. C. Hua, F. C. Lee, I. Cohen, "Power factor correction with flyback converter employing charge control," In Proc. IEEE APEC, 1993, pp.293-298.
 - [50] J. B. Williams, "Design of feedback loop in unity power factor AC to DC converter," In Proc. IEEE PESC, 1997, pp.959-967.
 - [51] M. Orabi, T. Ninomiya, Chunfeng Jin, "Nonlinear dynamics and stability analyses of

- boost power-factor-correction circuit,” In Proc. IEEE PST, 2002, pp.600-605.
- [52] R. Zane, D. Maksimovic, “Nonlinear-carrier control for high-power-factor rectifiers based on up-down switching converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol.13, no.2, pp.213-221, Mar. 1998.
- [53] D. Maksimovic, Yungtaek Jang, R. W. Erickson, “Nonlinear-carrier control for high-power-factor boost rectifiers,” IEEE Trans. Power Electron., vol.11, no.4, pp.578-584, July 1996.
- [54] B. Lu, W. Dong, Q. Zhao, F. C. Lee, “Performance evaluation of CoolMOSTM and SiC diode for single-phase power factor correction applications,” In Proc. IEEE APEC, 2003, pp.651-657.
- [55] Xunwei Zhou, M. Elmore, F. C. Lee, “Comparison of high-frequency application of silicon rectifiers, GaAs rectifier, and ZVT technology in a PFC boost converter,” In Proc. IEEE PESC, 1997, pp.8-13.
- [56] G. Spiazzi, S. Buso, M. Citron, M. Corradin, R. Pierobon, “Performance evaluation of a Schottky SiC power diode in a boost PFC application,” IEEE Trans. Power Electron., vol.18, no.6, pp.1249-1253, Nov. 2003.
- [57] C. McAtee, D. Moore, “Performance improvements in a zero voltage switched boost PFC application through the use of SiC power diodes,” In Proc. IEEE INTELEC, 2004, pp.495-498.
- [58] L. Lorenz, G. Deboy, I. Zverev, “Matched pair of CoolMOS transistor with SiC-Schottky diode - advantages in application,” IEEE Trans. Indust. Appl., vol.40, no.5, pp.1265-1272, Sep. 2004.
- [59] R. Redl and L. Banlogh, “Rms, dc, peak, and harmonic currents in high-frequency power-factor correctors with capacitive energy storage,” In Proc. IEEE APEC, 1992, pp.533-540.
- [60] T. Kagotani, K. Kuroki, J. Shinohara, A. Misaizu, “A novel UPS using high-frequency switch-mode rectifier and high-frequency PWM inverter,” In Proc. IEEE PESC, 1989, pp.53-57.
- [61] R. Srinivasan, R. Oruganti, “A unity power factor converter using half-bridge boost topology,” IEEE Trans. Power Electron., vol.13, no.3, pp.487-500, May 1998.
- [62] R. Srinivasan, R. Oruganti, “Analysis and design of power factor correction using half

- bridge boost topology,” In Proc. IEEE APEC, 1997, pp.489-499.
- [63] D. Shmilovitz, D. Czarkowski, Z. Zabar, Shoubao Zou “A simplified controller for a half-bridge boost rectifier,” In Proc. IEEE APEC, 2000, pp.452-455.
- [64] F. Neto, M. Roberto, L. C. Freitas, J. B. Jr. Vieira, V. J. Farias, E. A. Coelho, “A high power factor doubler half bridge boost without losses of commutation,” In Proc. IEEE PESC, 2002, pp.1613-1617.
- [65] Y. K. Lo, T. H. Song, H. J. Chiu, “Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers,” IEEE Trans. Indus. Electron., vol.49, no.5, pp.1175-1177, Oct. 2002.
- [66] F. J. C. Padilha, M. D. Bellar, “Modeling and control of the half-bridge voltage-doubler boost converter,” In Proc. IEEE ISIE, 2003, pp.741-745.
- [67] J. Salaet, J. Bordonau, J. Peracaula, “SVM based control of a single-phase half bridge boost rectifier under power factor correction and balanced operation,” In Proc. IEEE ISIE, 2000, pp.130-134.
- [68] M. F. Tsai, K. L. Chai, Y. Y. Tzou, “CPLD realization of a digital programmable PFC control IC for single-phase half-bridge boost AC/DC converters,” In Proc. IEEE PESC, 2004, pp.1134-1139.
- [69] Y. P. Liu, K. Smedley, “Control of a dual boost power factor corrector for high power applications,” In Proc. IEEE IECON, 2003, pp.2929-2932.
- [70] Y. P. Liu, K. Smedley, “A new passive soft-switching dual-boost topology for power factor correction,” In Proc. IEEE PESC, 2003, pp.669-676.
- [71] H. Y. Kanaan, A. Marquis, K. Al-Haddad, “Small-signal modeling and linear control of a dual boost power factor correction circuit,” In Proc. IEEE PESC, 2004, pp.3127-3133.
- [72] J. C. Salmon, “Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifiers,” IEEE Trans. Power Electron., vol.8, no.4, pp.521-529, Oct. 1993.
- [73] H. Y. Ye, Z. H. Yang, J. Y. Dai, C. Yan, X. N. Xin, J. P. Ying, “Common mode noise modeling and analysis of dual boost PFC circuit,” In Proc. IEEE INTELEC, 2004, pp.575-582.
- [74] Philip C., Todd, “UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design,” U-134, TI application note.
- [75] R. W. Erickson and D. Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics(2nd

- edition) [M]. USA, Kluwer Academic Publishers, 1999, pp. 648-654.
- [76] R. Ridley, "Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit," VPEC seminar proceedings 1989, pp.108-120.
- [77] F. A. Huliehel, F. C. Lee, B. H. Cho, "Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control," IEEE PESC 1992, pp.475-482.
- [78] Bo Yang, Peng Xu and Fred C. Lee, "Range Winding for Wide Input Range Front-End DC/DC Converter," CPES Seminar 2000, pp.339-342.
- [79] J. Liang, P.-C. Wang, K.-C. Huang, C.-L. Chen, Y.-H. Leu and T.-M. Chen, "Design Optimization for Asymmetrical Half-Bridge Converters," IEEE APEC 2001, pp.697-702.
- [80] J. Zhang, M. Jovanovic and Fred C. Lee, "Comparison Between CCM Single-Stage and Two-Stage Boost PFC Converters," IEEE APEC 1999, pp.335-341.
- [81] Jinrong Qian, Qun Zhao and Fred C. Lee, "Single-stage single-switch power factor correction (S^4 -PFC) AC/DC converter with DC bus voltage feedback for universal line applications," IEEE APEC 1998, pp.223-229.
- [82] T. F. Wu, T. H. Yu and Y. C. Liu, "An alternative approach to synthesizing single-stage converters with power-factor-correction feature," IEEE Trans. Indus. Electron., vol.46, no.4, pp.734-748, Aug. 1999.
- [83] L. Huber, J. D. Zhang, M. M. Jovanovic and F. C. Lee, "Generalized topologies of single-stage input-current-shaping circuits". IEEE PESC 2000, pp.1336-1341.
- [84] J. Sebastian, M.M. Hernando, P. Villegas, J. Diaz and A. Fontan, "A new input current shaping technique using converters operating in continuous conduction mode", IEEE PESC Record, 1998, pp.1330-1336.
- [85] Teramoto et al., "High power factor AC/DC converter", US patent 5301095, Apr. 5, 1994.
- [86] C. Qiao, K. Ma Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper", IEEE Trans. Power. Electron., vol.16, no.3, pp.360-368, May 2001.
- [87] 许化民, 阮新波, 严仰光, "单级功率因数校正 AC/DC 变换器综述", 《电力电子技术》, 2001 年第 1 期, pp.56-60.

- [88] G. Hua, C. S. Leu and F. C. Lee, "Novel zero voltage transition PWM converters," In Proc. IEEE PESC, 1992, pp.55-61.
- [89] H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou and D. Boroyevich, "Improved zero-current-transition converters for high power applications," In Proc. IEEE IAS, 1996, pp.1145-1152.
- [90] J. R. Pinherio and I. Barbi, "The three-level zvs pwm converter - A new concept in high-voltage dc-to-dc conversion," In Proc. IEEE IECON, 1992, pp.173-178.
- [91] 阮新波, 李斌, 陈乾宏, 一种适用于高压大功率变换的三电平变换器, 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 19-23。
- [92] X. Ruan and B. Li, "Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp.213-220, Feb. 2005.
- [93] F. Canales, P. Barbosa, and F. C. Lee, "A wide input voltage and load output variations fixed-frequency zvs dc/dc llc resonant converter for high-power applications," In Proc. IEEE IAS, 2002, pp.2306-2313.
- [94] X. Ruan, Z. Chen, and W. Chen, "Zero-voltage-switching pwm hybrid full-bridge three-level converter," IEEE Trans. Power. Electron., vol. 20, no.2, pp. 395-404, Mar. 2005.

致 谢

自 2000 年 9 月起进入南航开始硕博连读至今已五年多的时间。在攻读博士学位即将结束之际，回想起在南航攻读博士学位期间，既体验到求学的艰辛，也感受到成功的欢乐，让我难以忘怀。

衷心感谢导师严仰光教授，在课题的选择和课题研究过程中，始终得到严老师的关心和鼓励。严老师严谨的治学态度，渊博的专业知识，和蔼可亲的待人风格深深影响着我，使我受益无穷。

衷心感谢导师阮新波教授在学习和生活上给予我的关心和帮助。从 2000 年进入南航起，我一直师从于阮老师。我所取得的成绩一点一滴都来自于阮老师的悉心指导。从选题到课题进展的各个阶段，导师都倾注了大量的心血，导师的热切关怀和悉心指导，使我对电力电子这个领域真正有了比较深刻的了解，顺利完成了博士期间的研究工作。同时导师严谨的学风、广博的学识、强烈的责任心和事业心对我的影响将会是我一生永远的财富。

感谢陈乾宏副教授在我课题的研究中给予的指导和帮助。

作为航空电源重点实验室模块电源研究室的一员，和已毕业的博士许化民、杨宏、马运东、周林泉，在读博士生王建冈、旷建军、金科、王学华、刘福鑫、方天治、庄凯、廖志凌、任小永、王勤、姚凯、陈武，已毕业的硕士赵小俭、李斌、梁小国、薛雅丽等，在读硕士生李竹筠、殷兰兰、颜佳佳等，在阮老师的带领下，形成了一个强大的团队。在这个团队中，我们相互支持和帮助，共同探讨和研究，使我获益匪浅，在此向他们表示衷心的感谢。

感谢我的父母和哥哥，他们的关心和鼓励是我前进的强大动力。特别感谢我的妻子居敏和父母，她们给予了我极大的理解和支持，是她们的无私奉献让我能够集中精力完成学业。

谨以此文献给所有关心、支持和帮助我的老师、亲人和朋友们！

李 冬

2006 年 9 月

在学期间的研究成果及发表的学术论文

攻读博士学位期间发表的论文为：

- [1] 李冬, 阮新波, “一种复合型单开关功率因数校正预调节器”, 中国电机工程学报, Vol.23, No.8, 2003, pp. 81-84.
- [2] 李冬, 阮新波, “高效率的 Boost 型功率因数校正预调节器”, 中国电机工程学报, Vol.24, No.10, 2004, pp. 153-156.
- [3] 李冬, 阮新波, “几种服务器电源系统的比较分析”, 中国电机工程学报, Vol.26, No.13, 2006, pp. 68-73
- [4] Li Dong, Ruan Xinbo, “A hybrid single-switch power factor correction pre-regulator,” in Proc. IEEE PESC 2002, pp.1381-1386.
- [5] Li Dong, Ruan Xinbo, “A high efficient boost converter with power factor correction,” in Proc. IEEE PESC 2004, pp.1653-1657.
- [6] Li Dong, Ruan Xinbo, “Comparison of three front-end DC-DC converters for 1200W server power supply,” in Proc. IEEE PESC 2005, pp.394-398.

攻读博士学位期间参加的科研项目为：

- 1、2003.3—2004.12, 28V/40A 直流电源, 北京 12 所, 主要成员。
- 2、2005.1—2005.8, 19V/120W 电源适配器, 江苏领先电子有限公司, 主要成员。