# 软开关双 Boost 型 PFC 电路及其数字控制策略

周泽榕， 林维明， 许志钦， 黄道一， 吴亚平， 虞玲
（福州大学 福建省新能源发电与电能变换重点实验室，福建 福州 350108）

**摘 要**：传统 Boost 型 PFC 电路工作于 CCM 下导通损耗和开关损耗大。为此提出一种软开关双 Boost 型 PFC 电路，其电路结构具有无桥 PFC 电路特点以降低导通损耗，并采用宽禁带半导体 SiC 器件和同步整流技术进一步降低该损耗。另外，所提出电路通过引入辅助电感与主开关管寄生电容谐振，实现主开关管的 ZVS 和输出二极管的 ZCS，有效减小了高频工作下的开关损耗。详细分析所提出电路的工作原理及其数字平均电流控制策略，设计分析电路关键参数，并进行计算机仿真分析。最后研制一台交流输入 185～265 Vrms、额定输出 400 V/680 W 的实验样机。计算机仿真和实验结果表明，所提出 PFC 电路减小导通损耗和开关损耗，有效提升 PFC 电路的效率，效率最高可达 98.6%，具有较好的网侧特性与控制性能，验证所提出电路及其数字控制策略的有效性。

**关键词**：双 Boost PFC 电路；SiC 器件；软开关；同步整流；数字平均电流控制策略；效率
**DOI**：10.15938/j.emc.2025.10.005
**中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)10-0048-13

# Soft-switching dual Boost PFC circuit and its digital control strategy

ZHOU Zerong， LIN Weiming， XU Zhihuo， HUANG Daoyi， WU Yaping， YU Ling
（Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion，Fuzhou University，Fuzhou 350108，China）

**Abstract**：Traditional Boost PFC circuits operated in CCM suffer from high conduction losses and switching losses. To address this issue，a soft-switching dual Boost PFC circuit was proposed. The circuit structure features characteristics of a bridgeless PFC circuit to reduce conduction losses，and further incorporates wide-bandgap semiconductor SiC devices and synchronous rectification technology to minimize these losses. Additionally，in the proposed circuit，an auxiliary inductor was introduced to resonate with the parasitic capacitance of the main switch to achieve ZVS for the main switch and ZCS for the output diode，effectively reducing switching losses under high-frequency operation. The operating principles of the proposed circuit and digital control strategy based on average current were analyzed in detail，and the key parameters of the circuit were designed and analyzed. Fully computer simulation was carried out. Finally，an experimental prototype with AC input of 185－265 Vrms and rated output of 400 V/680 W was developed. Computer simulation and experimental results demonstrate that the proposed PFC circuit reduces both conduction and switching losses，effectively improving efficiency to a peak of 98.6%. It also exhibits favorable grid-side characteristics and control performance，validating effectiveness of the circuit and

**收稿日期**：2025－05－29
**基金项目**：福建省科技厅高校产学重大项目(2014H6012)
**作者简介**：周泽榕(1998—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子变流技术；
林维明(1964—)，男，博士，教授，博士生导师，研究方向为电力电子变流技术、集成电路开关电源、高功率因数整流器等；
许志钦(1997—)，男，硕士，研究方向为电力电子变流技术；
黄道一(1996—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子变流技术；
吴亚平(1999—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子变流技术；
虞 玲(2000—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子变流技术。
**通信作者**：林维明

its digital control strategy.

**Keywords**: dual Boost PFC circuit; SiC devices; soft-switching; synchronous rectifier; digital average current control strategy; efficiency

## 0 引　言

为了减少对电网的污染,保证供电质量,接入电网的 AC/DC 变换器通常会采用 PFC 电路来降低网侧输入电流的谐波含量,以满足诸如国际电工委员会 IEC1000 - 3 - 2 等网侧特性纹波限制标准[1-3]。

Boost PFC 电路拓扑简单、电流应力小、控制灵活[4],但电流路径存在 3 个功率器件,导通损耗较大[5-6]。基本无桥 PFC 电路由于电路器件少、导通损耗低、易驱动等特点成为研究热点[7],并衍生出了双 Boost 无桥 PFC 电路、双向开关无桥 PFC 电路等改进拓扑[8-9]。其中,双 Boost 无桥 PFC 电路可看作由两个独立的 Boost 电路组成,在输入电压正负半周通过不同的功率器件和电感,具有共模噪声小、驱动简单、导通损耗低的优点。

传统功率变换器通常采用二极管实现整流功能,整流管的导通损耗在总功率损耗中占比较大。同步整流技术采用具有低导通压降的功率 MOSFET 代替功率二极管,有效降低导通损耗,是提高能效的关键技术[10]。文献[11]针对非对称半桥 LLC 谐振型变换器,结合同步整流技术的数字化控制进行设计,实现效率的提升;文献[12]设计了一种适用于数据中心应用的高效、可靠的单级全桥同步整流器,在大功率输出时能维持较高的转换效率;文献[13]提出了一种高频 DC-DC 隔离转换器,结合同步整流技术,显著提高了系统效率。以上实例应用均展现了同步整流技术对于效率提升的积极作用。

与传统的硅基功率器件相比,新一代宽禁带半导体功率器件在开关速度、导通电阻、工作温度等方面表现更为优异[14-15],在高效能、高功率密度的 PFC 电路中具有显著优势。文献[16]针对半桥 PFC 拓扑,应用 SiC MOSFET,实验样机峰值效率达到 99.2%;文献[17]基于双有源桥双向 DC-DC 拓扑比较 SiC MOSFET 与 Si MOSFET,在高频场合 SiC MOSFET 表现出显著优势。

考虑 EMI 滤波器设计及功率器件的电流应力,通常大功率 PFC 电路工作在 CCM[18-19],但传统 Boost 电路和无桥 PFC 电路在 CCM 下难以实现软开关,导致开关损耗较高[20-21]。文献[22]提出了一种混合谐振 PWM PFC 电路,通过切换谐振模式和 PWM 模式实现软开关,但是该电路谐振过程较为繁琐,且模式切换控制困难;文献[23]提出了一种图腾柱 PFC 软开关辅助支路,实现主开关管 ZVS,但受寄生参数影响,辅助开关管电压应力偏高;文献[24]提出了一种可工作于 CCM 模式的图腾柱无桥 PFC 拓扑,其软开关辅助电路由 4 个开关管和一个谐振电感组成,实现了全输入电压范围主开关管 ZVS 和辅助开关管 ZCS,但该电路辅助开关管过多,控制和驱动复杂。

本文提出一种有源软开关双 Boost 型 PFC 电路。该电路结构具有无桥 PFC 电路特点,减少导通回路功率器件数目,降低了导通损耗,并结合同步整流技术和宽禁带半导体功率器件,进一步减小导通损耗。另外,所提出电路采用有源软开关技术,引入辅助电感与开关管寄生电容谐振实现主开关管 ZVS,辅助电感还限制了输出二极管和辅助开关管的 $\mathrm{d}i/\mathrm{d}t$,实现输出二极管 ZCS,降低开关损耗。本文详细分析所提出电路的工作原理和工作过程,推导分析电路稳态特性并开展关键元器件参数和基于平均电流数字控制电路的分析设计。论文进行计算机仿真分析,并研制一台 400 V/680 W 的实验样机,在交流输入 185 ~ 265 Vrms 电压范围、10% ~ 100% 负载范围进行实验,计算机仿真和实验结果验证所提出电路及其控制策略的有效性。

## 1 电路拓扑与工作原理

### 1.1 电路结构

本文提出了一种基于 SiC 功率器件的有源软开关双 Boost 型 PFC 电路,如图 1 所示。所提出电路由两个软开关 Boost 电路构成,在输入电压正负半周期分别工作。其中,正半周主电路由电源 $v_{\mathrm{in}}$、电感 $L_1$、开关管 $Q_5$、输出二极管 $D_4$、工频同步整流开关管 $Q_2$、母线电容 $C_{\mathrm{bus}}$和负载 $R_{\mathrm{load}}$组成,其中 $Q_5$、$D_4$ 为 SiC 器件;辅助电路由辅助开关管 $Q_3$、辅助电感 $L_{\mathrm{r1}}$和辅助二极管 $D_1$、$D_3$组成。负半周主电路由电源 $v_{\mathrm{in}}$、电感 $L_2$、开关管 $Q_6$、输出二极管 $D_5$、工频同步整

流开关管 $Q_1$、母线电容 $C_{bus}$ 和负载 $R_{load}$ 组成，其中 $Q_6$、$D_5$ 为 SiC 器件；辅助电路由辅助开关管 $Q_4$、辅助电感 $L_{r2}$ 和辅助二极管 $D_2$、$D_6$ 组成。

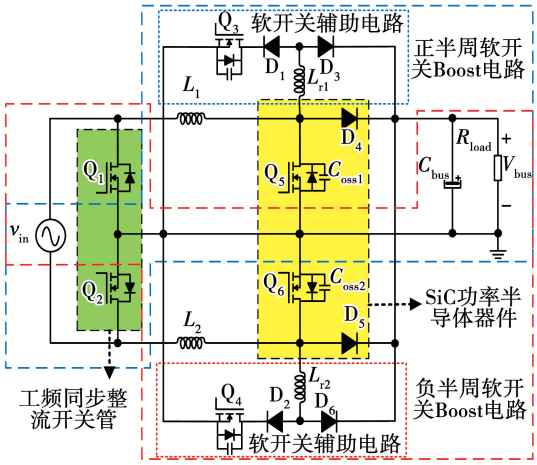



**图 1 所提出软开关双 Boost 型 PFC 电路**

**Fig. 1 Soft-switching dual Boost PFC circuit**

### 1.2 电路工作原理

为提高网侧特性和减小纹波，本文所提出电路工作在 CCM 模式，为简化分析，只对交流输入电压正半周的工作模态进行分析，并作如下假设：

1）除 $Q_5$、$Q_6$（SiC MOS 管）需要考虑寄生电容外，其他功率器件及储能元件均为理想器件；

2）$C_{bus}$ 足够大，输出电压近似恒定；

3）电路开关频率远大于电源电压频率，故电源电压在一个开关周期内不变，近似为常数；

4）主电路电感远大于辅助电感，近似为恒流源。

该电路有 8 个工作模态，如图 2 所示，其开关周期主要工作波形如图 3 所示。模态 1 至模态 6 为辅助电路工作段，其时间长度远小于一个开关周期，$t_0$ 至 $t_6$ 期间，$i_{L1}$ 可近似不变，即

$$i_{L1}(t) \approx i_{L1\_smin}, t \in [t_0, t_6]。 \tag{1}$$

式中 $i_{L1\_smin}$ 是主电感电流在一个开关周期内的最小值。

模态 1[$t_0 - t_1$]：$t_0$ 之前，$Q_5$ 和 $Q_3$ 截止，$D_4$ 导通，为母线电容和负载供电。$t_0$ 时刻，$Q_3$ 开通，在辅助电感 $L_{r1}$ 两端施加下正上负的电压 $V_{bus}$，其电流 $i_{Lr1}$ 从 0 开始线性上升，斜率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{Lr1}}{\mathrm{d}t} = \frac{V_{bus}}{L_{r1}}。 \tag{2}$$

其中 $V_{bus}$ 为母线电压值。

因为 $L_{r1}$ 抑制了电流的上升率，所以 $Q_3$ 实现 ZCS 开通。$D_4$ 仍然导通，其电流线性下降，母线电容开始为负载供电。此模态的时间长度为

$$T_{ad1} = t_1 - t_0 = \frac{i_{L1\_smin} L_{r1}}{V_{bus}}。 \tag{3}$$

可得 $i_{Lr1}$ 表达式为

$$i_{Lr1}(t) = \frac{V_{bus}}{L_{r1}}(t - t_0)。 \tag{4}$$

主电路功率器件电压电流表达式如下：

$$\left.\begin{aligned} i_{Q2} &= i_{L1\_smin}; \\ i_{D4} &= i_{L1\_smin} - i_{Lr1}(t); \\ v_{Q5} &= V_{bus}。 \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下：

$$\left.\begin{aligned} i_{Q3} &= i_{D1} = i_{Lr1}(t); \\ v_{D3} &= V_{bus}。 \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

直到 $t_1$ 时刻，$i_{D1} = i_{Q3} = i_{Q2} = i_{Lr1} = i_{L1\_smin}$，二极管 D4 电流 $i_{D4} = 0$，实现 ZCS。

模态 2[$t_1 - t_2$]：$t_1$ 时刻，$D_4$ 截止，$L_{r1}$ 与 $Q_5$ 的寄生电容 $C_{oss1}$ 发生谐振，谐振频率为

$$f_{re1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1} C_{oss1}}}。 \tag{7}$$

电流 $i_{Lr1}$ 继续上升并超过 $i_{L1\_smin}$。因 $Q_5$ 漏源电压随着谐振不断减小，故电流 $i_{Lr1}$ 上升斜率逐渐减小。此模态时间 $T_{ad2}$ 为四分之一谐振周期，即

$$T_{ad2} = t_2 - t_1 = \frac{2\pi\sqrt{L_{r1} C_{oss1}}}{4}。 \tag{8}$$

根据电荷守恒，得辅助电感电流峰值

$$i_{Lr1\_peak} = \frac{2\pi f_{re1} V_{bus} C_{oss1}}{1 - \cos(2\pi f_{re1} T_{ad2})} + i_{L1\_smin}。 \tag{9}$$

由图 3 可得，$i_{Lr1}$ 表达式为

$$i_{Lr1}(t) = (i_{Lr1\_peak} - i_{L1\_smin})\sin[2\pi f_{re1}(t - t_1)] + i_{L1\_smin}。 \tag{10}$$

主电路功率器件电压电流表达式如下：

$$\left.\begin{aligned} i_{Q2} &= i_{L1\_smin}; \\ i_{Q5} &= i_{L1\_smin} - i_{Lr1}(t); \\ v_{D4} &= V_{bus}; \\ v_{Q5} &= V_{bus}\cos[2\pi f_{re1}(t - t_1)]。 \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下：

$$\left.\begin{aligned} i_{Q3} &= i_{D1} = i_{Lr1}(t); \\ v_{D3} &= V_{bus}。 \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

$t_2$ 时刻，$Q_5$ 漏源电压谐振到 0，辅助电感电流达到峰值，即 $v_{Q5} = 0$，$i_{Lr1}(t_2) = i_{Lr1\_peak}$。

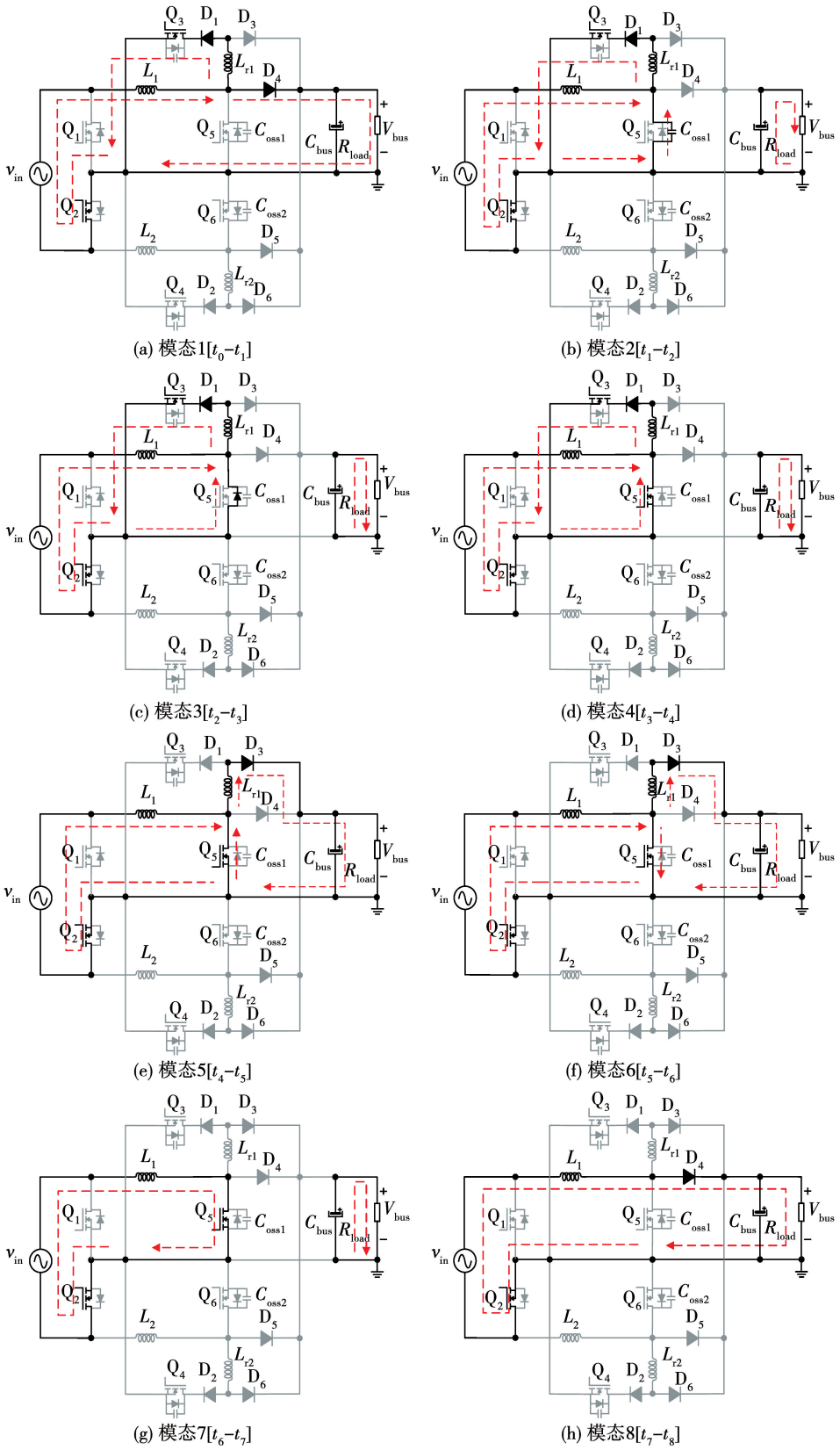



**图 2　电源正半周波电路开关周期工作模态等效电路**

**Fig. 2　Equivalent circuits of operation modes in one switching period during positive line cycle**

模态 3[$t_2$ – $t_3$]:$t_2$时刻,$Q_5$漏源电压谐振至 0,谐振电感能量反向转移至 $C_{oss1}$,由于体二极管的存在,$v_{Q5}$保持为体二极管导通压降;$L_{r1}$两端电压等于 $D_1$、$Q_3$和 $Q_5$体二极管的导通压降之和,所以 $i_{Lr1}$下降

斜率很小,可近似不变,即

$$i_{Lr1}(t_3) = i_{Lr1}(t_2) = i_{Lr1\_peak}。 \tag{13}$$

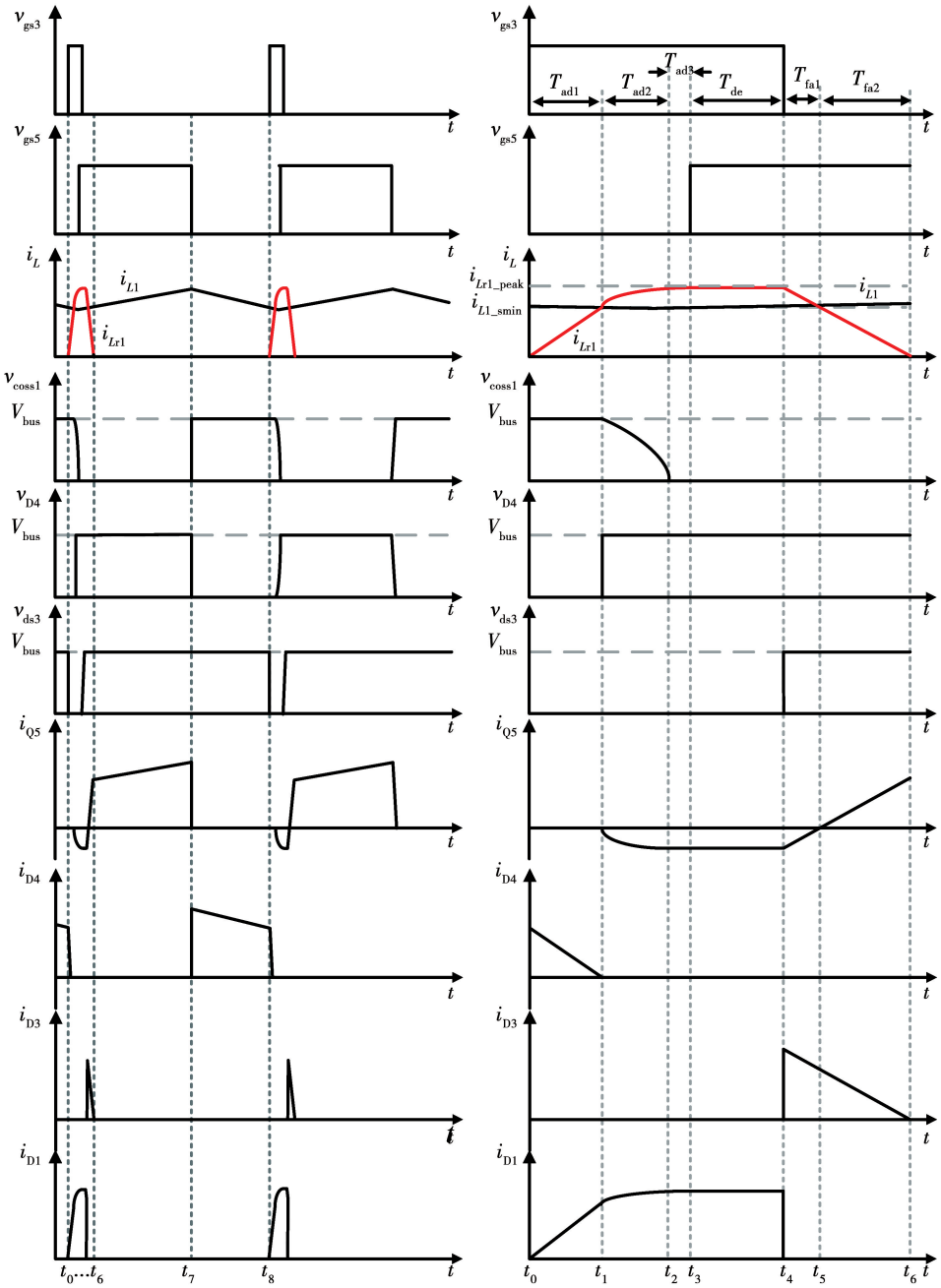
主电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned} i_{Q2} &= i_{L1\_smin};\\ i_{Q5} &= i_{L1\_smin} - i_{Lr1\_peak};\\ v_{D4} &= V_{bus}。\end{aligned}\right\} \tag{14}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned} i_{Q3} &= i_{Lr1};\\ i_{D1} &= i_{Lr1};\\ v_{D3} &= V_{bus}。\end{aligned}\right\} \tag{15}$$

此模态时间长度 $T_{ad3}$ 根据器件参数确定,确保 $t_3$ 时刻前 $Q_5$ 漏源电压完全谐振到 0。




(a) 一个开关周期工作波形　　(b) $t_0$–$t_6$局部放大图

**图 3　开关周期主要工作波形**

**Fig. 3　Operating waveforms of switching cycle**

模态 4[$t_3$ – $t_4$]:$t_3$时刻,$Q_5$漏源电压被体二极管箝位,$Q_5$实现 ZVS。因辅助电感电流 $i_{Lr1}$ 大于 $i_{L1\_smin}$,故 $Q_5$依旧反向导通;此模态时间长度 $T_{de}$ 由开关管性能决定,需要保证 $Q_5$完全导通。

模态 5[$t_4-t_5$]:$t_4$时刻,$Q_3$关断,漏源电压等于$V_{bus}$,$D_3$端电压为 0,具备导通条件;电流$i_{Lr1}$经$D_3$将能量释放至母线电容和负载;该模态下,辅助电感电流仍大于$i_{L1_smin}$,故$Q_5$反向导通。

$i_{Lr1}$下降斜率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{Lr1}(t)}{\mathrm{d}t}=-\frac{V_{bus}}{L_{r1}}。\tag{16}$$

该模态时间长度$T_{fa1}$为

$$T_{fa1}=t_5-t_4=\frac{(i_{Lr1\_peak}-i_{L1\_smin})L_{r1}}{V_{bus}}。\tag{17}$$

$i_{Lr1}$表达式为

$$i_{Lr1}(t)=i_{Lr1\_peak}-\frac{V_{bus}}{L_{r1}}(t-t_4)。\tag{18}$$

主电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{Q2}&=i_{L1\_smin};\\ i_{Q5}&=i_{L1\_smin}-i_{Lr1}(t);\\ v_{D4}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{19}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{D3}&=i_{Lr1}(t);\\ v_{Q3}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{20}$$

直到$t_5$时刻,$i_{Lr1}(t_5)=i_{L1\_smin}$。

模态 6[$t_5-t_6$]:此时$i_{Lr1}$以相同斜率继续下降至 0,该模态下辅助电感电流小于主电感电流,故$Q_5$正向导通。该模态的时间长度$T_{fa2}$为

$$T_{fa2}=t_6-t_5=\frac{i_{L1\_smin}L_{r1}}{V_{bus}}。\tag{21}$$

$i_{Lr1}$表达式为

$$i_{Lr1}(t)=i_{L1\_smin}-\frac{V_{bus}}{L_{r1}}(t-t_5)。\tag{22}$$

主电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{Q2}&=i_{L1\_smin};\\ i_{Q5}&=i_{L1\_smin}-i_{Lr1}(t)。\end{aligned}\right\}\tag{23}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{D3}&=i_{Lr1}(t);\\ v_{Q3}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{24}$$

$t_6$时刻,$i_{Lr1}(t_6)=0$,$D_4$实现 ZCS 关断。

模态 7[$t_6-t_7$]:电流$i_{Lr1}$下降至 0 后,辅助电路不再工作,$Q_5$正向导通,$v_{in}$全部施加到$L_1$上,电流$i_{L1}$线性上升,负载完全由母线电容供电。

$i_{L1}$上升斜率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=\frac{v_{in}}{L_1}。\tag{25}$$

式中$v_{in}$为电源电压值。

主电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{Q2}&=i_{L1};\\ i_{Q5}&=i_{L1};\\ v_{D4}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{26}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}v_{Q3}&=V_{bus};\\ v_{D3}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{27}$$

模态 8[$t_7-t_8$]:$t_7$时刻,$Q_5$关断,二极管$D_4$导通,母线电压和输入电压的电压差施加在主电感上,主电感电流$i_{L1}$线性下降,斜率为

$$\frac{\mathrm{d}i_{L1}}{\mathrm{d}t}=-\frac{V_{bus}-v_{in}}{L_1}。\tag{28}$$

主电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}i_{Q2}&=i_{L1};\\ i_{D4}&=i_{L1};\\ v_{Q5}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{29}$$

辅助电路功率器件电压电流表达式如下:

$$\left.\begin{aligned}v_{Q3}&=V_{bus};\\ v_{D3}&=V_{bus}。\end{aligned}\right\}\tag{30}$$

$t_8$时刻,辅助开关管$Q_3$零电流开通,该模态结束。稳态工作时,以上等效电路的工作阶段周而复始。

### 1.3　电路稳态特性

#### 1.3.1　网侧特性

根据式(25)可得主电感电流在一个开关周期内的变化量为

$$\Delta i_{L1}=\frac{v_{in}}{L_1}dT_s。\tag{31}$$

其中$d$为占空比。则电感$L_1$在一个开关周期内的平均电流为

$$I_{L1\_avg}=i_{L1\_smin}+\frac{V_m d^2}{2L_1 f_s}\sin(\omega t)。\tag{32}$$

即为电路正半周期的输入电流$i_{in}(t)$。

输入功率$P_{in}$为

$$P_{in}=\frac{2}{T_{ac}}\int_0^{T_{ac}/2}v_{in}(t)i_{in}(t)\mathrm{d}t=\frac{V_m^2 d^2}{4L_1 f_s}+\frac{2}{\pi}V_m i_{L1\_smin}。\tag{33}$$

式中$T_{ac}$为工频周期时间长度。

根据式(32),输入电流有效值为

$$I_{in\_rms}=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left(i_{L1\_smin}+\frac{V_m d^2}{2L_1 f_s}\sin(\omega t)\right)^2\mathrm{d}\omega t}=\sqrt{i_{L1\_smin}^2+\frac{2V_m d^2 i_{L1\_smin}}{\pi L_1 f_s}+\frac{\pi V_m^2 d^4}{8L_1^2 f_s^2}}。\tag{34}$$

因此,由式(33)、式(34)可得到功率因数的表达式

$$\mathrm{PF}=\frac{\eta P_{\mathrm{in}}}{\frac{V_{\mathrm{m}}}{\sqrt{2}}I_{\mathrm{in\_rms}}}=\frac{\eta\left(\frac{V_{\mathrm{m}}^2d^2}{4L_1f_{\mathrm{s}}}+\frac{2}{\pi}V_{\mathrm{m}}i_{L1\_\mathrm{smin}}\right)}{\frac{V_{\mathrm{m}}}{\sqrt{2}}\sqrt{i_{L1\_\mathrm{smin}}^2+\frac{2V_{\mathrm{m}}d^2i_{L1\_\mathrm{smin}}}{\pi L_1f_{\mathrm{s}}}+\frac{\pi V_{\mathrm{m}}^2d^4}{8L_1^2f_{\mathrm{s}}^2}}}。\tag{35}$$

其中 $\eta$ 为效率。

**1.3.2** 功率器件应力

由电路原理和模态分析可得各元件的电压和电流应力。

1)各元器件电压应力。

同步整流管 $Q_1$、$Q_2$的电压应力为输入交流电压峰值,开关管 $Q_3$ ~ $Q_6$电压应力为直流母线电压最大值。

2)主电路开关管 $Q_1$、$Q_2$、$Q_5$、$Q_6$ 电流应力。

最小输入电压最大输出功率情况下,各元器件电流应力最大,此时主电感电流平均值为

$$i_{L1\_\mathrm{ave}}(t)=\frac{\sqrt{2}P_{\mathrm{o}}}{\eta V_{\mathrm{in\_min}}}\sin(2\pi f_{\mathrm{in}}t)。\tag{36}$$

式中 $V_{\mathrm{in\_min}}$ 为最小输入电压有效值。记 $t_{\mathrm{p}}$ 时刻,$i_{L1_\mathrm{ave}}(t)$达到峰值。

占空比的瞬时值为

$$d_{\mathrm{vin\_min}}(t)=\frac{V_{\mathrm{bus}}-v_{\mathrm{in\_min}}(t)}{V_{\mathrm{bus}}}。\tag{37}$$

式中 $v_{\mathrm{in_min}}(t)$为最小输入电压。则主电感电流半个工频周期内的最小值包络线 $i_{L1_\mathrm{smin}}$和最大值包络线 $i_{L1_\mathrm{smax}}$分别为:

$$i_{L1\_\mathrm{smin}}(t)=i_{L1\_\mathrm{ave}}(t)-\frac{v_{\mathrm{in\_min}}(t)d_{\mathrm{vin\_min}}(t)}{2L_1f_{\mathrm{sp}}};\tag{38}$$

$$i_{L1\_\mathrm{smax}}(t)=i_{L1\_\mathrm{ave}}(t)+\frac{v_{\mathrm{in\_min}}(t)d_{\mathrm{vin\_min}}(t)}{2L_1f_{\mathrm{sp}}}。\tag{39}$$

其中$f_{\mathrm{sp}}$为开关频率。故开关管 $Q_1$、$Q_2$、$Q_5$、$Q_6$的电流应力等于 $i_{L1\_\mathrm{smax}}(t_{\mathrm{p}})$。

3)输出二极管 D4、D5 电流应力。

由图 3 可得输出二极管 $D_4$、$D_5$电流的有效值为

$$I_{\mathrm{D4,5\_rms}}=\sqrt{\frac{\int_0^{0.01}i_{L1\_\mathrm{ave}}^2(t)[1-d_{\mathrm{vin\_min}}(t)]\mathrm{d}t}{0.02}}。\tag{40}$$

4)辅助开关管 $Q_3$、$Q_4$的电流应力。

根据式(9)、式(38)得辅助电感电流峰值随时间变化的表达式为

$$i_{Lr1\_\mathrm{peak}}(t)=\frac{2\pi f_{\mathrm{re1}}V_{\mathrm{bus}}C_{\mathrm{oss}}}{1-\cos(2\pi f_{\mathrm{re1}}T_{\mathrm{ad2}})}+i_{L\_\mathrm{smin}}(t)。\tag{41}$$

即辅助开关管 $Q_3$、$Q_4$的电流应力为 $i_{Lr1\_\mathrm{peak}}(t_{\mathrm{p}})$。

## 2 数字控制策略

### 2.1 控制原理

本文软开关 PFC 电路控制策略如图 4 所示。由于该电路工作在 CCM 模式,故采用以平均电流控制作为控制策略的基础,并在电压环中引入功率平衡控制,结合输入电压极性判断,实现对主电路与辅助电路开关管的控制。

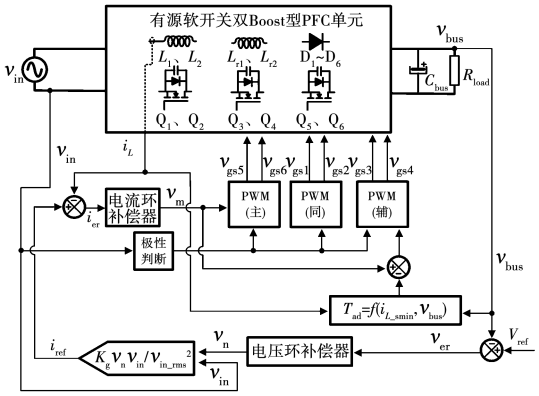



**图 4 所提出 PFC 电路的控制框图**

**Fig. 4 Control diagram of PFC circuit**

在电压外环中,母线电压 $v_{\mathrm{bus}}$与参考电压 $V_{\mathrm{ref}}$相减得到电压误差 $v_{\mathrm{er}}$,该误差经补偿器处理后产生控制信号 $v_{\mathrm{n}}$,与 $v_{\mathrm{in}}$相乘以实现对输入电压的相位跟踪,再除以输入电压有效值平方以实现交直流两侧的功率平衡,并得到电流内环基准 $i_{\mathrm{ref}}$;在电流内环中,电感电流 $i_L$与 $i_{\mathrm{ref}}$相减得到电流误差 $i_{\mathrm{er}}$,该误差经补偿后输出控制信号 $v_{\mathrm{m}}$,结合电压极性判断信号得到 PWM 信号以控制主开关管 $Q_5$、$Q_6$。

### 2.2 控制设计

本文采用 ST 公司的高性能微控制器进行整个系统的环路及时序控制,具体型号为 STM32G474,主要使用该微控制器的 ADC 转换模块和高精度定时器实现电源控制。

如图 5 所示,为实现平均电流控制 PFC,使用 ADC1 的通道 0、通道 2 和通道 1 对输入电压 $v_{\mathrm{in}}$、输

出电压 $V_{bus}$ 和平均电感电流 $i_{L\_ave}$ 进行采样;为计算辅助开关管提前导通时间 $T_{ad}$,使用 ADC0 的通道 0 采样电感电流 $i_{L\_smin}$;为实现同步整流,在外部信号处理电路将输入电压正负状态调制为方波信号后,由高精度定时器的外部事件模块接收并作用于 PWM 输出通道。

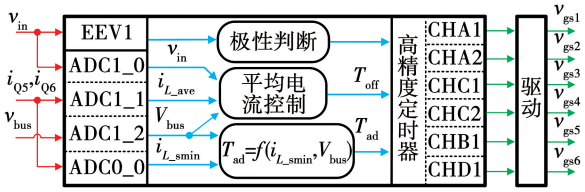



**图 5　外设配置示意图**

**Fig. 5　Schematic diagram of peripheral configuration**

波形生成及采样触发逻辑如图 6 所示,当定时器计数值等于 CMP1 时,通道 CHC1(2)输出置高;等于 CMP2 时,通道 CHB(D)1 输出置高;等于 CMP3 时,通道 CHC1(2)输出置低;等于 CMP4 时,触发 ADC0 采样;等于 CMP5 时,触发 ADC1 采样;等于周期值 PER 时,通道 CHB(D)1 输出置低。其中 PER 为固定值。各比较值的计算如下:

$$\left.\begin{aligned}&\mathrm{CMP2}=T_{off};\\&\mathrm{CMP1}=\mathrm{CMP2}-T_{ad};\\&\mathrm{CMP3}=\mathrm{CMP2}+T_{de};\\&\mathrm{CMP4}=\mathrm{CMP3}+T_{ADC};\\&\mathrm{CMP5}=(\mathrm{PER}+\mathrm{CMP2})/2。\end{aligned}\right\}\tag{42}$$

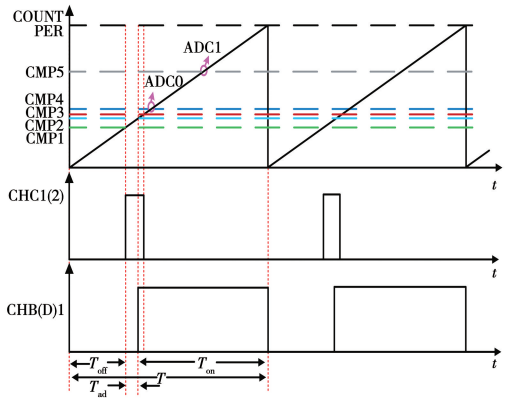



**图 6　采样触发逻辑示意图**

**Fig. 6　Schematic diagram of sampling trigger logic**

根据以上所述控制原理,设计数字控制程序流程图如图 7 所示。

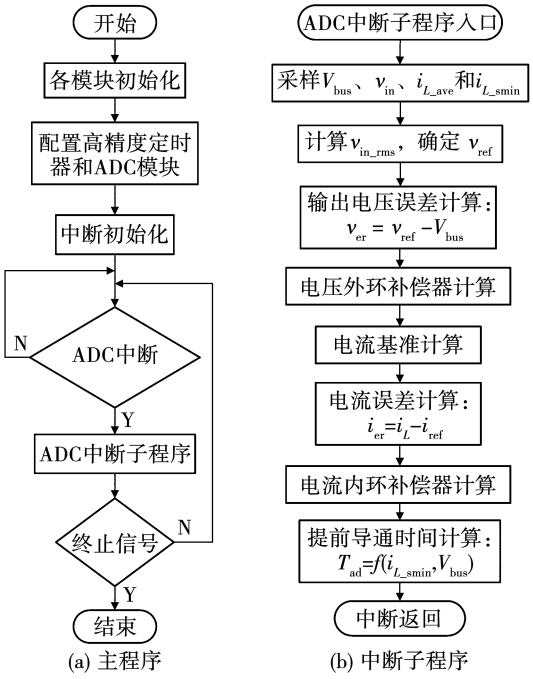



**图 7　数字控制程序流程图**

**Fig. 7　Flow diagram of digital control program**

## 3　关键参数设计

电路工作条件:最小交流输入电压 $V_{in\_min}$ = 185 Vrms、额定输入频率 $f_{in}$ = 50 Hz、额定输出功率 $P_{o\_e}$ = 680 W、额定母线电压 $V_{bus}$ = 400 V、母线电压纹波最大值 $V_{pp}$ = 15 V、开关频率 $f_{sp}$ = 100 kHz。

### 3.1　滤波电感

Boost PFC 电路中,电感大小直接影响输入端高频纹波电流总量。由 Boost 电路的特性可知,输出功率最大而输入电压最低时,电感电流平均值和纹波最大。

电感电流平均值的峰值为

$$I_{L\_avep}=\frac{\sqrt{2}P_{o\_e}}{\eta V_{in\_min}}。\tag{43}$$

假设电路效率 $\eta$ = 0.98,计算得 $I_{L\_avep}$ = 5.3 A。

根据工程经验,电感电流纹波取 $I_{L\_avep}$ 的 47%,即电感电流纹波最大值 $\Delta I_{max}$ = 2.49 A。该工作条件下最小占空比

$$D_{vin\_min}=1-\frac{\sqrt{2}V_{in\_min}}{V_{bus}}。\tag{44}$$

电感值下限

$$L_{min}=\frac{\sqrt{2}V_{in\_min}D_{vin\_min}}{\Delta I_{max}f_{sp}}。\tag{45}$$

实际电感值取 360 μH。

### 3.2 辅助电感

辅助电感决定了辅助电路工作时长及辅助电路功率器件应力和损耗。辅助电路工作时长为

$$T_{\mathrm{to}}=\frac{i_{L\_\min}L_{\mathrm{rl}}}{V_{\mathrm{bus}}}+\frac{2\pi\sqrt{L_{\mathrm{rl}}C_{\mathrm{oss1}}}}{4}+\frac{i_{Lr1\_\mathrm{peak}}L_{\mathrm{rl}}}{V_{\mathrm{bus}}}+T_{\mathrm{co}}。\tag{46}$$

式中 $T_{\mathrm{co}}$ 为考虑元器件寄生参数而增加的时间裕量。

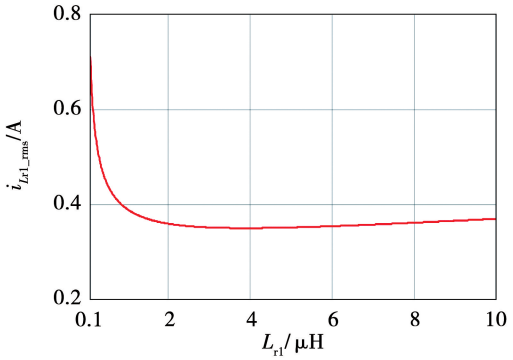
$i_{Lr1}$ 一个开关周期内的有效值为

$$i_{Lr1\_\mathrm{srms}}=\sqrt{\frac{\int_{t_0}^{t_8}i_{Lr1}^2(t)\,\mathrm{d}t}{t_8-t_0}}。\tag{47}$$

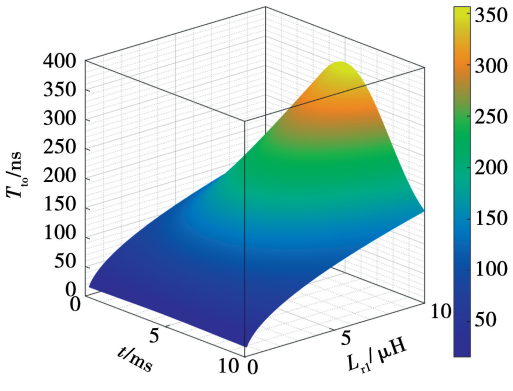
可得辅助电感电流一个工频周期的有效值为

$$i_{Lr1\_\mathrm{rms}}=\sqrt{\frac{\int_0^{0.01}i_{Lr1\_\mathrm{srms}}^2(t)\,\mathrm{d}t}{0.02}}。\tag{48}$$

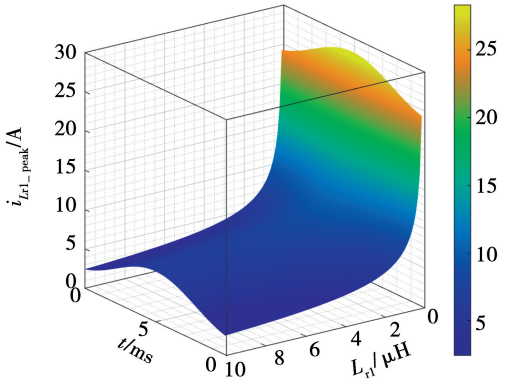
根据式(41)、式(46)和式(48)绘制图 8。可以看出,$T_{\mathrm{to}}$ 大致随 $L_{\mathrm{rl}}$ 线性变化;$i_{Lr1\_\mathrm{peak}}$ 随 $L_1$ 增大而急剧下降,并在 1 μH 后下降斜率骤然变缓;$i_{Lr1\_\mathrm{rms}}$ 同样随着 $L_{\mathrm{rl}}$ 增大而下降,在 4.3 μH 后下降斜率由负变正并开始逐渐增大。综合考虑辅助电路工作时长及器件应力与损耗,最终辅助电感取 5.6 μH。




(a) $i_{Lr1_\mathrm{rms}}$变化趋势




(b) $T_{\mathrm{to}}$变化趋势




(c) $i_{Lr1_\mathrm{peak}}$变化趋势

**图 8 $L_{\mathrm{rl}}$ 对系统的影响**

**Fig. 8 Effect of $L_{\mathrm{rl}}$ on the system**

### 3.3 母线电容

根据式(40),可计算出最小输入电压、满载时的输出二极管电流有效值,则所需母线电容容值为

$$C_{\mathrm{bus}}=\frac{2I_{\mathrm{D4,5\_rms}}}{2\omega_{\mathrm{in}}V_{\mathrm{pp}}}。\tag{48}$$

其中 $\omega_{\mathrm{in}}=2\pi f_{\mathrm{in}}$。考虑必要的裕量,母线电容容值取 480 μF。

## 4 仿真与实验结果

为了验证所提出有源软开关双 Boost 型 PFC 电路及其控制策略的有效性,进行了计算机仿真分析。电路参数如表 1 所示。

**表 1 仿真模型的参数**

**Table 1 Parameters of simulation model**

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|---|---|---|---|
| 母线电压 $v_{\mathrm{bus}}$/V | 400 | 开关频率 $f_{\mathrm{sp}}$/kHz | 100 |
| 输入电压 $v_{\mathrm{in}}$/Vrms | 220 | 主电感 $L_1$/μH | 360 |
| 输入电压频率 $f_{\mathrm{in}}$/Hz | 50 | 辅助电感 $L_{\mathrm{rl}}$/μH | 5.6 |
| 额定输出功率 $P_{\mathrm{o\_e}}$/W | 680 | 母线电容 $C_{\mathrm{bus}}$/μF | 450 |

### 4.1 仿真结果

#### 4.1.1 网侧特性

图 9 是所提出 PFC 电路工作于半载(340 W)和满载(680 W)时输入电压 $v_{\mathrm{in}}$、输入电流 $i_{\mathrm{in}}$ 和主电感电流 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 波形图。从图中可以看出输入电流相位较好跟随输入电压,畸变较小。

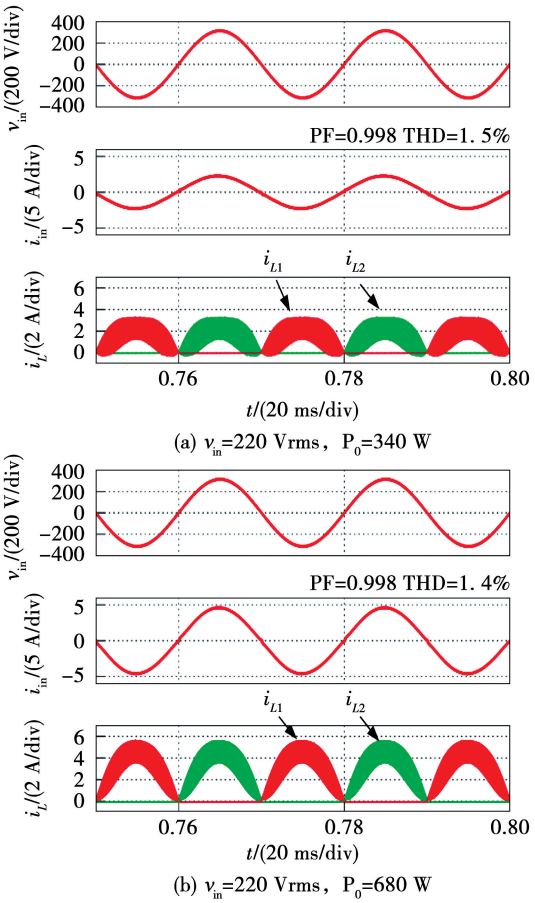



**图 9　输入特性仿真波形**

**Fig. 9　Simulation waveforms of input voltage and input current**

### 4.1.2　软开关特性

图 10 是额定工作条件下,开关管 $Q_5$、$Q_3$和二极管 $D_4$的仿真波形,并分别在 $i_{Q5}$、$i_{D4}$和 $i_{Q3}$的包络线峰值、中值及谷值处展开。可以看出,在工频半波周期的任何时刻,$Q_5$都能在漏源电压谐振到 0 后开通,实现 ZVS,有效减小主开关管开关损耗;$D_4$关断前,其电流下降到 0,实现 ZCS,避免反向恢复增加开关损耗;$Q_3$开通时,由于辅助电感的存在,电流上升缓慢,可以实现零电流开通。

## 4.2　实验结果

为了验证本文所提出电路和控制策略的有效性,本文研制了一台额定功率为 680 W 的实验样机,如图 11 所示。

### 4.2.1　网侧特性

图 12 为样机在半载及满载工作条件下输入电压 $v_{in}$、输入电流 $i_{in}$和主电感电流 $i_{L1}$和 $i_{L2}$的波形图。从整体上看,输入电流能很好地跟踪输入电压,且畸变较小,电路实现了 PFC 功能。

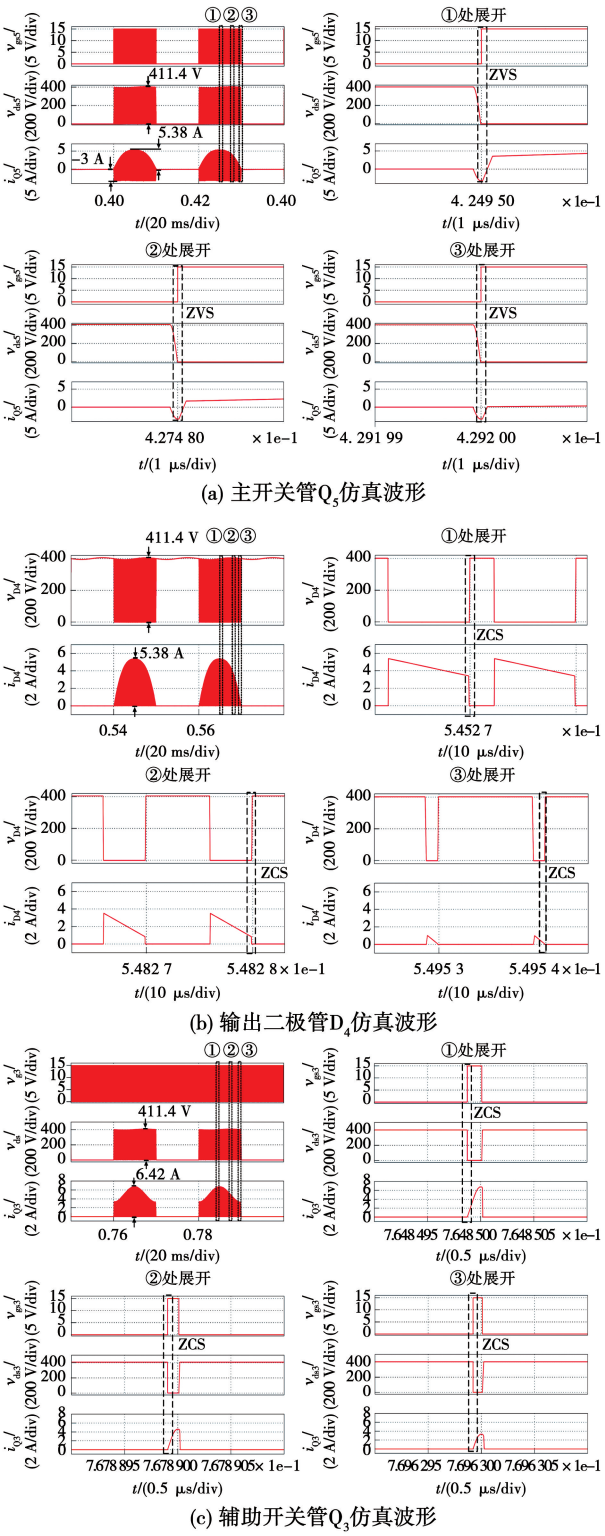



**图 10　软开关特性仿真波形**

**Fig. 10　Simulation waveforms of soft-switching characteristics**

图 13 为满载工作条件下,PF 和 THD 随输入电压的变化曲线。从图中可以看出,随着输入电压的增大,PF 逐渐减小,THD 逐渐增大。在额定工作状态下,PF 为 0.993,THD 为 2.6%。

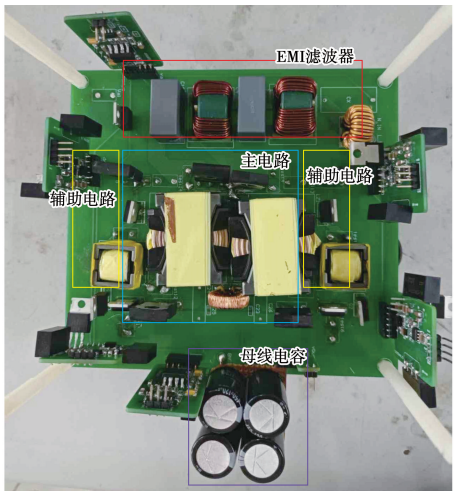
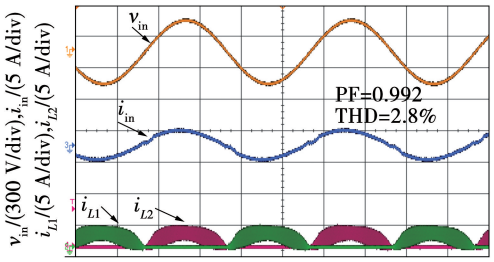
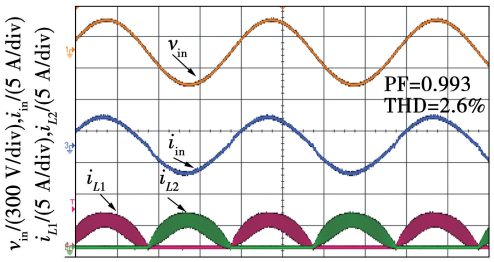



图 11 实验样机

Fig. 11 Experimental prototype




(a) $v_{in}$=220 $V_{rms}$, $P_o$=340 W




(b) $v_{in}$=220 $V_{rms}$, $P_o$=680 W

图 12 输入特性实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms of the input voltage and input current

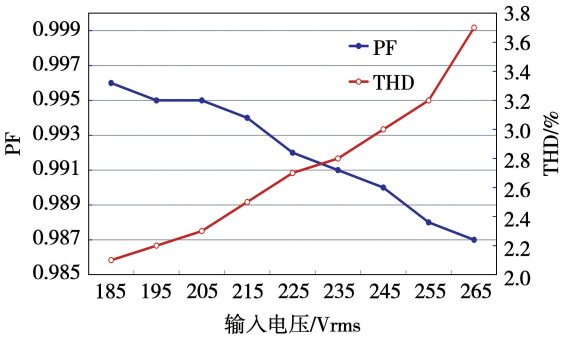
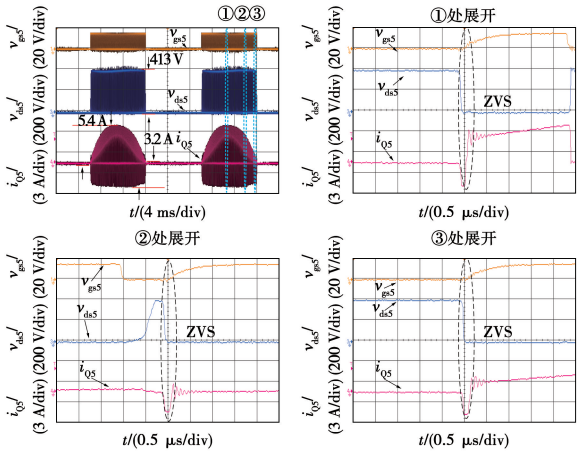



图 13 PF 和 THD 随输入电压变化曲线

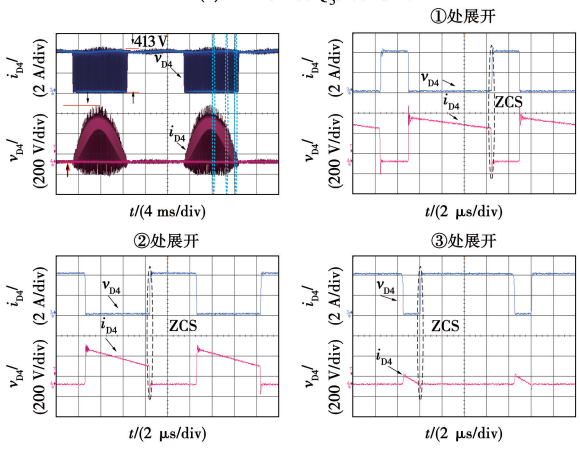
Fig. 13 Curve of PF and THD vs. voltage

### 4.2.2 软开关特性

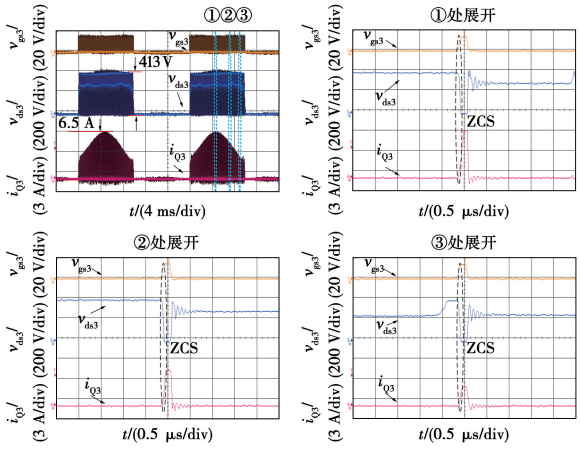
图 14 是电路在额定工作条件下,开关管 $Q_5$、$Q_3$ 和二极管 $D_4$的实验波形,并在各自的电流包络线峰值、中值及谷值处展开。实验结果表明,主开关管、输出二极管、辅助开关管均能实现软开关。




(a) 主开关管$Q_5$实验波形




(b) 输出二极管$D_4$实验波形




(c) 辅助开关管$Q_3$实验波形

图 14 软开关特性实验波形

Fig. 14 Experiment waveforms of soft-switching characteristics

### 4.2.3　效率特性

图 15 是在 185、220、265 Vrms 3 种不同输入电压下,PFC 电路分别工作于软、硬开关双 Boost 电路的效率随负载变化对比曲线图。在负载率小于 30% 的范围内,由于电路大部分时间工作在 DCM,开关损耗较小,因此软开关的作用不显著。随着负载率的提升,软开关的作用愈发明显,在输入电压为 220 Vrms 时,满载情况下电路效率从 97.8% 提升到 98.3%。

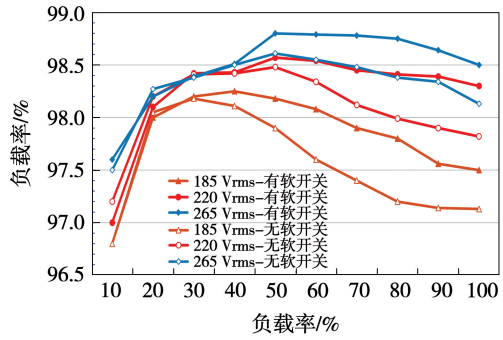



**图 15　效率特性曲线**

**Fig. 15　Efficiency curves vs. load**

所提出有源软开关双 Boost 型 PFC 电路与现有 PFC 电路的对比如表 2 所示。由于所提出电路实现了各工作模态下的软开关,功率开关管电压应力更小,导通损耗更小,PFC 效率更高,控制更简单,且输入特性更好,但因为引入了辅助电路,导致其器件数量较多,成本较高。

**表 2　各类 PFC 电路对比**

**Table 2　Comparison of various PFC circuits**

| 电路拓扑 | 效率/% | 器件数量 | 成本 | 控制复杂度 |
|---|---|---|---|---|
| 传统 Boost CRM PFC[24] | 96.6 | 7 | 低 | 低 |
| 新型无桥 Boost PFC[25] | 97.6 | 10 | 高 | 高 |
| 高效双 Boost 无桥 PFC[26] | 98 | 10 | 高 | 高 |
| 所提软开关双 Boost 型 PFC | 98.3 | 16 | 高 | 低 |

## 5　结　论

本文提出一种有源软开关双 Boost 型 PFC 电路及其数字控制策略,具有下特点:

1)采用电流流通路径只有两个半导体功率器件的等效无桥 PFC 电路结构,减小导通损耗;

2)采用同步整流技术,结合宽禁带半导体 SiC 器件,进一步减小功率器件损耗并提高功率密度;

3)引入辅助谐振电路,实现 PFC 电路开关管实现 ZVS 开通和 ZCS 关断,减小电路开关损耗;

4)采用数字平均电流控制策略,减小纹波和提高控制稳定性,实现柔性控制和扩展了应用场合。

仿真和实验结果表明,该电路的主开关管和辅助开关管均可实现软开关,输入电压为 220 Vrms 时,效率最高可达到 98.6%,满载工况下,PF 为 0.993,THD 为 2.6%,验证了所提出电路及其数字控制策略的有效性。

**参 考 文 献:**

[1] 林维明, 肖健, 张亮亮. 升压型 Boost-PFC 电路的频率反走临界电流控制[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(4): 66.
LIN Weiming, XIAO Jian, ZHANG Liangliang. Frequency reverse method in boundary current control of Boost-PFC circuits[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(4): 66.

[2] 陈正格, 陈健, 许多, 等. 单相无桥功率因数校正变换器拓扑族推演回顾与性能分类总结[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(7): 2786.
CHEN Zhengge, CHEN Jian, XU Duo, et al. Rethinking of single-phase bridgeless power factor convertor topology synthesis and performance summary based on topology structures[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(7): 2786.

[3] 刘光清, 林维明, 陈欣玮. 一种无桥高增益单级 LED 驱动电路及其混合控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(1): 105.
LIU Guangqing, LIN Weiming, CHEN Xinwei. Bridgeless high gain single-stage LED driver and its hybrid control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(1): 105.

[4] 林维明, 刘贤庆, 张强, 等. 一种单相降压型 PFC 电路及其非线性控制[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(11): 25.
LIN Weiming, LIU Xianqing, ZHANG Qiang, et al. Single-phase step-down PFC converter and its nonlinear control[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(11): 25.

[5] 梅杨, 鲁乔初, 黄伟超. 双向隔离型 AC-DC 矩阵变换器的软开关复合调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2474.
MEI Yang, LU Qiaochu, HUANG Weichao. Soft-switching composite modulation strategy of bidirectional isolated AC-DC matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2474.

[6] LOW Q W, SIEK L. A single-stage dual-output tri-mode AC-DC regulator for inductively powered application[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(9): 3620.

[7] ZHAO Chenkai, WU Xinke. Accurate operating analysis of boundary mode totem-pole boost PFC converter considering the re-

verse recovery of MOSFET[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10038.

[8] HUBER L, JANG Y, JOVANOVIC M M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1381.

[9] JANG Y, JOVANOVIC M M. A bridgeless PFC boost rectifier with optimized magnetic utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(1): 85.

[10] FEI Chao, LI Qiang, LEE F C. Digital implementation of adaptive synchronous rectifier (SR) driving scheme for high-frequency LLC converters with microcontroller[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5351.

[11] 洪良, 杜建华, 王均, 等. 非对称半桥 LLC 谐振变换器同步整流数字设计[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 113.
HONG Liang, DU Jianhua, WANG Jun, et al. Digital design for synchronous rectification used in LLC resonant converter with asymmetrical half-bridges[J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(4): 113.

[12] WONG I, ZHU Guangqi, PAHL B, et al. Design and implementation of 50 V/400 A single-stage full-bridge synchronous rectifier for data center application[C]//2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, October 10 - 14, 2021, Vancouver, Canada. 2021: 2245 - 2250.

[13] AKASH A, SREEJETH M. High frequency DC-DC isolated converter with rectification and synchronous rectification[C]//2023 4th International Conference for Emerging Technology, May 26 - 28, 2023, Belgaum, India. 2023: 1 - 5.

[14] 萧展涛, 林维明, 张亮亮, 等. 分布式组合 Buck LED 驱动电路及其定纹波控制策略[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(1): 88.
XIAO Zhantao, LIN Weiming, ZHANG Liangliang, et al. Distributed combined Buck-LED driver and its fixed-ripple control strategy[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(1): 88.

[15] 钱照明, 张军明, 盛况. 电力电子器件及其应用的现状和发展[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5149.
QIAN Zhaoming, ZHANG Junming, SHENG Kuang. Status and development of power semiconductor devices and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5149.

[16] 严阳, 吴新科, 盛况. 基于碳化硅 MOSFET 的 99.2% 高效率功率因数校正器[J]. 电源学报, 2016, 14(4): 73.
YAN Yang, WU Xinke, SHENG Kuang. 99.2% efficiency ZVS single-phase PFC rectifier with SiC MOSFET[J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(4): 73.

[17] 刘昌赫, 王学远. 采用 SiC MOSFET 与 Si MOSFET 的双有源桥效率仿真分析对比[J]. 电源学报, 2020, 18(4): 109.
LIU Changhe, WANG Xueyuan. Simulation analysis and comparison of dual active bridge efficiency based on SiC and Si MOSFET[J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(4): 109.

[18] SU Bin, ZHANG Junming, LU Zhengyu. Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 427.

[19] MARXGUT C, KRISMER F, BORTIS D, et al. Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 873.

[20] CHOI W Y, KWON J M, KIM E H, et al. Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 769.

[21] TOFOLI F L, COELHO E A A, DE FREITAS L C, et al. Proposal of a soft-switching single-phase three-level rectifier[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 107.

[22] ALAM M, EBERLE W, GAUTAM D S, et al. A soft-switching bridgeless AC-DC power factor correction converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(10): 7716.

[23] YU Ziwei, XIA Yinglai, AYYANAR R. A simple ZVT auxiliary circuit for totem-pole bridgeless PFC rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2868.

[24] 章治国, 李世锋, 李鑫, 等. 一种可工作于 CCM 模态的高效图腾柱无桥 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(5): 1957.
ZHANG Zhiguo, LI Shifeng, LI Xin, et al. A high-efficiency totem-pole bridgeless PFC converter that can work in CCM mode[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(5): 1957.

[25] 罗欢, 许建平, 何大印, 等. 临界连续导通模式 Boost 功率因数校正变换器的工频调节控制方法[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(11): 16.
LUO Huan, XU Jianping, HE Dayin, et al. Critical conduction mode Boost PFC converter with line cycle adjusting control technique[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(11): 16.

[26] 李镇福, 林维明. 一种改进的无桥 Boost 功率因数校正电路[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 96.
LI Zhenfu, LIN Weiming. An improved bridgeless Boost PFC converter[J]. Power Electronics, 2012, 46(2): 96.

[27] 柳志飞, 杜贵平, 杜发达. 一种新型高效率双 Boost 无桥 PFC 变换器[J]. 电力电子技术, 2017, 51(1): 68.
LIU Zhifei, DU Guiping, DU Fada. A novel high-efficiency bridgeless dual boost PFC converter[J]. Power Electronics, 2017, 51(1): 68.

(编辑:朱美华)