

图腾柱PFC变换器轻载性能优化控制策略研究

岳杉杉, 李政林

广西科技大学自动化学院, 广西 柳州

收稿日期: 2025年11月18日; 录用日期: 2025年12月11日; 发布日期: 2025年12月18日

摘要

图腾柱功率因数校正(PFC)变换器凭借高效率的优势而被广泛应用于中大功率开关电源领域。然而,随着负载的降低,变换器的断续导电模式(DCM)运行区域会持续扩大,电流回流到输入侧引发额外损耗和总谐波失真(THD)显著加剧,最终造成变换器效率明显下降。针对连续导电模式下图腾柱PFC变换器在轻载工况下THD恶化与效率下降的关键问题,提出了一种基于调频策略与CCM/DCM模式切换的复合控制方法。该方法通过动态调节开关频率,有效减小轻载工况下的DCM运行区域面积;同时在DCM运行阶段选择性导通同步整流功率器件,抑制负电感电流引发的额外损耗。为验证所提控制策略的有效性,通过MATLAB/Simulink仿真平台构建实验模型并开展验证。仿真结果表明:该控制方法可将20%轻载工况下的THD显著降至13%以下,变换器效率有效提升3.27%。

关键词

图腾柱功率因数校正, 轻载效率, 连续导通模式

Research on Light-Load Performance Optimization Control Strategy for Totem-Pole PFC Converter

Shanshan Yue, Zhenglin Li

College of Automation, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou Guangxi

Received: November 18, 2025; accepted: December 11, 2025; published: December 18, 2025

Abstract

Totem-pole power factor correction (PFC) converters are widely used in medium- and high-power switching power supplies due to their high efficiency. However, as the load decreases, the converter's discontinuous conduction mode (DCM) operating region continues to expand, causing current

文章引用: 岳杉杉, 李政林. 图腾柱 PFC 变换器轻载性能优化控制策略研究[J]. 电路与系统, 2025, 14(4): 92-103.
DOI: 10.12677/ojcs.2025.144010

backflow to the input side, resulting in additional losses and significantly increased total harmonic distortion (THD), ultimately leading to a significant decrease in converter efficiency. To address the critical issues of THD degradation and efficiency degradation in continuous conduction mode totem-pole PFC converters under light-load conditions, a hybrid control approach based on frequency modulation and CCM/DCM mode switching is proposed. This approach effectively reduces the DCM operating region under light-load conditions by dynamically adjusting the switching frequency. Furthermore, during DCM operation, the synchronous rectifier power devices are selectively turned on to suppress the additional losses caused by negative inductor current. To verify the effectiveness of the proposed control strategy, an experimental model was constructed and tested using the MATLAB/Simulink simulation platform. Simulation results show that this control approach significantly reduces THD to below 13% under a 20% light-load condition, effectively improving converter efficiency by 3.27%.

Keywords

Totem Pole Power Correction Factor, Light-load Efficiency, Continuous Conduction Mode

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

在现代电力电子系统中, 功率因数校正(PFC)技术是提升电能质量、降低能源损耗的关键手段。连续导通模式(CCM)图腾柱 PFC 变换器凭借其输入电流连续、电流纹波小、效率高以及开关管电流应力小等优势, 在中大功率开关电源领域得到广泛应用[1], 如工业电源、服务器电源、通信基站电源以及新能源汽车充电桩等场景。

图腾柱 PFC 变换器处于轻载工况时, 其性能会出现明显恶化[2] [3]。一方面, 总谐波失真(THD)急剧升高, 远超国际电工委员会(IEC)规定的谐波标准(如 IEC 61000-3-2 对不同功率等级设备的谐波限制)[4]。这是因为轻载时, 传统的控制策略难以精准维持输入电流与电压的正弦跟踪关系, 导致电流波形严重畸变, 大量谐波电流注入电网, 不仅降低电网的电能质量, 还可能引发电网谐振, 干扰其他电气设备的正常运行[5] [6]。另一方面, DCM 区域增大, 开关损耗和导通损耗占比增大, 变换器效率显著下降, 降低了能源利用效率, 增加设备的运行成本[7] [8]。为解决这一问题, 文献[9]提出了一种变关断时间控制方法, 能够根据输入功率自适应调节开关频率, 从而优化不同负载条件下的效率, 但需要实时计算关断时间, 对数字控制器(如 DSP)的运算能力和采样精度提出更高要求。文献[10]提出一种混合工作模式, 即设置一个功率阈值, 当负载功率小于此阈值时, 使电感电流为 DCM 模式, 当负载功率大于阈值功率时, 使电感电流为 PCCM 模式, 但该方法对于阈值的选取要求较高, 过低或过高都可能导致负 i_L 和功率器件控制故障以及额外导通损耗。本文旨在解决 CCM 图腾柱 PFC 变换器轻载时 THD 恶化和效率降低的问题, 通过深入研究变换器在轻载工况下的运行特性, 提出基于调频策略与 CCM/DCM 模式切换的复合控制方法。

2. CCM 升压图腾柱 PFC 变换器轻载问题分析

2.1. 基本工作原理与典型拓扑

图腾柱 PFC 电路如图 1 所示, 主要由交流输入电压 V_{in} 、升压电感 L 、开关管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 、输

出电容 C_o 以及等效负载 R_o 组成。

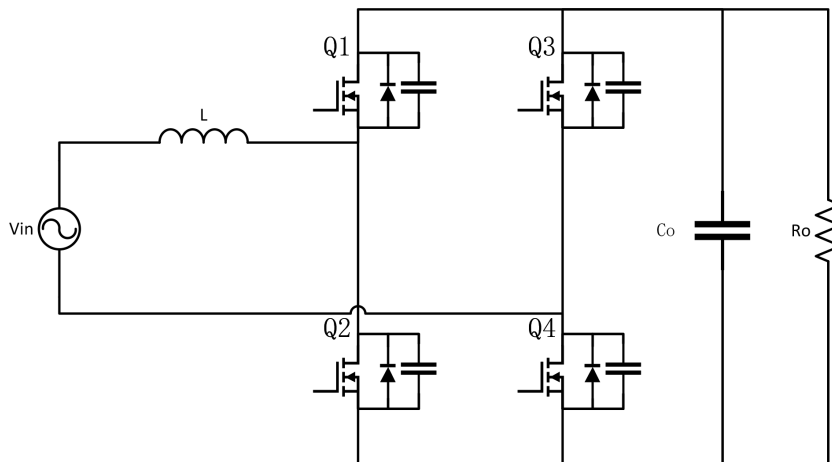


Figure 1. Totem-pole PFC topology
图 1. 图腾柱 PFC 拓扑结构

输入交流电压 V_{in} 经输入电容 C_{in} 滤波后, 进入图腾柱 PFC 电路。在工频输入电压的正半周期, 低频 (Low-frequency, LF) 桥臂中的开关管 Q_4 保持导通, 当高频 (High-frequency, HF) 桥臂中开关管 Q_1 关断、 Q_2 导通时, 交流输入电压 V_{in} 直接加在升压电感 L 上, 电感电流 i_L 线性上升, 电感储存能量; 当开关管 Q_1 导通、 Q_2 关断时, 电感电流 i_L 通过开关管 Q_4 向输出电容 C_o 充电并为负载供电, 电感释放 L 能量。通过控制高频臂开关管 Q_1 和 Q_2 的导通与关断, 使升压电感 L 周期性地储能与释能[11]。通过这种工作方式, 将输入电压提升至高于输入的直流输出电压 V_o , 同时实现对输入电流的整形, 使其跟踪输入电压的正弦波形, 从而提高功率因数。

2.2. 轻载性能恶化机理

DCM 区域扩张机制

在 CCM 模式下, 电感电流在整个开关周期内大部分不为零, 但仍然存在 DCM 区域。随着负载功率 P_o 的下降, 变换器的工作状态会发生变化, 其中一个显著的变化是电感电流峰值 i_L 的降低[12][13]。根据功率关系, 在忽略变换器损耗的情况下, 输入功率等于输出功率, 即 $P_{in} = P_o$ 。对于 CCM 模式下 PFC 变换器, 电感电流峰值 i_{L_peak} 与输出功率 P_o 和相位角之间存在如下关系:

$$i_{L_peak} = \frac{P_o \times \sqrt{2}}{V_{in_RMS} \times \eta \times PF} \quad (1)$$

$$\phi = \sin \left(\frac{0.5 \Delta i_L}{i_{L_peak}} \right) \quad (2)$$

由公式(1)和(2)可知随着负载功率 P_o 下降, 在输入电压 V_{in} 不变的情况下, 电感电流峰值 i_{L_peak} 会随之降低, 进而导致 DCM 区域的面积增大。以正半周期为例, DCM 区域内, 如果 Q_1 功率器件在输入电压较低时保持导通, 则电流将回流到源端, 即负电感电流。当电感电流反向时, 整流二极管 Q_1 会承受反向电压, 在二极管从导通状态切换到截止状态的过程中, 会产生反向恢复电流。反向恢复电流会在二极管和开关管中产生额外的功率损耗, 即反向恢复损耗。这种损耗不仅会降低变换器的效率, 还可能会产生电磁干扰(EMI), 影响变换器的性能和可靠性。

3. 轻载性能优化控制方法

3.1. 调频控制策略

3.1.1. DCM 区域扩张机制

在图腾柱 PFC 变换器中, 轻载时 DCM 区域的扩张是导致性能恶化的关键因素之一。为有效抑制 DCM 区域, 提出调频控制策略, 其核心控制目标是通过动态调节开关频率, 在输入电压过零点附近增加开关频率, 使 DCM 区域最小化, 同时降低输入电压峰值附近的开关频率, 以减少开关损耗。这种方法提供了一个简单而通用的解决方案, 只依赖于少数元件, 适用于各种模拟集成电路。

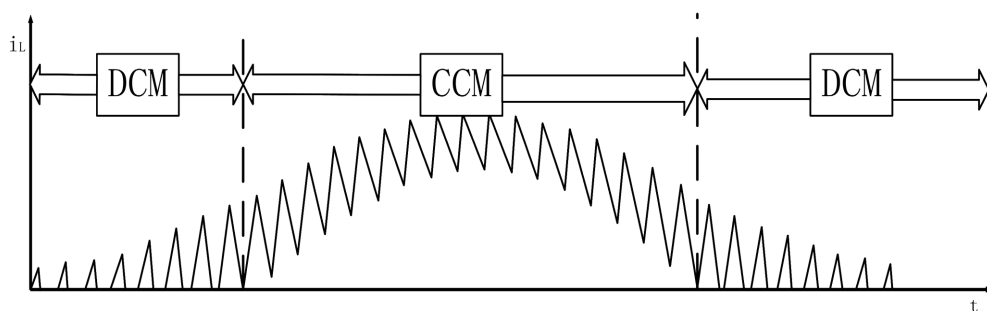


Figure 2. Totem PFC current waveform diagram

图 2. 图腾柱 PFC 电流波形示意图

如图 2 所示, 在输入电压过零区域, 由于电感电流变化率较小, 电流波容易出现畸变。CCM 和 DCM 区域之间的边界可以由公式(3)确定:

$$i_L - \Delta i_L = i_L - \frac{V_L \cdot D_{SW}}{L \cdot f_{SW}} = 0 \quad (3)$$

其中 Δi_L 是电感的电流纹波, D_{SW} 为开关占空比, f_{SW} 为开关频率。因此通过提高开关频率, 使过零点位置的频率保持较高的频率, 可以减小电感电流的纹波系数 $K_r = \Delta i_L / i_L$, 降低电流畸变的程度, 从而有效改善 THD。然而较高的频率在输入电压峰值区域造成较高的开关损耗, 对于一般工况无法提高效率, 因此本文提出一种调频控制方法如图 3 所示:

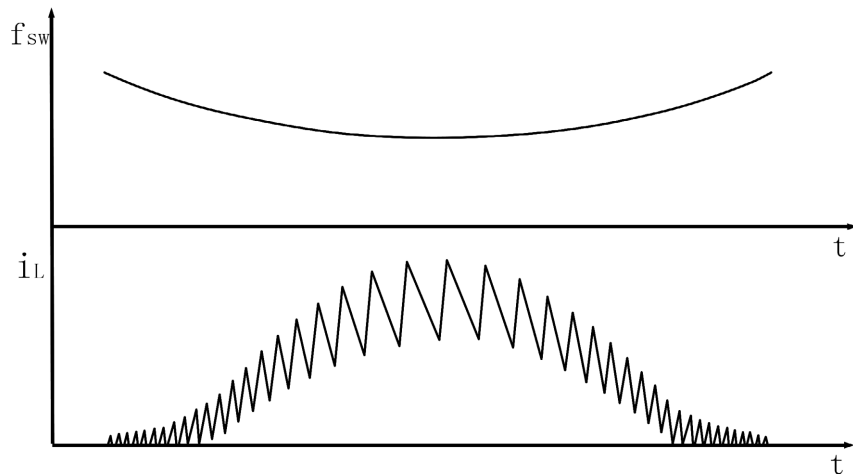


Figure 3. Frequency modulation control waveform diagram

图 3. 调频控制波形示意图

该方案通过提高过零点区域的开关频率来减小 DCM 区域, 同时在输入电压峰值附近采用较低开关频率来降低开关损耗。传统恒频方法相比, 由于在过零区附近的高开关频率, 所提出的变换器具有减小的 DCM 区域, 提高了 PF 和低 THD [14]; 同时与传统变换器相比, 所提出的变换器在输入电压峰值附近采用更低的开关频率, 从而避免了开关处开关损耗的增加。通过这种在不同相位区域调整频率的方式, 实现了 THD 与开关损耗之间的平衡, 优化了变换器在轻载时的性能。

3.1.2. 数字集成电路实现方法

数字集成电路实现方法

基于 TIDSP 强大的数字处理能力, 搭建硬件平台来实现调频控制策略。以 TMS320F28335 为例, 其内部的时基模块 TBPRD (时基周期寄存器) 在频率调节中发挥关键作用。通过动态配置 TBPRD 寄存器的值, 可以改变 PWM 波的周期, 进而实现开关频率的动态调整。

$$TBPRD = \frac{f_{ck}}{f_{sw}} \quad (4)$$

其中 f_{ck} 和 f_{sw} 分别为时钟频率和开关频率。在恒频系统中 TBPRD 数值保持不变, 为了实现如图 3 所示的在过零点位置高频和输入电压峰值位置低频的调频方案, 转换器在过零点电压附近有低 TBPRD 值在输入电压峰值附近有高 TBPRD 值。而为了设计该调频方案, 我们通过输入电压 V_{in} 来实现 TBPRD 值的改变。现假设正半周期输入电压可以由公式(5)表示:

$$V_{in_det} = \alpha \cdot \sin(\omega t) \quad (5)$$

其中 α 为 DSP 从输入到 ADC 电压的调制因子。则:

$$TBPRD_{in} = \beta \cdot V_{in_det} \quad (6)$$

其中 $TBPRD_{in}$ 是在输入周期内改变 TBPRD 的附加值, β 是从 ADC 电压到 TBPRD 的调制因子。 $TBPRD_{in}$ 的波形与输入电压相似, 其值由 β 决定, 而 β 由变换的频率范围决定。因此 β 可以表示为:

$$\beta = \frac{f_{ck}}{f_{min}} - \frac{f_{ck}}{f_{max}} \quad (7)$$

式中 f_{min} 为输入电压峰值附近的最小开关频率, f_{max} 为输入电压零点附近的最大开关频率。由于在电压输入的正半周期内开关频率的趋势为先增大后减小, 而 $TBPRD_{in}$ 始终为正值, 导致开关频率始终呈现减小趋势。因此需要对 $TBPRD_{in}$ 增加如下式所示的负偏置:

$$TBPRD_{BIAS} = \frac{f_{ck}}{f_{conv}} - \frac{f_{ck}}{f_{max}} \quad (8)$$

式中 f_{conv} 为常规状态下的开关频率。

综上, 本方案的 TBPRD 可表示为:

$$\begin{aligned} TBPRD_{prop} &= TBPRD_{conv} + TBPRD_{in} - TBPRD_{BIAS} \\ &= \frac{f_{ck}}{f_{conv}} + \left(\frac{f_{ck}}{f_{min}} - \frac{f_{ck}}{f_{max}} \right) \cdot \sin(\omega t) - \frac{f_{ck}}{f_{conv}} + \frac{f_{ck}}{f_{max}} \\ &= \left(\frac{f_{ck}}{f_{min}} - \frac{f_{ck}}{f_{max}} \right) \cdot \alpha \cdot \sin(\omega t) + \frac{f_{ck}}{f_{max}} \end{aligned} \quad (9)$$

本文所提出的变换器开关频率为 60 kHz, DSP 时钟频率为 120 MHz, 目标频率范围为 50 kHz 到 70 kHz, 根据式(9)确定 $TBPRD_{prop}$ 为 $686 \cdot \sin(\omega t) + 1714$, 变换器的 TBPRD 值在 1714 到 2400 之间变化。

3.2. CCM/DCM 切换控制策略

3.2.1. 问题描述与设计目标

通过上一章的调频控制策略, 在轻负载工况下 DCM 区域大大减小, 但如图 4 所示, 在 DCM 工作区域内, 退磁期间仍有 i_L 变为负, 负电感电流回到输入侧, 对于功率器件造成损耗和潜在的损坏风险。

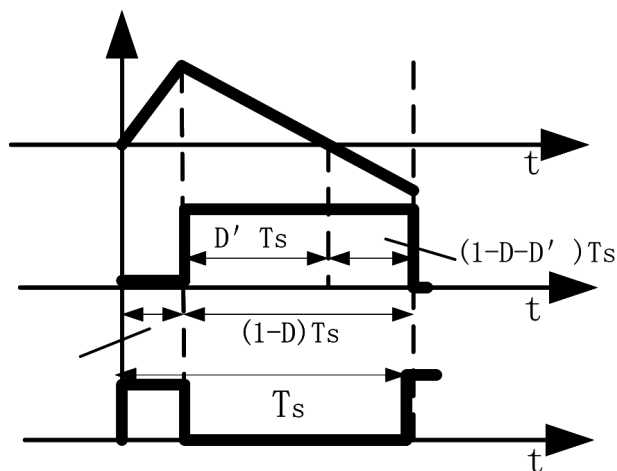


Figure 4. DCM region inductor current i_L and duty cycle

图 4. DCM 区域电感电流 i_L 和占空比

为避免负电感电流, 传统的开关控制方法是将 Q_1 关断。该方法虽然抑制了负电感电流, 但是在 $(1-D)T_s$ 期间二极管会产生比 MOSFET 本身大得多的导通损耗。在 i_L 降为零后, 功率器件寄生电容与 L 产生谐振得到如图 5 所示的 i_L 。

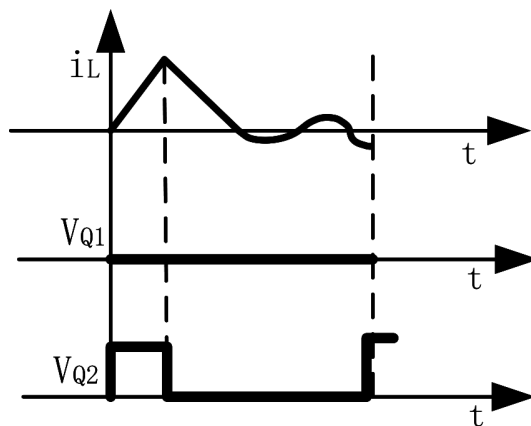


Figure 5. Inductor current i_L after Q_1 is turned off

图 5. 关断 Q_1 后的电感电流 i_L

采用额外的过零点检测电路控制 Q_1 能避免负电感电流, 但是会带来额外的成本、损耗和反馈延迟等问题; 使用电流阈值来确定开关控制方法, 而不需要进行过零点检测电路避免电流感测噪声影响。可提高轻载效率。然而这种方法阈值大小的选取至关重要, 阈值太低会导致容易受到电路的干扰而产生错误控制; 同时较大的阈值可能会到功率器件上的二极管产生额外的导通损耗。

3.2.2. DCM/CCM 模式切换控制策略

由于传统阈值切换控制策略对于阈值大小选取的不便性, 以及过零点检测电路的缺点, 本文提出了一种无需过零点检测电路和阈值设置的 DCM/CCM 无缝切换控制方法, 该新型开关控制方法由于不需要新的检测电路而具有较强的可靠性。

对于图腾柱 PFC 变换器, L 在充磁期间起到储能的作用, 在退磁期间将储存的能量释放给负载。如图 6 所示可推导出如下所示的充磁和退磁电压公式:

$$V_{L_mag} = L \frac{\Delta i_L}{DT_s} = V_{in} \quad (10)$$

$$V_{L_de-mag} = L \frac{\Delta i_L}{D'T_s} = V_o - V_{in} \quad (11)$$

由电流纹波可由式(10)和式(11)推导得:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}DT_s}{L} = \frac{(V_o - V_{in})D'T_s}{L} \quad (12)$$

$$D' = \frac{V_{in}}{V_o - V_{in}} D \quad (13)$$

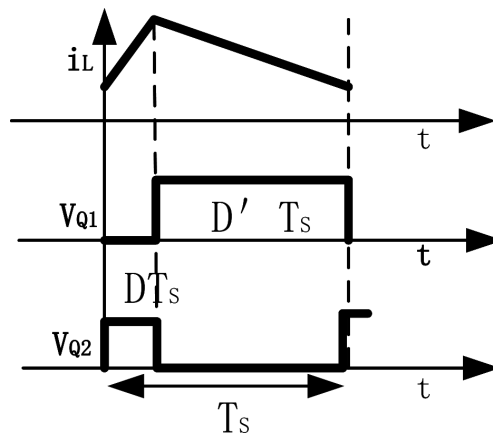


Figure 6. CCM region inductor current i_L and duty cycle

图 6. CCM 区域电感电流 i_L 和占空比

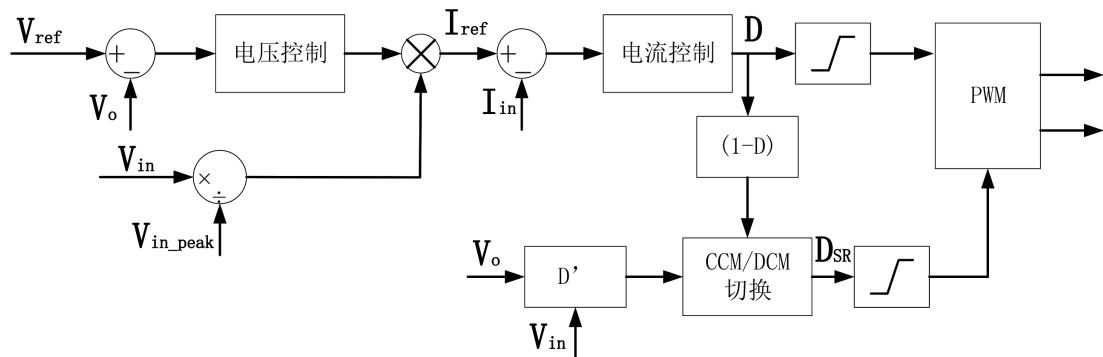


Figure 7. CCM/DCM switching control block diagram

图 7. CCM/DCM 切换控制框图

由图 4 和图 6 可知, 在 CCM 模式下退磁周期 $D'T_s$ 等于 $(1-D)T_s$, 而在 DCM 模式下退磁周期 $D'T_s$ 小于 $(1-D)T_s$ 。由此提出一种新型 CCM 与 DCM 模式切换控制方法。由图 7 可知, 当计算得到的 $D'T_s$ 小于 $(1-D)T_s$ 时, 切换为 DCM 模式。相反, 当计算得到的 $D'T_s$ 不小于 $(1-D)T_s$ 时, 切换为 CCM 模式。

4. 仿真验证与结果分析

4.1. 仿真模型搭建

为验证所提出的基于调频策略与 CCM/DCM 切换方法对图腾柱 PFC 变换器轻载性能的改善效果, 利用 MATLAB/Simulink 搭建详细的仿真模型, 模拟实际工作场景下变换器的运行特性, 关键参数如表 1 所示。

Table 1. Key parameter design

表 1. 关键参数设计

名称	数值
额定输入电压 V_{in}	220 V (AC)
额定输出电压 V_o	400 V (DC)
输出功率 P_o	4000 W
开关频率 f_{sw}	50~70 kHz

4.2. 仿真结果

本方案调频控制关键波形如图 8 所示。通过输入电压来产生可变的斜坡电流, 且变换器在输入电压峰值附近频率较低, 在零点附近频率较高, 开关频率在 50 kHz 到 70 kHz 之间变化。

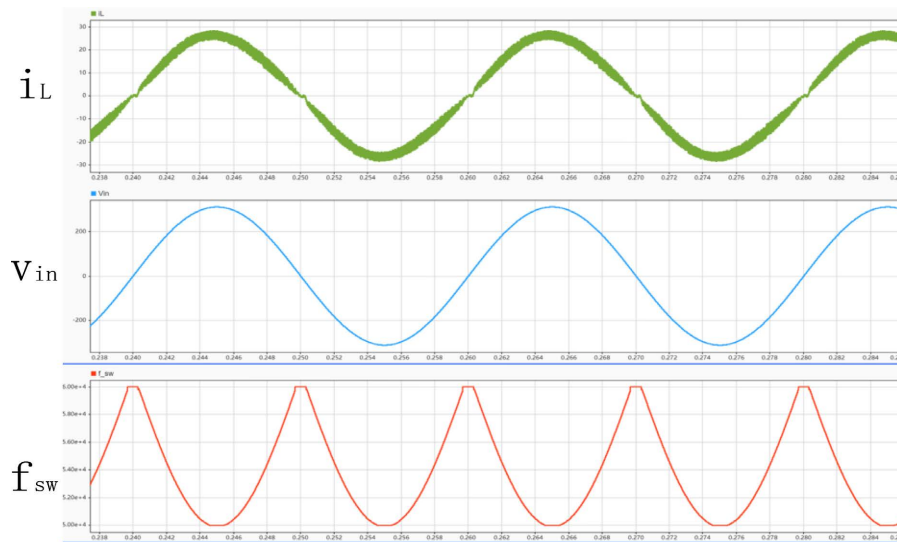


Figure 8. Key waveforms of frequency modulation scheme

图 8. 调频方案关键波形

对比 20% 负载下传统恒频方案和本文调频方案 DCM 区域占比如图 9、图 10 所示可知, 由于开关频率在零电压附近增加, DCM 区域从 34% 减小到 20%, 减少了 14%。另一方面, 由于开关频率较低, 开关次数减少而降低损耗, 效率进一步提高。

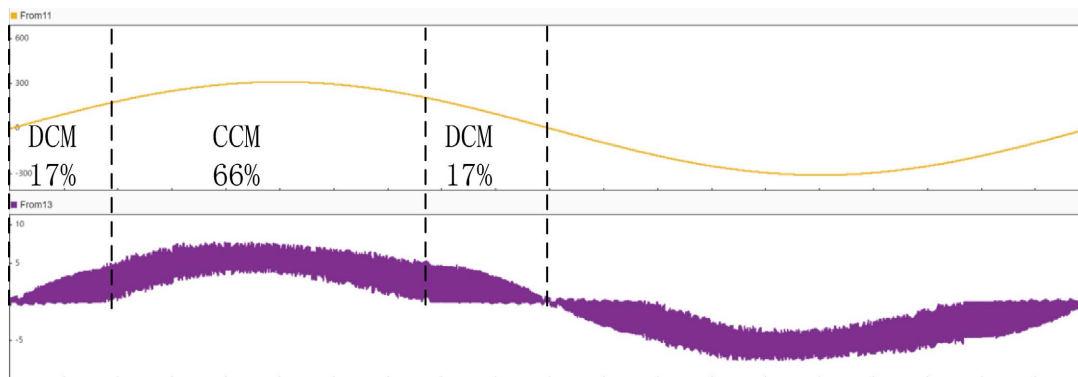


Figure 9. Traditional constant frequency solution DCM region percentage under 20% load

图 9. 传统恒频方案 20% 负载下 DCM 区域占比

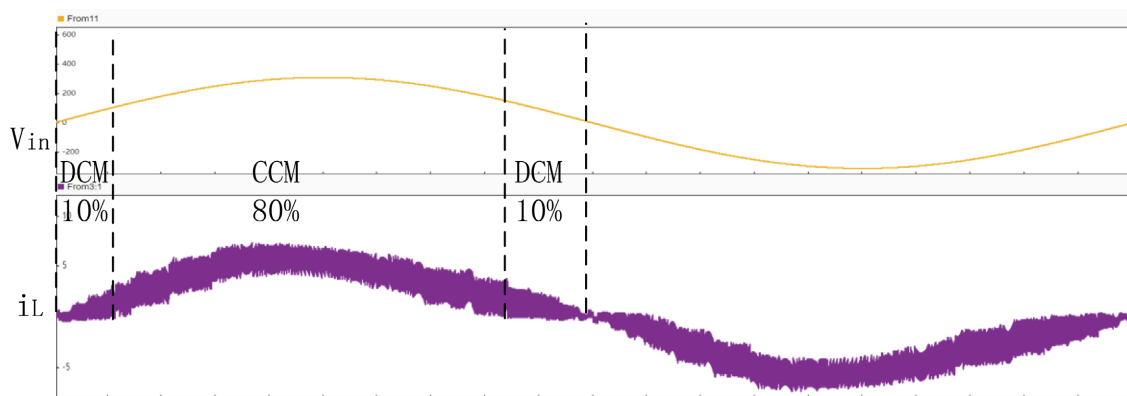


Figure 10. DCM area percentage under 20% load in FM scheme

图 10. 调频方案 20% 负载下 DCM 区域占比

在 20% 额定负载工况下的图腾柱 PFC 调频控制和模式切换控制策略仿真如图 11 所示。在放大图中左侧为 DCM 区域, 右侧为 CCM 区域。在 DCM 区域 $D' < (1-D)$, 在电感电流降为 0 时开关管 Q_1 关断; 在 CCM 区域 $D' = (1-D)$, 开关管 Q_1 和 Q_2 保持互补导通, 仿真结果与所提出的控制方法完全相符。

传统图腾柱 PFC 控制策略、可变关断时间控制方法和本文提出的调频控制和 CCM/DCM 切换策略在 20% 到 100% 负载下的 THD 和 PF 测量值对比如图 12~14。本文所提出的控制策略在大负载工况下几乎对 THD 和 PF 没有改进。但是随着负载的减小, DCM 区域不断增大进而导致 THD 显著增大, PF 显著减小, 在此情况下, 本文提出的新型控制策略使 20% 负载下的 THD 由 18.75% 降至 12.35%, PF 由 0.90 提升至 0.95, 效率由 89.24% 提升至 92.51%。因此该控制策略在不降低效率的前提下提高了 PF 和 THD, 抑制了负电感电流, 提升了效率, 相较于传统的控制策略有着显著的优势。

采用组合控制策略时, 调频策略和 CCM/DCM 切换策略相互配合, 进一步优化了开关损耗和模式切换损耗, 有效地提升了轻负载工况下的 THD、PF 和效率。

5. 结论

本文深入研究了 CCM 图腾柱 PFC 变换器在轻载工况下的性能问题, 通过理论分析、仿真验证等手段, 提出并验证了基于调频策略与 CCM/DCM 模式切换方法组合控制策略, 取得了以下主要研究成果:

提出的分段调频策略有效压缩轻载 DCM 区域, 使 THD 满足 IEC 61000-3-2 标准: 根据输入电压相位特性, 在不同区间内动态调节开关频率。在输入电压过零区域, 将开关频率提升至 70 kHz, 有效减小

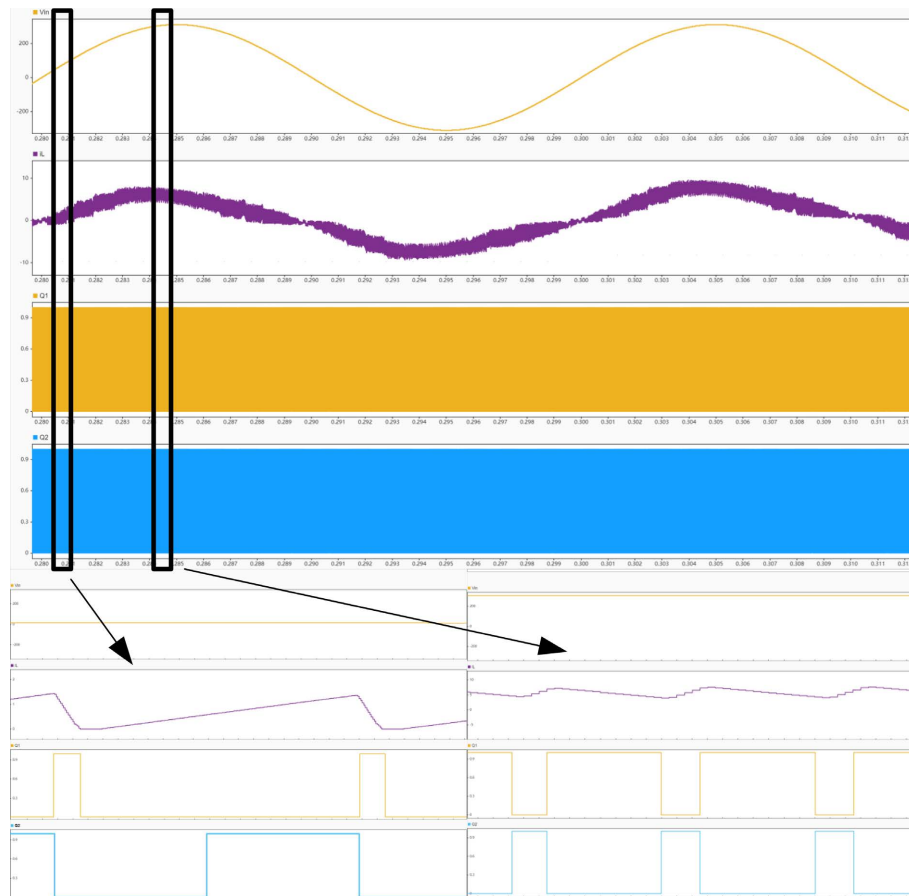


Figure 11. Waveform comparison between DCM and CCM regions under 20% load
图 11. 20% 负载下 DCM 区域和 CCM 区域波形对比

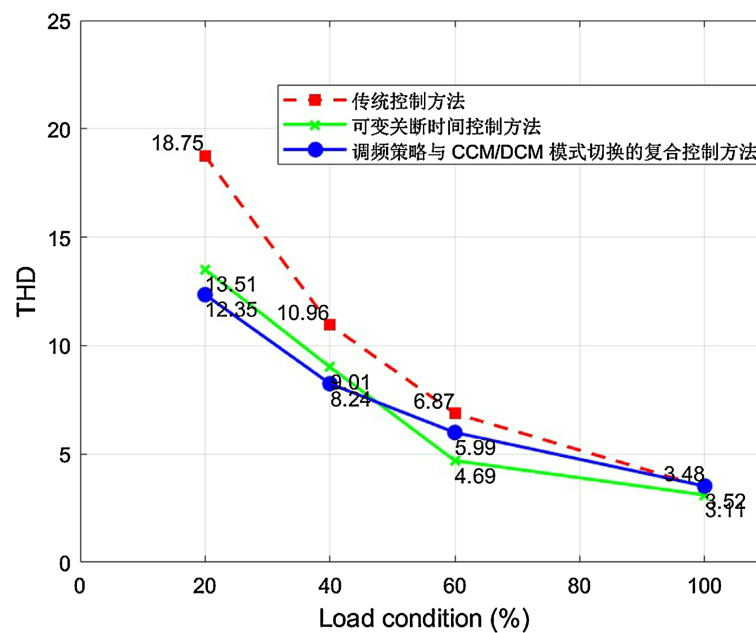


Figure 12. Comparison of THD among different control methods
图 12. 不同控制方法 THD 对比

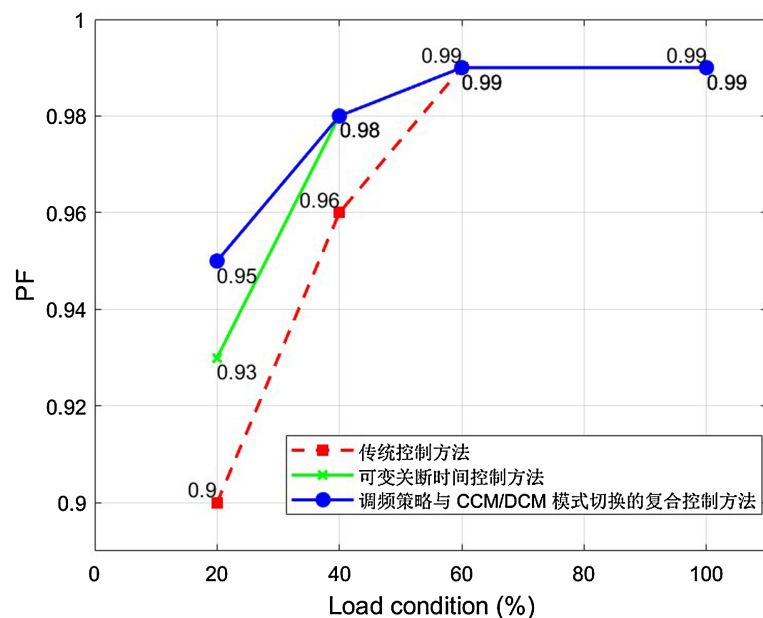


Figure 13. Comparison of PF among different control methods

图 13. 不同控制方法 PF 对比

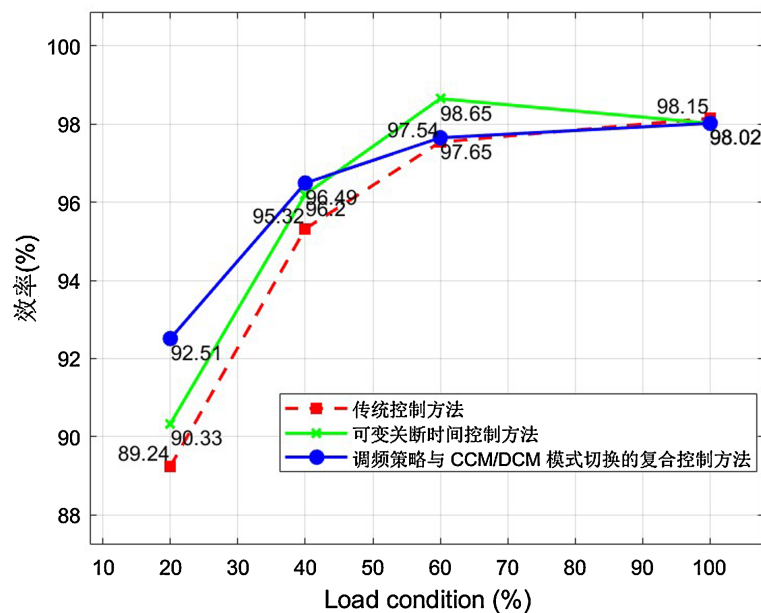


Figure 14. Comparison of efficiency among different control methods

图 14. 不同控制方法效率对比

电感电流纹波,抑制电流畸变;在输入电压峰值区域,降低开关频率至 50kHz,减少开关损耗。通过这种方式,有效压缩了轻载 DCM 区域,显著改善了输入电流波形,使 20%轻载 THD 降至 13%以下。

基于占空比判别的模式切换方法消除负电感电流,轻载效率提升显著:引入退磁周期判别式,通过实时计算占空比和电感电流等参数,准确判断变换器的工作模式,并实现 CCM 与 DCM 之间的切换。在 20%轻载模式下,DCM 区域通过合理设置同步整流管占空比,强制退磁周期等于导通时间,消除了开关管导通时的负电感电流,避免了负电感电流引发的功率器件反向恢复损耗。与传统控制方法相比,提升

了轻载效率, 有效提高了能源利用效率。

参考文献

- [1] Lee, F.C., Li, Q., Liu, Z., Yang, Y., Fei, C. and Mu, M. (2016) Application of GaN Devices for 1 kw Server Power Supply with Integrated Magnetics. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, **1**, 3-12. <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2016.00002>
- [2] 黄帆, 任小永, 陈乾宏, 等. 临界电流模式图腾柱无桥功率因数校正换相谐振抑制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3816-3826.
- [3] 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): 1957-1968.
- [4] 沈云佳, 安雪. 新版谐波电流标准 IEC61000-3-2:2024 与 IEC61000-3-2:2020 主要差异解读[J]. 日用电器, 2025(3): 22-27.
- [5] 王畅, 王聪, 王克峰, 等. 无桥 PFC 新型控制算法[J]. 电工电能新技术, 2015, 34(11): 18-23.
- [6] 王楠, 许建平, 刘雪山. 单开关 Buck-Flyback 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 679-687.
- [7] Roggia, L., Beltrame, F., Baggio, J.E. and Pinheiro, J.R. (2012) Digital Current Controllers Applied to the Boost Power Factor Correction Converter with Load Variation. *IET Power Electronics*, **5**, 532-541. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2011.0086>
- [8] Huber, L., Yungtaek Jang, and Jovanovic, M.M. (2008) Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**, 1381-1390. <https://doi.org/10.1109/tpel.2008.921107>
- [9] 周玮阳, 孙辰宇, 金科. 一种用于图腾柱 PFC 轻载效率提升的变关断时间控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(19): 7683-7693.
- [10] 杨平, 范文, 胡富平, 等. 三态 BoostPFC 变换器的高功率因数和轻载效率提升方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2371-2381.
- [11] 陈喜亮. 图腾柱无桥 PFC 变流器研究[D]: [硕士学位论文]. 杭州: 浙江大学, 2014.
- [12] 罗欢, 许建平, 罗艺文, 等. 全输入电压范围高功率因数脉冲序列控制 DCMBostPFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(6): 1758-1769, 1872.
- [13] 张斐, 许建平, 阎铁生, 等. 具有宽负载范围和低电压应力的三态反激PFC变换器[J]. 电工技术学报, 2015, 30(3): 123-130.
- [14] 周玉婷, 吴羽, 任小永, 等. 基于改进恒导通时间控制的临界连续导通模式 Boost 功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2021, 36(20): 4329-4338.