doi: 10.11720/wtyht.2026.1205
郑培锋, 张魁元, 林雨宁, 等. 电磁发射机高效率 PFC 的 ZVS 控制技术与实测[J]. 物探与化探, 2026, 50(3): 500-506. https://doi.org/10.11720/wtyht.2026.1205
Zheng P F, Zhang K Y, Lin Y N, et al. Efficient power factor correction for zero voltage switching control in electromagnetic transmitters: A technique and experimental verification[J]. Geophysical and Geochemical Exploration, 2026, 50(3): 500-506. https://doi.org/10.11720/wtyht.2026.1205

电磁发射机高效率 PFC 的 ZVS 控制技术与实测

郑培锋, 张魁元, 林雨宁, 王猛, 郭林燕
(中国地质大学(北京)地球物理与信息技术学院, 北京 100083)

摘 要: 电磁发射机广泛应用于地质结构与矿产资源勘探中, 其电源模块的性能直接影响发射机的效率和信号质量。为满足电磁发射机大功率密度和高稳定性的需求, 本文提出了基于临界导通模式 (CRM) 的功率因数校正 (PFC) 技术。采用电压环反馈控制与电感伏秒平衡前馈结合的复合控制策略, 利用死区时间中升压电感与寄生电容的谐振, 实现了各开关管零电压开通 (ZVS), 可显著降低开关损耗。实验结果表明, 所设计 PFC 性能与预期结果一致, 效率达 95.4%, 功率因数达到 0.99, 有效提升了电磁发射机电源的性能, 具有重要的实用价值, 可为后续相关研究提供一定的参考。

关键词: 电磁发射机; 功率因数校正; 电流临界导通模式; 零电压开通
中图分类号: P631; P31 **文献标识码**: A **文章编号**: 1000-8918(2026)03-0500-07

0 引言

可控源电磁发射机是揭示地质构造和探索地下资源的关键设备, 其发射功率直接影响勘探深度与精度[1-3]。PFC 是前端 AC-DC 电源中的核心模块之一[4-5]。对于满足勘探电磁发射机大功率密度、高效率和高稳定性的严苛要求[6-8], 实现开关器件的零电压开通 (ZVS) 至关重要。

Sadilek 等[9] 提出了一种自适应控制算法, 可根据工况动态调整开关时序, 维持最优 ZVS 状态。而为了实现宽输入输出范围内的 ZVS, 必须采用可变的开关频率控制完成整流, 增加了噪声抑制的难度及设计成本。郝小聿等[10] 通过增加辅助元件, 利用谐振实现 ZVS, 但电路结构较为复杂。刘静等[11] 采用无桥拓扑并增设辅助电路实现 ZVS, 但工作模态繁多, 增加控制难度。黄天一等[12] 结合 PFC 芯片实现了 ZVS, 该方法在电路结构和控制方式上具有简单性。然而, 受限于所采用芯片的固定功能特性, 其在控制策略的灵活性方面存在一定局限性。

临界导通模式 (CRM) 可在开关死区时间内, 依靠电路寄生参数的谐振实现 ZVS。但当输入电压较高时, 会因谐振能量不足而导致 ZVS 受阻。需利用负向电感电流补充谐振能量, 有效确保全范围内的 ZVS[13-14]。国内外已有研究[15-16] 实现了 CRM-PFC 的 ZVS, 但并未对电路完整的工作模态演变进行详细分析。此外, CRM 的实现主要依靠零电流检测 (ZCD)[17-19], 但随开关频率的增加, ZCD 的延迟会影响控制的准确性, 也会导致开关耗损增加。

综上所述, 亟须一种结构简洁、易于控制且高效的 PFC 变换器。鉴于含整流桥的 Boost PFC 结构简洁且可靠性高[20-21], 基于此拓扑结构, 采取电流前馈辅助电压反馈的复合控制方法, 实现了无需 ZCD 电路的 CRM-PFC 精准控制, 并验证了各开关管 ZVS 的有效实现, 对提升电磁发射机的效率和功率密度具有较高的应用价值。

1 拓扑结构及工作原理

1.1 电路拓扑结构

图 1 所示为 PFC 的主电路拓扑结构。该电路主

收稿日期: 2025-06-18; **修回日期**: 2025-10-23
基金项目: 冰下湖随钻孔内超前探测与湖底沉积物保真取样技术 (2024YFC2813700)
第一作者: 郑培锋(2003-), 男, 主要研究方向为地球物理仪器研制。Email: 1008211319@email.cugb.edu.cn
通讯作者: 张魁元 (1987-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为地球物理仪器的教学与科研。Email: zhangkuiyuan@cugb.edu.cn

要由整流桥 B、Boost 电感 L、主开关管 S_1、整流开关管 S_2 和电容 C_1、C_2 共 5 部分组成。该设计采用全桥整流策略, 电路结构简洁且易于控制。电容部分的 C_2 位于电路的输出端, 用于滤波和储能。C_1 可以为反向电感电流提供通路, 保证开关管 ZVS 的实现。

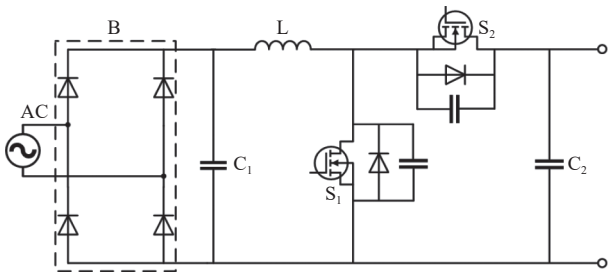


图 1　Boost PFC 电路

Fig. 1　Boost PFC circuit

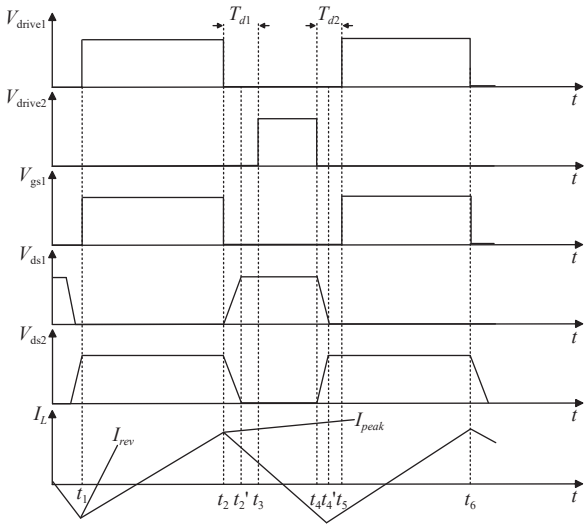


图 2　Boost PFC 电路在 CRM 下的各部分波形

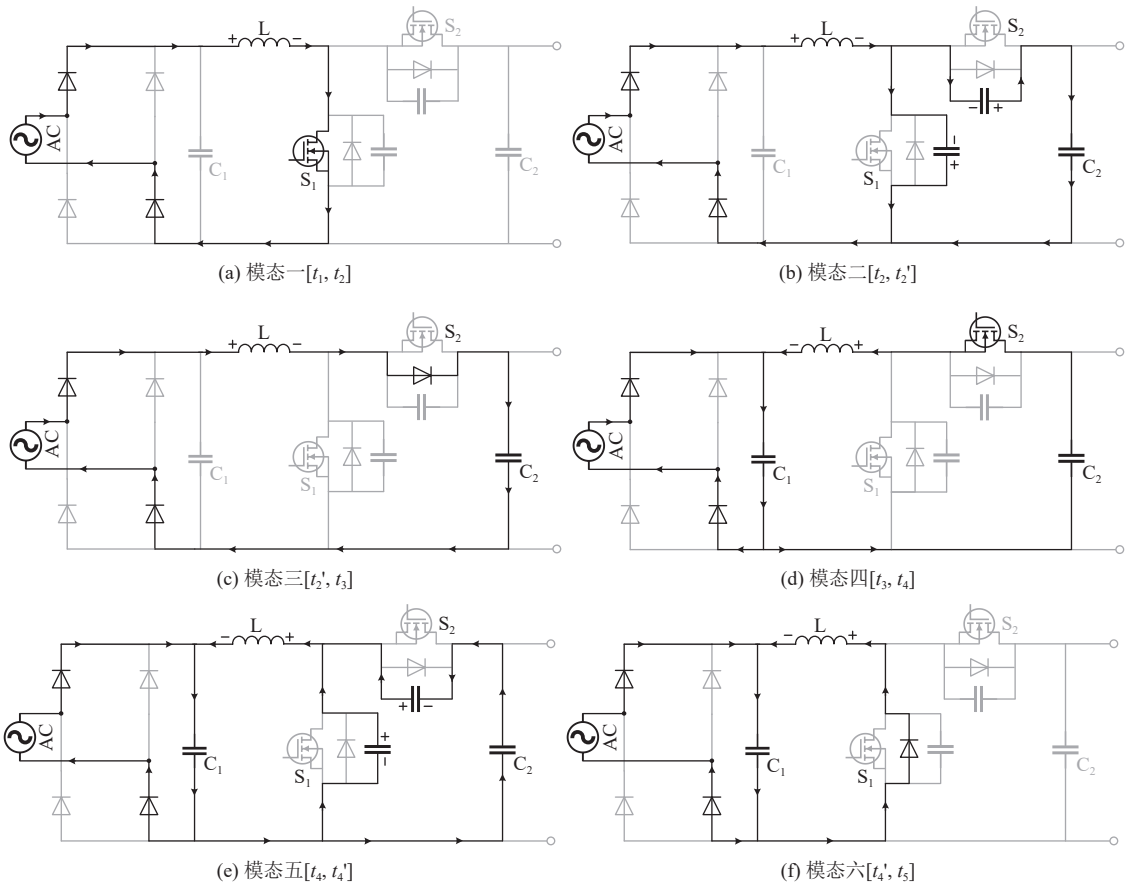
Fig. 2　CRM Boost PFC circuit waveforms

1.2　电路工作模态原理总结

开关管控制信号和电感电流波形的变化过程如图 2 所示, 其中 V_{drive1} 和 V_{drive2} 分别是对 S_1 和 S_2 施加的驱动信号, V_{ds1} 是 S_1 的漏源电压波形, I_L 是电感电流的波形。

当输入电压处于上半波时, 所设计的电路主要经历 6 种工作模态。图 3 详细展示了各模态的等效电路, 其中: 模态一期间仅 S_1 开通; 模态四仅 S_2 开通; 模态二和模态五期间开关处于死区时间产生谐振并分别于模态三和模态六通过体二极管续流, 为 ZVS 的实现创造条件。

1)工作模态一 $[t_1,t_2]$。t_1 时刻 S_1 开通, S_2 关断,



(a) 模态一$[t_1, t_2]$　(b) 模态二$[t_2, t_2']$

(c) 模态三$[t_2', t_3]$　(d) 模态四$[t_3, t_4]$

(e) 模态五$[t_4, t_4']$　(f) 模态六$[t_4', t_5]$

图 3　所提出的 CRM-PFC 变换器的各工作模态

Fig. 3　Operating modes of the proposed CRM-PFC converter

输入电压经 L 和 S_1 所形成的回路，对 L 充电。I_L上升，输入电压和电感值决定其上升速率。S_1 的导通时间T_{on}决定了I_L的上升时间和峰值，如图 3a 所示。

2）工作模态二 [t_2,t_2']。当I_L达到预设目标值后，控制系统关断 S_1，电路进入第一段死区时间T_{d1}。S_1 上的结电容充电，在 S_1 关断开始时，S_2 的漏极电压大于源极电压，体二极管截止，其结电容放电；随着 S_1 结电容的充电，V_{ds2}开始逐渐下降，如图 3b 所示。

3）工作模态三 [t_2',t_3]。t_2'时刻，当V_{ds2}下降至其体二极管的正向导通压降以下时，I_L经 S_2 体二极管流入负载电容，S_2 的漏源电压V_{ds}被其体二极管钳位，如图 3c 所示。

4）工作模态四 [t_3,t_4]。t_3 时刻 S_2 在V_{ds}被钳位时开通，实现 ZVS。I_L持续减小直至反向，L 上加载反向电压，电流反向为 C_1 充电，如图 3d 所示。

5）工作模态五 [t_4,t_4']。当反方向的电流进一步达到预设值时，S_2 关断，进入到第二段死区时间T_{d2}。在此阶段，电感与开关的寄生电容谐振，S_1 上的结电容放电，S_2 上的结电容充电。此时，V_{ds1}开始下降，如图 3e 所示。

6）工作模态六 [t_4',t_5]。当谐振时间足够长时，S_1 的体二极管正向导通。此时，L、S_1 的寄生电容和 C_1 形成回路，S_1 的V_{ds}逐渐下降至零，实现 ZVS，如图 3f 所示。随后，进入下一个控制周期。

2　前馈与反馈复合控制策略

2.1　控制系统组成

所提出的 CRM-PFC 变换器采用基于电压环 PI 控制和电感伏秒平衡前馈的复合控制策略，控制系统如图 4 所示。含电压反馈控制环路、前馈控制模块和自适应栅极驱动信号生成模块。

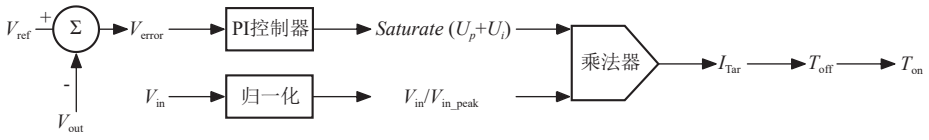


图 4　控制系统框

Fig. 4　Block of the control system

电压环路负责稳定并调节输出电压V_{out}，使其维持在设定的参考值V_{ref}；前馈控制模块负责计算主开关 S_1 在一个周期内的导通时间T_{on}和关断时间T_{off}，使输入电流跟随输入电压相位，实现 PFC。自适应栅极驱动信号生成模块将计算得到的开关时间转换为一对互补的、具有死区时间的栅极控制信号，经驱动电路放大后控制开关管的开通和关断。

2.1.1　电压环路

电压环路通过比较V_{out}和V_{ref}的误差，经 PI 控制器生成一个控制量，并结合输入电压信息计算目标电流值I_{Tar}，计算公式为：

$$I_{Tar} = Saturate(U_p + U_i)\frac{|V_{in}|}{V_{in_peak}}, \tag{1}$$

式中：*Saturate*函数用于限制 PI 输出值的上下限；$|V_{in}|$为输入交流电压经整流后的采集值；V_{in_peak}是输入交流电压的峰值。式(1)由两部分组成，前一部分 PI 的输出值包含目标电压的幅值信息，而后一部分的比值则用于提供归一化的输入电压相位信息。I_{Tar}用于校正电流的相位使其跟随输入电压的相位。

2.1.2　前馈控制模块

前馈控制模块基于I_{Tar}和输入及输出电压值，计算 S_1 在一个开关周期内的T_{on}和T_{off}。

在一个开关周期内，电感电压应满足(电感伏秒平衡)：

$$\int_{t_{on_start}}^{t_{on_end}} V_{L_on}(t)\mathrm{d}t = \int_{t_{off_start}}^{t_{off_end}} V_{L_off}(t)\mathrm{d}t, \tag{2}$$

在T_{on}期间，由式(3)所示：

$$V_{L_on}(t) = L\frac{\mathrm{d}i_{L_on}(t)}{\mathrm{d}t}, \tag{3}$$

因此，式 (2) 左侧积分等于电感在一个周期内储存的总能量变化对应的磁链变化：

$$\int_{t_{on_start}}^{t_{on_end}} V_{L_on}(t)\mathrm{d}t = L\cdot\Delta I_{on}, \tag{4}$$

式中：ΔI_{on}是开关导通期间电感电流的上升量。在 CRM 下，电感电流会从一个负值$-I_{rev}$上升到峰值。I_{Tar}是一个周期内电感电流的平均值，因此ΔI_{on}可以近似由I_{Tar}与I_{rev}之和的两倍表示，如式 (5) 所示：

$$\Delta I_{on} = 2\cdot(I_{Tar} + I_{rev}), \tag{5}$$

在T_{off}期间，$V_{L_off}(t)$近似可由式 (6) 表示：

$$V_{L_{off}}(t) \approx V_{out} - |V_{in}|, \tag{6}$$

整理式 (2)~式 (6)，开关的T_{off}和T_{on}的最终表达式如下：

$$T_{off} = \frac{2\times(I_{Tar} + I_{rev})\times L}{(V_{out} - |V_{in}|)}, \tag{7}$$

$$T_{on} = T_{off}\times(V_{out}/|V_{in}| - 1) \tag{8}$$

2.1.3　自适应栅极驱动信号生成模块

该模块利用计算出的T_{on}和T_{off}配置微控制器的定时器外设, 生成一对具有设定死区时间T_d的互补信号, 分别控制 S_1 和 S_2。死区时间的设置对于防止桥臂直通短路和确保 ZVS 实现至关重要。

理论上, 死区时间T_d需要足够长以完成谐振过程, 保证开关管在V_{ds}下降至零后再导通, 但是也不能过长以避免体二极管导通损耗过大。死区时间可根据谐振参数估算:

$$T_d \geqslant C_{res} \times \frac{\Delta V_{ds}}{|I_{res}|}。\tag{9}$$

式 (9) 是一个T_d的简化估算方法, 这里将开关管的输出电容视为线性电容, 并假设在死区时间内谐振电流近似恒定。所需死区时间约等于参与谐振的总电容C_{res}上的电压从初始值变化到 0 V 所需的时间。其中ΔV_{ds}是死区时间内V_{ds}的摆动幅度, 其值约为输出电压V_{out}, $|I_{res}|$是参与谐振的电感电流绝对值。

然而, 由于C_{res}的非线性、寄生参数的存在以及电流工作点I_{Tar}的变化, 精确计算死区时间难以实现, 需通过实验观测开关管的V_{ds}和V_{gs}的波形。逐步调整死区时间, 找到一个能确保V_{ds}在V_{gs}上升沿之前可降至零的最小值, 并在此基础上略微增加裕量, 以保证在尽可能宽的工作范围内实现 ZVS。

3　关键参数设计

3.1　主电路升压电感

电感值决定了I_L的纹波大小。在 CRM 下, 电感电流在一个高频周期内的峰峰值摆幅ΔI_{L_max}等于峰值输入电流。

在输入电压V_{in_rms}为 10 Vrms, 输出电压V_{out}为 35 Vdc, 纯电阻负载 50 Ω, 系统效率η为 95% 的情况下, 以期望的最大开关频率f_{sw_max}为 5 kHz 作为设计目标来计算所需升压电感的大小。

首先计算在输入电压峰值时, 电感在一个开关周期内储存和释放能量所需的I_L摆幅ΔI_{L_max}。在 CRM 下, ΔI_{L_max}近似等于平均输入峰值电流$I_{in_peak_avg}$的两倍:

$$I_{in_peak_avg} = \frac{2P_{out}}{\eta} / V_{in_peak},\tag{10}$$

$$\Delta I_{L_max} \approx 2I_{in_peak_avg},\tag{11}$$

式中: 输出功率P_{out}约为 24.5 W, 则$I_{in_peak_avg}$计算得 3.65 A, 故ΔI_{L_max}为 7.3 A。当开关频率为 5 kHz 时, 所需电感值L为:

$$L = \frac{V_{in_peak} \times D_{peak}}{f_{sw_max} \times \Delta I_{L_max}},\tag{12}$$

$$D_{peak} = 1 - \frac{V_{in_peak}}{V_{out}},\tag{13}$$

计算得L = 0.23 mH, 为保留设计裕量并考虑电感常见型号, 选择主电路升压电感L = 0.33 mH。

3.2　主电路输出滤波电容

输出电容C_2主要用于滤除输入 50 Hz 交流电压经滤波后两倍线频的电压纹波ΔV_{out_ripple}, 其表达式可近似如下:

$$\Delta V_{out_ripple} \approx \frac{I_{out}}{2\pi f C_2}。\tag{14}$$

设定允许的ΔV_{out_ripple}峰峰值为输出电压的 2%, 则可得到所需C_2 = 1 591 μF, 在实际选取时使用 4 个 470 μF 的电容进行并联。

3.3　主电路开关

本设计采用 MOSFET 作为开关管。由于整个系统的V_{out}为 35 V, I_L峰值最大不超过 5 A, I_{rev}峰值不超过 1 A, 因此在考虑裕量的基础上选取额定耐压值为 100 V, 额定漏端电流为 10 A 的 MOSFET。同时, 为了最大限度地减少导通损耗, 选取具有低导通电阻的 MOSFET。

3.4　ADC 采集无源滤波电路

信号采集部分需要滤除开关信号的干扰。本系统设计的开关频率范围 1~5 kHz, 因此 ADC 采集电路部分的 RC 滤波至少需要滤除 1 kHz 以上频段的干扰。选用 RC 低通滤波器, 需要满足以下条件:

$$\frac{1}{2\pi RC} = f_c,\tag{15}$$

将截止频率f_c设置在 100 Hz, 若选取电阻值为 1 kΩ, 则所需电容约为 1.6 μF, 在此选取 2.2 μF 的电容。

4　实测与分析

通过实验对样机的软开关特性、输入和输出特性以及效率进行了实验测试, 电路的具体参数如表 1 所示, 实物如图 5 所示。

表 1　电源设计指标

Table 1　Design indicators of power supply

参数	数值
输入电压/V	10
输入电压频率/Hz	50
输出电压/V	35
最大输出功率/W	24.5
开关频率/kHz	1~5
负载阻值/Ω	50

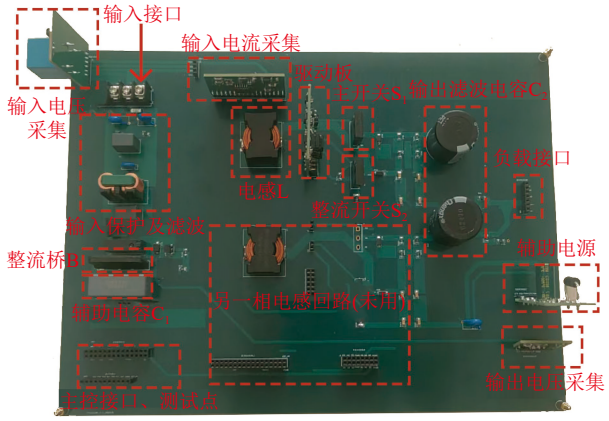


图 5　PFC 电路样机

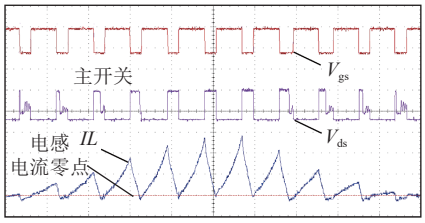
Fig. 5　Prototype of PFC

4.1　ZVS 性能验证

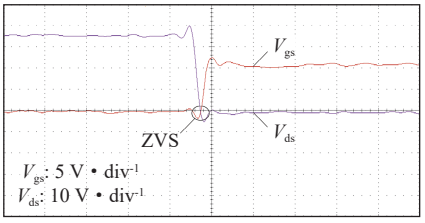
测试了主开关和整流开关的V_{gs}、V_{ds}以及I_L的波形，其中，一个输入电压 (整流后) 周期内主开关的相关波形如图 6a 所示。

首先从图 6a 可以看出，I_L在每个开关周期结束时恰好返回零点并略微过冲为负值，这表明该 PFC 变换器稳定工作于 CRM，并具备实现 ZVS 的条件。对其进行局部放大，中心部分位置结果如图 6b 所示，边缘部分如图 6c 所示。可以明显看出，这些位置都实现了 ZVS。同样地，也测试了一个周期内整流开关各部分的波形，实验结果如图 7 所示。

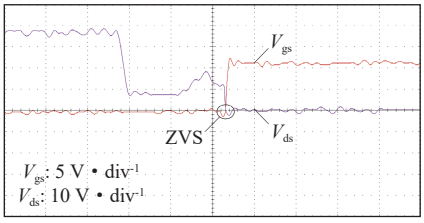
图 7 的实测结果证实了对于整流开关来说，该



(a) 主开关在一个输入电压周期的波形



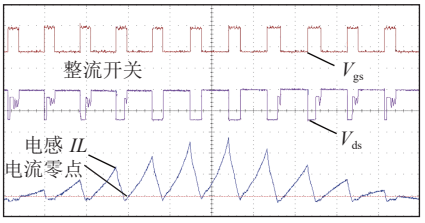
(b) 主开关周期中心部分ZVS



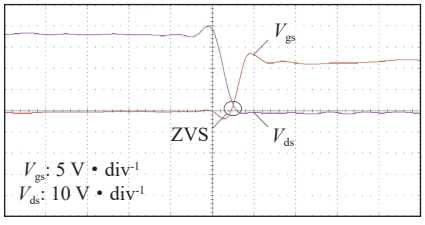
(c) 主开关周期两端部分ZVS

图 6　一个周期内的主开关特性

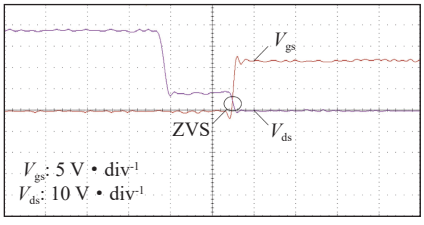
Fig. 6　Main switch characteristics within one period



(a) 整流开关在一个周期的波形



(b) 整流开关周期中心部分ZVS



(c) 整流开关周期两端部分ZVS

图 7　一个周期内的整流开关特性

Fig. 7　Rectifier switch characteristics within one period

拓扑结构以及控制策略能够让其在全周期都能实现 ZVS, 有效地降低了其开关损耗。

4.2　功率因数和效率

实验从轻载到满载 (24.5 W) 对整机的效率和功率因数进行了测试, 结果如图 8 所示。实测峰值效率达 95.4%, 峰值功率因数达 0.99, 证实了本研究所采用的电路拓扑结构和控制策略的有效性。

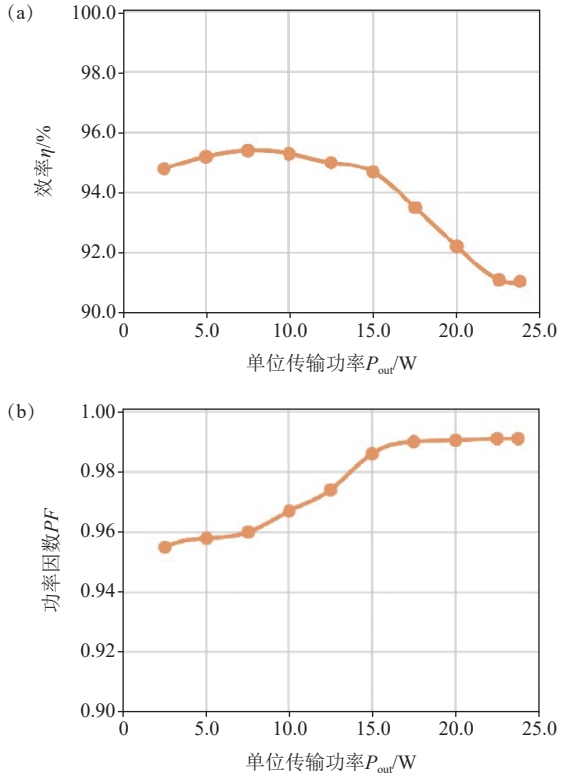


图 8　不同负载下的效率 (a) 与功率因数 (b)

Fig. 8　Efficiency (a) and power factor (b) under different load conditions

5　结论

1) 提出基于电压反馈结合电流前馈的复合控制方法, 实现避免 ZCD 电路的 CRM-PFC 精准控制;

2) 通过实测验证了各开关器件 ZVS 性能, 实测峰值效率达 95.4%, 有效降低了开关损耗, 提升了 PFC 的可靠性;

3) 实测 PFC 功率因数最高达 0.99, 满足相关电磁兼容标准要求。今后将在提升输出功率以及发射机联合测试等方面继续推进工作。

参考文献(References):

[1] Wang M, Deng M, Wu Z, et al. The deep-tow marine controlled-source electromagnetic transmitter system for gas hydrate exploration[J]. Journal of Applied Geophysics, 2020, 137: 138−144.

[2] Li Y, Liu G, Li S, et al. Study on electromagnetic detection transmitter system[C]//2011 Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering, IEEE, 2011.

[3] 陶海军, 张晨杰, 宋佳瑶, 等. 海洋电磁发射机可控源整流电路动态性能优化 [J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 168−177.
Tao H J, Zhang C J, Song J Y, et al. Dynamic performance optimization of controllable source rectifier circuit for marine electromagnetic transmitter[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 168−177.

[4] Garcia O, Cobos J A, Prieto R, et al. Power factor correction: A survey[C]//2001 IEEE 32nd annual power electronics specialists conference , 2001.

[5] Dhruvanth S S, Reddy K S, Sai P S, et al. Power factor correction: Its importance and improvements[C]//2022 International Conference on Augmented Intelligence and Sustainable Systems (ICAISS), IEEE, 2022.

[6] 朱永华. 多频电磁发射机的设计 [D]. 廊坊: 北华航天工业学院, 2024.
Zhu Y H. Design of multi-frequency electromagnetic transmitter[D]. Langfang: North China Institute of Aerospace Engineering, 2024.

[7] 刘庆斌. 串联谐振式人工源射频大地电磁发射机的研制 [D]. 长沙: 中南大学, 2023.
Liu Q B. Development of series resonant artificial source radio frequency magnetotelluric transmitter[D]. Changsha: Central South University, 2023.

[8] 王颖杰, 陈永发, 胡秋恺, 等. 深地探测用大功率电磁发射机控制系统小信号分析与设计 [J]. 电工技术学报, 2024, 39(24): 7651−7662.
Wang Y J, Chen Y F, Hu Q K, et al. Small signal analysis and design of control system for high-power electromagnetic transmitter for deep earth exploration[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7651−7662.

[9] Sadilek T, Kumar M, Jang Y, et al. A low-THD two-switch PFC DCM boost rectifier for aviation applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(4): 1755−1766.

[10] 郝小聿, 安永泉. 零电压开关 PFC 电路的理论设计与分析 [J]. 电子设计工程, 2022, 30(4): 143−146.
Hao X Y, An Y Q. Theoretical design and analysis of zero-voltage switching PFC circuit[J]. Electronic Design Engineering, 2022, 30(4): 143−146.

[11] 刘静, 杨辉. 一种新型的零电压开关无桥 PFC 变换器 [J]. 时代农机, 2019, 46(3): 96−98, 108.
Liu J, Yang H. A new type of zero-voltage switching bridgeless PFC converter[J]. Farm Machinery, 2019, 46(3): 96−98, 108.

[12] 黄天一, 卞正达, 徐长福, 等. 基于碳化硅器件的无线充电系统电源设计 [J]. 电力工程技术, 2021, 40(5): 87−93.
Huang T Y, Bian Z D, Xu C F, et al. Design of wireless charging system power supply based on silicon carbide devices[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(5): 87−93.

[13] Kim J W, Youn H S, Moon G W. A digitally controlled critical mode boost power factor corrector with optimized additional on time and reduced circulating losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6): 3447−3456.

[14] Sun J, Gui H, Li J, et al. Mitigation of current distortion for GaN-based CRM totem-pole PFC rectifier with ZVS control[J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2021, 2: 290−303.

[15] Sun J, Zhu L, Qin R, et al. Single-phase GaN-based T-type totem-pole rectifier with full-range ZVS control and reactive power regulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2191−2201.

[16] Lyu D, Shi G, Min R, et al. Extended off-time control for CRM boost converter based on piecewise equivalent capacitance model[J]. IEEE Access, 2020, 8: 155891−155901.

[17] 葛晓星. GaN 非线性建模及图腾柱 PFC 应用研究 [D]. 扬州: 扬州大学, 2022.
Ge X X. GaN nonlinear modeling and totem-pole PFC application research[D]. Yangzhou: Yangzhou University, 2022.

[18] 李娅妮. 单周期临界导通 PFC 转换器控制模式及关键技术研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010.
Li Y N. Research on control mode and key technology of single-cycle critical conduction PFC converter[D]. Xi'an: Xidian University, 2010.

[19] Lu Z, Ding H. ZVS Control for a GaN-Based CRM Totem-Pole PFC Converter With ZCD[C]//2024 IEEE China International Youth Conference on Electrical Engineering , 2024.

[20] 凌宏善. 基于 Boost 结构的功率因数校正技术的研究 [D]. 南宁: 广西民族大学, 2023.
Ling H S. Research on power factor correction technology based on Boost structure[D]. Nanning: Guangxi University for Nationalities, 2023.

[21] 陈天昊. 一种低谐波失真有源功率因数校正电路设计 [D]. 苏州: 苏州大学, 2023.
Chen T H. Design of an active power factor correction circuit with low harmonic distortion[D]. Suzhou: Soochow University, 2023.

Efficient power factor correction for zero voltage switching control in electromagnetic transmitters: A technique and experimental verification

ZHENG Pei-Feng, ZHANG Kui-Yuan, LIN Yu-Ning, WANG Meng, GUO Lin-Yan

(*School of Geophysics and Information Technology*, *China University of Geosciences* (*Beijing*), *Beijing* 100083, *China*)

Abstract: Electromagnetic transmitters have been extensively applied in the exploration of geological structures and mineral resources. Their effectiveness and signal quality are directly governed by the performance of their power supply modules. To achieve high power density and high stability in electromagnetic transmitters, this study proposed a power factor correction (PFC) technique based on the critical conduction mode (CRM). This technique employs a composite control strategy that combines voltage loop feedback with inductor volt-second balance feedforward. By leveraging the resonance between the boost inductor and parasitic capacitance during the dead time, this technique enables zero voltage switching (ZVS) for all power switch tubes, thereby significantly reducing switching losses. Experimental results demonstrate that the designed PFC achieved the expected performance, yielding an efficiency of 95.4% and a power factor of 0.99. Overall, this technique can effectively enhance the performance of the power supply modules in electromagnetic transmitters, holding significant practical value.

Key words: electromagnetic transmitter; power factor correction (PFC); critical conduction mode (CRM); zero voltage switching (ZVS)

(本文编辑: 王萌)