第 52 卷 第 6 期：2689-2700 高电压技术 Vol.52, No.6: 2689-2700
2026 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250927

交错并联 Boost 集成型全桥 LLC 谐振变换器的损耗分析

王党树[1]，吴光桢[1]，李农柯[1]，侯泽龙[1]，谢鹏鹏[1]，王新霞[2]
（1. 西安科技大学电气与控制工程学院，西安 710054；2. 西安科技大学理学院，西安 710054）

摘　要：为解决交错并联 Boost 集成型 LLC 谐振变换器因集成设计导致参数选取对效率影响显著、难以实现宽输入电压范围下高效率运行的问题，该文通过理论建模与实验验证，明确了参数品质因数 Q、谐振电感比 k 及 Boost 电感比 r 对变换器损耗的影响机制，提出了兼顾效率与零电压开关(zero-voltage-switching, ZVS)实现的参数设计方法；建立原边开关管导通/关断损耗、副边整流管损耗及磁性元件损耗的量化模型，阐明 Q、k、r 的增大可降低电流有效值与关断损耗，但需与 ZVS 条件及电压增益范围进行折中设计。进一步提出兼顾效率提升与 ZVS 实现的参数协同优化方法，通过约束谐振网络能量与寄生电容充放电特性，平衡损耗抑制与软开关鲁棒性。上述关系由 LLC 谐振网络时域方程导出，与具体参数无关，结论具有普适性。实验结果表明：优化后的变换器在 120~240 V 宽输入范围内，峰值效率达 96.46%，全负载效率高于 88%，且关键器件温升均低于 50 ℃，验证了理论模型的准确性。

关键词：交错并联 Boost；Boost-LLC；ZVS；损耗分析；参数优化

Loss Analysis of Interleaved Parallel Boost Integrated Full-bridge LLC Resonant Converter

WANG Dangshu[1],WU Guangzhen[1], LI Nongke[1], HOU Zelong[1], XIE Pengpeng[1], WANG Xinxia[2]
(1. School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;
2. School of Science, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: The parameter selection in the interleaved parallel Boost integrated LLC resonant converter significantly affects its efficiency due to the integrated design, and it is difficult to achieve high-efficiency operation over a wide input voltage range. To address the issue above, by theoretical modeling and experimental verification, we clarify the influence mechanisms of the parameters quality factor Q, resonant inductor ratio k, and Boost inductor ratio r on the converter's losses, and propose a parameter design method that takes into account both efficiency and zero-voltage-switching (ZVS) realization. A quantitative model for the turn-on and turn-off losses of the primary switching transistor, the losses of the secondary rectifier transistor, and the losses of magnetic components is established. It is clarified that the increase of Q, k, and r can reduce the effective current value and turn-off losses, but it needs to be designed in a compromise with the ZVS condition and the voltage gain range. Further, a parameter collaborative optimization method that takes into account both efficiency improvement and ZVS realization is proposed. By constraining the energy of the resonant network and the charging and discharging characteristics of the parasitic capacitance, the loss suppression and the robustness of soft-switching are balanced. The above relationships are derived from the time-domain equation of the LLC resonant network and are independent of specific parameters, and the conclusion is universal. Experimental results show that the optimized converter achieves a peak efficiency of 96.46% over a wide input voltage range of 120~240 V, the full-load efficiency is higher than 88%, and the temperature rises of key components are all below 50 ℃, verifying the accuracy of the theoretical model.

Key words: interleaved parallel Boost; Boost-LLC; ZVS; loss analysis; parameter optimization

0　引言

近年来，由于能源危机、环境污染等问题的加重[1-3]，学者对光伏电池[4]和燃料电池等新能源技术越来越关注。随着高效清洁能源需求的日益增长[5]，不间断电源系统[6]、储能系统[7]和电动汽车等电力系统的可再生能源集成，对于提高能源系统的可靠性和利用率越来越重要[8]。

LLC 谐振变换器由于结构简单，能够不借助辅助电路便实现软开关功能[9-11]，在数据中心、分布

基金资助项目：国家重点研发计划(2023YFC3009800)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2023YFC3009800).

式能源系统、储能、电动汽车等领域得到了广泛的应用[12-14]。

基于变频控制的 LLC 谐振变换器的直流电压增益与谐振参数有关[15]，为使直流电压增益 $G>2$ 需要扩大调频范围，或者降低谐振槽特征阻抗 Z_r 与降低谐振电感比 k，但是这也会带来一些新的问题，例如，频率范围过宽会导致变压器体积和导通损耗增大、变压器的设计困难等[16-19]。当输入与输出出现干扰时，LLC 变换器需增加功率电路磁性元件和驱动电路，通过调频的方式来调节输出电压，这将增大设计难度，使电路的环路设计变得复杂[20]。

文献[21]针对宽输入电压范围的应用场合，提出了一种 Boost 集成型 LLC 谐振变换器，该变换器将 Boost 结构和 LLC 结构中的开关管复用，减少了电路器件数目，在 2 倍的输入电压范围和宽负载范围下，测试的实验样机效率均比较高。然而，由于采用了集成设计，参数的选取对效率的影响变得至关重要。

文献[22-23]均采用控制变量法的电压增益特性曲线作为电感系数 k 和品质因数 Q 的取值判断依据，即设定 k 不变，电压增益随着 Q 的变化而变化，或者设定 Q 不变电压增益随着 k 的变化而变化，由此得出电压增益的特征曲线，然后折中选取。但是由于 k 和 Q 对变换器电压增益均有影响[24]，此方式难以满足电压增益峰值需求，且取值手段不精确，在实际设计过程中难以完全满足设计要求；文献[25]通过改变励磁电感分析了不同 k 值对变换器效率的影响，但是 k 值变化是由励磁电感和谐振电感二者引起[26]，缺少对谐振电感的分析，因而研究不够全面。

本文针对集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器，详细探究各项参数对损耗的影响，找到变换器参数与损耗之间的关系，通过分析参数对原边开关管、副边整流二极管和磁性元件的损耗，使变换器原边开关管在全输入电压和全负载变化范围内均能实现软开关，且变换器损耗最小以达到最高效率。最终研制了一台集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器的实验样机，并搭建了实验测试平台，验证了理论分析的正确性。

1 集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器原理分析

图 1 为集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器的拓扑结构，主要由逆变、谐振和整流滤波网络组成。逆变网络中，由 4 个开关管 Q_1—Q_4 组成全桥逆变，Boost 电感 L_{b1} 和 L_{b2} 分别连接在前桥臂和后桥臂的中点，构成两相 Boost 变换器，U_{in} 为电源输入电压，C_{in} 为电源输入侧滤波电容，C_{bus} 为中间级母线储能电容，其电压为 U_{bus}，u_{AB} 为逆变网络输出电压。谐振网络由谐振电感 L_r、变压器原边励磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 组成。

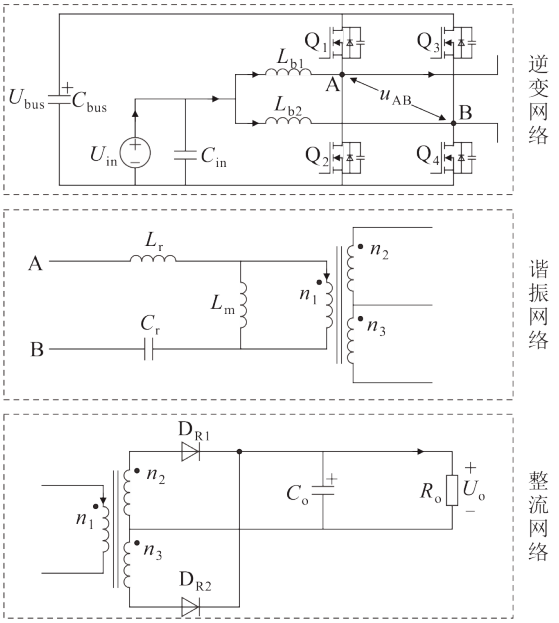


图 1 集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器拓扑结构

Fig.1 Topology of integrated interleaved Boost-LLC resonant converter

整流滤波网络由整流二极管 D_{R1} 和 D_{R2} 构成的全波整流以及输出侧滤波电容 C_o 组成，R_o 为输出负载，其电压为 U_o。变压器为带中心抽头的高频变压器，其变比为 $n=n_1:n_2=n_1:n_3$。

2 变换器参数对损耗的影响

本文基于时域分析法对电路进行分析，以正半周期为例，假设 t_0 为初始时刻，θ 为归一化时间变量，$\theta=\omega_r t$（ω_r 为谐振角频率，t 为实际时间变量），则可建立相应的时域模型[27]（$\theta_0-\theta_3$ 对应归一化时间节点 0–π，详见图 2）。

电压和电流的归一化模型 $U^*(\theta)$ 和 $I^*(\theta)$ 分别为：

$$\begin{cases} U^*(\theta)=\dfrac{u_x(\theta)}{nU_o} \\ I^*(\theta)=\dfrac{i_x(\theta)nU_o}{Z_r} \end{cases} \tag{1}$$

式中：$u_x(\theta)$ 为电压瞬时值；$i_x(\theta)$ 为电流瞬时值；P_o 为输出功率；Z_r 为特征阻抗。

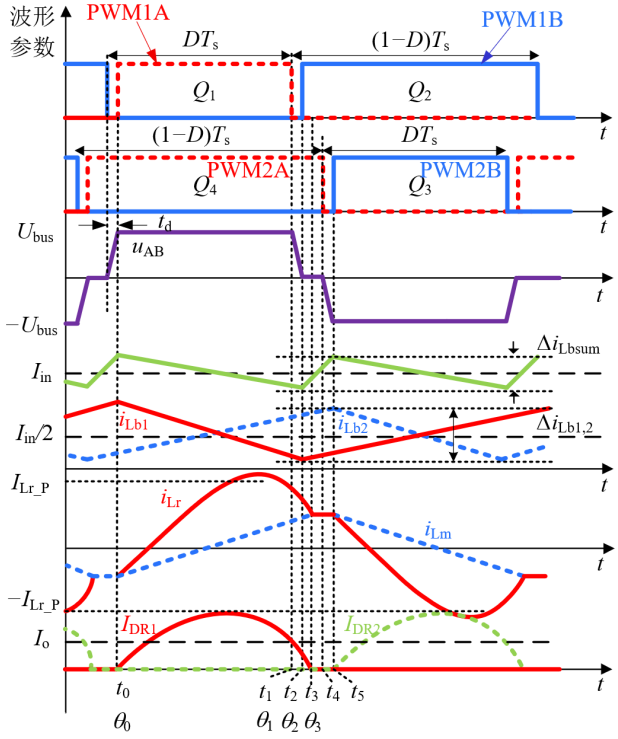


图 2 集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器主要工作波形

Fig.2 Main operating waveforms of the integrated interleaved Boost-LLC resonant converter

特征阻抗 Z_r 与品质因数 Q 的关系为：

$$Z_r = n^2 R_o Q = \frac{(nU_o)^2}{P_o} Q \tag{2}$$

实际电流 I_{act} 与归一化电流 I^* 的关系为：

$$I_{act} = \frac{P_o}{nU_o} I^* \tag{3}$$

当输出电压 U_o 和输出功率 P_o 不变时，n、U_o^2 和 P_o 都为常数，由式(2)可得，特征阻抗 Z_r 与品质因数成正比；由式(3)可得，实际电流 I_{act} 与归一化电流 I^* 成正比。

根据上述分析，可将分析参数 Z_r、k、r 与 I_{act} 的关系转化为参数 Q、k、r 与 I^* 的关系，其中 r 为 Boost 电感比。上述关系由 LLC 谐振网络时域方程导出，与具体参数无关，结论具有普适性。

2.1 参数对原边开关管损耗的影响

由于全桥 LLC 谐振变换器的原边开关管在全负载范围内均能实现零电压开通，变换器原边开关管的损耗主要为导通损耗和关断损耗。又因同一桥臂上管和下管的电流应力不同，故同一桥臂上管和下管的导通电流 $I^*_{Q_rms}$ 和关断电流 $I^*_{Q_off}$ 需要单独考虑。

以开关管 Q_1 和开关管 Q_2 为例，设变换器的电压增益为 G，D 为占空比，当 $D=0.5$ 时，变换器的 $G=2$。Boost 电感 L_{b1} 的归一化电流 $i^*_{Lb1}(\theta)$ 则可表示为：

$$i^*_{Lb1}(\theta) = \begin{cases} 1 - \dfrac{\theta}{2Qr} + \dfrac{\pi}{4Qr}, & 0 < \theta < \pi \\ 1 + \dfrac{\theta}{2Qr} - \dfrac{\pi}{4Qr}, & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \tag{4}$$

当 $0<\theta<\pi$ 时，上管 Q_1 导通，下管 Q_2 关断，则开关管 Q_2 的归一化电流 i^*_{Q1} 为：

$$i^*_{Q1} = i^*_{Lr}(\theta) - i^*_{Lb1}(\theta) \tag{5}$$

当 $\pi<\theta<2\pi$ 时，上管 Q_1 关断，下管 Q_2 导通，则开关管 Q_2 的归一化电流 i^*_{Q2} 为：

$$i^*_{Q2} = i^*_{Lb1}(\theta) - i^*_{Lr}(\theta) \tag{6}$$

式中：$i^*_{Lr}(\theta)$ 为谐振电感的归一化电流(详见附录 A 时域模型)。因此当 $D=0.5$ 时，可求得开关管 Q_1、Q_2 的归一化电流有效值 $I^*_{Q1_rms}$、$I^*_{Q2_rms}$ 分别为(中间过程详见附录 B)：

$$I^*_{Q1_rms} = \frac{1}{4}\left(\pi^2\left(1+\frac{1}{6r^2Q^2}+\frac{1}{k^2Q^2}\right)+\frac{8}{krQ^2}-8\right)^{\frac{1}{2}} \tag{7}$$

$$I^*_{Q2_rms} = \frac{1}{4}\left(24+\pi^2\left(1+\frac{13}{6r^2Q^2}+\frac{1}{k^2Q^2}\right)+\frac{8}{krQ^2}+\frac{16\pi}{rQ}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{8}$$

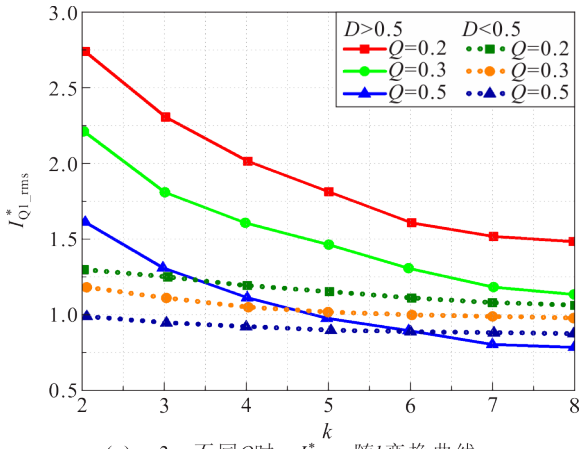
由式(7)、(8)可得，当 $D=0.5$ 时，$I^*_{Q1_rms}$、$I^*_{Q2_rms}$ 均随着 Q、k、r 的增大而减小，即 $I^*_{Q1_rms}$、$I^*_{Q2_rms}$ 与 Q、k、r 成反比。因此增大 Q、k、r 可降低流过开关管的电流，进而减小开关管 Q_1、Q_2 的导通损耗。

而当 $D\neq0.5$ 时，Boost 电感的 L_{b1} 归一化电流 $i^*_{Lb1}(\theta)$ 为：

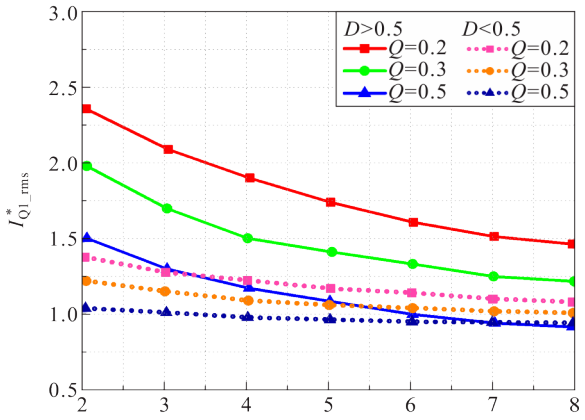
$$i^*_{Lb1}(\theta) = \begin{cases} \dfrac{G}{2} + \dfrac{\pi(1-D)}{GrQ} - \dfrac{(1-D)\theta}{GDrQ}, & \theta\in(\theta_0,\theta_1) \\ \dfrac{G}{2} - \dfrac{\pi(1-D)}{GrQ} + \dfrac{\theta}{GrQ}, & \theta\in(\theta_1,\theta_2) \end{cases} \tag{9}$$

当 $D\neq0.5$ 时，由于占空比的不同取值会导致开关管 Q_1 和 Q_2 的归一化电流有效值 $I^*_{Q1_rms}$ 和 $I^*_{Q2_rms}$ 随之变化，因此难以确定其表达式。但可根据文献[27]的时域分析法推导的时域方程组求出 $I^*_{Q1_rms}$、$I^*_{Q2_rms}$ 在不同占空比 D 下的值。

由此可得 $I^*_{Q1_rms}$ 与 Q、k 和 r 的关系曲线，如图 3 所示。由图 3 可得，无论是 $D<0.5$ 还是 $D>0.5$，开关管 Q_1 导通时的归一化电流有效值 $I^*_{Q1_rms}$ 均随着 Q、k 和 r 的增大而减小，所以增大 Q、k 和 r 有利于减小开关管 Q_1 的导通过程损耗。



(a) r=3、不同Q时，$I^*_{Q1_rms}$随k变换曲线



(b) k=5、不同Q时，$I^*_{Q1_rms}$随r变换曲线

图 3 开关管 Q_1 导通过程中归一化电流 $I^*_{Q1_rms}$ 与 Q、k、r 的特性曲线

Fig.3 Characteristic curves of the normalized current $I^*_{Q1_rms}$ and Q, k and r in the switching tube Q_1 turn-on process

采用相同方法可得出 $I^*_{Q2_rms}$ 与 Q、k、r 的关系曲线，同样无论是 $1-D>0.5$ 还是 $1-D<0.5$，开关管 Q_2 的归一化电流有效值 $I^*_{Q2_rms}$ 均随着 Q、k、r 的增大而减小，所以增大 Q、k、r 有利于减小开关管 Q_2 的导通损耗。

由于在同一桥臂上下管之间加入 Boost 电感的原因，导致同一桥臂上管和下管的关断电流也不相同。下面分析 Q、k、r 和 D 对开关管关断电流 $I^*_{Q1_off}$ 的影响，依然以开关管 Q_1、Q_2 为例，t_{s12} 表示 Q_1 关断、Q_2 导通的换流时刻，t_{s21} 表示 Q_2 关断、Q_1 导通的换流时刻。

开关管 Q_1 和 Q_2 的关断电流 I_{Q1_off}、I_{Q2_off} 分别为：

$$I_{Q1_off}=i_{Lr}(t_{s12})-i_{Lb1}(t_{s12}) \tag{10}$$

$$I_{Q2_off}=i_{Lb1}(t_{s21})-i_{Lr}(t_{s21}) \tag{11}$$

因此当 $D=0.5$ 时，可求得开关管 Q_1、Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$、$I^*_{Q2_off}$ 分别为：

$$I^*_{Q1_off}=i^*_{Lr}(\pi)-i^*_{Lb1}(\pi) \tag{12}$$

$$I^*_{Q2_off}=i^*_{Lb1}(0)-i^*_{Lr}(0) \tag{13}$$

由时域分析可得，谐振电流 i_{Lr} 的函数是半波对称函数，结合时域模型可得：

$$i^*_{Lr}(\theta_3)=-i^*_{Lr}(\theta_0)=\frac{\pi}{2kQ} \tag{14}$$

式中：$\theta_0=0$；$\theta_3=\pi$。最终可得开关管 Q_1 和 Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$ 和 $I^*_{Q2_off}$ 分别为：

$$I^*_{Q1_off}=\frac{\pi}{2kQ}+\frac{\pi}{4rQ}-1 \tag{15}$$

$$I^*_{Q2_off}=\frac{\pi}{2kQ}+\frac{\pi}{4rQ}+1 \tag{16}$$

由式(15)、(16)可得，当 $D=0.5$ 时，归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$、$I^*_{Q2_off}$ 均随着 Q、k、r 的减小而增大。因此增大 Q、k、r 可减小开关管关断时的电流，进而减小开关管 Q_1、Q_2 的关断损耗。

而当 $D\neq0.5$ 时，根据式(10)—(14)可求得开关管 Q_1、Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$、$I^*_{Q2_off}$ 分别为：

$$I^*_{Q1_off}=\begin{cases}i^*_{Lr}(\theta_1)+\dfrac{\pi}{4rQ}-1, & D<0.5\\ \dfrac{\pi}{4rQ}+\dfrac{\theta_2}{2kQ}-1, & D>0.5\end{cases} \tag{17}$$

$$I^*_{Q2_off}=\begin{cases}\dfrac{\pi}{4rQ}+\dfrac{\theta_2}{2kQ}+1, & D<0.5\\ i^*_{Lr}(\theta_1)+\dfrac{\pi}{4rQ}+1, & D>0.5\end{cases} \tag{18}$$

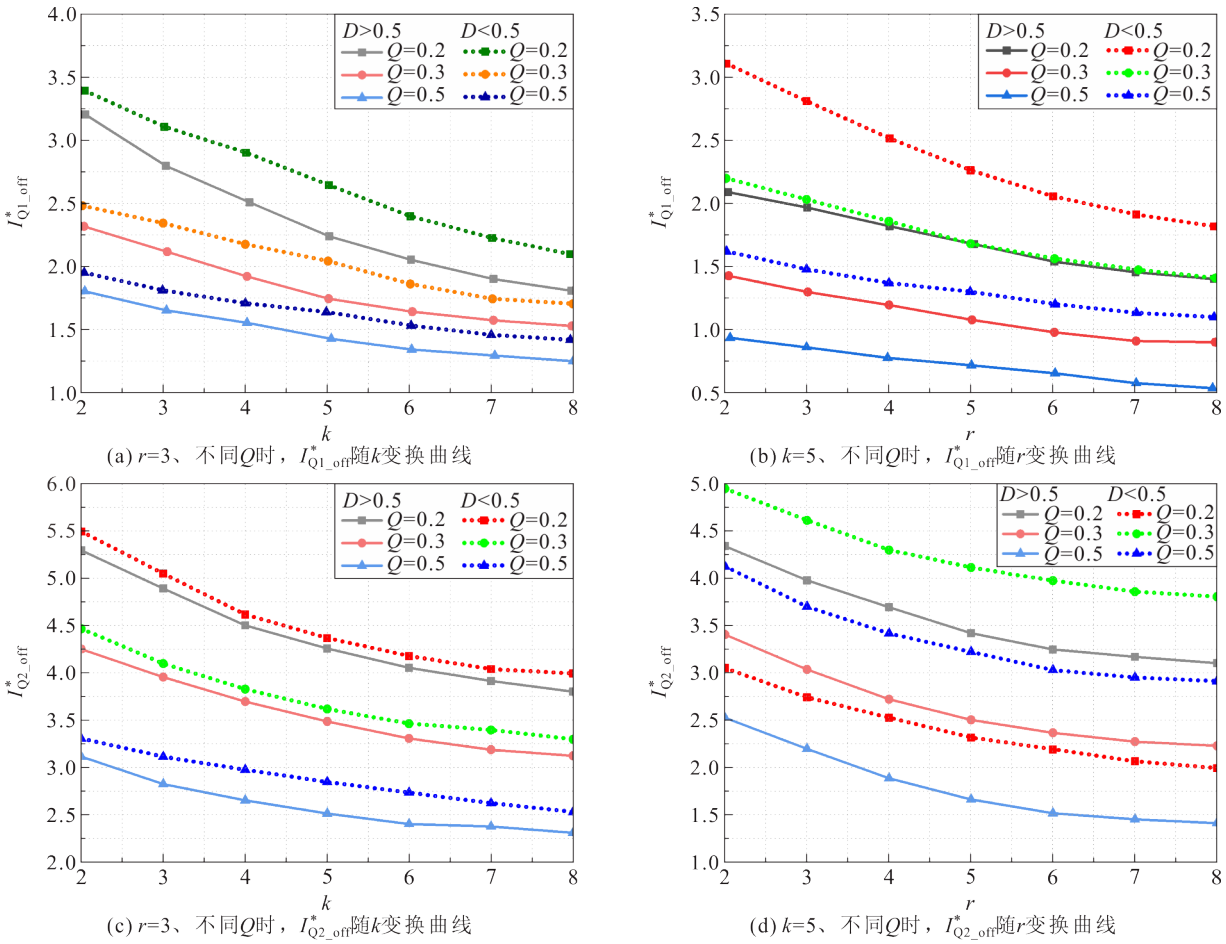
综合式(14)—(18)，分别画出开关管 Q_1、Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$、$I^*_{Q2_off}$ 与 Q、k、r 在 $D<0.5$ 或 $D>0.5$ 时的关系曲线，如图 4 所示。

由于 Boost 电感的存在，当参数相同时，开关管 Q_1 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$ 总是小于开关管 Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q2_off}$。

由图 4 可得，在 $D<0.5$ 或 $D>0.5$ 时，开关管 Q_1、Q_2 的归一化关断电流 $I^*_{Q1_off}$、$I^*_{Q2_off}$ 均随着 Q、k、r 的减小而增大。因此增大 Q、k、r 有利于减小开关管的关断损耗。

2.2 参数对副边整流二极管损耗的影响

由于集成型交错 Boost-LLC 变换器副边整流二极管能实现零电流关断(zero current switching, ZCS)，因此其损耗主要为导通损耗。因此本文主要



(a) r=3、不同Q时，$I^*_{Q1_off}$随k变换曲线　(b) k=5、不同Q时，$I^*_{Q1_off}$随r变换曲线

(c) r=3、不同Q时，$I^*_{Q2_off}$随k变换曲线　(d) k=5、不同Q时，$I^*_{Q2_off}$随r变换曲线

图 4　关断归一化电流与 Q、k、r 的特性曲线

Fig.4　Characteristic curves of the normalized current and Q, k and r in the switching shutdown process

分析 Q、k 和 D 对整流二极管归一化导通电流 $I^*_{DR1_rms}$ 的影响。因整流二极管型号相同，导通时间也相同，所以分析一路整流二极管即可。

当 $D=0.5$ 时，可求得流经整流二极管 D_{R1} 的归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 为：

$$I^*_{DR1_rms}=\frac{1}{4n}\sqrt{\pi^2+\frac{5\pi^2-48}{3k^2Q^2}} \tag{19}$$

由式(19)可得，当 $D=0.5$ 时，整流二极管 D_{R1} 的归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 随着 Q 和 k 的增大而减小。

当 $D\neq0.5$ 时，与开关管相同，由于占空比的取值多样，整流二极管 D_{R1} 的归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 的表达式很难确定。

根据时域分析法推导的时域方程组求得归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 在不同占空比下的数值。由此可得归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 与 Q、k 的关系曲线如图 5 所示。

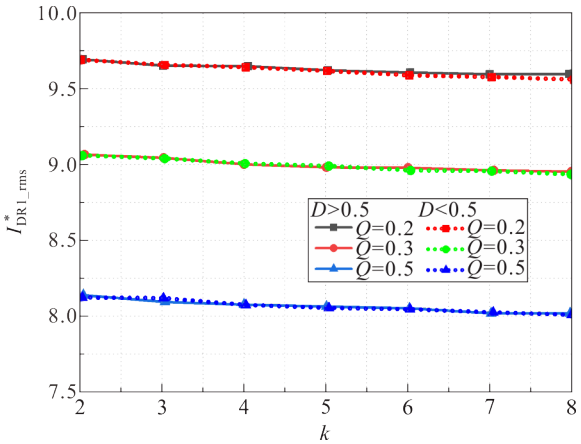


图 5　副边整流二极管 D_{R1} 导通过程中归一化电流 $I^*_{DR1_rms}$ 与 Q、k 的特性曲线

Fig.5　Characteristic curves of the normalized current $I^*_{DR1_rms}$, Q and k in the turn-on process of the secondary side rectifier diode D_{R1}

由图 5 可得，无论是 $D<0.5$ 或 $D>0.5$，整流二极管 D_{R1} 的归一化电流有效值 $I^*_{DR1_rms}$ 随着品质因数 Q 和谐振电感比 k 的增大而减小，所以增大 Q、k 利于减小整流二极管 D_{R1} 的导通损耗。

2.3 参数对 Boost 电感和谐振电感损耗的影响

令流经 L_b 电流有效值为 I_{Lb_rms}，L_r 电流有效值为 I_{Lr_rms}，Boost 电感 L_b、谐振电感 L_r 的损耗主要是导通过程中产生的铜损。因此主要分析 Q、k、r 和 D 对 L_b 归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$、L_r 归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 的影响。

当 $D=0.5$ 时，可求得流经 Boost 电感 L_b 归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$ 为：

$$I^*_{Lb_rms}=\frac{1}{4}\sqrt{16+\frac{\pi^2}{3r^2Q^2}} \tag{20}$$

由式(20)可得，当 $D=0.5$ 时，Boost 电感 L_b 的归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$ 随着 Q 和 r 的增大而减小。

而当 $D\neq0.5$ 时，同样利用时域方程组求得归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$ 在不同 D 下的数值。由此可得归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$ 与 Q、r 的关系曲线，如图 6 所示。

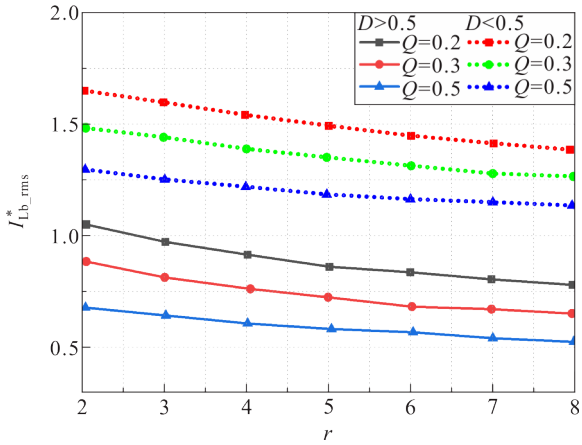


图 6 Boost 电感导通过程中归一化电流 $I^*_{Lb_rms}$ 与 Q、r 的特性曲线

Fig.6 Characteristic curves of the normalized current $I^*_{Lb_rms}$ and Q and r in the Boost inductance turn-on process

由图 6 可得，当 $D<0.5$ 和 $D>0.5$ 时 $I^*_{Lb_rms}$ 基本相同，但是无论是 $D<0.5$ 还是 $D>0.5$，Boost 电感 L_b 的归一化电流有效值 $I^*_{Lb_rms}$ 均随着 Q 和 r 的增大而减小，所以增大 Q、r 有利于减小 Boost 电感 L_b 的铜损。

当 $D=0.5$ 时，可求得流经谐振电感 L_r 归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 为：

$$I^*_{Lr_rms}=\frac{\pi}{2\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{r^2Q^2}+1} \tag{21}$$

由式(21)可得，当 $D=0.5$ 时，谐振电感 L_r 的归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 随着 Q 和 k 的增大而减小。

而当 $D\neq0.5$ 时，同样利用时域方程组求得归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 在不同 D 下的数值。由此可得归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 与 Q、k 的关系曲线，如图 7 所示。

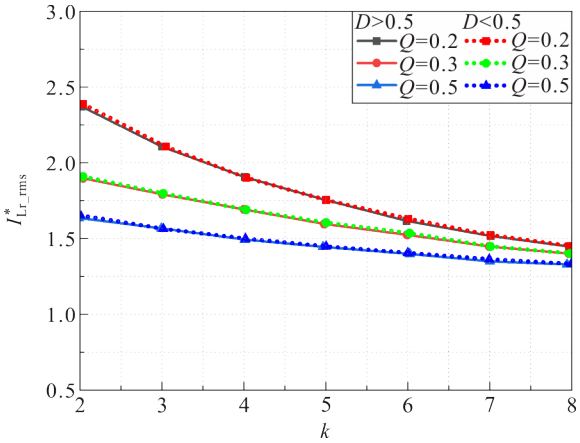


图 7 谐振电感导通过程中归一化电流 $I^*_{Lr_rms}$ 与 Q、k 的特性曲线

Fig.7 Characteristic curves of the normalized current $I^*_{Lr_rms}$, Q and k in the process of resonant inductance conduction

由图 7 可得，无论是 $D<0.5$ 还是 $D>0.5$，谐振电感 L_r 的归一化电流有效值 $I^*_{Lr_rms}$ 随着 Q 和 k 的增大而减小，所以增大 Q、k 有利于减小谐振电感 L_r 的铜损。

2.4 其他影响因素及参数设计准则

设开关管漏源电压为 U_{ds}，由于死区时间 t_d 很短，可近似认为在换流时刻内给寄生电容 C_{oss} 充放电的电流恒定，进而可得在死区时间 t_d 内 U_{ds} 从 0 充电到母线电压 U_{bus} 的电荷量 Q_{req} 与换流电流 I_{ZVS_av} 分别为：

$$Q_{req}=\int_0^{U_{bus}}C_{oss}U_{ds}\mathrm{d}U_{ds}=-\int_{U_{bus}}^{0}C_{oss}U_{ds}\mathrm{d}U_{ds} \tag{22}$$

$$I_{ZVS_av}=\frac{2Q_{req}U_{bus}}{t_d} \tag{23}$$

以换流时刻 t_{s12} 为例，开关管 Q_1 的换流电流为 $i_{ZVS}(t_{s12})$，则开关管实现零电压开通的条件为：

$$i_{ZVS}(t_{s12})\geq I_{ZVS_min} \tag{24}$$

零电压开通的最小电流 $I_{ZVS_min}=I_{ZVS_av}$。在死区时间 t_d 内，对开关管寄生电容 C_{oss} 进行充电或者放电的电流受谐振网络和 Boost 电感 L_b 共同作用的影响。因此，减小励磁电感 L_m 和 Boost 电感 L_b 的感值，会增大对开关管的寄生电容 C_{oss} 进行充电或者放电的电流，有助于实现软开关。然而，减小励磁电感 L_m 的感值会使变换器的无功环流增大，从而增大开关管的导通损耗；减小 Boost 电感 L_b 的感值

会使变换器的电流纹波增大，进而影响电池和用电设备的使用寿命。在保证变换器在全负载范围内和全输入电压范围内均能实现零电压开通的前提下，设计最优参数使变换器的效率达到最高。

3 参数设计

在进行参数设计时，已知输入电压范围为($U_{\text{in_min}}$，$U_{\text{in_max}}$)、输出电压U_{o}、额定功率P_{o}、不确定品质因数Q的取值时，可根据图 8 所示的占空比和增益得取值范围图，针对输入电压范围为($U_{\text{in_min}}$，$U_{\text{in_max}}$)的情况，选取满足要求的增益范围和占空比D的调节范围，并且最小占空比D_{min}对应的增益为变换器工作在满载时的最大增益G_{max}，最大占空比D_{max}对应的增益为变换器工作在空载时的最小增益G_{min}，如图 8 中工作点α、β。

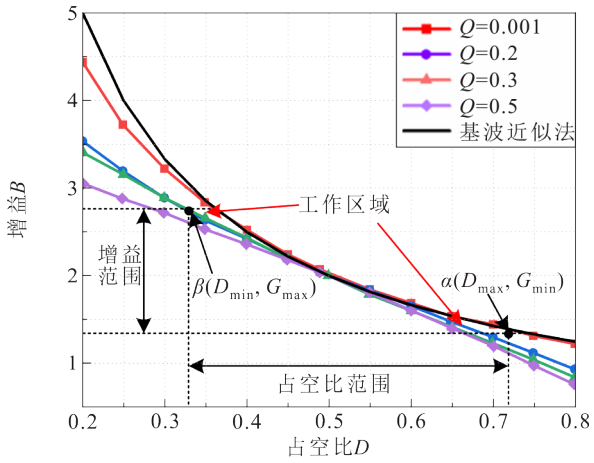


图 8 满足设计需求的增益范围

Fig.8 Gain range that meets the design requirements

本文以直流输入电压 120~240 V、直流输出电压 48 V/500 W 的实验样机进行例证，由前文变换器参数对损耗的分析可得，当k、r在(6, 8)之间时，归一化电流变化非常缓慢，并趋于稳定，且k、r取值过大不利于提高变换器的功率密度。因此综合考虑，本文取$k=7$、$r=7$。变换器具体参数优化设计流程如图 9 所示。

由于输入电压范围为 120~240 V，因此变换器的电压增益范围需要在 2 附近。基于此可预先得到 1 个D的调节范围为(0.3, 0.7)，进而计算得到变换器空载时的最小电压增益G_{min}为：

$$G_{\text{min}}=\frac{1}{D_{\text{max}}}=\frac{1}{0.7}=1.43 \tag{25}$$

再根据输入电压最大值$U_{\text{in_max}}$和输出电压U_{o}，

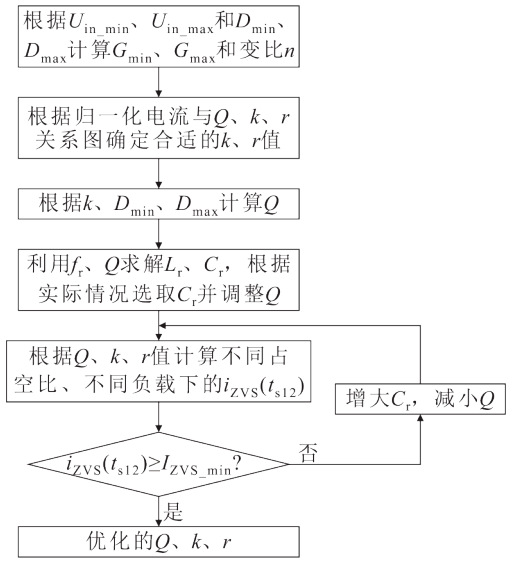


图 9 变换器参数优化设计流程图

Fig.9 Flowchart of the parameter optimization design of the converter

可计算得到变换器的变压器变比n为：

$$n=\frac{G_{\text{min}}U_{\text{in_max}}}{U_{\text{o}}}=\frac{1.43\times 240}{48}=7.14\approx 7 \tag{26}$$

取变压器变比$n=7$，则变换器的最小电压增益G_{min}为：

$$G_{\text{min}}=\frac{nU_{\text{o}}}{U_{\text{in_max}}}=\frac{7\times 48}{240}=1.4 \tag{27}$$

则最大占空比D_{max}变为：

$$D_{\text{max}}=\frac{1}{G_{\text{min}}}=\frac{1}{1.4}=0.71 \tag{28}$$

变换器的最大电压增益G_{max}为：

$$G_{\text{max}}=\frac{nU_{\text{o}}}{U_{\text{in_min}}}=\frac{7\times 48}{120}=2.8 \tag{29}$$

根据$G_{\text{max}}=2.8$、$D_{\text{min}}=0.3$、$k=7$，通过数值计算得到Q=0.42，得到特征阻抗Z_{r}为：

$$Z_{\text{r}}=Q\frac{8n^2}{\pi^2}R_{\text{o}}=80\ \Omega \tag{30}$$

谐振频率为f_{r}，则有：

$$\begin{cases} Z_{\text{r}}=\sqrt{\dfrac{L_{\text{r}}}{C_{\text{r}}}}=80\ \Omega \\ f_{\text{r}}=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{r}}C_{\text{r}}}}=100\ \text{kHz} \end{cases} \tag{31}$$

可得：$C_{\text{r}}=20\ \text{nF}$，$L_{\text{r}}=126\ \text{mH}$。

当占空比在(0.45, 0.75)之间变化时，开关管的换流电流$i_{\text{ZVS}}(t_{\text{s12}})$小于零电压开通的最小电流$I_{\text{ZVS_min}}$，即不能满足$i_{\text{ZVS}}(t_{\text{s12}})\geq I_{\text{ZVS_min}}$，则该组谐

振参数不能保证原边开关管在全负载范围内和全输入电压范围内实现零电压开通，所以需要调整谐振参数，增大谐振电容 C_r 的值，从而减小品质因数 Q 的值。

根据图 9 所示的参数设计流程，对谐振电容 C_r 进行调整，最终选取 $C_r=50$ nF 、 $L_r=50.7$ mH 、 $Q=0.167$ 、 $k=7$ 、 $r=7$ ， D 的调节范围为 $(0.34, 0.71)$。可得 $Q=0.167$ ，满载时 D 与 t_{s12} 换流时刻原边开关管的换流电流 $i_{ZVS}(t_{s12})$ 的关系如图 10 所示。

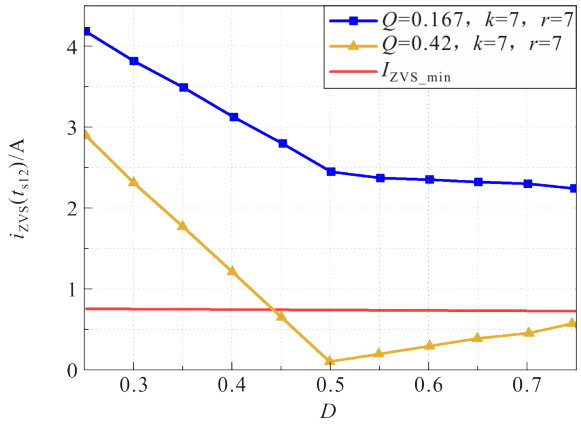


图 10 满载时 D 与 t_{s12} 时刻开关管换流电流 $i_{ZVS}(t_{s12})$ 的特性曲线

Fig.10 Characteristic curve of D at full load and the the switching current $i_{ZVS}(t_{s12})$ of the switching tube at the t_{s12} moment

由图 10 可知，开关管的换流电流 $i_{ZVS}(t_{s12})$ 始终大于原边开关管实现零电压开通需要的最小电流 I_{ZVS_min} ，即满足 $i_{ZVS}(t_{s12})\geq I_{ZVS_min}$ 。

综上所述，参数修正后，变换器的原边开关管始终在全负载范围内和全输入电压范围内实现零电压开通。

4 实验验证

根据参数设计以及实验样机设计方案，最终研制了一台集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器的实验样机，并搭建了相应的实验平台，实验平台主要包括高压直流电源、电子负载、示波器、电流探头、高压差分探头等(实验平台详见附录 C)。

4.1 样机温度测试

温度是功率损耗最直接的表征，其空间分布与数值大小为评估理论模型的预测能力和优化设计的有效性提供了关键实验依据。

使用 FLUKE Ti400+热成像仪对样机在稳定工作状态下的温度场进行记录，图 11 为满载情况下的热成像检测图。热成像图清晰显示最高温度区域集中于功率开关管和高频变压器，且变换器工作在满载时运行温度不超过 50 ℃，直观验证了损耗模型的准确性和参数优化的先进性。

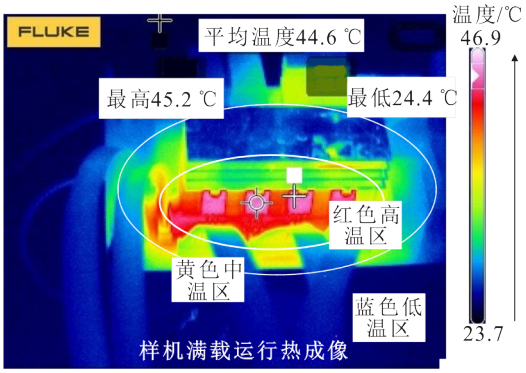


图 11 实验样机运行温度测试

Fig.11 Running temperature test of experimental prototype

4.2 效率测试

对设计的实验样机进行效率测试，在不同输入电压和不同负载下进行测试，得出实验样机的效率曲线如图 12 所示。

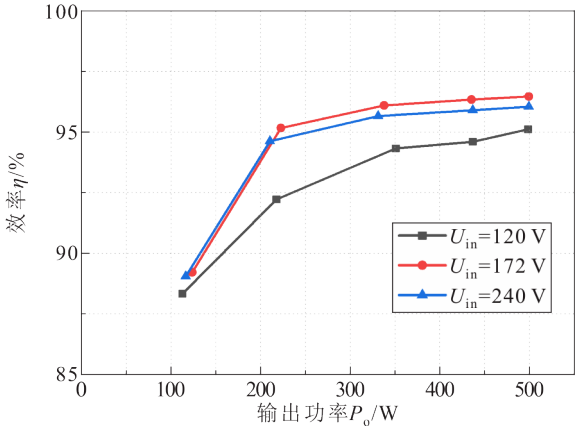


图 12 实验样机效率曲线

Fig.12 Efficiency curve of experimental prototype

由图 12 可以看出，从轻载到满载实验样机都有较高的效率，且峰值效率达到 96.46%。

为进一步体现本文理论的优越性，在相似拓扑框架下，对比分析了不同参考文献中变换器的峰值效率，降低损耗、提高变换器效率的效果，对比分析了不同参考文献变换器的峰值效率。

文献[16]中未进行参数优化的 Boost-LLC 谐振变换器峰值效率仅为 90.24%；而文献[17]采用两相

交错并联 Boost+全桥 LLC 谐振变换器，其峰值效率为 93.81%；文献[19]采用两相交错并联 Boost+半桥 LLC 谐振变换器，将 Si-MOSFET 替换为 Cascode GaN 器件来进一步提升变换器效率，其峰值效率为 94.64%。

而本文采用的参数优化的集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器峰值效率可达 96.46%，大幅度提高了变换器的整体效率，因此本文所采用的参数优化方法在提升效率方面具有一定优势。

5 结论

1）变换器各部分的归一化电流均随着品质因数 Q、谐振电感比 k 和 Boost 电感比 r 的增大而减小。因此增大参数 Q、k、r 有利于减小变换器开关管的开关损耗和 Boost 电感、谐振电感的铜损，提高效率。

2）当参数 Q、k、r 增大到一定程度时归一化电流值减小得非常缓慢，趋于稳定，继续增大这些参数对于降低变换器损耗、提高效率几乎没有帮助。

3）参数 Q、k、r 选取过大会导致变换器原边开关管不能实现零电压开通，因此参数 Q、k、r 取值需要折中考虑，即在原边开关管在全负载范围内和全输入电压范围内恰好能实现零电压开通的情况下，尽可能将参数 Q、k、r 的值取大一些，可保证变换器的性能达到最优。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 王杨，罗扦予，姚凌翔，等. 面向大型新能源基地的太阳能光热发电规划研究综述：场景、模型与发展方向[J]. 电网技术，2025，49(7)：2712-2724.
WANG Yang, LUO Shuyu, YAO Lingxiang, et al. A review of concentrating solar power planning for large-scale renewable energy bases: scenarios, models and development perspectives[J]. Power System Technology, 2025, 49(7): 2712-2724.

[2] 李国庆，刘先超，辛业春，等. 含高比例新能源的电力系统频率稳定研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(3)：1165-1181.
LI Guoqing, LIU Xianchao, XIN Yechun, et al. Research on frequency stability of power system with high penetration renewable energy: a review[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(3): 1165-1181.

[3] 孙秋野，刘广亮，王一帆. 能源互联网中能源终端的研究综述及展望[J]. 电网技术，2025，49(5)：1792-1805.
SUN Qiuye, LIU Guangliang, WANG Yifan. Review and prospect of energy terminal in energy internet[J]. Power System Technology, 2025, 49(5): 1792-1805.

[4] 赵洪山，孙承妍，温开云，等. 无气象信息条件下基于 AGCRN 的分布式光伏出力超短期预测方法[J]. 高电压技术，2024，50(1)：65-73.
ZHAO Hongshan, SUN Chengyan, WEN Kaiyun, et al. Ultra-short-term prediction of distributed photovoltaic power method based on AGCRN in the absence of meteorological information[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 65-73.

[5] PAN P C, SUN Y W, YUAN C Q, et al. Research progress on ship power systems integrated with new energy sources: a review[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2021, 144: 111048.

[6] FREDERICK L, PAI M M M. Generation of real world maintenance data of data center uninterruptible power supply systems and failure prediction[J]. IEEE Access, 2025, 13: 155096-155109.

[7] 李建林，姜冶蓉，马速良，等. 新型电力系统下分布式储能应用场景与优化配置[J]. 高电压技术，2024，50(1)：30-41.
LI Jianlin, JIANG Yerong, MA Suliang, et al. Application scenarios and optimal configuration of distributed energy storage under the new power system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 30-41.

[8] LI Z, LIU J, OHKI Y, et al. Surface flashover in 50 years: theoretical models and competing mechanisms[J]. High Voltage, 2023, 8(5): 853-877.

[9] 廖扬，蔡帜，邵佳扬，等. 多区互联综合能源系统分散协调低碳经济调度[J]. 高电压技术，2023，49(1)：138-146.
LIAO Yang, CAI Zhi, SHAO Jiayang, et al. Decentralized coordinated low-carbon economic dispatch method for multi-regional interconnected integrated energy system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1): 138-146.

[10] WEI Y Q, LUO Q M, MANTOOTH A. Overview of modulation strategies for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10423-10443.

[11] 刘宝泉，韩猛，王伟. 原边串联型 LLC 变换器拓扑及其频率自适应追踪方法[J]. 高电压技术，2023，49(12)：5114-5125.
LIU Baoquan, HAN Meng, WANG Wei. Primary-side series-connected LLC converter topology and its frequency-adaptive tracking method[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(12): 5114-5125.

[12] ZENG J M, ZHANG G D, YU S S, et al. LLC resonant converter topologies and industrial applications—a review[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(3): 73-84.

[13] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C]//Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA: IEEE, 2002: 1108-1112.

[14] 赵清林，付浩辉，王子博，等. 定频脉冲宽度调制的宽输入推挽正激谐振变换器[J]. 电网技术，2024，48(10)：4317-4326.
ZHAO Qinglin, FU Haohui, WANG Zibo, et al. A push-pull forward resonant converter with wide input based on fixed frequency pulse width modulation[J]. Power System Technology, 2024, 48(10): 4317-4326.

[15] HUANG D C, JI S, LEE F C. LLC resonant converter with matrix transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4339-4347.

[16] LEE J Y, JEONG Y S, HAN B M. An isolated DC/DC converter using high-frequency unregulated LLC resonant converter for fuel cell applications[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2926-2934.

[17] WANG H Y, DUSMEZ S, KHALIGH A. Design and analysis of a full-bridge LLC-based PEV charger optimized for wide battery voltage range[J]. IEEE Transactions on Vehicular technology, 2014, 63(4): 1603-1613.

[18] MA H B, LI Y, CHEN Q, et al. A single-stage integrated boost-LLC AC-DC converter with quasi-constant bus voltage for multichannel

LED street-lighting applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1143-1153.

[19] 彭程，陈永刚，支树播，等. 基于 GaN 功率器件宇航 DC/DC 变换器设计研究[J]. 电子元器件与信息技术，2024，8(3)：6-10.
PENG Cheng, CHEN Yonggang, ZHI Shubo, et al. Research on the design of aerospace DC/DC converter based on GaN power devices[J]. Electronic Component and Information Technology, 2024, 8(3): 6-10.

[20] NOAH M, SHIRAKAWA T, UMETANI K, et al. Effects of secondary leakage inductance on the LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 835-852.

[21] 孙孝峰，申彦峰，朱云娥，等. 一种 Boost 型宽电压范围输入 LLC 谐振变换器[J]. 中国电机工程学报，2015，35(15)：3895-3903.
SUN Xiaofeng, SHEN Yanfeng, ZHU Yune, et al. A boost-integrated LLC resonant converter for wide input voltage range[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(15): 3895-3903.

[22] 马创明，黄海宏，常文婧. LLC 谐振变换器谐振参数优化设计[J]. 电器与能效管理技术，2021(11)：67-72.
MA Chuangming, HUANG Haihong, CHANG Wenjing. Parameter optimization design of LLC resonant converter[J]. Electrical & Energy Management Technology, 2021(11): 67-72.

[23] YU H M, LOU Y L, YANG Q Y. LLC resonant converter with the design of high-quality-factor Q for the wide voltage rang applications[C]//Journal of Physics: Conference Series. Hangzhou, China: IOP Publishing, 2025: 012013.

[24] WEI Y Q, LUO Q M, DU X, et al. Analysis and design of the LLC resonant converter with variable inductor control based on time-domain analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5432-5443.

[25] 张民，袁成功，薛鹏飞，等. 超高倍压耦合电感 Boost 变换器[J]. 高电压技术，2023，49(3)：1263-1272.
ZHANG Min, YUAN Chenggong, XUE Pengfei, et al. Ultra-high voltage coupled inductor boost converter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1263-1272.

[26] STOLZENBERG J, SAßE P, SIMEONOV Y, et al. Monte Carlo simulation of beam quality correction factor k_Q for carbon-ion beams using FLUKA and GATE for selected cylindrical and plane-parallel ionization chambers[J]. Physics in Medicine & Biology, 2025, 70(8): 085017.

[27] 李佳昊，陈捷，邵志冲，等. LLC 谐振变换器简化时域算法及其频率前馈控制[J]. 中国电机工程学报，2025，45(8)：3147-3159.
LI Jiahao, CHEN Jie, SHAO Zhichong, et al. Simplified time-domain algorithm and frequency feedforward control of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(8): 3147-3159.



WANG Dangshu
Ph.D.
Senior engineer
Corresponding author

王党树(通信作者)
1976—，男，博士，高工，硕导
主要研究方向为本质安全开关电源及本安防爆理论、新能源功率变换及其应用、电力电子电路与装置及控制技术等方面
E-mail: wangdangshu@126.com

收稿日期 2025-06-23 在线出版日期 2025-10-17 编辑 程子丰

附录 A：时域模型

在定频 PWM 控制策略下集成型交错 Boost-LLC 谐振变换器主要工作波形如图 2 所示。

忽略死区时间 t_d 的影响，以正半周期为例，假设 t_0 为初始时刻，θ为归一化时间变量，$\theta=\omega_r t$，则有：

$$\begin{cases}\theta_0=\omega_r t_0=0\\ \theta_1=\omega_r t_2=\begin{cases}\omega_r DT_s=2\pi D, & D\le 0.5\\ \omega_r(1-D)T_s=2\pi(1-D), & D>0.5\end{cases}\\ \theta_2=\omega_r t_3\\ \theta_3=\omega_r t_5=\omega_r\dfrac{T_s}{2}=\pi\end{cases} \tag{A1}$$

结合文献[27]和上述式(A1)可得(t_0, t_5)归一化后的时域表达式为：

$$\theta_0\le\theta\le\theta_1:\begin{cases}I_{Lr}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta_0)\cos\theta+\dfrac{1}{Q}\left(\dfrac{1}{GD}-1-U_{Cr}^*(\theta_0)\right)\sin\theta\\ I_{Lm}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta_0)+\dfrac{\theta}{kQ}\\ U_{Cr}^*(\theta)=\left(\dfrac{1}{GD}-1\right)-\left(\dfrac{1}{GD}-1-V_{Cr}^*(\theta_0)\right)\cos\theta+QI_{Lr}^*(\theta_0)\sin\theta\end{cases} \tag{A2}$$

$$\theta_1\le\theta\le\theta_2:\begin{cases}I_{Lr}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta_1)\cos(\theta-\theta_1)-\dfrac{1}{Q}\left(1+U_{Cr}^*(\theta_1)\right)\sin(\theta-\theta_1)\\ I_{Lm}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta_1)+\dfrac{\theta}{kQ}\\ U_{Cr}^*(\theta)=-1+\left(1+U_{Cr}^*(\theta_1)\right)\cos(\theta-\theta_1)+QI_{Lr}^*(\theta_1)\sin(\theta-\theta_1)\end{cases} \tag{A3}$$

$$\theta_2\le\theta\le\theta_3:\begin{cases}I_{Lr}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta_2)\cos\left(\dfrac{\theta-\theta_2}{\sqrt{1+k}}\right)-\dfrac{U_{Cr}^*(\theta_2)}{Q\sqrt{1+k}}\sin\left(\dfrac{\theta-\theta_2}{\sqrt{1+k}}\right)\\ I_{Lm}^*(\theta)=I_{Lr}^*(\theta)\\ U_{Cr}^*(\theta)=U_{Cr}^*(\theta_2)\cos\left(\dfrac{\theta-\theta_2}{\sqrt{1+k}}\right)+Q\sqrt{1+k}I_{Lr}^*(\theta_2)\sin\left(\dfrac{\theta-\theta_2}{\sqrt{1+k}}\right)\end{cases} \tag{A4}$$

附录 B：公式推导省略

$$I_{Q1_rms}^*=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\left[\frac{1}{2\pi}\sqrt{1+\frac{1}{k^2Q^2}}\sin(\theta-\varphi)-\left(1+\frac{\pi}{4rQ}-\frac{\theta}{2rQ}\right)\right]^2\mathrm{d}\theta}=\frac{1}{4}\sqrt{-8+\pi^2\left(1+\frac{1}{6r^2Q^2}+\frac{1}{k^2Q^2}\right)+\frac{8}{krQ^2}} \tag{B1}$$

$$I_{Q2_rms}^*=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{2\pi}\left[\left(1-\frac{\pi}{4rQ}+\frac{\theta}{2rQ}\right)-\frac{\pi}{2}\sqrt{1+\frac{1}{k^2Q^2}}\sin(\theta-\varphi)\right]^2\mathrm{d}\theta}=\frac{1}{4}\sqrt{24+\pi^2\left(1+\frac{13}{6r^2Q^2}+\frac{1}{k^2Q^2}\right)+\frac{8}{krQ^2}+\frac{16\pi}{rQ}} \tag{B2}$$

$$I_{DR1_rms}^*=\frac{1}{n}\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left[i_{Lr}^*(\theta)-i_{Lm}^*(\theta)\right]^2\mathrm{d}\theta}=\frac{1}{4n}\sqrt{\pi^2+\frac{5\pi^2-48}{3k^2Q^2}} \tag{B3}$$

$$I_{Lb_rms}^*=\sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi}\left(1-\frac{\theta}{2rQ}+\frac{\pi}{4rQ}\right)^2\mathrm{d}\theta}=\frac{1}{4}\sqrt{16+\frac{\pi^2}{3r^2Q^2}} \tag{B4}$$

附录 C：实验平台

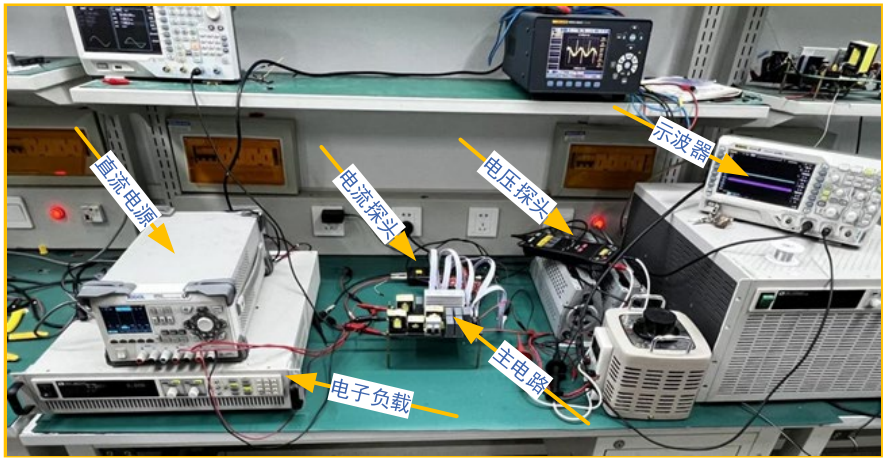


图 C1　样机测试平台

Fig.C1　Prototype of test platform