

基于时域分析的 CLLC 谐振变换器参数优化设计

吴维鑫^{1,2}, 张钟艺^{1,2}, 肖晓森^{1,2}, 游玮^{1,2}, 金涛^{1,2}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350108; 2. 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: 基波分析法在偏离谐振频率点时难以给出准确的增益结果, 不适用于宽增益范围的应用场合。基于此问题, 提出一种新的时域分析法来推导更加精确的 CLLC 谐振变换器增益表达式, 从而指导参数优化设计。首先, 分析了基波分析法存在的不足。然后, 通过时域分析对不同运行模式下的 CLLC 变换器进行建模, 推导得出更加精确的增益表达式。在满足软开关的前提下, 利用推导得出的精确增益公式对电感比 k 及品质因数 Q 的取值进行了优化。该方法得到的增益公式精度高且参数设计流程简洁。最后, 基于优化设计的参数, 搭建了一台 1 kW 且满足宽增益范围输出的实验样机。仿真与实验结果均验证了时域分析的准确性与参数设计方法的可行性。

关键词: 宽增益范围; 时域分析法; CLLC 谐振变换器; 参数优化设计; 软开关

Parameter optimization design of a CLLC resonant converter based on time domain analysis

WU Weixin^{1,2}, ZHANG Zhongyi^{1,2}, XIAO Xiaosen^{1,2}, YOU Wei^{1,2}, JIN Tao^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China;
2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Fuzhou 350108, China)

Abstract: For the first harmonic approximation (FHA), it is difficult to obtain accurate gain results when it deviates from the resonant frequency point, and it is not suitable for the application of wide gain range. Based on this issue, a new time domain analysis (TDA) method is proposed to derive more accurate gain expressions of CLLC resonant converters, so as to guide parameter optimization design. First, the deficiency of the FHA is analyzed. Then, the CLLC converters in different operating modes are modeled by TDA, and a more accurate gain expression is derived. Under the premise of satisfying soft switching, the inductance ratio k and the quality factor Q are optimized by the derived precise gain formula. The gain formula obtained by this method has high precision and a simple parameter design process. Finally, based on the parameters of the optimized design, a 1 kW experimental prototype is built that satisfies the wide gain range output. The simulation and experimental results both verify the accuracy of TDA and the feasibility of the parameter design method.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51977039).

Key words: wide gain range; TDA; CLLC resonant converter; parameter optimization design; soft switching

0 引言

伴随着宽禁带半导体器件的普及以及电动汽车车载充电、分布式可再生能源发电和不间断电源等技术的发展, 在新能源电力电子领域, 对功率变换器的功率密度、转换效率、动态性能等要求不断提高^[1-3]。如今, 大量的学者致力于研究具备软开关能力的电力电子变换器, 以减少损耗、提高效率^[4-7]。

在隔离型双向 DC-DC 变换器中, CLLC 谐振变换器由传统的 LLC 谐振变换器在副边侧添加谐振元件演变而来, 在电路拓扑上具有完全对称的特点^[8-10]。CLLC 变换器继承了 LLC 变换器自然软开关和高功率密度的特点, 通过合理设计谐振参数可以使双向运行完全相同, 实现双向的升降压变换^[11-13]。

CLLC 谐振变换器无论是正向工作还是反向工作都可以看成是单向的 LLC 变换器, 所以, 传统的 LLC 谐振变换器的建模分析方法对于 CLLC 谐振变换器同样适用。在目前的研究中, 基波分析法(first harmonic approximation, FHA)是主要的分析方法^[14-16]。

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51977039); 中央引导地方科技发展专项资助(2021L3005)

FHA 的基本思想是假设能量传递主要靠电压和电流的基波分量完成, 将谐振变换器中的方波电压等效为基波频率的正弦波电压, 从而分析变换器的输入输出特性。FHA 最大的优点就是分析和计算流程比较方便, 便于研究谐振参数对增益的影响关系^[17], 主要缺点在于当开关频率偏离谐振频率时, 增益精度会严重下降, 不利于宽增益范围的参数设计。文献[18]提出了一种能保证全局软开关运行的参数优化设计方法, 但由于采用 FHA, 增益精度无法保证, 并且参数设计过于繁琐, 失去了 FHA 的简易性。

为提高 FHA 的精度, 在文献[19]中给出了一些基于时域的修正增益模型, 然而, 由于推导过程存在过多假设, 造成最终结论非常复杂, 限制了该增益模型的应用。状态平面分析法是将谐振回路的复杂数学表达式转化为直观的几何图形的一种分析方法, 可以准确地绘制出电压和电流的轨迹^[20]。然而, 该方法不能获得直流增益特性, 不便于指导参数设计。在文献[21]中, 通过假设在 LLC 谐振时谐振电流恒定, 可以推导出描述直流增益的相关方程。然而, 在这种情况下, 该假设仅在励磁电感远大于谐振电感时才有效, 这在宽增益范围应用中并不成立。

时域分析法(time domain analysis, TDA)是一种精确的数学建模分析方法, 该方法能够精准描述变换器的工作波形和工作特性, 缺点在于计算复杂^[22]。在目前的研究中, 基于 TDA 对谐振变换器的研究各有千秋。文献[23]提出了一种基于简化时域方程的 LLC 谐振变换器参数设计方法, 虽然参数设计不需要迭代, 且简洁明确, 但并没有给出准确的增益表达式, 对于参数设计不具有普遍适用性。文献[24]中介绍了采用 TDA 求解 CLLC 变换器各工作模式更为详细的分析方法, 但没有针对宽增益范围提供相应的参数优化设计方法。文献[25]指出 FHA 不能准确反映谐振变换器电压增益特性的缺点, 并提出一种 FHA 结合时域仿真的改进型谐振网络参数设计方法, 该方法没有给出准确的增益表达式, 更适用于验证参数设计的准确性。文献[26]提出了一种改进的 LLC 谐振变换器增益模型和相应的设计方法, 通过结合时域与频域的分析方法推导增益公式, 与 FHA 相比增益精度得到了很大的提高, 但最终的增益表达式过于复杂, 不利于指导参数设计。

鉴于 FHA 及上述分析方法存在的不足, 本文提出一种新的时域分析方法对 CLLC 变换器进行精确建模, 推导得出更加精确的增益表达式, 基于该表达式给出了一套流程简洁的参数优化设计方法。最后, 本文搭建了仿真模型, 通过一台 1 kW 的实验样机对所提 TDA 应用于宽增益范围输出的准确性

以及参数设计方法的可行性进行了验证。

1 基波分析法建模与局限性分析

图 1 为全桥 CLLC 变换器的电路拓扑, 它由原边侧开关管($Q_1 - Q_4$)、副边侧开关管($Q_5 - Q_8$)、 $L_{rp}C_{rp}$ 及 $L_{rs}C_{rs}$ 谐振单元、主变压器 TX(励磁电感 L_m)、输入电容 C_{in} 、输出电容 C_0 及等效负载电阻 R_0 组成。其中 $D_1 - D_8$ 为开关管 $Q_1 - Q_8$ 的寄生体二极管, $C_{oss1} - C_{oss8}$ 为开关管 $Q_1 - Q_8$ 的寄生电容, U_{in} 为输入电压, U_0 为输出电压, i_p 为原边侧谐振电流, i_m 为原边侧励磁电流, i_s 为副边侧谐振电流, i_0 为输出电流, i_{ds1} 为流过开关管 Q_1 的漏源极间电流, n 为变压器 TX 的变比。

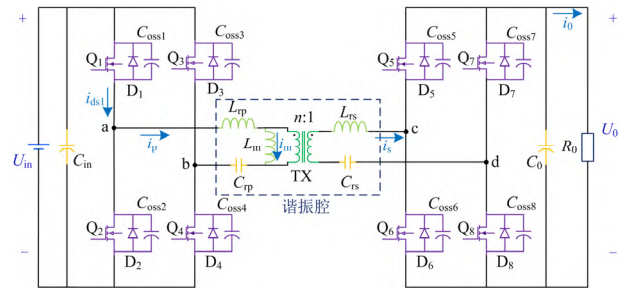


图 1 全桥 CLLC 变换器拓扑图

Fig. 1 Topological of full-bridge CLLC converter

通过采用 FHA, 可以得到如图 2 所示的 CLLC 变换器基波等效电路图。

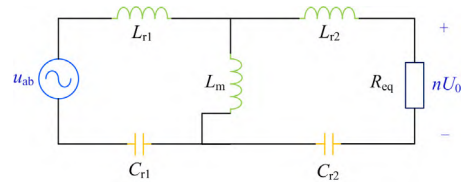


图 2 CLLC 变换器的基波等效电路

Fig. 2 FHA equivalent circuit of CLLC converter

其中, u_{ab} 为输入电压 U_{in} 经全桥逆变所得方波的开关频率次基波分量, L_{r1} 和 C_{r1} 分别为一次侧谐振电感 L_{rp} 和谐振电容 C_{rp} , L_{r2} 和 C_{r2} 分别为二次侧谐振电感 L_{rs} 和谐振电容 C_{rs} 折算到一次侧的等效电感和电容, R_{eq} 为交流等效电阻, 它们的值分别为

$$\begin{cases} L_{r1} = L_{rp}, C_{r1} = C_{rp} \\ R_{eq} = \frac{8n^2}{\pi^2} \cdot R_0 \\ L_{r2} = n^2 \cdot L_{rs}, C_{r2} = C_{rs} / n^2 \end{cases} \quad (1)$$

全桥 CLLC 变换器在电路上具有对称结构, 为

保证双向运行的对称性, 同时简化分析, 取 $L_{r1} = L_{r2}$, $C_{r1} = C_{r2}$, 即有

$$\begin{cases} L_{rp} = n^2 L_{rs} \\ C_{rp} = \frac{C_{rs}}{n^2} \end{cases} \quad (2)$$

根据图 2, 由拉式变换建立传递函数, 可推导出 CLLC 变换器的基波电压增益 M_{FHA} 的表达式为

$$M_{FHA}(f_n, k, Q) = \frac{nU_0}{U_{in}} = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot \left[(2k+1)f_n - \frac{2k+2}{f_n} + \frac{1}{f_n^3}\right]^2}} \quad (3)$$

式中: f_n 为归一化频率; k 为电感比; Q 为品质因数。分别表示为

$$\begin{cases} f_n = \frac{f_s}{f_r}, f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{rp}C_{rp}}} \\ k = \frac{L_m}{L_{rp}}, Q = \frac{Z_r}{R_{eq}}, Z_r = \sqrt{\frac{L_{rp}}{C_{rp}}} \end{cases} \quad (4)$$

式中: f_s 为开关频率; f_r 为第一谐振频率; Z_r 为第一特征阻抗。

图 3 为基波增益曲线与仿真增益曲线的对比图。由图 3 可见, 当开关频率逐渐偏离谐振频率时, FHA 得到的理论增益与仿真增益相比差距逐渐增大, 且当 Q 值增大时, 增益误差会进一步加大。图中, 当 $Q=0.7$ 、 $f_n=0.7$ 时最大增益误差达 33%, 可见 FHA 不适用于宽增益范围输出的应用场合。

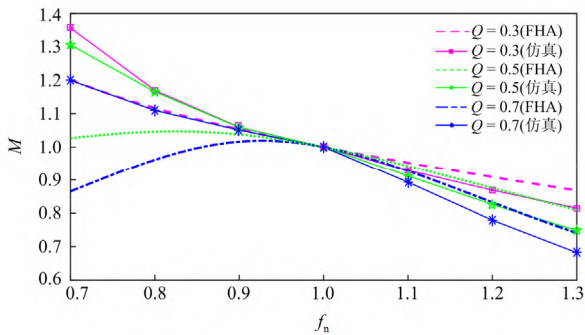


图 3 M_{FHA} 与仿真得到的增益对比

Fig. 3 Comparison of M_{FHA} and simulation gains

传统 FHA 存在的问题主要在于当开关频率偏离谐振频率时, 谐振电压电流除了基波分量以外还含有高次谐波分量, 谐振电压电流的波形会发生畸变, 不再是正弦波, 导致交流等效电阻发生改变, 与此同时, 谐振变换器并不会在整个工作频率范围

内传递能量, 以欠谐振工作模式为例, 谐振变换器仅在 LC 谐振阶段传递能量, 而在 LLC 谐振阶段不传递能量, 基于此推导的基波增益公式会在偏离谐振频率时精度严重下降, 不利于宽增益范围下的参数设计。本文提出一种新的时域分析方法来提高变换器增益公式精度, 从而指导参数优化设计, 实现高精度的宽增益范围输出。

2 CLLC 谐振变换器各模式时域分析

2.1 欠谐振模式分析

这里定义第二谐振频率 f_m 为

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{rp} + L_m)C_{rp}}} = \frac{f_r}{\sqrt{1+k}} \quad (5)$$

当变换器开关频率 f_s 处于第一谐振频率 f_r 与第二谐振频率 f_m 之间时, 即 $f_m < f_s < f_r$, 谐振变换器工作在欠谐振模式下, 为了拓宽输出电压的范围, CLLC 变换器的开关频率通常包含该频率范围。欠谐振模式是一种升压模式, 在该模式下可以实现原边侧开关的零电压开通(zero voltage switching, ZVS)与副边侧寄生整流二极管的零电流关断(zero current switching, ZCS), 是一种理想的运行模式。

图 4 为调频工作模式下简化处理后的欠谐振模式主要波形图。

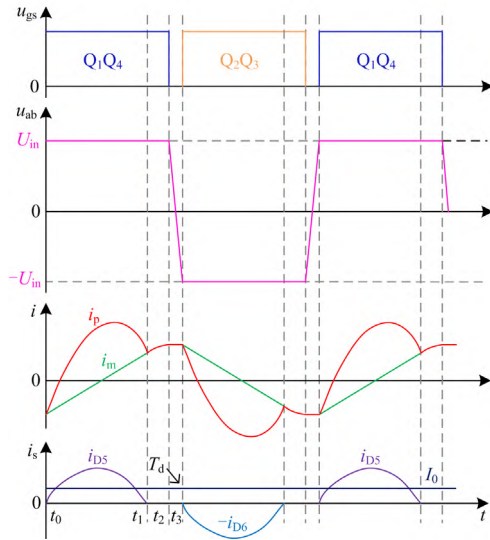


图 4 欠谐振模式关键波形

Fig. 4 Key waveform of under-resonant mode

从图 4 中可以看出, 半个开关周期内原边侧谐振电流存在 2 个阶段, 分别为 LC 谐振阶段和 LLC 谐振阶段。图中: u_{gs} 为开关管的驱动电压; i_{D5} 、 i_{D6} 分别表示流过寄生体二极管 D_5 、 D_6 的电流; $t_1 = T_r / 2$, $T_r = 1 / f_r$, T_r 为 LC 谐振周期; $t_3 = T_s / 2$,

T_s 为开关周期; T_d 为死区时间, 由于死区时间很短, 忽略死区时间的影响, 但为方便波形分析, 工作波形图中死区时间被放大。由于前后半个开关周期波形相似, 这里仅对前半个开关周期的工作波形进行分析。

2.1.1 LC 谐振阶段分析($t_0 < t < t_1$)

从 t_0 时刻开始, L_m 被 nU_0 钳位, L_{rp} 与 C_{rp} 发生 LC 串联谐振, 副边侧寄生整流二极管 D_5 、 D_8 导通, 能量从原边侧传输至副边侧, 直到下一时刻 t_1 励磁电流 i_m 等于原边侧谐振电流 i_p 时, 变换器工作状态改变, 进入下一谐振阶段。

LC 谐振阶段的等效电路如图 5 所示。本阶段由于 L_m 被 nU_0 钳位, 因此 U_{in} 直接作用在 LC 谐振腔上。

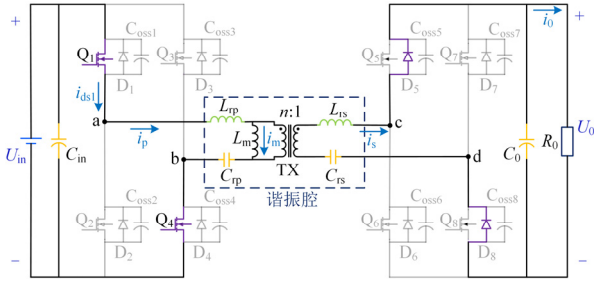


图 5 LC 谐振阶段等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit in LC resonance stage

由图 5 在复频域情况下列写方程, 可得到本阶段内原边侧谐振电流满足的关系式为

$$\left(s \cdot L_{rp} + \frac{1}{s \cdot C_{rp}} \right) \cdot I_{p-LC}(s) + \frac{U_{C_{rp}}(t_0)}{s} + \frac{nU_0}{s} = \frac{U_{in}}{s} + L_{rp} \cdot i_p(t_0) \quad (6)$$

式中: $U_{C_{rp}}(t_0)$ 与 $i_p(t_0)$ 分别为本阶段原边侧的谐振电容电压初始值及谐振电流初始值, 均为待求的未知量; $I_{p-LC}(s)$ 为复频域下 LC 谐振阶段的原边侧谐振电流。

根据式(6)求解 $I_{p-LC}(s)$ 为

$$I_{p-LC}(s) = \frac{L_{rp} \cdot i_p(t_0) \cdot s + U_{in} - nU_0 - U_{C_{rp}}(t_0)}{L_{rp} \cdot s^2 + \frac{1}{C_{rp}}} \quad (7)$$

根据拉普拉斯逆变换, 由式(7)可得 LC 谐振阶段 i_p 的时域表达式 $i_{p-LC}(t)$ 为

$$i_{p-LC}(t) = i_p(t_0) \cdot \cos[\omega_r \cdot (t - t_0)] + \frac{U_{in} - nU_0 - U_{C_{rp}}(t_0)}{Z_r} \cdot \sin[\omega_r \cdot (t - t_0)] \quad (8)$$

式中, ω_r 为第一谐振角频率, 表示为

$$\omega_r = \sqrt{\frac{1}{L_{rp} \cdot C_{rp}}} \quad (9)$$

由于 L_m 在 $t_0 \sim t_1$ 内一直被 nU_0 钳位, 那么在 $t_0 \sim t_1$ 时段内 i_m 的变化量 ΔI_m 为

$$\Delta I_m = \frac{nU_0}{L_m} \cdot \frac{T_r}{2} \quad (10)$$

结合 i_m 的对称性, 可得出:

$$i_p(t_0) = i_m(t_0) = -\frac{1}{2} \Delta I_m = -\frac{T_r}{4L_m} \cdot nU_0 \quad (11)$$

则 i_m 在 $t_0 \sim t_1$ 时段内的时域表达式为

$$i_m(t) = \frac{nU_0}{L_m} \cdot (t - t_0) - \frac{T_r}{4L_m} \cdot nU_0 \quad (12)$$

根据对电路的分析可知, 前半个开关周期内 LC 谐振状态结束转入 LLC 谐振状态的边界条件为:

$i_p = i_m > 0$, 同时 D_5 、 D_8 由导通变为关断, i_s 由正变为 0。

2.1.2 LLC 谐振阶段分析($t_1 < t < t_3$)

在 t_1 时刻变换器满足状态转换的边界条件, 此时 LC 谐振阶段结束进入 LLC 谐振阶段。该阶段 L_m 不再被 nU_0 钳位, L_{rp} 、 C_{rp} 和 L_m 一起参与谐振, 副边侧寄生整流二极管断续, 能量不再向副边侧传输。

LLC 谐振阶段的等效电路如图 6 所示, 本阶段忽略死区时间的影响, U_{in} 作用在 LLC 谐振腔上。

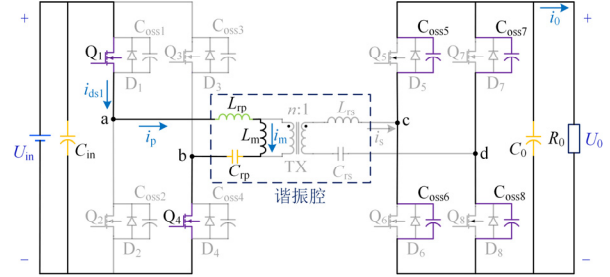


图 6 LLC 谐振阶段等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit LLC resonance stage

同 LC 谐振阶段的分析方法相似, 可得 LLC 谐振状态下 i_p 的时域表达式 $i_{p-LLC}(t)$ 为

$$i_{p-LLC}(t) = I_{p-LLC-0} \cdot \cos \left[\omega_m \cdot \left(t - \frac{T_r}{2} \right) \right] + \frac{U_{in} - U_{C_{rp-LLC-0}}}{Z_m} \cdot \sin \left[\omega_m \cdot \left(t - \frac{T_r}{2} \right) \right] \quad (13)$$

式中: ω_m 和 Z_m 分别为本阶段 $L_m L_{rp} C_{rp}$ 谐振的第二谐振角频率和第二特征阻抗, 表示为式(14); $I_{p-LLC-0}$ 为本阶段的初始谐振电流, 由式(12)可推导得到,

表示为式(15); $U_{C_p-LLC-0}$ 为本阶段的初始谐振电容电压, 可根据对 LC 谐振阶段 i_{p-LC} 积分求解得到, 表示为式(16)。

$$\begin{cases} \omega_m = 2\pi \cdot f_m = \frac{1}{\sqrt{(L_{rp} + L_m) \cdot C_{rp}}} = \frac{2\pi}{f_n \cdot T_s \cdot \sqrt{1+k}} \\ Z_m = \sqrt{\frac{L_{rp} + L_m}{C_{rp}}} = R_{eq} \cdot Q \cdot \sqrt{1+k} \end{cases} \quad (14)$$

$$I_{p-LLC-0} = i_{p-LC}(t_1) = i_m(t_1) = \frac{T_r}{4L_m} \cdot nU_0 \quad (15)$$

$$\begin{aligned} U_{C_p-LLC-0} &= U_{C_p}(t_0) + \frac{1}{C_{rp}} \cdot \int_{t_0}^{t_1} i_{p-LC}(t) dt = \\ &U_{C_p}(t_0) + \frac{1}{C_{rp}} \cdot \frac{U_{in} - nU_0 - U_{C_p}(t_0)}{Z_r} \cdot \frac{2}{\omega_r} \cdot \\ &2 \cdot (U_{in} - nU_0) - U_{C_p}(t_0) \end{aligned} \quad (16)$$

2.1.3 欠谐振模式增益公式推导

根据电路分析可知 $U_{C_p}(t_3) = -U_{C_p}(t_0)$, 则 LLC 谐振阶段谐振电容电压变化量 ΔU_{C_p} 为

$$\begin{aligned} \Delta U_{C_p} &= U_{C_p}(t_3) - U_{C_p}(t_0) = -2 \cdot U_{C_p}(t_0) = \\ &\frac{1}{C_{rp}} \cdot \int_0^{t_3} i_p(t) dt \end{aligned} \quad (17)$$

结合式(8)与式(13), 可求解式(17)谐振电流的积分值为

$$\begin{aligned} \int_0^{t_3} i_p(t) dt &= \int_0^{t_1} i_{p-LC}(t) dt + \int_{t_1}^{t_3} i_{p-LLC}(t) dt = \\ &\frac{U_{in} - nU_0 - U_{C_p}(t_0)}{Z_r} \cdot \frac{2}{\omega_r} + I_{p-LLC-0} \cdot \\ &\frac{\sin A'}{\omega_m} + \frac{U_{in} - U_{C_p-LLC-0}}{Z_m} \cdot \frac{1 - \cos A'}{\omega_m} \end{aligned} \quad (18)$$

式中, A' 是关于 f_n 和 k 的角度值, 表示为

$$A' = \omega_m \cdot \left(\frac{T_s}{2} - \frac{T_r}{2} \right) = \frac{\pi}{\sqrt{1+k}} \cdot \left(\frac{1}{f_n} - 1 \right) \quad (19)$$

结合式(15)一式(18)可得

$$U_{C_p}(t_0) = - \frac{2(U_{in} - nU_0) + \frac{T_r}{4L_m} \cdot nU_0 \cdot Z_m \cdot \sin A'}{1 - \cos A'} - \frac{(2nU_0 - U_{in})}{\omega_m} \quad (20)$$

流过副边侧寄生整流二极管的电流 $i_s(t)$ 为

$$\begin{aligned} i_s(t) &= n \cdot [i_p(t) - i_m(t)] = \\ &n \cdot \{i_p(t_0) \cdot \cos[\omega_r \cdot (t - t_0)] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\frac{U_{in} - nU_0 - U_{C_p}(t_0)}{Z_r} \cdot \sin[\omega_r \cdot (t - t_0)] - \\ &\frac{nU_0}{L_m} \cdot t + \frac{T_r}{4L_m} \cdot nU_0 \} \end{aligned} \quad (21)$$

在一个周期内, 根据流过副边侧寄生整流二极管的电流平均值等于输出电流 I_0 , 可得

$$I_0 = \frac{\int_0^{t_s} i_s(t) dt}{T_s/2} = \frac{2n}{T_s} \cdot \frac{U_{in} - nU_0 - U_{C_p}(t_0)}{Z_r} \cdot \frac{2}{\omega_r} \quad (22)$$

根据负载关系及式(1)中 R_{eq} 的表达式, 可得

$$I_0 = \frac{U_0}{R_0} = \frac{8 \cdot n^2 \cdot U_0}{\pi^2 \cdot R_{eq}} \quad (23)$$

结合式(20)、式(22)和式(23), 可得欠谐振模式下通过 TDA 得到的电压增益 M_{TDA_H} 的表达式为

$$\begin{aligned} M_{TDA_H}(f_n, k, Q) &= \frac{nU_0}{U_{in}} = \\ &\frac{1}{1 + \left(\frac{2 \cdot Q}{\pi \cdot f_n} - \frac{1}{2} \right) \cdot [1 - C(f_n, k)] - \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{1+k}}{k} \cdot S(f_n, k)} \end{aligned} \quad (24)$$

其中, $C(f_n, k)$ 与 $S(f_n, k)$ 分别表示为

$$\begin{cases} C(f_n, k) = \cos \left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}} \cdot \left(\frac{1}{f_n} - 1 \right) \right] \\ S(f_n, k) = \sin \left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}} \cdot \left(\frac{1}{f_n} - 1 \right) \right] \end{cases} \quad (25)$$

由式(24)可以得出, 通过 TDA 得到的欠谐振模式下的增益公式仍然是一个关于 f_n 、 k 、 Q 的多元函数。图 7 给出了依据式(24)、FHA 与仿真所得到的增益曲线对比。可见, 本文推导得出的增益公式能够较好地逼近实际的增益曲线, 最大增益误差不到 5%, 极大地改善了电压增益的精度。

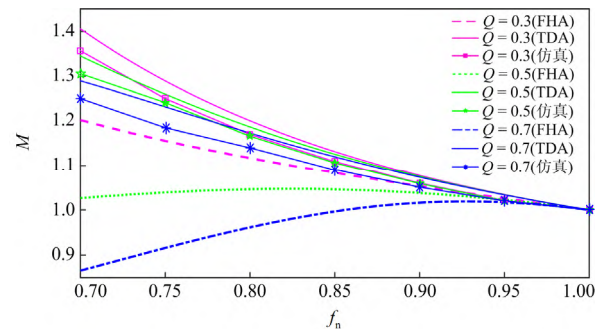


图 7 M_{TDA_H} 、 M_{FHA} 与仿真得到的增益对比(欠谐振模式)

Fig. 7 Comparison of M_{TDA_H} , M_{FHA} and simulation gains (under-resonance)

2.2 过谐振模式分析

当变换器的开关频率等于第一谐振频率时，即 $f_s = f_r$ ，谐振变换器工作在准谐振模式下，由于该模式下电压增益恒等于 1，不受负载的影响，因此这里不详细分析，仅对过谐振模式做进一步的分析。

当开关频率大于第一谐振频率时，即 $f_s > f_r$ ，谐振变换器工作在过谐振模式下，该模式通常出现于轻载情况，此时电压增益小于 1，是一种降压模式。典型的关键波形图如图 8 所示，在半个开关周期内，开关管 Q_1 和 Q_4 导通， L_m 一直被 nU_0 钳位， L_{rp} 与 C_{rp} 发生 LC 串联谐振，副边侧寄生整流二极管导通，能量持续从原边侧传输至副边侧。

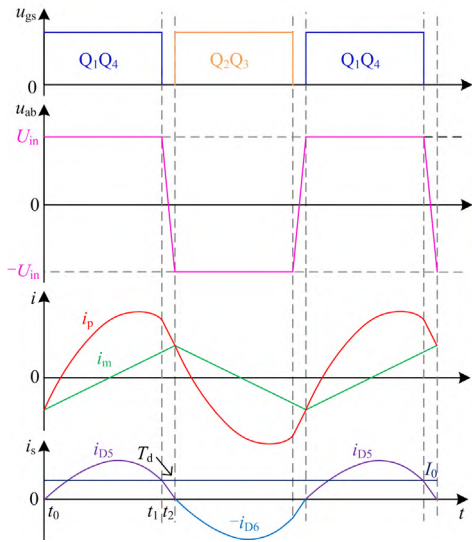


图 8 过谐振模式关键波形

Fig. 8 Key waveform of over-resonant mode

由于死区时间很短，谐振变换器原边、副边侧谐振电流处于迅速跌落的状态，谐振电容电压变化很小，因此可将 $[t_1, t_2]$ 这一时间段内谐振电流降落的阶段忽略，认为谐振电流在死区时间内发生了跃变，从而简化该模式下的增益公式求解。以 t_0 为起点，结合上述假设，根据文献[27]，通过 TDA 可得过谐振模式下的增益 M_{TDA_L} 的表达式为

$$M_{TDA_L}(f_n, k, Q) = \frac{nU_0}{U_{in}} = \frac{1 - T(f_n, k)}{1 + T(f_n, k) + \frac{8n \cdot Q}{\pi f_n} \cdot \cot^2 \frac{\pi}{2f_n}} \quad (26)$$

式中， $T(f_n, k)$ 表示为

$$T(f_n, k) = \frac{\tan \frac{\pi}{2\sqrt{2k+1} \cdot f_n}}{\sqrt{2k+1} \cdot \tan \frac{\pi}{2f_n}} \quad (27)$$

由式(26)可知，通过 TDA 得到的过谐振模式的增益公式仍然是一个关于 f_n 、 k 、 Q 的函数。图 9 分别给出了通过仿真、TDA 以及 FHA 得到的过谐振区域增益曲线的对比。可以看到，本文推导的增益公式能够很好地逼近实际增益曲线，最大增益误差不到 2%。因此，TDA 能够更准确地指导参数设计，优于 FHA。

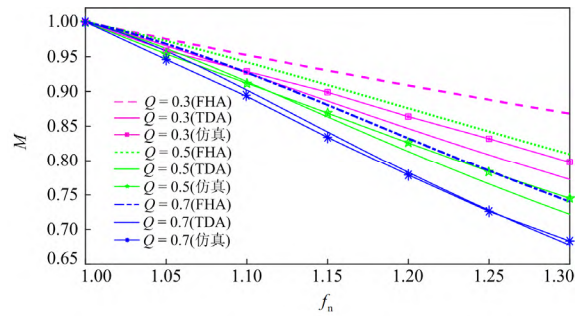


图 9 M_{FHA} 、 M_{TDA_L} 与仿真得到的增益对比(过谐振模式)

Fig. 9 Comparison of M_{FHA} , M_{TDA_L} and simulation gains (over-resonance)

3 CLLC 谐振变换器参数优化设计

3.1 变换器设计规格

为了验证本文时域分析方法的可行性，研制一台实验样机，其设计指标如表 1 所示。

表 1 CLLC 变换器设计规格

Table 1 CLLC converter design requirements

参数名称	参数值
额定输入电压 U_{inN}	330 V
输出侧电压 U_0 范围	190~260 V
额定输出电压 U_{0N}	220 V
谐振频率 f_r	125 kHz
功率 P	1 kW

确定变压器的匝比。由于 CLLC 谐振变换器在谐振频率点时具有最佳性能，因此在设计谐振变换器时通常将额定设计为谐振频率点。此时变换器的电压增益等于 1，因此可得匝比 n 为

$$n = \frac{U_{inN}}{U_{0N}} = 1.5 \quad (28)$$

3.2 电感系数 k 的选取

根据变换器输入输出电压变化范围，可确定正向运行时最大和最小电压增益分别为

$$\begin{cases} M_{1max} = \frac{nU_{0max}}{U_{inN}} = 1.18 \\ M_{1min} = \frac{nU_{0min}}{U_{inN}} = 0.86 \end{cases} \quad (29)$$

式中, U_{0_max} 、 U_{0_min} 分别为输出侧电压 U_0 的上下限。

同理, 可得反向运行时的最大、最小电压增益分别为

$$\begin{cases} M_{2max} = \frac{U_{inN}}{nU_{0_min}} = 1.16 \\ M_{2min} = \frac{U_{inN}}{nU_{0_max}} = 0.85 \end{cases} \quad (30)$$

综合正反向最大、最小电压增益, 可得设计的谐振变换器最大、最小电压增益为

$$\begin{cases} M_{max} = \max\{M_{1max}, M_{2max}\} = 1.18 \\ M_{min} = \min\{M_{1min}, M_{2min}\} = 0.85 \end{cases} \quad (31)$$

根据式(24)与式(26), 取 $Q=0.5$, 可得不同 k 值下的增益特性曲线, 如图 10 所示。可见, 参数 k 较小时, 最大电压增益较大, 满足高增益的要求, 且调频范围窄, 这有利于宽增益范围调节且减小开关损耗。随着 k 值的增大, 增益曲线的峰值逐渐降低, 且调频的范围变宽。当 k 值增大到一定值时, 电压增益将小于设计要求的最大增益值 M_{max} , 由图 10 可知, 为满足最大增益设计要求, k 的最大取值应满足:

$$k_{max1} \leq 11 \quad (32)$$

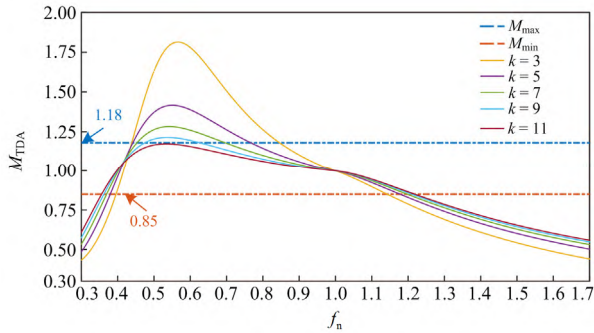


图 10 k 值对电压增益的影响

Fig. 10 Influence of k value on voltage gain

另外, 根据式(26), 固定 $k=4$ 不变, 可得过谐振模式下电压增益 M_{TDA_L} 关于 f_n 、 Q 的关系, 如图 11 所示。

由图 11 可知, 随着 Q 值的减小, 谐振变换器在最大频率点的增益随之增大, 而 Q 值和负载密切相关。因此, 如果要使变换器在全负载范围内都满足最小电压增益, 则需要保证变换器空载时在最大频率点的电压增益值要满足工作时所需的最小电压增益, 因此将 $Q=0$ 代入式(26), 同时, 为减小总开关损耗及满足轻载压降的需要, 限定开关频率不超过谐振频率的 2 倍, 即 $f_{n_max} = 2$, 可得

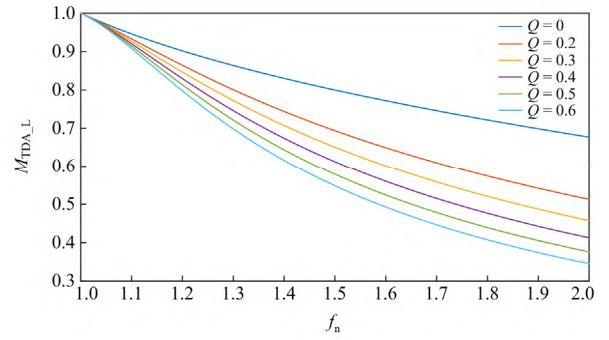


图 11 Q 值对电压增益的影响(过谐振模式)

Fig. 11 Influence of Q value on voltage gain (over-resonance)

$$M_{TDA_L}(f_{n_max}, k, 0) \leq M_{min} \quad (33)$$

根据式(33), k 应满足:

$$\tan \frac{\pi}{2\sqrt{2k+1} \cdot f_{n_max}} \leq \frac{1+M_{min}}{1-M_{min}} \cdot \frac{1}{\tan \frac{\pi}{2f_{n_max}}} \quad (34)$$

其中 f_{n_max} 及 M_{min} 均已知, 可得 k_{max2} 为

$$k_{max2} \leq 4.447 \quad (35)$$

根据文献[28], CLLC 谐振变换器原边、副边侧谐振电流的有效值 $i_{p,rms}$ 、 $i_{s,rms}$ 分别为

$$\begin{cases} i_{p,rms} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{U_0}{2} \left[\left(\frac{T_s}{2L_m} \right)^2 + \left(\frac{\pi}{R_0} \right)^2 \right]} \\ i_{s,rms} = \frac{U_0}{4} \cdot \sqrt{\left(\frac{5\pi^2 - 48}{12\pi^2} \right) \left(\frac{T_s}{L_m} \right)^2 + \frac{1}{R_0^2}} \end{cases} \quad (36)$$

由式(36)可知, 增大 L_m 可有效降低原边、副边侧谐振电流有效值, 从而减小开关管导通损耗, 而 $k = L_m / L_p$, 因此 k 值在满足增益的前提下应尽可能取大一些以提高效率。根据式(32)和式(35), 同时留有一定裕量, 本文取 $k=4$ 。

3.3 品质因数 Q 的选取

根据式(24), 固定 $k=4$ 不变, 可得欠谐振模式下电压增益 M_{TDA_H} 关于 f_n 、 Q 的关系曲线, 如图 12 所示。

根据图 12, 在欠谐振模式下, 当 k 值一定时, 电压增益随着 Q 值的增大而减小, 因此 Q 值的设计应该保证满载运行时, 在最小开关频率处满足最大增益的需求。为保证谐振变换器实现软开关, 通常最小开关频率为谐振变换器容性区与感性区的分界线, 即最小开关频率设计为第二谐振频率 f_m , 因此最小归一化频率 f_{n_min} 为

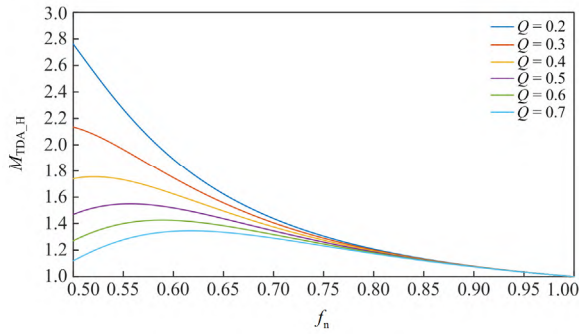


图 12 Q 值对电压增益的影响(欠谐振模式)

Fig. 12 Influence of Q value on voltage gain (under-resonance)

$$f_{n_min} = \frac{f_m}{f_r} = \frac{1}{\sqrt{1+k}} \quad (37)$$

根据以上分析, 将式(37)代入式(24)得到

$$M_{TDA_H} \left(\frac{1}{\sqrt{1+k}}, k, Q \right) \geq M_{max} \quad (38)$$

因此可以得到 Q 应满足:

$$Q \leq \frac{\pi}{2\sqrt{k+1}} \cdot \left\{ \frac{1+M_{max}[b(k)-1]}{M_{max} \cdot a(k)} + \frac{1}{2} \right\} \quad (39)$$

其中, $a(k)$ 与 $b(k)$ 分别表示为

$$\begin{cases} a(k) = 1 - \cos \left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}} \cdot (\sqrt{1+k} - 1) \right] \\ b(k) = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\sqrt{1+k}}{k} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}} \cdot (\sqrt{1+k} - 1) \right] \end{cases} \quad (40)$$

由式(39)可知, Q 仅和 k 有关, 而 $k=4$, 得 Q 的最大取值需满足:

$$Q_{max} \leq 0.52 \quad (41)$$

为保证负载的正常运行, 并留有一定裕量, 本文选取 $Q=0.5$ 。

3.4 谐振参数及软开关条件验证

当电压增益的两个关键参数 k 、 Q 值确定以后, 根据式(2)、式(4)可推导出谐振参数的计算式, 最终可得 CLLC 谐振变换器通过优化设计后的谐振参数值如表 2 所示。

表 2 CLLC 变换器谐振参数

Table 2 CLLC converter resonance parameters

参数名称	参数值
L_p	56.20 μH
C_p	28.85 nF
L_m	224.78 μH
L_{rs}	24.98 μH
C_{rs}	64.91 nF

考虑到谐振变换器的整体效率, 参数设计首先要保证软开关的实现。当开关管寄生电容 C_{oss} 在死区时间 T_d 内完成充放电时, 开关管可以实现软开关, 根据文献[14], 此时 L_m 应满足:

$$L_m \leq \frac{T_d}{16f_{s_max} \cdot C_{oss}} = \frac{T_d}{16f_{n_max} \cdot f_r \cdot C_{oss}} \quad (42)$$

本文采用型号为 TK31N60W5 的 MOSFET 开关管, 查阅数据手册 $C_{oss} = 70 \text{ pF}$, 设定的死区时间 $T_d = 200 \text{ ns}$, 根据式(42)得到 L_m 的最大值为 $714.29 \mu\text{H}$, 大于本文设计的 L_m 值($224.78 \mu\text{H}$), 因此本文 L_m 的设计满足软开关的要求。

4 仿真与实验分析

4.1 仿真分析

根据第 3 节表 2 设计的参数, 以 Saber 平台为基础, 搭建全桥 CLLC 变换器模型, 恒定 330 V 输入, 1 kW 输出, 进行恒功率变压仿真实验, 依据 TDA 得到的增益公式: 式(24)和式(26), 可得相应输出电压下的开关频率值, 从而指导变换器仿真开关频率的设置。

在欠谐振工作模式下, 输出电压为 260 V 的仿真波形如图 13 所示。此时的开关频率为 101.25 kHz。

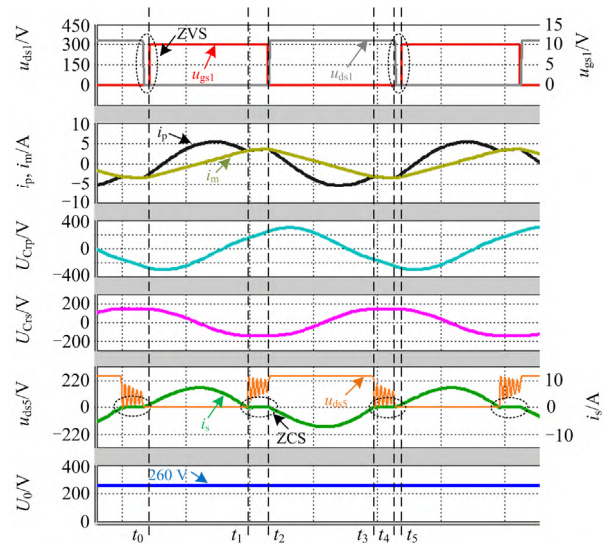


图 13 欠谐振模式关键波形图

Fig. 13 Key waveforms of under-resonance mode

从图 13 中可见, u_{ab} 输出 U_{in} 、 $-U_{in}$ 两个电平; i_p 在 $[t_0, t_1]$ 时段发生 LC 谐振, 在 $[t_1, t_2]$ 时段发生 LLC 谐振, 此阶段内原边侧谐振电容电压线性上升, 副边侧谐振电容电压保持不变; Q_1 开关耐压 u_{ds1} 降到 0 之后, 其驱动电压 u_{gs1} 才开始上升, 实现一

次侧开关管的 ZVS, 保证了 CLLC 变换器软开关的实现; 副边侧寄生整流二极管在开关管关断前电流自然降为 0, 实现副边侧寄生整流二极管的 ZCS; 在 LLC 谐振阶段, 副边侧谐振电流 i_s 断续, 由于副边侧开关管存在寄生电容, 因此 u_{ds5} 会在断续阶段发生振荡。

在准谐振工作模式下, 输出额定电压 220 V 的仿真波形如图 14 所示, 此时开关频率为谐振频率 125 kHz。由图 14 可见, 原边侧开关实现了 ZVS, 谐振腔仅发生 LC 谐振, 副边侧谐振电流 i_s 处于临界连续状态, u_{ds5} 不发生振荡。

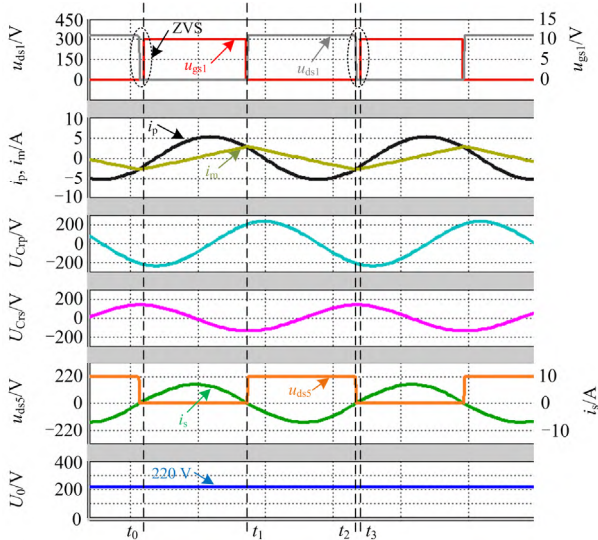


图 14 准谐振模式关键波形图

Fig. 14 Key waveforms of quasi-resonant mode

在过谐振工作模式下, 输出电压为 190 V 的仿真波形如图 15 所示, 此时的开关频率为 142.75 kHz。原边侧开关依然能够保证 ZVS, 且变换器仅发生 LC 谐振, i_s 保持连续状态。

4.2 实验分析

依据仿真, 搭建样机实验平台, 主要器件型号及规格如表 3 所示。

表 3 样机器件表

Table 3 Prototype devices

样机器件	型号
开关管 $Q_1 - Q_5$	TK31N60W5
门驱动器	2EDF7175FXUMAI
DSP	TMS320F28379D
TX 磁芯	Ferrite EE50
L_p / L_s	Ferrite PQ40
C_p / C_s	CBB/2000 V

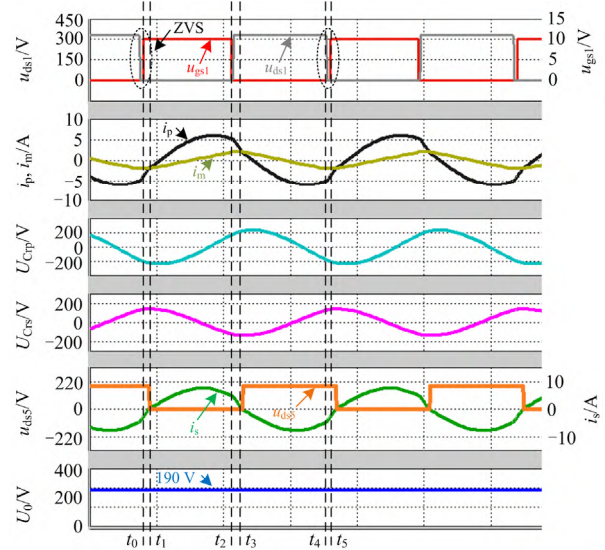


图 15 过谐振模式关键波形图

Fig. 15 Key waveforms of over-resonant mode

搭建的样机实验平台如图 16 所示, 为了便于谐振参数的设计与修正, 谐振腔采用独立设计。

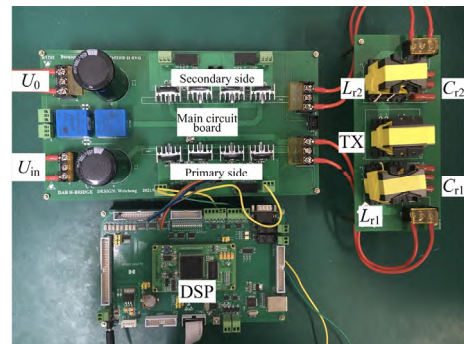


图 16 样机实验平台

Fig. 16 Prototype experiment platform

图 17 为在额定负载下实验测得的增益与 M_{FHA} 及 M_{TDA} 的对比图。可见在偏离谐振频率时实验结果与基波分析法得到的电压增益有较大偏差, 但接近于本文所提时域分析法得到的理论电压增益。

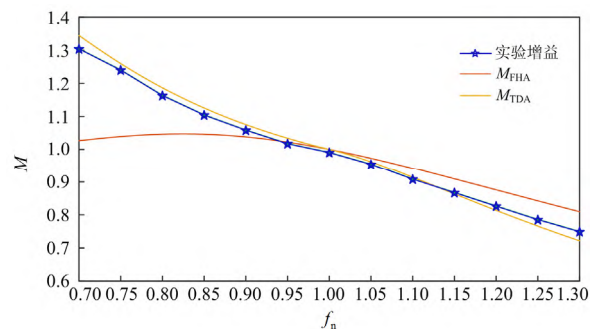
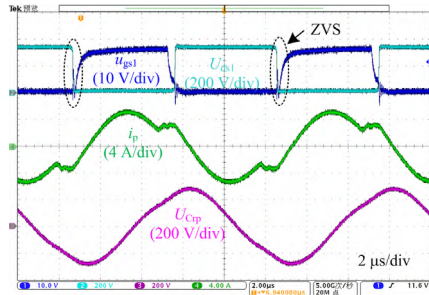


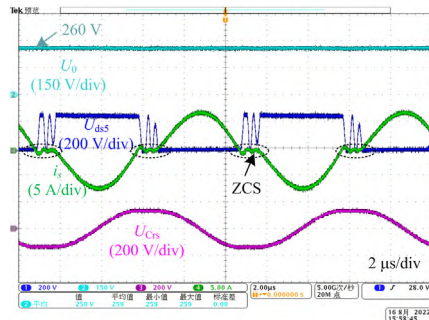
图 17 实验增益与 M_{FHA} 及 M_{TDA} 对比图

Fig. 17 Comparison of M_{FHA} , M_{TDA} and experimental gains

实验中考虑到仪器精度及测量误差,认为输出电压测量值在 $\pm 1\text{ V}$ 的偏差范围内即满足设计要求。正向运行实验中,恒定 330 V 输入, 1 kW 输出,欠谐振模式下,输出电压为 260 V 的关键实验波形如图 18 所示。由于实际参数与理论设计参数存在差异,实际的工作频率为 99.5 kHz ,与仿真有出入,相比于仿真频率,绝对误差仅为 1.73% ,误差较小,满足设计要求,这也间接验证了本文所提时域分析法推导的增益公式具有较高精度。由图 18 可见,原边侧开关实现了 ZVS,副边侧寄生整流二极管实现了 ZCS,实验结果与前文的仿真相符。



(a) $u_{gs1}, U_{ds1}, U_{Crp}, i_p$



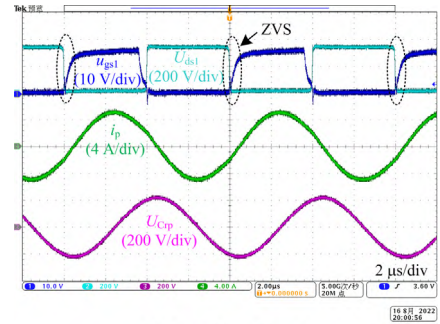
(b) $U_{ds5}, U_0, U_{Crs}, i_s$

图 18 欠谐振模式样机实验波形图($U_0 = 260\text{ V}$)

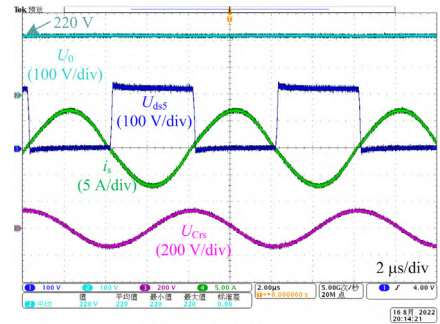
Fig. 18 Prototype experiment waveforms for under-resonant mode ($U_0 = 260\text{ V}$)

准谐振模式下,额定输出电压为 220 V 的实验结果如图 19 所示,实际工作频率为 122.7 kHz ,相比于仿真频率,绝对误差仅为 1.84% ,频率偏差较小,满足设计要求。且从图中可以看出,该模式下依然能够保证软开关的实现,实验结果与仿真结果相符。

过谐振模式下,输出电压为 190 V 的实验结果如图 20 所示。实际工作频率为 141 kHz ,相较于仿真的开关频率,绝对误差仅为 1.23% ,频率偏差较小,满足设计要求。且变换器实现了软开关,与前文的仿真相符。



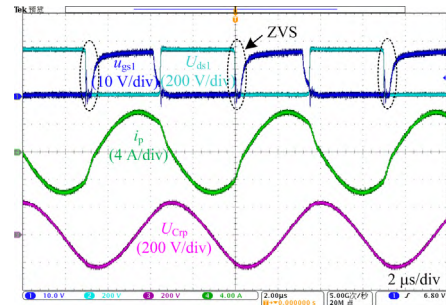
(a) $u_{gs1}, U_{ds1}, U_{Crp}, i_p$



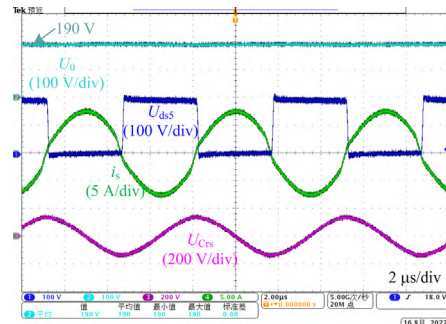
(b) $U_{ds5}, U_0, U_{Crs}, i_s$

图 19 准谐振模式样机实验波形图($U_0 = 220\text{ V}$)

Fig. 19 Prototype experiment waveforms for quasi-resonant mode ($U_0 = 220\text{ V}$)



(a) $u_{gs1}, U_{ds1}, U_{Crp}, i_p$



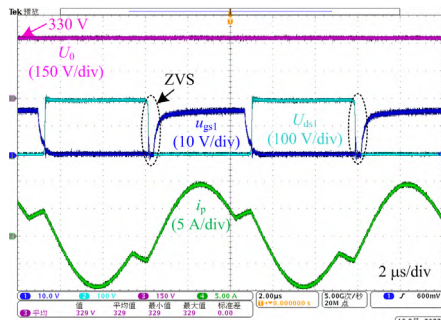
(b) $U_{ds5}, U_0, U_{Crs}, i_s$

图 20 过谐振模式样机实验波形图($U_0 = 190\text{ V}$)

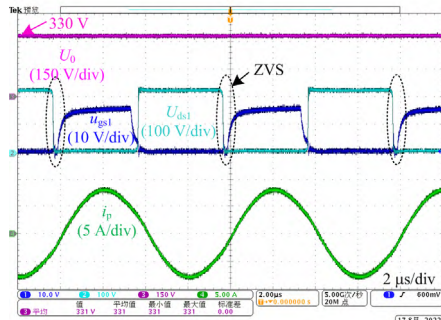
Fig. 20 Prototype experiment waveforms for over-resonant mode ($U_0 = 190\text{ V}$)

可见, 通过 TDA 推导得到的增益公式, 无论是在欠谐振工作模式还是在准谐振及过谐振工作模式下均具有较高精度, 能够很好地指导谐振变换器的参数设计, 适合宽输出增益范围的应用场合。

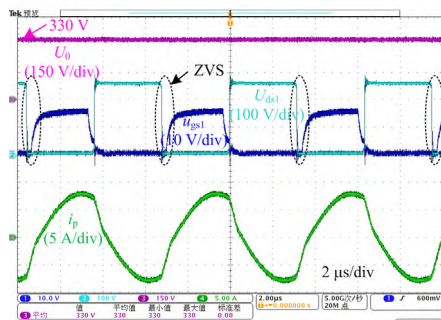
反向实验中, 当输入电压分别为 190 V、220 V 和 260 V, 输出恒为 330 V、1 kW 时, 3 种模式下的实际工作频率分别为 100.75 kHz、122 kHz、147.5 kHz。反向实验结果如图 21 所示, 3 种情况依然能够实现软开关, 满足增益要求, 说明本文通过 TDA 指导的谐振参数设计, 无论正向还是反向实验均能达到设计要求, 保持输出电压稳定, 保证谐振变换器的良好特性。



(a) 欠谐振模式 ($U_{in} = 190\text{ V}$)



(b) 准谐振模式 ($U_{in} = 220\text{ V}$)



(c) 过谐振模式 ($U_{in} = 260\text{ V}$)

图 21 3 种模式下反向实验的关键波形图
Fig. 21 Key waveforms of reverse experiment under three modes

4.3 效率分析

图 22 给出了样机在不同负载下, 正、反向运行时的效率曲线。可见正向运行时, 其运行效率在较大负载范围内基本高于 91%, 具有较高水平, 样机在准谐振点处 1 kW 时达到最高效率 94.83%, 反向运行的最高效率为 93.32%, 相比于正向运行, 反向运行的整体效率偏低。造成反向运行效率偏低的主要原因是反向运行的励磁电流高于正向运行的励磁电流, 导致开关管的导通、关断损耗增加。可以预见, 若本文采用 SiC 材料的开关器件以及副边侧采用同步整流技术, 变换器正、反向运行的整体效率可以再进一步提高。

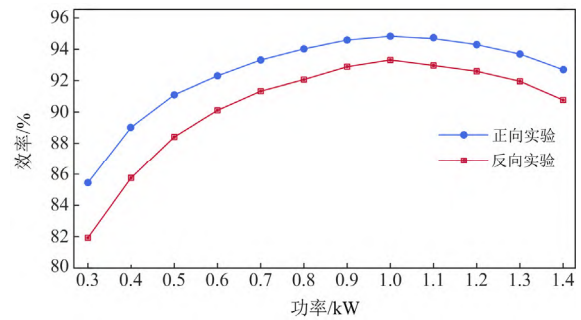


图 22 效率曲线图

Fig. 22 Efficiency curves

5 结论

本文指出并分析了 FHA 在 CLLC 谐振变换器应用中存在的不足, 提出了一种新的时域分析方法, 得到了更加精确且简洁的增益表达式。克服了传统 TDA 得到的增益公式复杂、不便于指导参数设计的缺点。此外, 通过该增益公式优化设计了谐振参数, 该参数设计流程简洁, 适用性强。最后搭建了一台额定输出功率为 1 kW, 输出电压范围为 190~260 V 的 CLLC 谐振变换器实验样机, 并对所提时域分析方法的准确性及参数设计的合理性进行了验证。实验结果表明: 所提时域分析方法能够实现 CLLC 谐振变换器正、反向运行时高精度的宽增益范围输出, 同时参数设计实现了全负载范围内的软开关, 整机效率得到了提升。本文所提的时域分析方法可类比应用于 LLC、LCL 等各种谐振变换器的增益公式推导中, 适用于增益精度要求较高的宽增益范围输出应用场合。

参考文献

[1] 唐忠, 白健, 赖立. 基于 IPOS 双 LLC 谐振变换器的恒压恒流充电研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(24): 88-95.

- TANG Zhong, BAI Jian, LAI Li. Constant voltage and constant current charging based on an IPOS dual-LLC resonant converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(24): 88-95.
- [2] SANKAR A, MALLIK A, KHALIGH A. Extended harmonics based phase tracking for synchronous rectification in CLLC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 6592-6603.
- [3] GURUGUBELLI V, GHOSH A, PANDA A K. Parallel inverter control using different conventional control methods and an improved virtual oscillator control method in a standalone microgrid[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2022, 7(1): 1-11.
- [4] PARK H, KIM M, JUNG J. Bidirectional current-fed CLLC resonant converter employing asymmetric PWM[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3167-3177.
- [5] XU D, ZHOU G H, HUANG R, et al. High efficiency half bridge class-D audio amplifier system with front-end symmetric bipolar outputs LLC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1220-1230.
- [6] ARSHDI S A, ORDONEZ M, EBERLE W. Current-sharing worst-case analysis of three-phase CLLC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 3099-3110.
- [7] 张俊伟, 赵晋斌. 基于支路振荡法 E 类逆变器软开关实现研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(1): 133-140.
ZHANG Junwei, ZHAO Jinbin. Research on soft switch implementation of an E-type inverter based on the branch oscillation method[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(1): 133-140.
- [8] REZAYATI M, TAHAMI F, SCHANEN J L, et al. Generalized state-plane analysis of bidirectional CLLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5773-5785.
- [9] 孙元岗, 同向前, 李庚, 等. 一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(5): 29-35.
SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A generalized parameter design approach for bidirectional resonant high frequency DC transformers[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 29-35.
- [10] LIN F F, ZHANG X, LI X. Design methodology for symmetric CLLC resonant DC transformer considering voltage conversion ratio, system stability, and efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10157-10170.
- [11] EMAMALIPOUR R, LAM J. A hybrid string-inverter/rectifier soft-switched bidirectional DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8200-8214.
- [12] 朱田华, 卓放, 赵方舟, 等. 基于多谐波阻抗模型的 CLLC 谐振变换器轻载多移相控制分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(1): 326-339, 422.
ZHU Tianhua, ZHUO Fang, ZHAO Fangzhou, et al. Analysis and design of multiple phase-shift control for CLLC resonant converter under light-load conditions based on multi-harmonic impedance model[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(1): 326-339, 422.
- [13] ZAHID Z U, DALALA Z M, CHEN R, et al. Design of bidirectional DC-DC resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2015, 1(3): 232-244.
- [14] JUNG J H, KIM H S, RYU M H, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1741-1755.
- [15] 张永明, 林嘉伟, 陈俊尧, 等. 计及 DCM 的电动汽车充电机 LLC 谐振变换器参数设计与优化[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(2): 150-156.
ZHANG Yongming, LIN Jiawei, CHEN Junyao, et al. Parameter design and optimization of LLC resonant converter in electric car charger based on DCM analysis[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(2): 150-156.
- [16] WANG H L, CHEN Y, LIU Y H, et al. A passive current sharing method with common inductor multiphase LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6994-7010.
- [17] WANG H L, CHEN Y, QIU Y J, et al. Common capacitor multiphase LLC converter with passive current sharing ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 370-387.
- [18] 赵烈, 裴云庆, 刘鑫浩, 等. 基于基波分析法的车载充电机 CLLC 谐振变换器参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4965-4977.
ZHAO Lie, PEI Yunqing, LIU Xinhao, et al. Design methodology of CLLC resonant converters for electric vehicle battery chargers[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4965-4977.
- [19] FANG X, HU H B, CHEN F, et al. Efficiency-oriented

- optimal design of the LLC resonant converter based on peak gain placement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5): 2285-2296.
- [20] WU H F, XIA T, ZHAN X H, et al. Resonant converter with resonant-voltage-multiplier rectifier and constant-frequency phase-shift control for isolated buck-boost power conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(11): 6974-6985.
- [21] LIU W, WANG B B, YAO W X, et al. Steady-state analysis of the phase shift modulated LLC resonant converter[C] // 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 18-22, 2016, Milwaukee, WI, USA: 1-5.
- [22] DENG Q R, HE Y J, LEI C, et al. Research on CLLC bi-directional resonant based on time-domain analysis[C] // 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS), December 4-6, 2020, Jinan, China: 724-729.
- [23] 牛靖凯, 吴学智, 赵宇明, 等. 一种基于简化时域方程的 LLC 谐振变换器参数设计方法[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(6): 103-110.
- NIU Jingkai, WU Xuezhi, ZHAO Yuming, et al. Parameter design method of LLC resonant converter based on simplified time-domain equations[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(6): 103-110.
- [24] DITZE S. Steady-state analysis of the bidirectional CLLC resonant converter in time domain[C] // 2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), September 28-October 2, 2014, Vancouver, BC, Canada: 1-9.
- [25] 马皓, 祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 6-11.
- MA Hao, QI Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6-11.
- [26] LIU J Q, ZHANG J P, TRILLION Q, et al. A modified gain model and the corresponding design method for an LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6716-6727.
- [27] 赵子先, 康龙云, 于玮, 等. 基于简化时域模型的 CLLC 直流变换器参数设计[J]. 电工技术学报, 2022, 37(5): 1262-1274.
- ZHAO Zixian, KANG Longyun, YUN Wei, et al. Parameter design method of CLLC DC-DC converter based on simplified time domain model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1262-1274.
- [28] 陈启超, 纪延超, 王建曠. 双向 CLLC 谐振型直流变压器的分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2898-2905.
- CHEN Qichao, JI Yanchao, WANG Jianze. Analysis and design of bidirectional CLLC resonant DC-DC transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2898-2905.

收稿日期: 2022-09-25; 修回日期: 2022-11-30

作者简介:

吴维鑫(1996—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源电力电子技术; E-mail: 983532464@qq.com

金涛(1976—), 男, 通信作者, 教授, 研究方向为电力系统稳定性分析、在线测量与信号处理、新能源技术。E-mail: jintly@fzu.edu.cn

(编辑 魏小丽)