DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.3.228　　**中图分类号**：TM914.4　　**文献标志码**：A

宽输入倍压整流 LLC 谐振变换器的时域分析

熊　兰(中国电源学会会员)，高迎飞，宋　佳，刘　林
(湖北工业大学太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室，武汉 430068)

摘要：宽输入谐振变换器在储能与新能源系统中有广泛的应用需求。应用时域分析法求取 LLC 谐振变换器的电压增益特性时，已有研究通常假定移相控制电路处于电流断续模式，使得变换器连续模式的增益分析结果出现明显误差。针对倍压整流 LLC 谐振变换器，提出识别 2 种模式的时域分析计算方法。首先通过模态分析得出电流连续或断续的判据；然后以时域分析法推导 2 种模式的归一化计算模型，并使用计算结果和判据验证工作模式；最后通过不同条件下电压增益曲线的计算、仿真和实验对比证明了所提方法的有效性。结果表明，该方法对可能出现连续模式的 LLC 变换器更加适用，增益分析的准确性有所提高，有助于参数设计。

关键词：LLC 谐振变换器；宽输入；时域分析；电流连续模式；电流断续模式

Operation Mode Analysis of Wide-input LLC Resonant Converter with Voltage Doubling Rectifier

XIONG Lan, *Member*, *CPSS*, GAO Yingfei, SONG Jia, LIU Lin
(Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China)

Abstract: Resonant converters with a wide input range are much in demand in energy storage and new energy systems. When the voltage gain characteristics of an LLC resonant converter are calculated using the operation mode analysis (OMA) method, it is often assumed in previous studies that the circuit under phase shift control is in discontinuous conduction mode, resulting in significant errors in the gain analysis result of a converter which is in continuous conduction mode. On the basis, an OMA calculation method for an LLC resonant converter with a voltage doubling rectifier is proposed to identify the two modes. First, the criterion for determining whether the converter operates in continuous or discontinuous conduction mode is obtained through the modal analysis. Then, the normalized calculation models of these two modes are derived by OMA, and the calculation results and the criterion are used to verify the actual mode. Finally, a comparison among the calculated, simulated and experimental voltage gain curves under different conditions indicates the effectiveness of the proposed method. This method is more applicable to LLC converters in possible continuous mode, improves the accuracy of the gain analysis and is helpful for parameter design.

Keywords: LLC resonant converter；wide input；operation mode analysis (OMA)；continuous conduction mode；discontinuous conduction mode

在光伏、风电及储能设备等电力变换系统中，通常需要变换器能够在宽输入电压范围下工作[1]。传统的 LLC 谐振变换器因其增益特性的局限，在宽输入的应用中存在障碍。若将 LLC 谐振变换器与倍压整流相结合，能够放大输出电压增益，减小变压器体积，从而适用于升压型宽输入的系统。宽输入变换器若仅采用变频控制 PFM(pulse frequency modulation)可能面临频率调节范围过宽的问题[2-4]，而移相控制 PSM(phase shift modulation)能

收稿日期：2022-07-06；**修回日期**：2022-08-29，2023-03-01；
录用日期：2023-03-21；**网络首发日期**：2023-05-25
基金项目：国家自然科学基金青年科学基金资助项目(51507054)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 51507054

够在固定开关频率下取得较宽的增益范围，弥补 PFM 的局限，也便于参数设计和数字控制实现[5]。

LLC 谐振变换器根据二次侧整流电路电流是否连续可分为电流连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)和电流断续导通模式DCM(discontinuous conduction mode)2 种[6]。采用 PFM 时死区时间[7]及负载[8]对工作模式有影响，而采用PSM时负载也影响工作模式。目前常用的增益分析方法，即基波分析法 FHA(fundamental harmonic approximation)[9]和时域分析法OMA(operation mode analysis)，对 PFM 和 PSM 控制的适应性不同。FHA 仅考虑基波频率的等效线性网络[10]，不区分电路工作模式。采用 PSM 的电路其波形由多个模态波形片段合成，使用 OMA 能在较宽的移相范围和负载变化条件下获得较精确的增益曲线。文献[11]给出了采用 PSM 的倍压整流全桥 LLC 变换器的 DCM 时域方程，但增益分析仍采用 FHA。

已有一些研究致力于提高 LLC 变换器增益分析的精确度。文献[12]应用 OMA 分析了 PFM 控制下负载和频率对工作模式的影响；文献[13]应用 FHA 分析了负载对最小工作频率和最大电压增益的影响；文献[14]提出了 1 种等效交流电阻模型，用基波近似分析法得出 2 种工作模式的等效电阻，能够提高增益分析精度；文献[15]应用 OMA 分析 PFM 和 PSM 控制下的增益，但仅考虑了 DCM，并将二次侧二极管关断后的谐振电流视作不变，因而所得电流波形与电压增益并不适用于所有情况；文献[8]应用 OMA 分析采用 PFM 的全波整流半桥 LLC 变换器，说明了负载对电路工作模式有影响。综上所述，OMA 较 FHA 更适合采用 PSM 控制的变换器。目前的 OMA 分析研究中，部分针对 PFM，而对 PSM 的分析通常假定为 DCM，忽略 CCM 与 DCM 的区别。在 PSM 下如果全部采用 DCM 计算模型，则对于负载电阻较小的 CCM 将有较大误差，降低谐振参数设计的准确性，导致实际电路的增益范围偏离设计目标。对于一些根据 OMA 所得电流波形计算线路、开关和磁芯损耗，得出效率随参数变化的趋势，进而确定最佳参数的变换器设计方法，OMA 模型的准确性尤为重要。还有一些 LLC 变换器软启动方法以 OMA 为基础，当配置不同负载启动时会出现 CCM 与 DCM 的区别。可见对于工况大范围变化的变换器的参数设计、软启动控制等应用，建立能够判断 2 种工作模式和准确计算的时域分析模型具有重要意义。

本文以采用定频移相控制的倍压整流全桥 LLC 谐振变换器为对象，研究 1 种改进的时域分析方法。通过分析谐振电路的工作过程，得到区分 CCM 和 DCM 的判据，推导 2 种模式电路方程和约束条件，求解方程得到较为准确的电压增益及其他状态变量，并将计算模型用于移相策略的前馈控制。通过仿真和实验研究负载和移相角的变化对工作模式和电压增益的影响，验证了所述时域分析方法的有效性。结果表明该方法所得增益较准确，可提高设计效率。

1　倍压整流 LLC 谐振变换器工作原理

倍压整流全桥 LLC 谐振变换器拓扑如图 1 所示，其中谐振电感 L_r、谐振电容 C_r 与变压器的励磁电感 L_m 共同构成谐振网络，变压器匝数比为 n:1，i_c 为二次侧电流。变换器一次侧左桥臂采用 50%固定占空比的互补输出方式，右桥臂相对左桥臂的移相角度随输入电压幅值变化，以保持输出电压稳定。二次侧倍压整流电路将输出电压升高 1 倍，拓宽电压增益调节范围。谐振网络输入电压 v_{ab} 的占空比 D_y 随桥臂间的移相角度改变，在(0, 1)之间变化。

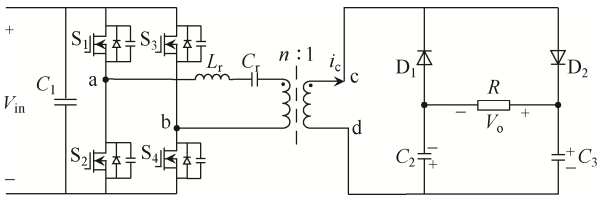


图 1　倍压整流 LLC 谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of LLC resonant converter with voltage doubling rectifier

1.1 DCM 分析

变换器工作在 DCM 时的稳态波形如图 2 所示。根据开关状态及电路的工作过程，可将变换器的 1 个开关周期划分为 12 个工作模态。又因正负半周对称，只需对正半周[t_0, t_6]进行模态分析。以开关管 S_3 关断为 t_0 时刻，t_0 至 t_6 时刻之间依次出现 6 个模态。本文忽略开关死区时间，只关注其中 3 个主要模态，其等效电路如图 3 所示。

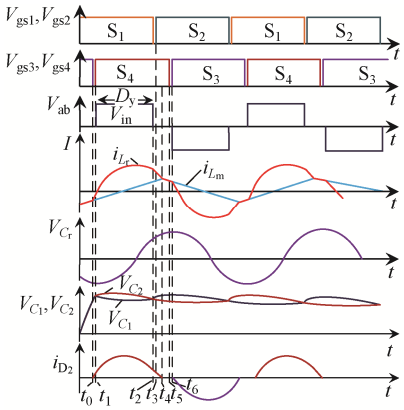


图 2 DCM 下稳态波形

Fig. 2 Steady-state waveforms in DCM

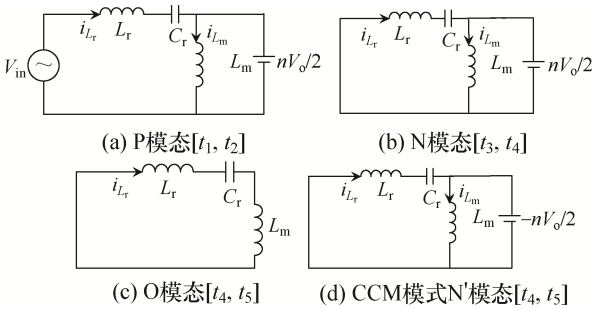


图 3 时域分析等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of OMA

P 模态[t_1, t_2]：t_1 时刻 S_4 开通，v_{ab} 与输入电压 V_{in} 相等，二次侧二极管 D_1 导通，变压器输出电压 v_{cd} 极性为正，L_m 被输出电压 $nV_o/2$ 钳位，励磁电流 i_{L_m} 线性增大。一次侧向二次侧提供能量，输出电容 C_1 充电，C_2 放电。

N 模态[t_3, t_4]：t_3 时刻 S_2 开通，S_2 与 S_4 一同工作，v_{ab}=0，一次侧继续向二次侧提供能量。

O 模态[t_4, t_5]：该模态内仍有 $v_{ab}=0$。t_4 时刻谐振电流 $i_{L_r}=i_{L_m}$，D_1 零电流关断，L_m 不再被钳位，L_r、C_r 和 L_m 共同谐振。此时，一次侧不向二次侧提供能量，由 C_1 和 C_2 向负载供电。

1.2 CCM 分析及模式判据

当变换器工作在 CCM 时，谐振网络电流波形如图 4 所示，其模态分析只在[t_4, t_5]与 DCM 不同，称为 N'模态。此时[t_4, t_5]时段，仍有 v_{ab}=0，i_{L_r} 快速减小。t_4 时刻，$i_{L_r}=i_{L_m}$，D_1 零电流关断。L_m 的电压 $v_{L_m}(t_4)$ 由 C_r 电压 $v_{C_r}(t_4)$ 在 L_m 与 L_r 之间分压得到，即

$$v_{L_m}(t_4)=-v_{C_r}(t_4)\cdot L_m/(L_m+L_r) \tag{1}$$

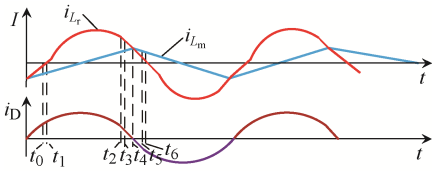


图 4 CCM 下稳态波形

Fig. 4 Steady-state waveforms in CCM

当 L_m 的电压幅值高于输出电容 C_2 的电压，则二极管 D_2 将导通，v_{cd} 反向，L_m 被反向钳位。设稳态时的电压增益为 M=0.5nV_o/V_{in}，则有 v_{cd}=$-MV_{in}$，此时

$$-v_{C_r}(t_4)\cdot L_m/(L_m+L_r)<-MV_{in} \tag{2}$$

由于 i_{L_m} 与 i_{L_r} 的变化率分别为

$$\mathrm{d}i_{L_m}/\mathrm{d}t=-MV_{in}/L_m \tag{3}$$

$$\mathrm{d}i_{L_r}/\mathrm{d}t=(-v_{C_r}+MV_{in})/L_r \tag{4}$$

根据不等式(2)，比较式(3)与式(4)可得

$$\mathrm{d}i_{L_r}/\mathrm{d}t<\mathrm{d}i_{L_m}/\mathrm{d}t \tag{5}$$

即 i_{L_r} 下降的速度大于 i_{L_m}，二者的轨迹开始分离。此后在 i_{L_r} 下降至 0 之前，v_{C_r} 保持上升趋势，因而不等式(5)均成立，于是 $i_{L_r}<i_{L_m}$。此时一次侧仍向二次侧提供能量，且电容 C_2 放电，C_1 充电，变换器工作于 CCM。

如果不等式(2)条件不满足，二次侧二极管 D_1 保持关断，则一次侧不再向二次侧提供能量，$i_{L_r}=i_{L_m}$，L_r、C_r和L_m共同谐振，变换器工作在DCM。因此可以将不等式(2)作为判断电路工作模式的依据。设 $k=L_m/L_r$，并以 V_{in} 为基值作归一化处理，不等式(2)可简化为

$$v_{C_r}^*(t_4) > M(1+1/k) \tag{6}$$

由以上分析可知，LLC 变换器工作于 CCM 或 DCM 由电路参数决定，而 2 种模式向负载传递的能量是不同的，反过来影响 M 和 t_4 时刻 v_{C_r} 的值。因此，在分析采用 PSM 的电路增益时，应对 CCM 与 DCM 分别处理，用时域分析电路方程求解的结果判断不等式(6)是否成立，以确认分析结果的正确性，从而提高电路增益分析的准确度。

2　倍压整流 LLC 谐振变换器时域分析

时域分析法根据各模态的等效电路建立电路状态方程，进而求解增益。

2.1 CCM 时域分析

根据图 3 所示的等效电路列写电路方程，求解后可得 P 模态的 i_{L_r}、v_{C_r} 和 i_{L_m} 表达式分别为

$$\begin{cases} i_{L_r}(t) = (V_{in} - nV_o/2 - v_{C_r}(0)/Z_r)\sin(\omega_r t) + \\ \quad I_{L_r}(0)\cos(\omega_r t) \\ v_{C_r}(t) = (V_{in} - nV_o/2) - (V_{in} - nV_o/2 - \\ \quad v_{C_r}(0)/Z_r)\cos(\omega_r t) + I_{L_r}(0)\sin(\omega_r t) \\ i_{L_m}(t) = I_{L_r}(0) + nV_o t/(2L_m) \end{cases} \tag{7}$$

式中：$I_{L_r}(0)$ 为正半周谐振电流的初始值；ω_r 为谐振角频率，$\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$。为了便于分析，将参数作归一化处理[13]，其中：V_{in} 为基准电压；Z_r 为基准阻抗；$Z_r = \sqrt{L_r / C_r}$；V_{in}/Z_r 为基准电流；f_r 为基准频率，$f_r = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$，则有开关频率标幺值 $f_n = f_s / f_r$；且将时间写为 $\theta = 2\pi f_r t$，则有正半周初始时刻 $\theta_0 = \omega_r t_0 = 0$，P 模态结束时刻 $\theta_1 = \omega_r t_2 = D_y\pi / f_n$，$i_{L_r}$ 下降至与 i_{L_m} 相等的时刻 $\theta_2 = \omega_r t_4$，正半周结束时刻 $\theta_3 = \omega_r t_5 = \pi / f_n$。

边界条件为

$$\begin{cases} I_{L_r}^*(\theta_3) = -I_{L_r}^*(0) \\ V_{C_r}^*(\theta_3) = -V_{C_r}^*(0) \\ I_{L_m}^*(\theta_3) = -I_{L_m}^*(0) \\ I_{L_r}^*(\theta_2) = I_{L_m}^*(\theta_2) \end{cases} \tag{8}$$

式中，$I_{L_r}^*$、$V_{C_r}^*$、$I_{L_m}^*$ 分别为各时刻的谐振电流、谐振电容电压、励磁电流。

可得 P、N、N' 各模态电压、电流表达式分别为

$$\begin{cases} i_{L_r}^*(\theta) = -I_{L_r}^*(0)\cos\theta + \\ \quad [1 - M - V_{C_r}^*(0)]\sin\theta \\ v_{C_r}^*(\theta) = -I_{L_r}^*\sin\theta - [1 - M - \\ \quad V_{C_r}^*(0)]\cos\theta + (1 - M) \\ i_{L_m}^*(\theta) = -I_{L_m}^*(\theta_3) + M\theta/k \end{cases} \quad 0 \leqslant \theta \leqslant \theta_1 \tag{9}$$

$$\begin{cases} i_{L_r}^*(\theta) = [-M - V_{C_r}^*(\theta_1)]\sin(\theta - \theta_1) + \\ \quad I_{L_r}^*(\theta_1)\cos(\theta - \theta_1) \\ v_{C_r}^*(\theta) = I_{L_r}^*(\theta_1)\sin(\theta - \theta_1) - [-M - \\ \quad V_{C_r}^*(\theta_2)]\cos(\theta - \theta_1) + (-M) \\ i_{L_m}^*(\theta) = -I_{L_m}^*(\theta_3) + M\theta/k \end{cases} \quad \theta_1 \leqslant \theta \leqslant \theta_2 \tag{10}$$

$$\begin{cases} i_{L_r}^*(\theta) = [M - V_{C_r}^*(\theta_2)]\sin(\theta - \theta_2) + \\ \quad I_{L_r}^*(\theta_2)\cos(\theta - \theta_2) \\ v_{C_r}^*(\theta) = I_{L_r}^*(\theta_2)\sin(\theta - \theta_2) - [M - \\ \quad V_{C_r}^*(\theta_2)]\cos(\theta - \theta_2) + M \\ i_{L_m}^*(\theta) = I_{L_r}^*(\theta_2) - M(\theta - \theta_2)/k \end{cases} \quad \theta_2 \leqslant \theta \leqslant \theta_3 \tag{11}$$

式中，M 为电压增益。

根据 CCM 下正半周 i_{L_r} 与 i_{L_m} 之差与倍压整流电路电流的关系可得

$$n\left(\int_0^{\theta_2}(i_{L_r}^*(\theta) - i_{L_m}^*(\theta))\,\mathrm{d}\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3}(i_{L_m}^*(\theta) - i_{L_r}^*(\theta))\,\mathrm{d}\theta\right) = \int_0^{\theta_2}(i_{C_1}^*(\theta) + I_o^*)\,\mathrm{d}\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3}(i_{C_2}^*(\theta) + I_o^*)\,\mathrm{d}\theta \tag{12}$$

式中，$i_{C_1}^*$、$i_{C_2}^*$ 和 i_o^* 分别为归一化的输出电容 C_1、C_2 和负载的电流。由于 $\int_0^{\theta_2} i_{C_1}^*(\theta)\,\mathrm{d}\theta$、$\int_0^{\theta_2} I_o^*\,\mathrm{d}\theta$、$\int_{\theta_2}^{\theta_3} i_{C_2}^*(\theta)\,\mathrm{d}\theta$ 和 $\int_{\theta_2}^{\theta_3} I_o^*\,\mathrm{d}\theta$ 分别对应[0, θ_2]时段 C_1 充电和 C_2 放电过程及[θ_2, θ_3]时段 C_1 放电和 C_2 充电过程，设 C_1、C_2 在[0, θ_2]、[θ_2, θ_3]时段电压变化量绝对值分别为 $\Delta V_{C_{1+}}$、$\Delta V_{C_{2-}}$、$\Delta V_{C_{1-}}$、$\Delta V_{C_{2+}}$，且 $C_1 = C_2 = C$，则有

$$\int_0^{\theta_2} I_o^* \mathrm{d}\theta = C\Delta V_{C_{2-}}^* = I_o^* \theta_2 \tag{13}$$

$$\int_{\theta_2}^{\theta_3} I_o^* \mathrm{d}\theta = C\Delta V_{C_{1-}}^* = I_o^* (\theta_3 - \theta_2) \tag{14}$$

由对称性可知，正半周 C_1、C_2 的电压变化量相等，即

$$\Delta V_{C_{1+}}^* - \Delta V_{C_{1-}}^* = \Delta V_{C_{2-}}^* - \Delta V_{C_{2+}}^* \tag{15}$$

可得 $C(\Delta V_{C_{1+}}^* + \Delta V_{C_{2+}}^*) = C(\Delta V_{C_{1-}}^* + \Delta V_{C_{2-}}^*) = I_o^* \theta_3$，且

$$\int_0^{\theta_2} (i_{C_1}^*(\theta) + I_o^*)\mathrm{d}\theta + \int_{\theta_2}^{\theta_3} (i_{C_2}^*(\theta) + I_o^*)\mathrm{d}\theta = 2I_o^* \theta_3 \tag{16}$$

对于倍压整流电路，归一化的输出电流可表示为

$$I_o^* = V_o^* / (R / Z_r) = 2MZ_r/(nR) \tag{17}$$

式中：V_o^* 为输出电压；R 为负载。由于$[0, \theta_2]$和$[\theta_2, \theta_3]$时段 i_{L_r} 的积分对应 C_r 的电压变化，将式(8)~式(11)、式(16)和式(17)代入式(12)，整理可得 CCM 的约束方程为

$$2V_{C_r}^*(\theta_2) = 4M\theta_3 Z_r/(n^2 R) \tag{18}$$

2.2 DCM 时域分析

i_{L_r}、i_{L_m}和v_{C_r} 在 DCM 的$[0, \theta_2]$时段与 CCM 一致。在$[\theta_2, \theta_3]$时段，各变量不做任何限定的表达式分别为

$$\begin{cases} i_{L_r}^*(\theta) = I_{L_r}^*(\theta_2)\cos\alpha - [V_{C_r}^*(\theta_2)/\sqrt{1+k}]\sin\alpha \\ v_{C_r}^*(\theta) = \sqrt{1+k}\, I_{L_r}^*(\theta_2)\sin\alpha + V_{C_r}^*(\theta_2)\cos\alpha \\ i_{L_m}^*(\theta) = i_{L_r}^*(\theta) \end{cases} \tag{19}$$

式中，$\alpha = (\theta - \theta_2)/\sqrt{1+k}$。经过与 CCM 约束方程相同的推导可得 DCM 的约束方程为

$$V_{C_r}^*(\theta_2) - V_{C_r}^*(0) + I_{L_r}^*(0)\cdot\theta_2 - M\theta_2^2/(2k) = 4M\theta_3 Z_r/(n^2 R) \tag{20}$$

式(20)的方程存在 9 个未知量，分别为时刻 θ_2，各时刻谐振电流值 $I_{L_r}^*(0)$、$I_{L_r}^*(\theta_1)$、$I_{L_r}^*(\theta_2)$，谐振电容电压值 $V_{C_r}^*(0)$、$V_{C_r}^*(\theta_1)$、$V_{C_r}^*(\theta_2)$，励磁电流初值 $I_{L_m}^*(0)$ 和电压增益 M。DCM 以及 $f_s \neq f_r$ 时的 CCM 方程组没有解析解，需要使用数值计算方法[16]求解。定义状态向量 $\boldsymbol{x} = [v_{C_r}^*, i_{L_r}^*, i_{L_m}^*]$，可将 DCM 和 CCM 的计算和模式判断过程总结为如图 5 所示的流程。实际分析中不论首先以哪种模式分析，都应在求解变量之后代入模式判据进行验证，如有矛盾则采用另一个模式再次计算。θ_2 时刻的变量值影响模式判断，其计算结果也较为关键。

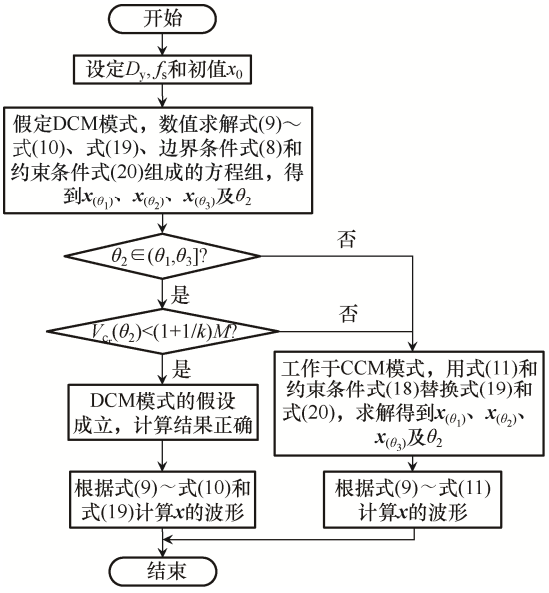


图 5 计算流程

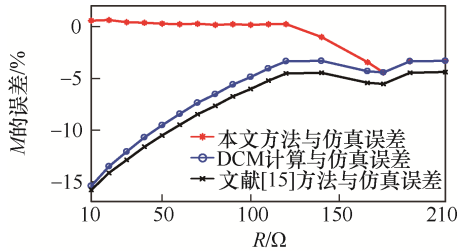
Fig. 5 Flow chart of calculation

2.3 时域分析与仿真对比

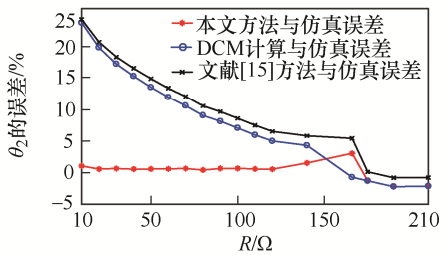
电路工作于 CCM 或 DCM，与负载电阻的大小有明显关系。为了验证本文方法对 CCM 和 DCM 判断的正确性，在采用本文实验参数且 R 值不同的条件下，比较以下 3 种方法相对于数值仿真的误差：本文方法、仅采用本文 DCM 计算模型的方法、文献[15]的方法。其中文献[15]的方法不仅直接假定 DCM，而且假定 O 模态的谐振维持电流不变。

图 6(a)和(b)为 R 值不同时 3 种方法的 M 与 θ_2 的误差。可以看出，随着 R 增大，仿真在约 175 Ω 处由 CCM 转变为 DCM，而本文计算在约 166 Ω 开始判断为 DCM，因而 M 的误差变大，但最大也仅为4.4%。而仅采用本文DCM 模型的方法与文献[15]方法在 R 越小时误差越大，M 最大误差超过 15%。这是因为 CCM 时 i_{L_r} 与 i_{L_m} 的波形在交叉点前后不吻合，整流二极管交替导通，谐振网络始终向负载供电；而 DCM 时 i_{L_r} 与 i_{L_m} 的波形交汇之后维持

吻合直至半周期结束，谐振网络停止向负载供电，因此在 CCM 时以 DCM 模型计算得到的输出电压增益偏小，而且电阻越小偏差越大。在 DCM，文献[15]的方法将 O 模态的谐振电流视作不变，其误差也比本文的 DCM 计算结果略大。显然本文方法在 CCM 较之假定 DCM 的方法显著提高了准确度，表明区分 2 种模式的计算模型对增益分析是有益的。



(a) M计算误差



(b) θ_2计算误差

图 6　时域分析与仿真对比

Fig. 6 Comparison between OMA and simulation

2.4　带前馈的移相控制策略

将本文的计算模型用于生成移相角度，可以与 PI 控制结合构成前馈控制，提高收敛速度，减小振荡。图 7 为闭环控制框图，预先用不同移相角度和负载 R 计算稳态增益，控制器检测输出电压和电流并计算负载电阻，根据目标增益查表取得移相角度的基础值，减小 PI 控制调节的压力。

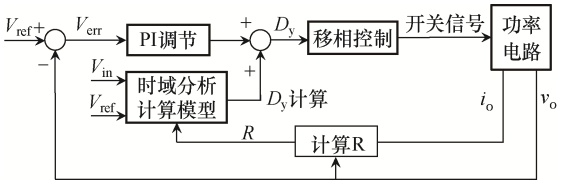


图 7　带前馈的控制框图

Fig. 7 Block diagram of control with feedforward

3　实验验证

为了验证本文时域分析方法的有效性，采用表 1 参数建立仿真和计算模型，并搭建实验平台。图 8 为倍压整流全桥 LLC 谐振变换器实验平台，采用了基于NI-PXIe-7846R的快速原型控制器作为变换器的控制器，开关管驱动芯片采用UCC21521，死区时间 200 ns。

表 1　LLC 谐振变换器参数

Tab. 1 Parameters of LLC resonant converter

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	23~105
输出电压 V_o/V	90
变压器匝数比 n	1:2
谐振电容 C_r/nF	196
励磁电感 L_m/μH	56
谐振电感 L_r/μH	12.9
谐振频率 f_r/kHz	100
输出电容 C_1 和 C_2/μF	100
额定负载 R/Ω	80

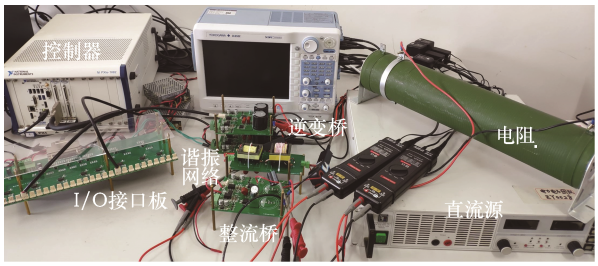


图 8　实验平台

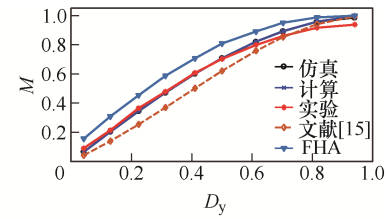
Fig. 8 Experimental platform

3.1　负载额定时变占空比实验

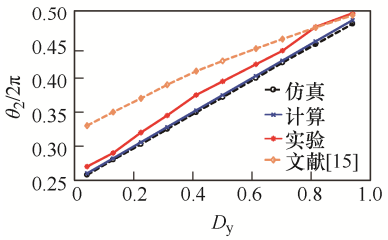
在 $f_s = f_r$ 且负载为额定的条件下，将输入电压从 23 V 增大至 105 V，同时 D_y 从 0.940 减小至 0.046。除了在 D_y=0.046 时，输入、输出电压分别为 90.7 V 和 32.7 V，其余时刻输出电压保持 90 V 不变，得到增益 M 与 θ_2 随 D_y 变化的曲线。

图 9 为实验、仿真、本文方法与文献[15]方法结果的对比。可以看出，在 D_y 较小时，输入电压较高，实验中损耗的影响较小，实验结果与仿真和本文计算结果非常接近。随着 D_y 增大，由于负载

功率不变而输入电压降低，因而 i_{L_r} 增大，导致实验损耗增加，实测 M 低于仿真结果，而本文计算模型不考虑导线电阻、开关管压降和换流延时等因素，因而稍高于实验结果。总体上，本文计算的 M 和 θ_2 与仿真、实验结果相差不大。在 D_y=0.940 时，计算 M 与实验值的误差达到最大值 0.058，占实验值的 6.17%。计算的 θ_2 则相对实验值偏小，最大误差为开关周期的−2.25%。相比之下，文献[15]的计算模型由于直接假定 DCM 且 O 模态之内 i_{L_r} 与 i_{L_m} 相等且保持不变，因此计算结果与实验、仿真的误差相对更大，尤其当 D_y 较小时。随着 D_y 增大，由于 O 模态所占时间比例减小，文献[15]方法的误差又趋于减小。而基于 FHA 的 M 在移相控制的分析中结果偏高，无法分辨 DCM 和 CCM。



(a) M随占空比变化



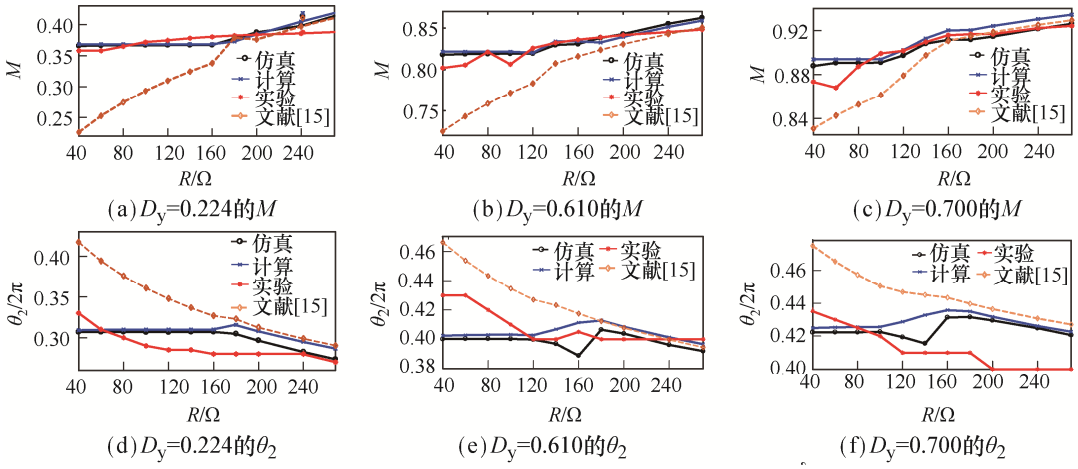
(b) θ_2随占空比变化

图 9 变占空比结果

Fig. 9 Result under changing duty

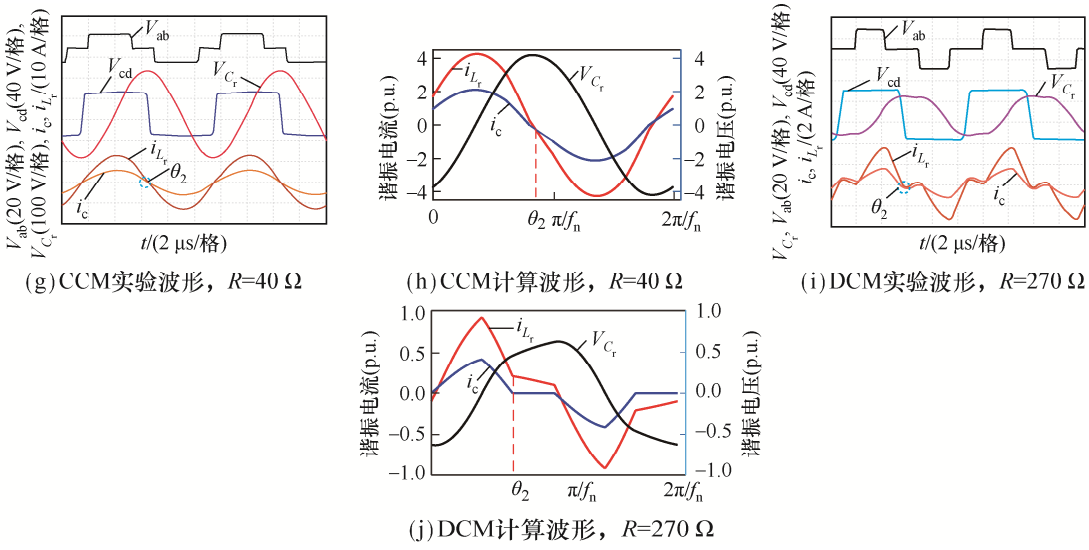
3.2 不同移相角度变负载实验

图 10(a)~(f)为不同移相角度下仿真、实验、本文及文献[15]方法所得增益 M 和 θ_2 随 R 变化的结果。由图 10(a)~(c)可见，在不同 D_y 下本文计算增益 M 都与仿真结果较为吻合。在 R 较小(40 Ω 和 60 Ω)时，实验 M 均低于仿真结果。这是由于一次侧流过较大电流，损耗增大，使得增益损失较多，而仿真没有计入线路损耗等因素。文献[15]方法在所有 D_y 条件下，当 R<160 Ω 时，其计算 M 都明显低于实验和仿真结果。其原因为假定的 DCM 在 $[\theta_2, \theta_3]$时段不向负载供电，而实际电路处于 CCM；且 D_y 越小，$[\theta_2, \theta_3]$持续时间越长，偏差就越大。随着 R 增大，如 2.3 节所述，本文计算和仿真分别在约 166 Ω、175 Ω 处开始转为 DCM。此时电流减小，实验与仿真的偏差变小，而文献[15]的结果也接近二者。图 10(d)~(f)则表明不同条件下，本文计算 θ_2 与仿真结果都基本一致。图 10(g)和(h)为 V_{in}=27 V、D_y=0.610、R=40 Ω 时的 CCM 实验与计算波形，图 10(i)和(j)为 V_{in}=37 V、D_y=0.420、R=270 Ω 时的 DCM 实验与计算波形。可见计算波形与实验比较接近，计算 M 的相对误差分别为 6.78%和 0.21%，计算 θ_2 的误差分别为开关周期的−2.75%和−1.09%。由于 R=40 Ω 时电流较大，实际电路损耗升高，因而 M 误差相比 270 Ω 时较大。图 10(i)和(j)中 i_{L_r}、i_c 的波形稍有差异，是由于实验的整流二极管关断时反向恢复过程对电路的影响在电流较小时比较明显。



(a) D_y=0.224的M　(b) D_y=0.610的M　(c) D_y=0.700的M

(d) D_y=0.224的θ_2　(e) D_y=0.610的θ_2　(f) D_y=0.700的θ_2



(g)CCM实验波形，R=40 Ω　　(h)CCM计算波形，R=40 Ω　　(i)DCM实验波形，R=270 Ω

(j)DCM计算波形，R=270 Ω

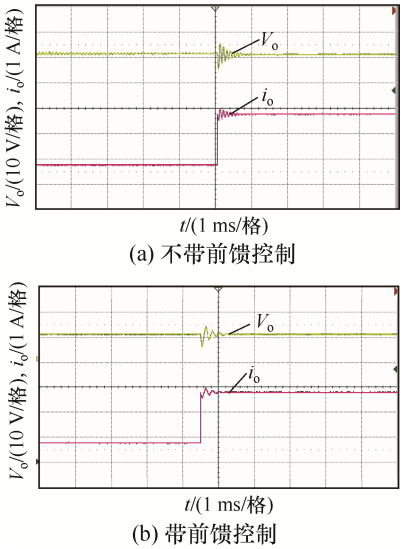
图 10　变负载结果

Fig. 10 Results under changing load

尽管实验存在开关管压降、开关换流时间、损耗随电流变化等非理想因素，而仿真的模型也比计算模型精细，不同 D_y 和 R 之下计算、仿真和实验结果的对比表明了本文计算方法的合理性。

3.3　闭环控制实验

图 11 为输出电压 60 V、R 从 80.0 Ω 变为 21.8 Ω 时不带前馈和带前馈的闭环控制实验的输出电压、电流波形对比，后者的振荡小于前者，说明了本文计算模型用于前馈控制的有益效果。



(a) 不带前馈控制

(b) 带前馈控制

图 11　闭环控制实验结果

Fig. 11 Results of closed-loop control experiment

4　结论

本文研究了 1 种倍压整流 LLC 谐振变换器的改进时域分析方法，通过电路分析计算、仿真和实验得出如下结论。

(1)相比 FHA，采用移相控制的 LLC 谐振变换器应用时域分析法能取得较准确的电压增益及其他变量。由于 CCM 与 DCM 受负载影响，而忽略 CCM 的时域分析所得增益在 R 较小时明显偏低，电流也不准确，且占空比越小偏差越大，将导致电路的实际增益偏离目标值且效率估算的偏差变大。采用本文方法能够解决这些问题。

(2)本文提出的改进时域分析方法能够判断电路的 CCM 与 DCM 工作模式，方法简单易用，且未对电流断续时谐振电流波形作限定假设，提高了计算准确性。仿真和实验表明，本文方法对出现 CCM 的 LLC 变换器更加适用。

(3)将本文计算模型应用于闭环控制移相策略中，在 PI 控制器加入前馈环节，优化产生移相角的流程，能够加快收敛速度，减小振荡，验证了本文理论分析结果的准确性，能够有效地应用于 LLC 变换器控制。

参考文献：

[1] 张杰，张信，刘尉，等. 基于混合控制模式的宽范围 LLC 谐振变换器设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 10-19.
Zhang Jie, Zhang Xin, Liu Wei, et al. Design of wide-range LLC resonant converter based on hybrid control mode [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 10-19. (in Chinese)

[2] 刘松林, 潘健, 陈庆东, 等. 宽输出 LLC 谐振变换器的定频 PWM 控制策略[J]. 电源学报, 2023, 21(1): 26-34.
Liu Songlin, Pan Jian, Chen Qingdong, et al. Fixed-frequency PWM control strategy of LLC resonant converter for wide output range [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 26-34. (in Chinese).

[3] Showybul Islam Shakib S M, Mekhilef S. A frequency adaptive phase shift modulation control based LLC series resonant converter for wide input voltage applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(11): 8360-8370.

[4] 刘林, 熊兰, 高迎飞. 应用于储能变流器的 LLC/CLLC 谐振变换器综述[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 50-63.
Liu Lin, Xiong Lan, Gao Yingfei. Review of LLC/CLLC resonant converters applied to power conversion system [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 50-63. (in Chinese)

[5] 陶文栋, 王玉斌, 张丰一, 等. 双向 LLC 谐振变换器的变频-移相控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5856-5863.
Tao Wendong, Wang Yubin, Zhang Fengyi, et al. Pulse frequency modulation and phase shift combined control method for bidirectional LLC resonant converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5856-5863. (in Chinese)

[6] 张洪寅, 童朝南, 王泽庭. 基于临界模态的 DCM-LCC 谐振变换器的归一化分析与设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(1): 103-115.
Zhang Hongyin, Tong Chaonan, Wang Zeting. Normalized analysis and design of DCM-LCC resonant converter based on critical current mode [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(1): 103-115. (in Chinese)

[7] 吕林霖. LLC 谐振变换器轨迹控制软启动方法及实现研究[D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2021.
Lü Linlin. Research on soft start-up scheme of trajectory control and its implementation of LLC resonant converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2021. (in Chinese)

[8] 郑锐畅. LLC 谐振变换器的时域分析模型及其限流控制策略[D]. 武汉：华中科技大学，2015.
Zheng Ruichang. Time domain model and current limiting strategy for LLC resonant converter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2015. (in Chinese)

[9] Vu H N, Choi W. A novel dual full-bridge LLC resonant converter for CC and CV charges of batteries for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2212-2225.

[10] 辛德锋, 安昱, 郜亚秋, 等. 适用于 ISOS 拓扑的高压 DC/DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(13): 64-70.
Xin Defeng, An Yu, Gao Yaqiu, et al. Study on high voltage DC/DC converter based on ISOS topology [J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(13): 64-70. (in Chinese)

[11] 张晋玮, 周东方. 基于移相控制的全桥 LLC 倍压谐振变换器[J]. 电力电子技术, 2013, 47(5): 94-96, 103.
Zhang Jinwei, Zhou Dongfang. A full-bridge LLC voltage-multiplying resonant converter based on phase-shifted control [J]. Power Electronics, 2013, 47(5): 94-96, 103. (in Chinese)

[12] Fang Xiang, Hu Haibing, Shen Z J, et al. Operation mode analysis and peak gain approximation of the LLC resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1985-1995.

[13] 严雨阳, 庄建军, 司峻峰. 基于负载变化的全桥 LLC 谐振变换器优化设计[J]. 电力电子技术, 2020, 54(7): 7-10, 14.
Yan Yuyang, Zhuang Jianjun, Si Junfeng. Optimal design of full bridge LLC resonant converter based on load change [J]. Power Electronics, 2020, 54(7): 7-10, 14. (in Chinese)

[14] Ivensky G, Bronshtein S, Abramovitz A. Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter [J]. IEEE

Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3274-3284.

[15] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 72-79, 94.
Li Ju, Ruan Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79, 94. (in Chinese)

[16] 王志刚, 董长城, 侯凯, 等. 全桥 LLC 电路时域模型及其分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(20): 138-143, 164.
Wang Zhigang, Dong Changcheng, Hou Kai, et al. Time domain model of full bridge LLC circuit and its analysis [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(20): 138-143, 164. (in Chinese)



熊兰

作者简介：

熊兰(1978—)，女，中国电源学会会员，通信作者，博士，讲师。研究方向：电力电子变换器，新能源发电并网控制。E-mail：xusbl@hotmail.com。

高迎飞(1996—)，女，硕士研究生。研究方向：电力电子变换器应用。E-mail：1979630676@qq.com。

宋佳(1999—)，女，硕士研究生。研究方向：储能变流器控制。E-mail：s17631434412@163.com。

刘林(1997—)，男，硕士。研究方向：电力电子变换器应用。E-mail：47286834@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)

(上接第 105 页)

[20] 袁威, 陶顺, 王浩雄, 等. 基于熵权-独立性权法的配电网宽频域谐波谐振风险评估[J/OL]. 华北电力大学学报(自然科学版), 1-13. (2024-05-28)[2024-12-02]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1212.TM.20240527.0915.002.html.
Yuan Wei, Tao Shun, Wang Haoxiong, et al. Risk assessment of wide frequency domain harmonic resonance in distribution network based on entropy-independence weight method [J/OL]. Journal of North China Electric Power University (Natural Science Edition), 1-13. (2024-05-28) [2024-12-02]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/13.1212.TM.20240527.0915.002.html. (in Chinese)



杨硕

作者简介：

杨硕(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：电力系统电能质量。E-mail：120232201675@ncepu.edu.cn。

徐哲恒(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：电力系统电能质量。E-mail：120232201158@ncepu.edu.cn。

陶顺(1972—)，女，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：电力系统电能质量。E-mail：taoshun@ncepu.edu.cn。

徐永海(1966—)，男，博士，教授。研究方向：电能质量分析与控制。E-mail：yonghaixu@263.net。

(责任编辑：耿越)