第44卷 第6期 2020年3月25日
DOI：10.7500/AEPS20190408002
电力系统自动化
Automation of Electric Power Systems
Vol. 44 No. 6 Mar. 25，2020

LLC谐振变换器PO模式增益公式与模式边界条件分析

刘 硕，苏建徽，赖纪东，张 健，汪海宁
（合肥工业大学电气与自动化工程学院，安徽省合肥市 230009）

摘要： 电压增益-频率特性的求解是LLC谐振变换器设计的关键。变换器中整流电路存在的非线性使变换器具有多种工作模式，而电压增益-频率特性与工作模式密切相关。PO模式是一种有利于减少变换器开关损耗的断续工作模式，但在该模式下，变换器的增益频率特性计算烦琐，难以求解。文中基于子区间分析法，分析了PO模式下LLC谐振变换器的工作特性，推导了简洁易算且精度较高的电压增益计算公式；依据变换器整流电路的非线性特征，给出了解析且简洁的断续工作模式功率边界条件及PO工作模式功率边界条件的表达式。搭建了LLC谐振变换器的仿真模型和实验样机，仿真和实验结果证实了所提出的电压增益公式及工作模式边界条件的正确性。

关键词： LLC谐振变换器；电压增益-频率特性；工作模式；非线性；时域分析

0 引言

LLC谐振变换器在宽输入电压与宽开关频率范围内可实现软开关，故容易实现高频化与高功率密度[1]，广泛应用于通信设备电源[2]、电力电子变压器[3]、充电模块[4]等场合。

电压增益-频率特性的求解是LLC谐振变换器设计的基础。变换器的整流电路输入端伏安特性呈现出非线性：当电流非零时，电压幅值被输出端滤波电容钳位，电流的方向决定了电压的极性；当电流为零时，整流电路中全部二极管被阻断。这使变换器具有多种工作模式，而电压增益-频率特性与工作模式密切相关[1]，目前已有大量文献进行了相关研究。

文献[5-6]采用基波分析法（FHA）详细分析了LLC谐振变换器的电压增益-频率特性。该方法仅考虑基波，将负载折算到变压器初级侧，其优点是简单，且通用于其他类型的谐振变换器[7]，不足是在断续工作模式下误差偏大[1]。

文献[8]中的Pspice仿真结果表明，当开关频率低于电路固有频率时，谐波对变换器的外特性影响变大，FHA存在局限性。文献[9]列出了变换器各工作状态的时域微分方程，并使用数学分析软件Maple研究了在定频控制下变换器的电压增益特性。文献[10]使用时域微分方程研究了变换器电压增益-频率特性的单调性，优化配置了谐振网络参数。文献[1]将变换器的工作状态划分为P，O，N这3种，变换器众多工作模式（如NP，PO，PON，PN等）是3种工作状态的组合，其中PO和PON工作模式属于断续工作模式。该文献使用时域法分析，借助MATLAB数值计算，给出了各工作模式的边界条件，估计出了变换器最大电压增益，推导出PN与NP这2种连续工作模式的增益表达式与边界条件。文献[11]以迭代法求解了描述变换器的非线性方程组；文献[12]将时域分析与频域分析结合，针对变换器工作在PO模式的情形，修正了FHA中的参数。文献[13-14]针对PO模式，列出时域方程，但前者结果复杂，后者仅能采用数值法求解。文献[15]提出利用磁放大器为原本工作在NP模式的变换器增加O状态，并以MATLAB求解超越方程，分析变换器的电压增益。

以上文献研究表明，LLC谐振变换器工作在断续模式时，FHA存在不足，而时域分析涉及非线性方程，计算烦琐，难以求解。本文在文献[1]的基础上，基于子区间分析法[16]分析变换器PO模式下的工作特性，并推导出简洁且精度较高的电压增益计算公式；确定断续工作模式的功率边界条件（即PON与PN模式的边界）及PO与PON工作模式的功率边界条件。最后，通过软件仿真和样机实验，验证理论分析的正确性。

收稿日期：2019-04-08；修回日期：2019-09-16。
上网日期：2020-01-10。
国家重点研发计划资助项目（2018YFB0904100）；国家电网公司科技项目（SGHB0000KXJS1800685）。

1　LLC谐振变换器拓扑和FHA

LLC谐振变换器的拓扑结构如图1所示，其中：开关管K_1和K_2互补导通；逆变半桥输出电压$u_1(t)$是占空比为50%、上限为U_1、下限为零的矩形波；L_r为谐振电感；C_r为谐振电容；L_m为变压器T的励磁电感；N为变压器匝比；稳态时负载上电压为U_2。

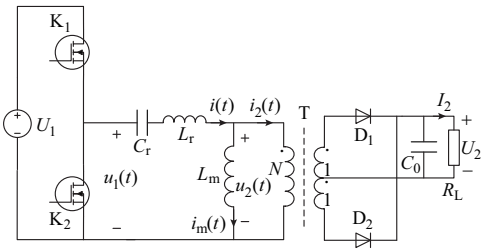


图1　LLC谐振变换器拓扑
Fig. 1　Topology of LLC resonant converter

当开关频率高于或等于L_r与C_r决定的固有频率且非轻载时，变换器整流电路中二极管D_1与D_2完全互补导通（对应文献[1]中NP或P模式），因此变压器初级电压$u_2(t)$是正负半周期对称、幅度为NU_2的矩形波；反之，则希望变换器工作在PO模式，其特点是整个开关周期中存在D_1与D_2均阻断、变压器次级侧与谐振网络之间断路的O状态[1]。NP与PO这2种模式下，相关电压与电流波形分别如图2(a)和(b)所示，其中：$i(t)$为谐振电流，$i_m(t)$为励磁电流，ω为开关角频率，$\omega_0=1/\sqrt{L_rC_r}$为L_r与C_r决定的固有角频率。

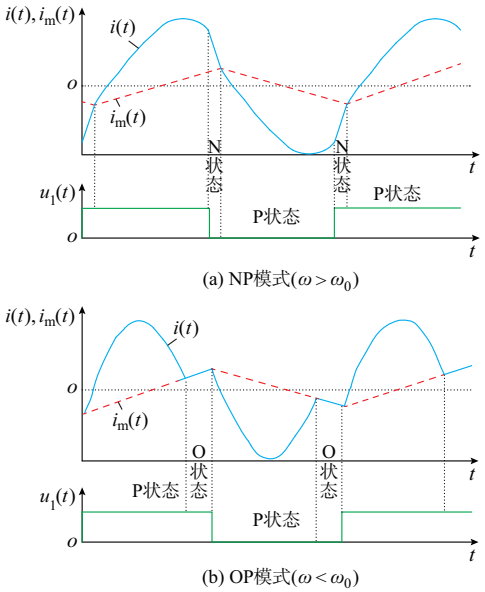


图2　不同模式下的电压与电流波形
Fig. 2　Voltage and current waveforms in different modes

FHA是仅考虑电路中基波影响的一种近似方法。基于FHA，图1中$u_1(t)$的基波幅值为：

$$\left|\dot{U}_1\right|=\frac{4}{\pi}\frac{U_1}{2} \tag{1}$$

近似认为图1中$u_2(t)$是幅度为NU_2的矩形波电压，其基波幅值为：

$$\left|\dot{U}_2\right|=\frac{4}{\pi}NU_2 \tag{2}$$

假设流过负载R_L的电流为I_2，当ω靠近ω_0时，图1中$i_2(t)$接近正弦波，其幅值为：

$$\left|\dot{I}_2\right|=\frac{1}{N}\frac{\pi}{2}I_2 \tag{3}$$

由于$U_2/I_2=R_L$，整流侧能用一个等效电阻表示，如式(4)所示。

$$R_{AC}=\frac{\left|\dot{U}_2\right|}{\left|\dot{I}_2\right|}=\frac{\frac{4}{\pi}NU_2}{\frac{1}{N}\frac{\pi}{2}I_2}=\frac{8N^2}{\pi^2}R_L \tag{4}$$

由此得到的等效电路如附录A图A1所示。由图A1、式(1)、式(2)和式(4)可求出电压增益$M=2NU_2/U_1$与ω和R_L的关系[6]。当R_L固定时，M的频率特性曲线如图3所示。

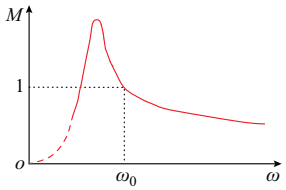


图3　LLC谐振变换器的电压增益-频率特性
Fig. 3　Voltage gain-frequency characteristic of LLC resonant converter

在图3所示外部特性方面，相比LC串联谐振电路[16]，LLC谐振变换器的电压增益-频率特性曲线的单调递减区间向小于ω_0侧延伸且出现了$M>1$的升压特性；在拓扑形态方面，LLC谐振变换器的谐振网络比串联谐振电路多了L_m；根据图2中$i(t)$的波形，当$\omega<\omega_0$时，由于整流电路的非线性，LLC谐振变换器可以存在O状态。因此，对其他种类谐振变换器[7]具有通用性的FHA也表现出如下不足。

1)式(2)成立的条件是假定D_1与D_2完全互补导通，但O状态使D_1与D_2不完全互补导通。

2)式(3)成立的条件是$i(t)$接近正弦波，但从图2可见，当$\omega<\omega_0$时，O状态的出现使$i(t)$波形明显偏离正弦波，即使O状态较短暂。

3)FHA可以解释图3中$\omega<\omega_0$时变换器的升压特性，但不能解释图2所示时域波形中O状态的存在与该升压特性的因果关系。

本文的理论分析将克服以上不足。

2　LLC谐振变换器稳态时域分析

2.1　LLC谐振变换器PO模式增益公式

在稳态下，将图1中的负载置换为电压源，如图4所示。

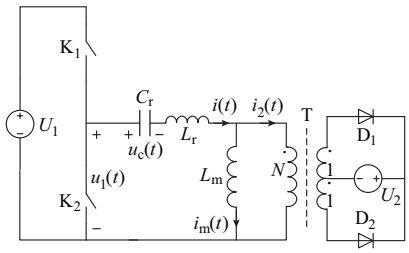


图4　LLC谐振变换器等效电路

Fig. 4　Equivalent circuit of LLC resonant converter

结合图2与图4可见，当$\omega \geqslant \omega_0$且非轻载时，由于$D_1$与$D_2$完全互补导通，图4又可等效成附录A图A2所示电路。图A2中$i_2(t)$和$u_2(t)$的基波同相，L_m仅起到分流作用。因此，只要ω在ω_0附近，失谐不会太大，FHA效果较好。

而当$\omega < \omega_0$时，若变换器工作在希望的PO模式，如图2与图4所示，逆变电路开关状态切换后，整流电路中一个相应的二极管导通，L_r与C_r进行半周振荡（P状态），历时$T_0/2$，$T_0=2\pi/\omega_0$是L_r与C_r的固有周期，其间整流二极管电流从零增长到最大值，再衰减到零；此后，整流电路阻断（O状态），直到逆变电路开关状态下一次切换，至此总共历时$T_S/2$，其中T_S是开关周期。

在输入、输出电压变化范围窄的应用场合（如变换器的前级是功率因数校正（PFC）），为了提高效率，LLC谐振变换器的L_m一般比L_r大10倍以上[17]，故励磁电流$i_m(t)$变化远比谐振电流$i(t)$缓慢。而对于输入、输出电压变化范围较宽的应用场合[18-19]，L_m一般为L_r的3倍以上，但L_m与L_r的比值选取得较小是为了不至于出现ω低于$60\%\omega_0$的工况[19]，这样O状态持续时间小于$T_0/2$。故能近似认为O状态内$i_m(t)$（与$i(t)$重合）保持恒定，如图5所示。

图5中，$i_m(t)$在O状态内维持其峰值I_{mp}，而该峰值取决于$T_0/2$内U_2的作用：

$$I_{mp}=\frac{T_0}{4}\frac{NU_2}{L_m} \tag{5}$$

由于图1中逆变半桥的右侧是无源网络，且逆变输出$u_1(t)$为周期性激励，故在稳态下，谐振电容电压$u_c(t)$存在稳定的上界与下界。

如图5所示，设L_r与C_r振荡的正半周期结束时，$u_c(t_2)=U_a$，当负半周期振荡开始时，又因被I_{mp}恒流充电增加了δu，达到上界$u_c(t_3)=U_a+\delta u$；在负半周期振荡结束时，$u_c(t_4)=U_b$，到下一个正半周期振荡开始时（t_5时刻），又下降了δu，达到下界$u_c(t_1)=U_b-\delta u$。

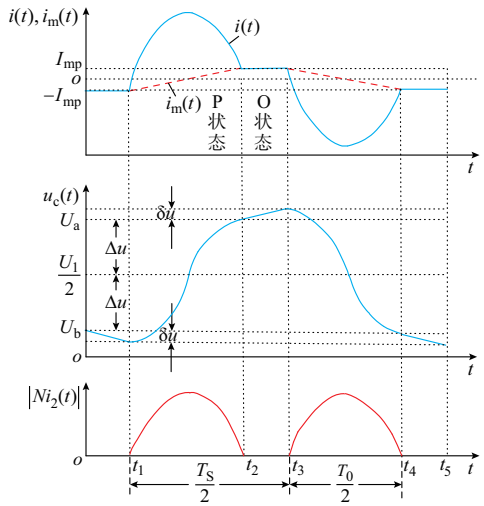


图5　PO模式下电压与电流波形

Fig. 5　Voltage and current waveforms in PO mode

在O状态（即子区间$t_2 \sim t_3$，$t_4 \sim t_5$）内C_r恒流充放电近似下，由式(5)可得：

$$\delta u=\frac{I_{mp}}{C_r}\frac{T_S-T_0}{2}=\frac{NU_2T_0(T_S-T_0)}{8C_rL_m} \tag{6}$$

详细分析见附录B，在振荡的正半周期（P状态，对应子区间$t_1 \sim t_2$），$u_c(t_2)$与$u_c(t_1)$存在如下关系：

$$U_a=2(U_1-NU_2)-(U_b-\delta u) \tag{7}$$

在振荡的负半周期（P状态，对应子区间$t_3 \sim t_4$），$u_c(t_4)$与$u_c(t_3)$存在如下关系：

$$U_b=2NU_2-(U_a+\delta u) \tag{8}$$

联合式(7)和式(8)可得：

$$U_1+\delta u=2NU_2 \tag{9}$$

式(9)说明，O状态期间，由于励磁电感的储能对谐振电容充电，使$U_1<2NU_2$，说明变换器具有升压特性。

将式(6)代入式(9)，得到$\omega<\omega_0$时LLC谐振变换器工作在PO模式的电压增益表达式：

$$M=\frac{2NU_2}{U_1}=\frac{1}{1-\dfrac{T_0(T_S-T_0)}{16C_rL_m}} \tag{10}$$

式(10)表明，当$\omega<\omega_0$时，变换器不仅呈$M>1$的升压特性，而且电压增益-频率特性曲线单调递减区间向小于ω_0侧延伸。在O状态内$i_m(t)$保持不变的假设下，PO模式工作的变换器的M与负载无关；相同的ω（$\omega<\omega_0$）下，若L_m越小则M越大；相同的M（$M>1$）下，若增大L_m，则需要延长O状态，因

此设计需要宽范围调节电压增益的LLC谐振变换器时，要适当减小L_m，以避免开关频率调节范围过宽。然而，过小的L_m将增加变压器铁损。

式(10)为优化设计L_m提供了参考：变换器增益需要的调节范围与开关频率希望的调节范围决定了L_m的取值。

2.2　LLC谐振变换器的工作模式边界条件

式(7)—式(9)成立的前提是存在O状态，即变换器工作在断续模式；而式(5)、式(6)与式(10)成立的前提是变换器工作在PO模式，因此有必要根据整流电路的非线性特征，分析变换器在$\omega<\omega_0$时工作在断续模式的条件，及变换器工作在PO模式的条件。

根据图4，若存在O状态，则L_r与C_r的正半周期振荡(P状态)结束时，$u_c(t_2)$不应过高以至于D_2导通，即

$$U_a<U_1+NU_2 \tag{11}$$

L_r与C_r的负半周期振荡(P状态)结束时，$u_c(t_4)$不应过低以至于D_1导通，即

$$U_b+NU_2>0 \tag{12}$$

由于$i(t)$正负半周期对称，故$u_c(t)$波形(见图5)具有平行于横轴的对称轴，此对称轴纵坐标为其平均值。又由于$u_2(t)$的平均值为零，$u_1(t)$的平均值为$U_1/2$，故有

$$\frac{U_a+U_b}{2}=\bar{u}_c=\frac{U_1}{2} \tag{13}$$

若将式(13)代入式(11)与式(12)，可以看到式(11)与式(12)等效。

令$U_a=U_1/2+\Delta u$，$U_b=U_1/2-\Delta u$，则由式(9)、式(11)或式(12)可得：

$$\Delta u<\frac{U_1}{2}+NU_2 \tag{14}$$

P状态期间$u_c(t)$的变化量$2\Delta u+\delta u$(见图5)可用半周期内谐振网络向整流电路传递的电荷Δq表示：

$$2\Delta u+\delta u=\frac{\Delta q}{C_r}=\frac{1}{C_rN}\frac{P}{U_2}\frac{T_S}{2} \tag{15}$$

式中：P为功率。

由式(9)、式(14)与式(15)可得$\omega<\omega_0$时LLC谐振变换器工作在断续模式的充要条件为：

$$P<\frac{8C_rN^2U_2^2}{T_S} \tag{16}$$

否则，变换器将工作在PN模式(属于连续工作模式)，不能表现出升压特性。式(16)为PN与PON模式的边界。

由于$T_S>T_0=2\pi\sqrt{L_rC_r}$，故式(16)成立的一个必要条件为：

$$P<\frac{4N^2U_2^2}{\pi}\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \tag{17}$$

式(16)与式(17)成立的条件不包含和PO模式相关的式(6)与式(10)。式(17)表明，断续工作模式的边界条件和C_r与L_r的比值有关，该比值减小不利于出现O状态。这是因为同样的P下，C_r电压波形幅度随该比值减小而增加，使式(11)与式(12)中U_a增加而U_b减小。

变换器工作在PO模式的充要条件是，在逆变电路开关状态切换之前，即使在整个O状态期间(子区间$t_2\sim t_3$和$t_4\sim t_5$)励磁能量给谐振电容充电，二极管也不会导通而出现N状态：

$$U_a+\delta u<U_1+NU_2 \tag{18}$$

$$U_b-\delta u+NU_2>0 \tag{19}$$

由式(9)、式(15)、式(18)和式(19)可解出变换器工作在PO模式(对应图3中曲线$\omega<\omega_0$侧的单调递减区间)的充要条件：

$$P<\frac{4C_rNU_1U_2}{T_S} \tag{20}$$

式(20)是PO与PON工作模式的边界。与式(17)同理，式(20)的一个必要条件为：

$$P<\frac{2NU_1U_2}{\pi}\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \tag{21}$$

这样，在文献[1]的基础上，本文给出了LLC谐振变换器PO，PON，PN模式解析的边界条件。式(21)表明，PO模式的边界条件亦和C_r与L_r的比值有关，该比值减小将使PO模式变窄。因此，在设计低压大电流、大功率的LLC谐振变换器时，要适度增大该比值，避免重载时图3中电压增益-频率特性曲线的单调递减区间在$\omega<\omega_0$侧变窄甚至消失，给控制带来不便。然而，该比值过大亦将导致变换器谐振电流波形谐波含量增高。此外，在电压增益调节范围宽的应用场合，往往变换器的工作区包含PO与NP这2种工作模式[1]，减小C_r/L_r能增加L_r与C_r组成的支路阻抗，有利于缩小轻载时NP模式下开关频率调节范围，即减小C_r/L_r对NP模式有利。故式(20)与式(21)为优化设计C_r与L_r提供了参考。

3　仿真及样机实验

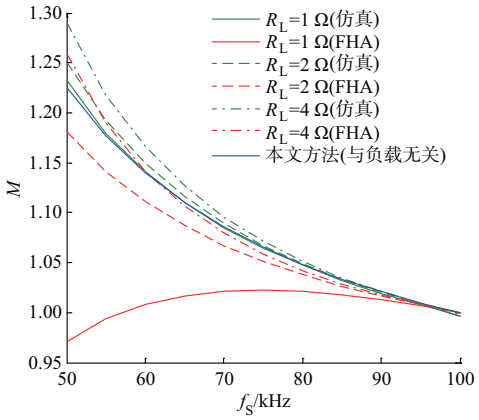
3.1　仿真结果分析

为了验证理论分析的正确性，在MATLAB中搭建了图1所示电路的仿真模型，并将本文理论分析结果、FHA分析结果与仿真结果对比。为了选择具有代表性的仿真参数，首先依据式(20)预估PO模式对应的电压及功率范围，选取L_r与C_r；然后参

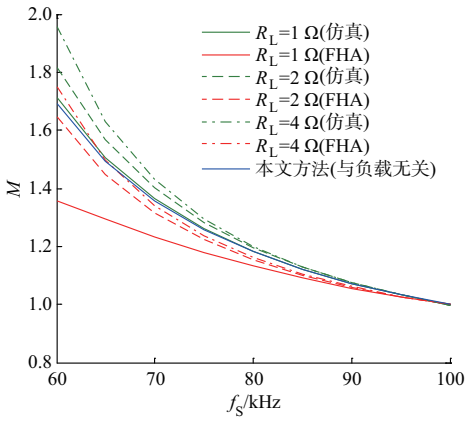
考文献[17](L_m/L_r=18)、文献[18](L_m/L_r=7.1)和文献[19](L_m/L_r=3.4)选择涵盖了从高L_m/L_r到低L_m/L_r、大范围变化的参数L_m，配合涵盖了从重载(在低频区接近PO与PON模式边界)到轻载大范围变化的参数R_L，验证提出的PO模式的增益公式；最后，固定L_m，验证提出的功率边界条件。二极管、开关管都设为理想元件。取U_1=450 V，N=8，f_0=100 kHz。

首先，取C_r=68 nF，L_r=37.25 μH，这样根据式(20)，当开关频率f_S为50 kHz和60 kHz时，分别只要$P<49U_2$和$P<59U_2$，就能使变换器工作在PO模式。然后，研究在PO模式，不同R_L与L_m下，M与f_S的关系。

固定L_m分别为0.5 mH(L_r的13倍)与0.15 mH(L_r的4倍)，研究不同R_L下f_S对M的影响。将式(10)结果、仿真结果、FHA结果[6]整理成图6。



(a) L_m=0.5 mH



(b) L_m=0.15 mH

图6　不同R_L值下开关频率-电压增益关系

Fig. 6　Relationship between switching frequency and voltage gain with different values of R_L

由图6可见，在$f_S>75\%f_0$时，代表不同R_L值下仿真结果的曲线都接近代表本文方法计算结果的曲线(相对误差小于3%)，而在$f_S<75\%f_0$时，本文方法误差增加(最大误差出现在图6(b)中f_S=60 kHz，R_L=4 Ω处，为13.7%)。式(10)中M与R_L无关，仿真结果也表明，在PO模式下R_L对M影响小(图6中相对误差小于13%)。

固定R_L=2.5 Ω，研究不同L_m下f_S对M的影响。将式(10)结果、仿真结果、FHA结果[6]整理成图7。

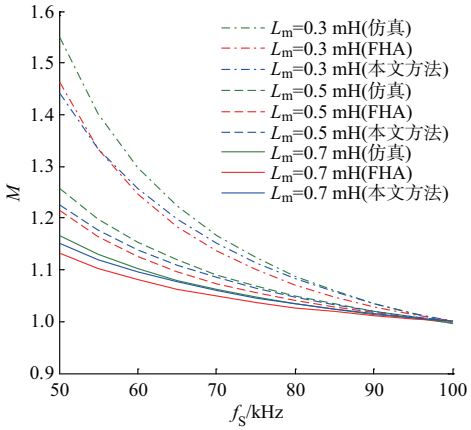


图7　不同L_m值下开关频率-电压增益关系

Fig. 7　Relationship between switching frequency and voltage gain with different values of L_m

图7中，本文方法相对仿真结果最大误差小于7%。图6和图7表明：在PO模式下，相比FHA，总体上仿真结果更接近本文式(10)计算结果；仿真结果始终高于式(10)的计算值，这是因为，实际上图5中$i(t)$波形在子区间t_2～t_3内是凸函数，而在子区间t_4～t_5内是凹函数(见文献[1]中图3)，$u_c(t)$正比于$i(t)$对t的积分，导致式(6)对δu存在低估，FHA对M也存在低估；在重载，或大L_m，或是高f_S时，仿真结果几乎与本文方法计算结果重合，这是因为重载、大L_m将使$i(t)$幅度比$i_m(t)$大更多(见图5)，$i_m(t)$在O状态内保持不变的近似带来的误差影响更小。

最后，仿真验证PO，PON，PN工作模式的功率边界条件。将式(16)、式(20)和负载电阻($R_L=U_2^2/P$)联系，PON和PN模式的边界对应的R_L为$R_{L1}=T_S/(8C_rN^2)$；联系式(10)，PO和PON模式的边界对应的R_L为$R_{L2}=(T_SU_2)/(4C_rNU_1)=R_{L1}/[1-T_0(T_S-T_0)/(16C_rL_m)]$。

设定L_m=0.3 mH(L_r的8.1倍)，f_S=80 kHz，则R_{L1}=0.36 Ω，R_{L2}=0.39 Ω。以式(10)计算出的U_2为30.4 V，而当$\omega=\omega_0$时对应的U_2为28.1 V。取靠近这2种边界值的R_L分别为0.40，0.37，0.34 Ω，仿真得到U_2分别为30.4，30.3，27.9 V，分别符合PO模式(式(10)成立)、PON模式($M>1$但小于式(10)计算值)、PN模式($M<1$)的特征。这3种R_L取值下，O状态附近的$u_1(t)$，$u_2(t)$，$i(t)$波形如附录A图A3所示。

附录A图A3中，L_m两端电压$u_2(t)$的特征可反映出变换器的工作模式。P或N状态内，$u_2(t)$被输出滤波电容钳位为$\pm NU_2$；而O状态内，由于整流电路阻断，$u_2(t)$未被输出滤波电容钳位。$R_L=0.40\ \Omega$时，P状态（图A3中$i(t)$波形对应的负半周期振荡）结束后，出现O状态，一直维持到$u_1(t)$跃变，因此变换器工作在PO模式；$R_L=0.37\ \Omega$时，O状态未等到$u_1(t)$跃变就结束，进入N状态，因此是PON模式；$R_L=0.35\ \Omega$时，O状态消失，因此是PN模式。式（16）和式（20）被验证。

3.2　样机实验结果分析

为验证本文理论分析，按图1搭建了一台样机。在控制上以数字信号处理器（DSP）芯片28035开环产生脉冲频率调制（PFM）波，确保实验的准确性（频率准确、占空比严格对称）。选取$U_1=60$ V，$L_m=0.3$ mH，$N=7:3$，$f_S=91$ kHz。对应于$f_0=113$ kHz，依据式（17）、式（21），故意减小C_r与L_r的比值，使变换器在100 W以下就能工作在PN模式（这样既能满足验证本文提出公式的需求，又降低了对电路器件性能的要求），选取$C_r=68$ nF，$L_r=25\ \mu$H（串联电感）+4.3 μH（变压器漏感）。根据式（10）算出PO模式下$M=1.06$，它对应的U_2为13.6 V，而当$\omega=\omega_0$时$M=1$对应的U_2为12.9 V。根据式（16）算出P超过49.9 W后，变换器工作在PN模式；根据式（20）算出P低于47 W时，变换器工作在PO模式。使用电子负载作为负载，在P为40 W时测得$U_2=13.0$ V，接近式（10）计算结果（此时效率92%）。相关波形如附录A图A4所示。图A4符合PO模式波形特征。

在P为50 W时测得$U_2=11.8\ \text{V}<12.9\ \text{V}$，说明$M<1$（此时效率为92%）。相关波形如附录A图A5所示。图A5符合PN模式波形特征。如2.2节所分析，在负载加重后，整流电路中2个二极管完全互补导通，O状态消失使变换器无法表现出升压特性。

不同功率下（PO模式）M的测量结果如附录A表A1所示，其中M的值低于式（10）的计算值（1.06），这是因为元件内阻、整流二极管死区等因素的影响。

4　结语

本文基于子区间分析法分析了LLC谐振变换器工作在PO模式时的稳态特性，推导出了该工作模式下简洁的电压增益表达式，该表达式在重载或励磁电感大时具有高精度。依据变换器整流电路的非线性特性，解析地给出了变换器断续工作模式的功率边界条件及PO工作模式的功率边界条件。最后，通过仿真和样机实验，验证了理论分析的正确性。

本文在LLC谐振变换器时域建模、工作特性分析方面进行了研究，而对于逆变部分是全桥且采用调频、移相复合控制策略的情况，本文的时域分析法如何应用，还有待进一步研究。

附录见本刊网络版（http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx），扫英文摘要后二维码可以阅读网络全文。

参考文献

[1] 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.

[2] 顾亦磊，吕征宇，钱照明．三电平LLC谐振型DC/DC变换器的分析和设计[J]．电力系统自动化，2004，28(16)：67-71.
GU Yilei, LÜ Zhengyu, QIAN Zhaoming. Analysis and design of a three level LLC resonant DC/DC converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(16): 67-71.

[3] 陈启超，王建赜，纪延超．基于LLC谐振变换器的电力电子变压器[J]．电力系统自动化，2014，38(3)：41-46.
CHEN Qichao, WANG Jianze, JI Yanchao. Power electronic transformer based on LLC resonant converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 41-46.

[4] 王皓，朱金大，侯凯，等．基于混合控制式交错并联LLC谐振变换器的充电模块研制[J]．电力系统自动化，2017，41(7)：108-113.
WANG Hao, ZHU Jinda, HOU Kai, et al. Development of charging module based on interleaving paralleled LLC resonant converter with hybrid control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 108-113.

[5] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R. Using LLC resonant converter for designing wide-range voltage source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(5): 1746-1756.

[6] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R. A design procedure for optimizing the LLC resonant converter as a wide output range voltage source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3749-3763.

[7] STEIGERWALD R. A comparison of half-bridge resonant converter topologies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2): 174-182.

[8] 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.

[9] 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.
LI Ju, RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full bridge LLC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 72-79.

[10] 胡海兵，王万宝，孙文进，等．LLC谐振变换器效率优化设计[J]．中国电机工程学报，2013，33(18)：48-56.

HU Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.

[11] 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.DOI:10.7500/AEPS20180128004.
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. DOI: 10.7500/AEPS20180128004.

[12] LIU Jianqiang, ZHANG Jiepin, ZHENG T 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.

[13] SHAFIEI N, SAKET M A, ORDONEZ M. Time domain analysis of LLC resonant converters in the boost mode for battery charger applications [C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 1-5, 2017, Cincinnati, USA: 4157-4162.

[14] LIU Teng, ZHOU Ziying, XIONG Aiming. et al. A novel precise design method for LLC series resonant converter[C]// Twenty-eighth International Telecommunications Energy Conference, September 10-14, 2006, Providence, USA: 1-6

[15] 靳晓光,万兰若,徐军,等.基于磁放大器的半桥LLC变换器输入电压范围扩展方法[J].电工技术学报,2018,33(21):5026-5035.
JIN Xiaoguang, WAN Lanruo, XU Jun, et al. Input-voltage extension method of half-bridge LLC converter based on magamp[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(21): 5026-5035.

[16] 李瀚荪.电路分析基础(中册)[M].北京:高等教育出版社,1993:106-113.
LI Hansun. Fundamental circuit analysis[M]. Beijing: Higher Education Press, 1993: 106-113.

[17] KIM B C, PARK K B, KIM C E, et al. LLC resonant converter with adaptive link-voltage variation for a high-power-density adapter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(9): 2248-2252.

[18] XU Hengshan, YIN Zhongdong, ZHAO Yushan, et al. Accurate design of high-efficiency LLC resonant converter with wide output voltage[J]. IEEE Access, 2017, 5: 26653-26665.

[19] XIE Xiaogao, ZHANG Junming, ZHAO Chen, et al. Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel-current protection circuit [J]. IEEE Transactions of Power Electronics, 2007, 22(2): 435-443.

刘　硕(1988—),男,博士研究生,主要研究方向:新能源发电与储能系统。E-mail:liushuo2010@126.com

苏建徽(1963—),男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向:太阳能发电技术、电力变换节能技术。E-mail:su_chen@126.com

赖纪东(1981—),男,博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向:分布式微电网技术、电力变换节能技术。E-mail:laijidong@126.com

张　健(1977—),男,通信作者,博士研究生,助理研究员,主要研究方向:无线电能传输技术、电力变换节能技术。E-mail:zhangjian_pv@sohu.com

(编辑　蔡静雯)

Analysis on Gain Formula and Mode Boundary Condition for LLC Resonant Converter in PO Mode

LIU Shuo, SU Jianhui, LAI Jidong, ZHANG Jian, WANG Haining

(School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The calculation of voltage gain-frequency characteristic is vital in the design of LLC resonant converter. The LLC converter have various operation modes due to the existence of nonlinearity in the rectifier part of the converter. And the voltage gain-frequency characteristic is closely related to operation modes. The PO mode is a discontinuous conduction mode (DCM), which is beneficial to reduce switching losses of the converter. However, the voltage gain-frequency characteristic of converter in the PO mode is hard to be solved because it involves complex computations. On the basis of subinterval analysis method, this paper analyzes the operation characteristics in the PO mode of LLC resonant converter, and deduces a simplified and high-accuracy calculation formula of voltage gain. In addition, the parsing and concise expressions of power boundary conditions both in DCM mode and PO mode are provided according to the nonlinear characteristic in the rectifier part of the converter. Finally, a simulation model and an experimental prototype of LLC converter are developed. The simulation and experiment results verify the validity of the deduced voltage gain formula and power boundary condition.

This work is supported by National Key R&D Program of China (No. 2018YFB0904100) and State Grid Corporation of China (No. SGHB0000KXJS1800685).

Key words: LLC resonant converter; voltage gain-frequency characteristic; operation mode; nonlinearity; time domain analysis