PWM控制LLC谐振变换器开关特性研究

在标准通信电源模块等宽范围输出电压及负载变化范围较大的场合，由于LLC谐振变换拓扑的高频区不单调现象及考虑开关频率的限制等情况，单纯的调频控制难以满足要求，业界常用的处理方案是在PFM控制基础上在特定条件下引入PWM控制；针对目前为止对LLC谐振变换器PWM态开关特性的研究并不多见的现状，以半桥LLC谐振变换器为例，通过仿真分析和研究了PWM控制不同占空比下LLC谐振变换器的工作模态及开关管的开关特性，并得出能否实现ZVS软开关的结论。

包尔恒/广东水利电力职业技术学院自动化工程系　王红涛/艾默生网络能源有限公司　高　军/深圳麦格米特电气股份有限公司

包尔恒/高级工程师

关键词/Keywords
LLC·
PWM·
开关特性·
仿真·
ZVS·

0　引言

在标准通信电源模块等宽输出电压范围及负载变化较大的应用中，从图1 LLC增益－频率特性曲线看，随着输出电压降低和负载减小，变换器的工作频率需要不断增加[1-2]，尤其是由于追求高效率而将K值（励磁电感和谐振电感的比值）取值比较大的情况下[3-4]，低压轻载时（小Q值）特性曲线在高频段将变得非常平坦，导致需要的开关频率无限高，且频率对输出电压的调节作用大大减弱，从而引发电压稳定、纹波及杂音超标等一系列实际问题[5]；另外，由于驱动电路、功率半导体本身等方面的限制，变换器的工作频率不可能无限制升高，而是有个最高工作频率限制。当变换器达到最高频率后，通常的处理方法是关机、间歇工作或让变换器工作在调宽（PWM）状态来调节变换器的输出[6]。前两种方式对变换器的性能有较大影响，通过PWM调节变换器增益为业界常用方式，也就是当频率达到设定的最高频率时，引入PWM方式对变换器进行控制，从而使LLC谐振变换器工作于PWM状态[7-8]。

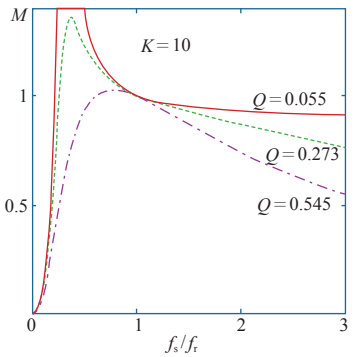

图1　高K值LLC特性曲线

本文对LLC谐振变换器PWM控制模式下的直流稳态工作过程进行仿真分析，研究了不同占空比时的开关特性，并得出了能否实现ZVS软开关的结论。

1　LLC谐振变换器PFM、PWM混合控制策略及设计参数

本文以某2 000 W标准通信电源模块为例进行仿真分析，其DC/DC变换部分采用半桥LLC谐振拓扑，输入电压为DC 400 V，输出电压在0～58 V可调，额定输出电流为30 A，控制策略根据单调性情况在轻载和低压区采取PWM控制模式，如图2所示。

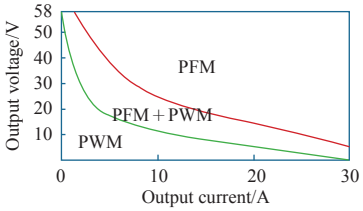

图2　控制策略简图

半桥LLC谐振变换器的增益－频率

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

特性表达式为[9]

$$M=\frac{0.5}{n\sqrt{\left[1+\frac{L_r}{L_m}\left[1-\left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2\right]\right]^2+Q_s^2\left(\frac{f_s}{f_r}-\frac{f_r}{f_s}\right)^2}}$$

$$Q_s=\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_e} \quad (1)$$

式中，f_s为开关频率。

$$R_e=\frac{8}{\pi^2}n^2\frac{V_o^2}{P_o} \quad (2)$$

式中，n为变压器一二次线圈匝比；P_o为输出功率；V_o为输出电压。

本文设计采用的谐振腔参数如下：谐振电感$L_r=20$ μH；励磁电感$L_m=130$ μH；谐振电容$C_r=0.112$ μF；谐振频率$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}}=106$ kHz；$K=L_m/L_r=130$ μH/20 μH=6.5；变压器电压比$n=15:4:4$。

2　PWM控制LLC谐振变换器工作模态及开关特性分析

2.1　小占空比工作模态仿真及开关特性分析

对PWM状态驱动脉冲、上下开关管DS波形及谐振电感电流波形进行仿真观察，发现在一个开关周期，大、小占空比时，上下开关管V_{DS}波形、谐振电流I_r波形有一定的差别。图3为小占空比（$D=5\%$）时的仿真波形，可将一个工作周期划分为8个工作模态，具体如下。

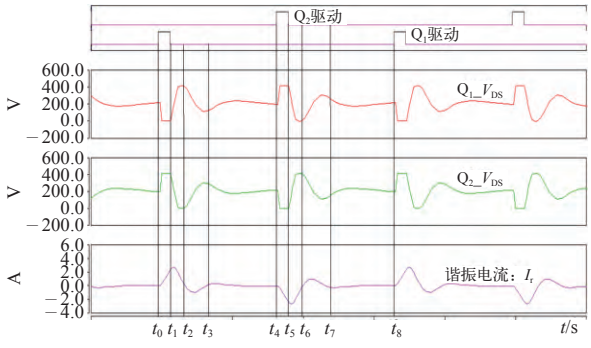

图3　PWM控制5%占空比仿真波形

模态1（$t_0\sim t_1$）：t_0时刻，Q_1开通，开通前Q_1、Q_2两管均处于关闭状态，从而达到了电压平衡，两管均分400 V输入母线电压，则开通前Q_1的DS电压不为零，为硬开通而非ZVS。开通后Q_1管DS电压为零，谐振电感电流上升；t_0时刻，Q_1关断，关断前Q_1流通幅值较大的谐振电流，关断后其DS电压缓慢上升，故为硬关断。该模态电路工作状态如图4所示。

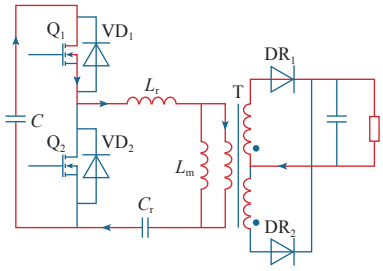

图4　模态1工作状态

模态2（$t_1\sim t_2$）：电路工作状态如图5所示，t_1时刻，谐振电感电流瞬间不能突变，Q_2结电容放电而Q_1结电容充电，Q_2管DS电压逐渐降低、Q_1管DS电压逐渐升高，二者之和为输入母线电压；谐振电感、谐振电容和开关管DS等效电容组成串联谐振网络，起主导作用的是谐振电感、开关管结电容及变压器绕组寄生电容（因为谐振电容与开关管DS电容及变压器绕组寄生电容串联，起主导作用的是小得多的开关管结电容与变压器绕组寄生电容）。二次侧是否有负载电流输出，取决于一次侧谐振电流是否能够大于励磁电流。t_2时刻，谐振电流为零，上管Q_1的DS电压达到最大值，但未到400 V（缓慢上升态）；下管Q_2的DS电压达到最小值，但未到零（缓慢下降态）。需要说明的是，若开关管结电容与变压器寄生电容足够

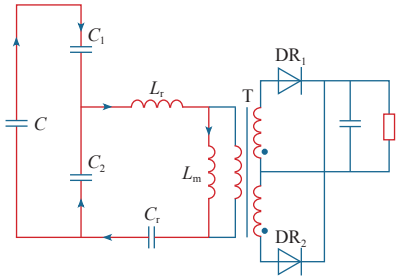

图5　模态2工作状态

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

小，有可能将上管Q_1的DS电压充电到输入电压400 V，下管Q_2的DS电压放电到零并且其体二极管导通。

模态3（$t_2 \sim t_3$）：t_2时刻，Q_1、Q_2均关闭，故无能量输入，但谐振网络自身储存的能量还未消耗完，谐振电感电流反向，由谐振电感、谐振电容及上下管DS结电容组成的谐振网络，利用$t_1 \sim t_2$期间负载没有消耗完而储存在一次侧谐振网络内的能量，给下管Q_2结电容充电、上管Q_1结电容放电，电路工作模式如图6所示。由于$t_1 \sim t_2$期间谐振网络能量大部分被等效在变压器一次侧的负载阻抗消耗掉，故$t_2 \sim t_3$期间谐振电感电流峰值较小。在t_3时刻，谐振电感电流为零。

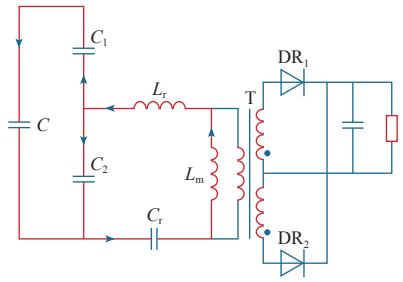

图6　模态3工作状态

模态4（$t_3 \sim t_4$）：t_3时刻，由于未到下管Q_2开通时刻，谐振电感电流继续反向谐振，由于谐振网络储存的能量太小，故谐振幅度很小，几乎为零；上下开关管不再有电流抽取或者注入电荷，达到平衡而平分输入母线电压。t_4时刻，下管Q_2开通，开通时下管DS电压为输入母线电压400 V的1/2，故为硬开通而非ZVS开通。

实际电路中，只要占空比足够小，谐振电流一般都会振荡若干个周期才衰减到零，若t_4时刻谐振电流又回到正向且具有一定幅值，并且开关管结电容与变压器绕组寄生电容足够小，在电流正向期间开通Q_2，理论上在谐振电流正向流动时有可能将Q_2结电容的电荷抽光而实现ZVS。

通过上述分析，在PWM态的电流正向谐振期间，理论上有可能实现Q_2的ZVS；反过来，在PWM态的电流反向期间，肯定不能实现Q_2的ZVS；对Q_1也是一样。

模态5～8（$t_5 \sim t_8$）：重复以上过程。

2.2　中等占空比工作模态仿真及开关特性分析

当占空比较大时，如图7所示，占空比D=30%，其工作过程和调频工作时$f_s > f_r$基本相同。与调频工作时不同之处在于t_2时刻谐振电流反向，给下管Q_2充电、上管Q_1放电，虽然t_3时刻电流再次反向，但此时由于没有能量注入，谐振回路中的能量越来越小，到t_4时刻Q_2开通，残余的谐振电流在$t_3 \sim t_4$时间段内根本抽不走Q_2结电容上的电荷，所以Q_2不能实现ZVS。

与上面分析对应，在t_4时刻，虽然谐振电流正向，但除非Q_2和变压器寄生电容足够小才有可能实现Q_2的ZVS开通。

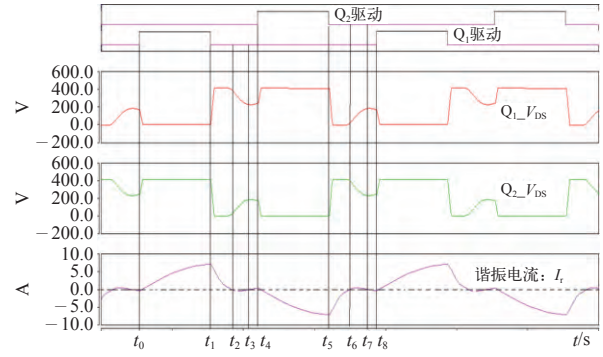

图7　PWM控制30%占空比仿真波形

2.3　大占空比工作模态仿真及开关特性分析

随着占空比的加大，如图8所示，占空比D=40%，t_1时刻，Q_1关闭，t_2时刻下管Q_2的DS电压降低为0，而其体二极管导通续流正向谐振电流，t_3时刻Q_2开通便获得了ZVS条件[10]。此工作过程和$f_s > f_r$调频工作时完全相同。

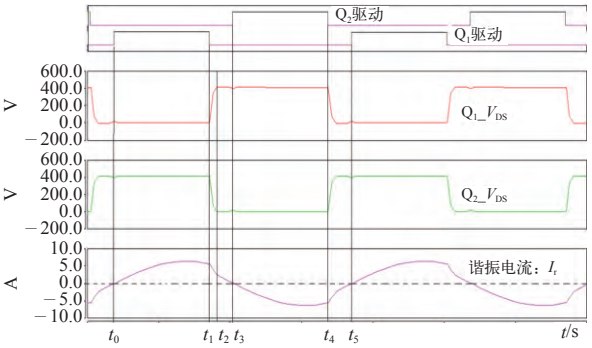

图8　PWM控制40%占空比仿真波形

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

3 PWM控制LLC谐振变换器开关特性的特点

通过上述分析可以看出，LLC谐振变换器PWM态的ZVS只有在占空比接近50%时才能实现；小占空比下，除非开关管结电容及变压器寄生电容足够小，并且驱动信号正好在待开通开关管反向流通谐振电流（其体二极管续流）时才能够实现ZVS。由于占空比调节过程为渐变调节，不可能跳过某一段占空比，寻求这种ZVS是不切实际的。因此，小占空比下LLC谐振变换器的PWM态开关管不能实现实用的ZVS。

考虑到主要利用PWM控制模式实现轻载和低压输出态的稳压，对于轻载来说可以接受，利用整流模块的散热策略应该能够解决其温升，但低压重载若采用PWM方式，并且出现小占空比的情况，开关管损耗将会非常可观，实际测试中电源模块低压限流态开关管温升高的原因就在于此。

4 结束语

本文通过仿真方法分析了LLC谐振变换器在PWM控制模式下不同占空比时的工作模态及开关特性。通过仿真分析得出结论：PWM态的ZVS只有在占空比接近50%时才能实现，小占空比下开关管不能实现实用的ZVS。实际应用中需关注小占空比重载情况下（如标准通信电源模块的低压限流态）开关管的温升及散热措施。仿真分析结论对工作于PWM控制模式时的LLC谐振变换器设计及分析有一定的参考价值。

参考文献

[1] Beiranvand R，Rashidian B，Zolghadri M R，et al．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．

[2] Musavi F，Craciun M，Gautam D S，et al．An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications [J]．IEEE Transations on Power Electronics，2014，28 (12)：5437-5445．

[3] 牛志强，王正仕．高效率半桥LLC谐振变换器的研究 [J]．电力电子技术，2012，46 (6)：64-65．

[4] 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．

[5] 包尔恒．LLC谐振变换器空载输出电压漂高问题分析解决 [J]．电力电子技术，2013，47 (1)：26-27．

[6] Wu L M，Chen P S．Interleaved three-level LLC resonant converter with fixed-frequency PWM control [C]．IEEE International Telecommunications Energy Conference，2014：1-8．

[7] Yamamoto J，Zaitsu T，Abe S，et al．PFM and PWM hybrid controlled LLC converter [C]．International Power Electronics Conference，2014：177-182．

[8] 管松敏，陈乾宏．PWM控制LLC变换器的工作原理和外特性分析 [J]．电力电子技术，2012，46 (3)：55-57．

[9] Yang bo．Topology investigation of front end DC/DC power conversion for distributed power system [D]．Blacksburg，WA：Virginia Tech，2003．

[10] 阮新波．脉宽调制DC/DC全桥变换器的软开关技术 [M]．北京：科学出版社，2012．

（收稿日期：2016－03－23）EA

欢迎订阅 欢迎投稿 欢迎刊登广告

(C)1994-2023 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net