

计及 MOSFET 关断过程的 LLC 变换器 死区时间选取及计算

吕 正¹, 颜湘武¹, 孙 磊², 樊 威¹

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206;

2. 河北农业大学 机电工程学院, 河北 保定 071001)

摘要: 死区时间的合理选取是 LLC 变换器 MOSFET 开关管在宽调节范围内实现零电压开通(ZVS)以降低电磁干扰并提升运行效率的必要条件。现有选取方法因忽略 MOSFET 关断过程对死区时间的重要影响, 选取结果实用性较差。通过理论研究给出了使 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS 的死区时间选取原则, 参照该原则详细描述并合理简化最恶劣工况下计及 MOSFET 关断瞬态的 LLC 变换器工作过程。在此基础上, 通过对 MOSFET 手册中数据的分析运用, 精确算得最恶劣工况下 LLC 变换器实现 ZVS 所需死区时间的最小值, 最终给出 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS 所需死区时间设定值的计算方法。该方法计算过程简单直观, 实验结果亦验证了其正确性和有效性。

关键词: 死区时间; LLC 变换器; 最恶劣工况; MOSFET; 关断瞬态; 零电压开通

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.03.028

0 引言

因具备极高的运行效率和功率密度, LLC 变换器得到了工业界和学术界的广泛关注并成为实现光伏模块最大功率点跟踪的实用拓扑之一^[1-2]。近年来国内外学者对 LLC 变换器的研究已经十分深入: 文献[3]采用模态分析法精确描述了 LLC 变换器的运行过程及特性, 在解决了传统基波近似分析法精确性较低问题的同时完善了 LLC 变换器理论体系; 文献[4-5]通过探究 LLC 变换器的增益特性和损耗构成, 分别提出了基于峰值增益理论和损耗计算模型的谐振参数设计方法, 使 LLC 变换器的运行效率大幅提高; 文献[6]提出了简化的最优轨迹控制方法, 使 LLC 变换器在负载瞬变时的响应速度加快、动态振荡减弱。

LLC 变换器的开关管多采用 MOSFET 并施加占空比近似为 50% 的互补驱动信号, 互补信号间留有一定的死区时间。这一死区时间的合理设定是 LLC 变换器在宽调节范围内实现开关管零电压开通(ZVS)进而高频高效运行的必要条件。文献[7-8]对 LLC 变换器死区时间进行预设并将其用于谐振参数设计, 但该预设过程盲目且缺少理论支撑。文献[9]经过分析得到 LLC 变换器原边开关管实现 ZVS 的限制条件, 但未能够进一步计算死区时间。文献[10]

给出了开关时刻 LLC 变换器谐振腔电流的表达式, 并依此求取死区时间, 但所得计算结果的精确性低。2011 年, Reza Beiranvand 教授通过对 LLC 变换器空载运行过程进行时域分析得到死区时间的精确计算式^[11]。2014 年, 张方华教授团队通过研究 LLC 变换器损耗与死区时间的关系, 提出一种使损耗最低的 LLC 变换器死区时间设计方法^[12]。以上死区时间的研究均以 LLC 变换器原边开关管的瞬时通断为前提, 忽视了开关管关断过程及关断时间的存在, 故经上述方法选定的死区时间需结合实际情况进行调整。

LLC 变换器原边 MOSFET 开关管的关断过程是死区时间内 LLC 变换器工作过程的重要组成部分, LLC 变换器死区时间的分析及求取需考虑其开关管的关断过程。单 MOSFET 工作于二极管箝位的感性负载电路时的关断过程已在文献[13-14]中详细给出, 但工作于 LLC 变换器时的关断过程却少有文献提及, 这间接阻碍了 LLC 变换器死区时间的研究以及计算。

针对上述问题并结合 LLC 变换器连接光伏模块时其输入电压及功率范围较宽的实际情况, 本文首先通过理论分析给出 LLC 变换器在宽输入电压及功率范围内实现 ZVS 的死区时间设定原则; 然后详细描述并合理简化最恶劣工况下计及死区时间和 MOSFET 关断瞬态的 LLC 变换器运行过程。通过求解最恶劣工况下描述 LLC 变换器运行过程的时域方程组并分析运用 MOSFET 手册中的测量参数, 给出最恶劣工况下 LLC 变换器实现 ZVS 所需最小死

收稿日期: 2016-11-24; 修回日期: 2017-01-07

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2015-AA050603)

Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2015AA-050603)

区时间 t_{dminw} 的计算方法,最终求得 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS 所需的死区时间设定值 t_{dset} 。实验结果验证了 t_{dminw} 计算结果的准确性及 t_{dset} 的有效性。

1 LLC 变换器死区时间定义及分析

半桥型 LLC 变换器的拓扑结构如图 1 所示。其中, U_{in} 、 i_{in} 分别为输入电压和电流; V_{T1} 、 V_{T2} 为 MOSFET; u_{VT1} 、 u_{VT2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的门极方波驱动电压; R_{g1} 、 R_{g2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的门极驱动电阻; C_{oss1} 、 C_{oss2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的输出电容,并且 $C_{\text{oss1}}=C_{\text{ds1}}+C_{\text{dg1}}$, $C_{\text{oss2}}=C_{\text{ds2}}+C_{\text{dg2}}$; C_{ds1} 、 C_{ds2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的漏源极寄生电容; C_{dg1} 、 C_{dg2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的漏门极寄生电容; L_{r} 、 C_{r} 分别为谐振电感和谐振电容; i_{r} 为流过谐振电感的电流; u_{r} 为谐振电容的电压; L_{m} 、 n 分别为高频变压器的励磁电感和变比; u_{m} 为励磁电感的电压; $V_{\text{D3}}-V_{\text{D6}}$ 为整流二极管; U_{out} 、 I_{o} 分别为输出电压和电流。

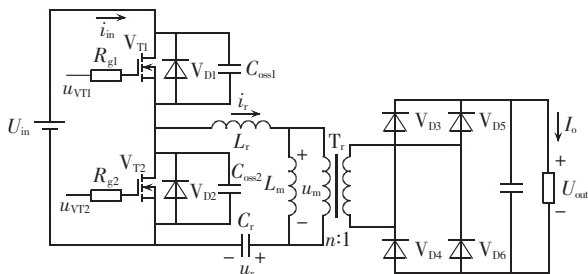
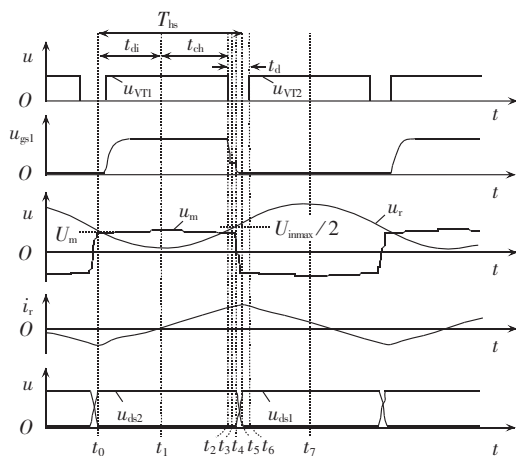


图 1 半桥 LLC 谐振 DC/DC 变换器

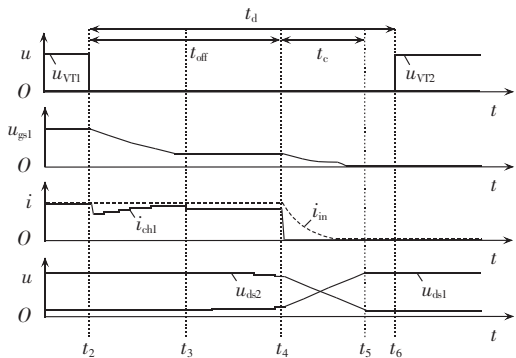
Fig.1 Half-bridge LLC resonant DC/DC converter

LLC 变换器用作光伏模块后级电路以实现最大功率点跟踪时,其须具备在宽输入电压及功率范围内高效运行的能力^[15-16]。当 LLC 变换器输入电压最高且输出功率为 0 时,计及 MOSFET 关断瞬态和死区时间的 LLC 变换器工作波形如图 2 所示。其中, T_{hs} 为半开关周期, t_{di} 为 V_{T1} 反并联寄生二极管 V_{D1} 的导通时间, t_{ch} 为 V_{T1} 沟道的导通时间, t_{c} 为 V_{T1} 、 V_{T2} 的换流时间,且 $T_{\text{hs}}=t_{\text{di}}+t_{\text{ch}}+t_{\text{c}}$; t_{d} 为死区时间; t_{off} 为 V_{T1} 沟道关断所需时间; u_{gs1} 为 V_{T1} 的门源极电压; U_{m} 为 u_{m} 的峰值; U_{imax} 为输入电压最大值; u_{ds1} 、 u_{ds2} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 的漏源极电压; i_{ch1} 为流过 V_{T1} 沟道的电流。

结合图 2 可知,若 $t_{\text{d}} < t_{\text{off}} + t_{\text{c}}$,则 V_{T2} 将在 u_{ds2} 降至 0 前导通,此时其开通为硬开通;若 $t_{\text{d}} > t_{\text{off}} + t_{\text{c}} + t_{\text{di}}$,则 V_{T2} 在 t_7 时刻仍未能开通,此时, i_{r} 的方向翻转将造成 V_{T2} 寄生电容的再次充电进而使其 ZVS 无法实现。该分析结果适用于任意的 LLC 变换器运行工况,即不同的输入电压或输出功率情况。因此,LLC 变换器在任意工况下使 V_{T1} 、 V_{T2} 实现 ZVS 的必要条件是其控制信号间的死区时间 t_{d} 应满足如下约束:



(a) 稳态运行波形



(b) 关断过程波形

图 2 最恶劣工况下计及 MOSFET 关断过程和死区时间的半桥 LLC 变换器运行波形

Fig.2 Operational waveforms of half-bridge LLC converter, including dead-time and turn-off transient of MOSFET in worst operating conditions

$$\begin{aligned} t_{\text{off}} + t_{\text{c}} + t_{\text{di}} &\geq t_{\text{d}} \geq t_{\text{off}} + t_{\text{c}} \\ t_{\text{off}} + t_{\text{c}} &= t_{\text{dmin}} \\ t_{\text{off}} + t_{\text{c}} + t_{\text{di}} &= t_{\text{dmax}} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, t_{off} 主要由 MOSFET 驱动电路决定,当 LLC 变换器的工况改变时 t_{off} 基本不变; t_{c} 、 t_{di} 则与 LLC 变换器的工况相关; t_{dmin} 、 t_{dmax} 分别为 V_{T1} 、 V_{T2} 实现 ZVS 所需死区时间最小值、最大值。

再结合图 1、2 知, i_{r} 在 t_{c} 内需完成对 V_{T1} 、 V_{T2} 输出电容 C_{oss1} 、 C_{oss2} 的充放电。鉴于 t_{c} 与 T_{hs} 相比较短,可认为谐振电流 i_{r} 在 t_{c} 内近似不变并用 I_{r} 进行表征。因此, t_{c} 可计算如下:

$$t_{\text{c}} = (C_{\text{oss1}} + C_{\text{oss2}}) U_{\text{in}} / I_{\text{r}} \quad (2)$$

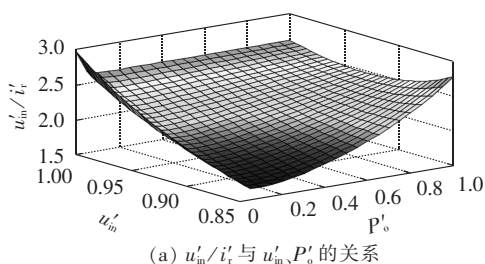
LLC 变换器在不同的输入电压或输出功率下的 I_{r} 可由文献[3,17]提出的 LLC 变换器运行模式求解程序或仿真软件算得,这样可得到 $U_{\text{in}}/I_{\text{r}}$ 的归一化值 $u'_{\text{in}}/i'_{\text{r}}$ 随归一化输入电压 u'_{in} 、功率 P'_{o} 变化的三维曲线如图 3(a) 所示,且 $u'_{\text{in}}=U_{\text{in}}/U_{\text{b}}$, $i'_{\text{r}}=I_{\text{r}}/I_{\text{b}}$, $P'_{\text{o}}=P_{\text{o}}/P_{\text{b}}$, $U_{\text{b}}=U_{\text{imax}}$,其中 U_{b} 、额定功率 P_{b} 为基准值。图 3(a) 表明, $u'_{\text{in}}/i'_{\text{r}}$ 在 LLC 变换器输入电压最高且输出功率为 0 的工况下最大,即 t_{c} 最长。鉴于 t_{off} 基本不

变,由式(1)可知,上述工况下 LLC 变换器实现 ZVS 所需 t_{dmin} 最长,该工况亦被称为最恶劣工况^[18]。为使 LLC 变换器在最恶劣工况下亦能够实现 ZVS,死区时间的设定值 t_{dset} 应不小于最恶劣工况下的 t_{dmin} ,即:

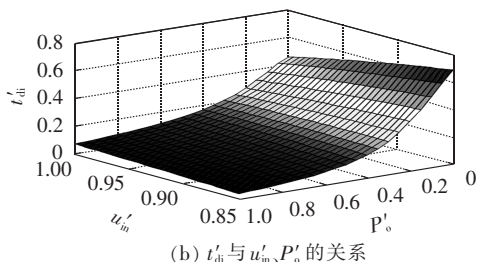
$$t_{\text{dset}} \geq t_{\text{dminw}} \quad (3)$$

其中, t_{dminw} 为最恶劣工况下 LLC 变换器 ZVS 所需 t_{dmin} 。

仍采用文献[3,17]的 LLC 变换器模态求解程序得 t_{di} 的归一化值 t'_{di} 随归一化输入电压 u'_{in} 或功率 P'_o 变化的三维曲线如图 3(b)所示。其中 $t'_{\text{di}} = t_{\text{di}}/T_{\text{hr}}$, 且 $T_{\text{hr}} = \pi \sqrt{L_r C_r}$ 是 LLC 变换器串联谐振周期的一半。由图 3(b)可知,在输入电压较低且输出功率较大工况下 t_{di} 较小,故若 t_{dset} 设定过大,则 t_{dmax} 将可能小于 t_{dset} ,此时 V_{T1} 、 V_{T2} 将无法实现 ZVS。



(a) u'_{in}/i'_r 与 u'_{in} 、 P'_o 的关系



(b) t'_{di} 与 u'_{in} 、 P'_o 的关系

图 3 u'_{in}/i'_r 和 t'_{di} 与 u'_{in} 、 P'_o 的关系曲线

Fig.3 Relational curves of u'_{in}/i'_r or t'_{di} vs. u'_{in} and P'_o

综上所述,为使 LLC 变换器能够在宽输入电压及功率范围内均实现 ZVS, t_{dset} 需要在满足式(3)的前提下尽量小,故设定 t_{dset} 如下:

$$t_{\text{dset}} = (1 + \eta) t_{\text{dminw}} \quad (4)$$

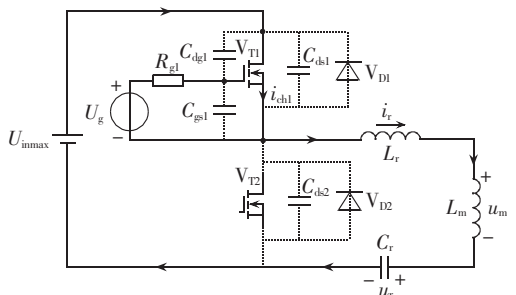
其中, η 为裕量,一般取 10%。考虑到 LLC 变换器在实际运行过程中存在各类干扰,故在式(4)中加入裕量 η 以使所得到的 t_{dset} 在各类干扰下仍能满足要求。

2 最恶劣运行工况下 LLC 变换器工作过程

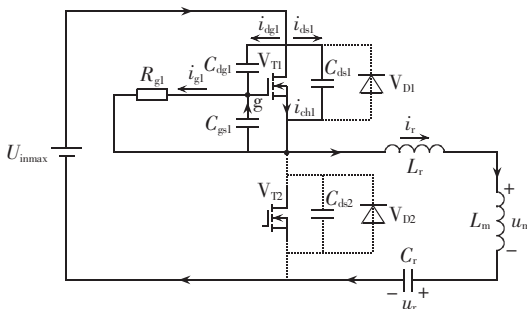
式(4)表明 t_{dset} 完全由 t_{dminw} 决定。因 t_{dminw} 与 LLC 变换器在最恶劣工况下的运行过程紧密相关,故下面将详细分析最恶劣工况下 LLC 变换器的运行过程。

由图 2 所示最恶劣工况下 LLC 变换器的稳态运行波形可知,其在前、后半开关周期互为对称,故本文仅对前半开关周期内的运行过程进行分析。LLC 变换器在最恶劣工况下输出功率为 0,此时图 1 中整流管 $V_{\text{D3}} - V_{\text{D6}}$ 始终关断,变压器 T_r 的原、副边脱开,

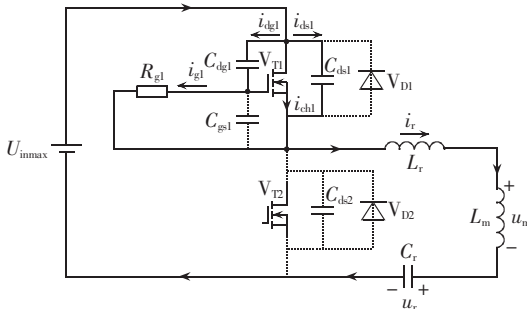
LLC 变换器的工作仅限于其变压器原边侧。基于此并参照图 2,将 LLC 变换器在前半开关周期 $t_0 - t_5$ 内的运行过程分为 4 个阶段,如图 4 所示。



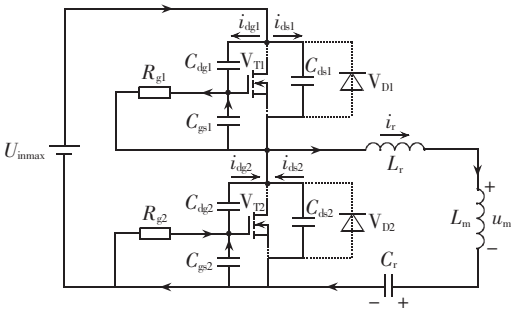
(a) 模式 1: $t_0 - t_2$ 阶段



(b) 模式 2: $t_2 - t_3$ 阶段



(c) 模式 3: $t_3 - t_4$ 阶段



(d) 模式 4: $t_4 - t_5$ 阶段

图 4 最恶劣工况下 LLC 变换器的运行阶段

Fig.4 Operational stages of LLC converter in worst operating conditions

模式 1: $t_0 - t_2$ 阶段。

工作状态如图 4(a)所示。在 t_0 时刻前, V_{T1} 、 V_{T2} 关断, V_{T1} 漏源电压 u_{ds1} 下降, V_{T2} 漏源电压 u_{ds2} 上升; 在 t_0 时刻, u_{ds1} 下降至 0, 此时 i_r 为负, 其经 V_{D1} 和 U_{inmax} 续流并箝位 u_{ds1} 于 0, 随后, V_{T1} 闭合, 即可实现 ZVS; 在 t_1 时刻, i_r 由负变正并经 V_{T1} 沟道流通, 此后 $i_{\text{ch1}} = i_r$ 。

本模式的简化等效电路如图 5(a)所示,令 $t_0=0$ 并对该等效电路进行时域分析,则谐振电感电流 i_r 、谐振电容电压 u_r 和励磁电感电压 u_m 可表示如下:

$$\begin{cases} i_r(t) = -C_r \omega_m (u_r(0) - U_{\text{inmax}}) \sin(\omega_m t) + \\ i_r(0) \cos(\omega_m t) \\ u_r(t) = (u_r(0) - U_{\text{inmax}}) \cos(\omega_m t) + \\ i_r(0) / (C_r \omega_m) \sin(\omega_m t) + U_{\text{inmax}} \\ u_m(t) = -L_m [\omega_m i_r(0) \sin(\omega_m t) + \\ C_r \omega_m^2 (u_r(0) - U_{\text{inmax}}) \cos(\omega_m t)] \end{cases} \quad (5)$$

其中, $i_r(0)$ 和 $u_r(0)$ 分别为前半开关周期内 i_r 和 u_r 的初始值; $\omega_m = \sqrt{1/[(L_r + L_m)C_r]}$ 为运行角频率。

模式 2: $t_2 - t_3$ 阶段。

工作状态如图 4(b)所示。在 t_2 时刻, V_{T1} 的门极方波驱动信号由 U_g 降低至 0, V_{T1} 开始进入关断过程, i_g 给 C_{gs1} 放电、 C_{dg1} 充电, u_{gs1} 开始下降。此期间内, u_{gs1} 的衰减时间常数 $\tau = R_{gl}(C_{dg1} + C_{gs1})$, V_{T1} 保持导通, i_r 在 V_{T1} 内分为流过沟道的 i_{chl} 、流过 C_{ds1} 的 i_{ds1} 和流过 C_{dg1} 的 i_{dgl} 。 i_{ds1} 、 i_{dgl} 在本阶段远小于 i_r , 故可认为 $i_{chl} \approx i_r$ 、 $u_{ds1} \approx i_r R_{ds}$, 其中 R_{ds} 为 V_{T1} 的漏源导通电阻。在 t_3 时刻, $u_{gs1}(t) = i_r R_{ds} + U_T$, 其中 U_T 为 MOSFET 的阈值电压, V_{T1} 将由非饱和区(线性电阻区)转入饱和区工作, 密勒效应出现, 模式 2 结束。本阶段是 MOSFET 关断过程中的关断延时阶段。

模式 3: $t_3 - t_4$ 阶段。

工作状态如图 4(c)所示。鉴于密勒效应的存在, 在本阶段内 u_{gs1} 脱离原有的轨迹而基本不变, 其值称作密勒平台电压并由 U_p 表示, 由前一阶段分析易知 $U_p \approx i_r R_{ds} + U_T$ 。此外, C_{gs1} 不再放电, i_{gl} 全部流过 C_{dg1} 并使 u_{dgl} 上升。鉴于 i_{gl} 较小且 $u_{ds1}(t) = U_p + u_{dgl}(t)$, u_{ds1} 缓慢上升并在 t_4 时刻升至 U_X , 此时 V_{T1} 的 N- 外延层由耗尽转变为累积, 沟道关断且 $i_{chl} = 0$, 故 i_r 仅流过 C_{ds1} 、 C_{dg1} 。 U_X 是分析 MOSFET 开关过程的重要参数, 虽然大部分 MOSFET 手册未能给出 U_X , 但其可经简单的测试实验测取^[19]。本阶段是 MOSFET 关断过程中的密勒效应阶段, 且其持续时间与关断延时阶段持续时间的和值即为 t_{off} 。

模式 4: $t_4 - t_5$ 阶段。

工作状态如图 4(d)所示。鉴于 C_{dg1} 在此阶段远小于 C_{gs1} 及其与 C_{gs1} 的近似串联结构, 本阶段内 C_{gs1} 的影响可忽略不计。 t_4 时刻, V_{T1} 沟道虽已完全关断, 但仍有电流经 C_{dg1} 、 C_{ds1} 流过, 并给 C_{dg1} 、 C_{ds1} 充电, u_{ds1} 上升, 同时亦有电流给 C_{dg2} 、 C_{ds2} 放电, u_{ds2} 下降。 t_5 时刻, u_{ds1} 升至 U_{inmax} , u_{ds2} 降至 0, 鉴于此时 i_r 为正, 故其将经 V_{D2} 续流并箝位 u_{ds2} 于 0, V_{T2} 闭合即实现 ZVS, 这也意味着 V_{T1} 关断过程结束, LLC 变换器进入后半开关周期运行。由 MOSFET 手册中对极间寄生电容参数的定义可知, MOSFET 的输出电容 $C_{oss} = C_{ds} + C_{dg}$,

则可得该模式的简化等效电路如图 5(b)所示。本阶段是谐振、移相类软开关变换器关断过程中特有的换流阶段, 其持续时间即为 t_{c0} 。

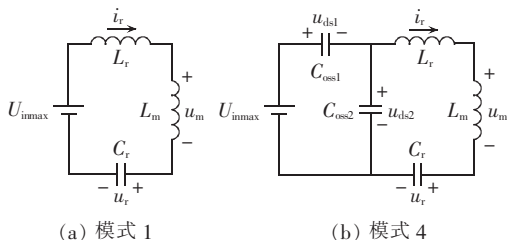


图 5 不同运行阶段下 LLC 变换器的简化等效电路

Fig.5 Simplified equivalent circuits of LLC converter for different stages

由以上论述可知, 模式 2—4 构成了 LLC 变换器在最恶劣工况下 V_{T1} 的整个关断过程, 且关断时间为 t_{off} 与 t_c 的和值, 再由式(1)知该和值即为 t_{dminw} 。 LLC 变换器在模式 2—4 内的运行过程虽然十分复杂, 但因 t_{dminw} 较短且励磁电感 L_m 相对较大, 谐振电感电流 i_r 和谐振电容电压 u_r 在 t_{dminw} 内可视为不变, 故 t_{dminw} 内 LLC 变换器谐振腔电路可简化成图 6 所示形式, 其中 I_r 为 V_{T1} 关断起始时刻的谐振电感电流。该简化降低了 LLC 变换器在 t_{dminw} 内运行过程的分析复杂度, 有利于 t_{dminw} 的求取。

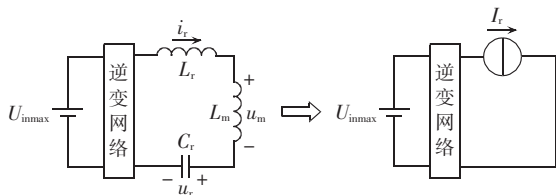


图 6 t_{dminw} 内 LLC 变换器的谐振腔简化电路

Fig.6 Simplified circuit of resonant tank of LLC converter during t_{dminw}

3 I_r 的求取

由上节论述可以知道, 若可知最恶劣工况下 LLC 变换器在 V_{T1} 关断起始时刻的谐振电感电流 I_r , 则可以简化 LLC 变换器在 t_{dminw} 内的运行过程, 有利于求取 t_{dminw} 。

参照图 2 并由半桥型 LLC 变换器的波形对称性可知, 在前半开关周期 T_{hs} 内, i_r 的初值与终值互为相反数, u_r 的初值与终值关于 $U_{\text{inmax}}/2$ 对称, 则:

$$\begin{cases} i_r(0) = -i_r(T_{hs}) \\ u_r(0) = U_{\text{inmax}} - u_r(T_{hs}) \end{cases} \quad (6)$$

因 i_r 和 u_r 在 t_{dminw} 内可视为不变, 则:

$$\begin{cases} i_r(T_{hs} - t_{dminw}) = i_r(T_{hs}) \\ u_r(T_{hs} - t_{dminw}) = u_r(T_{hs}) \end{cases} \quad (7)$$

式(5)中 u_m 的时域表达式经变换可得:

$$u_m(t) = -U_m \sin(\omega_m t + \varphi) \quad (8)$$

$$U_m = L_m \omega_m \sqrt{i_r^2(0) + [C_r \omega_m (u_r(0) - U_{imax})]^2} \quad (9)$$

因 LLC 变换器在最恶劣工况下输出功率为 0, 故励磁电感电压 u_m 的峰值须临界等于 nU_{out} , 这样方可在保证没有电流流过整流管的同时使 U_{out} 可控。由图 2 可知, u_m 的峰值出现在 $T_{hs}/2$ 附近且等于 U_m , 则:

$$nU_{out} = L_m \omega_m \sqrt{i_r^2(0) + [C_r \omega_m (u_r(0) - U_{imax})]^2} \quad (10)$$

式(5)—(7)和式(10)构成了以 $i_r(0)$ 、 $u_r(0)$ 、 T_{hs} 为未知量的方程组, 对其进行求解并考虑 $I_r = -i_r(0)$, 则可得:

$$I_r = \frac{nU_{out}}{\omega_m L_m} \sqrt{1 - \left[\frac{U_{imax} L_m}{2nU_{out}(L_m + L_r)} \right]^2} \quad (11)$$

式(11)表明, 若已知 LLC 变换器的谐振元件参数和输入输出电压, 则可得 I_r 。

4 t_{dminw} 的计算

在最恶劣工况下 LLC 变换器中开关管的关断时间 t_{dminw} 受 MOSFET 自身特性、驱动电路参数、LLC 变换器运行状态等多种因素影响, 故求取不便。MOSFET 手册虽给出了特定测试条件下其在开通过程各阶段的门极电荷变化量 Q_g 、 Q_{gd} 和 Q_{gs} 以使用户计算 MOSFET 开关时间, 但鉴于 MOSFET 的工作条件通常不同于测试条件, 直接使用以上数据计算关断时间误差较大。为此本节首先分析了 MOSFET 数据手册中 Q_g 、 Q_{gd} 、 Q_{gs} 等参数, 进而合理地将其应用于 t_{dminw} 的计算。

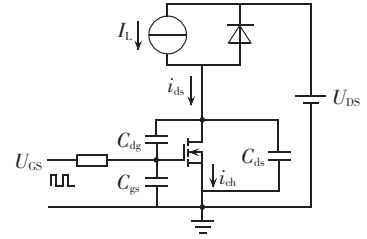
4.1 MOSFET 手册中开关过程测试数据分析

Q_g 、 Q_{gd} 以及 Q_{gs} 是 MOSFET 手册中的常规数据, 其表征含义为特定的测试条件下由标准测试电路测取的 MOSFET 开通过程不同阶段的门极电荷积累量。因 MOSFET 的关断过程基本是其开通的逆过程^[14], 故上述数据可用于反映 MOSFET 的关断过程。 Q_g 、 Q_{gd} 和 Q_{gs} 在 MOSFET 关断过程中的意义可由图 7 所示测试状态下 MOSFET 关断过程的门极电荷耗散曲线^[13-14]得知, 其中 Q_g 为门极总耗散电荷量, Q_{gd} 为关断过程中密勒效应阶段的门极耗散电荷量, Q_{gs} 为关断过程中 u_{gs} 由密勒平台电压 U_P 降至 0 阶段的门极耗散电荷量, U_{GS} 为测试电路中门极方波驱动电压幅值, I_L 、 U_{DS} 分别为测试电路中的恒负载电流和输入电压。

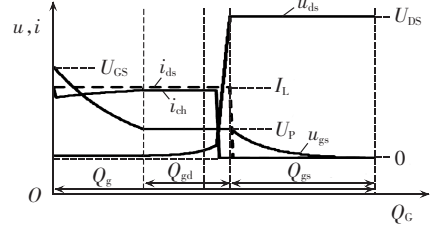
在 u_{gs} 由 U_{GS} 降低至 U_P 的关断延时阶段, MOSFET 保持导通, $i_{ch} \approx I_L$, $u_{ds} \approx I_L R_{ds}$, i_g 经 C_{dg} 和 C_{gs} 流出门极, 门极电荷耗散, 耗散量为 $Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}$, 并可计算如下:

$$Q_g - Q_{gd} - Q_{gs} = \int_{U_P}^{U_{GS}} C_{iss}(u_{gs}) du_{gs} \quad (12)$$

$$C_{iss} = C_{dg} + C_{gs} \quad (13)$$



(a) MOSFET 门极电荷参数标准测试电路



(b) MOSFET 关断过程门极电荷耗散特性

图 7 MOSFET 门极电荷参数标准测试电路及特性曲线

Fig.7 Gate charge test circuit and characteristic curves of MOSFET

其中, C_{iss} 为 MOSFET 的门极输入电容。

C_{iss} 随 u_{gs} 的典型变化曲线见图 8^[19]。图 8 表明, 当 $u_{gs} \geq U_P$ 时, C_{iss} 基本不变, 故式(12)可简化为:

$$Q_g - Q_{gd} - Q_{gs} = C_{iss}(U_{GS} - U_P) \quad (14)$$

其中, C_{iss} 为 $u_{gs} \geq U_P$ 时 C_{iss} 的取值。

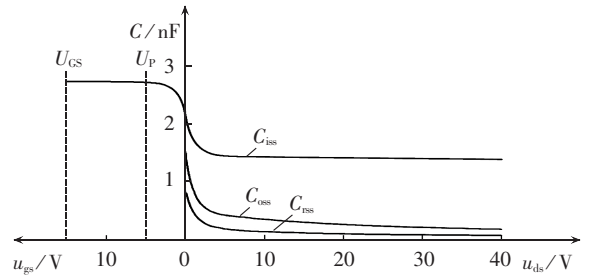


图 8 MOSFET 寄生电容特性曲线

Fig.8 Parasitic capacitance characteristics of MOSFET

鉴于 Q_g 、 Q_{gd} 、 Q_{gs} 、 U_{GS} 和 U_P 均可由 MOSFET 的数据手册得知, 则 C_{iss} 可计算如下:

$$C_{iss} = \frac{Q_g - Q_{gd} - Q_{gs}}{U_{GS} - U_P} \quad (15)$$

在 u_{gs} 基本保持不变并等于 U_P 的密勒效应阶段, u_{ds} 由 $I_L R_{ds}$ 升至 U_{DS} , i_g 仅流过 C_{dg} , 门极耗散电荷 Q_{gd} 可计算如下:

$$Q_{gd} = \int_{I_L R_{ds}}^{U_{DS} - U_P} C_{rss}(u_{dg}) du_{dg} \quad (16)$$

其中, C_{rss} 为 MOSFET 的反向传输电容, 且 $C_{rss} = C_{dg}$ 。

由第 2 节分析知 $U_P \approx I_L R_{ds} + U_T$, 故式(16)可化为:

$$Q_{gd} = \int_{-U_T}^{U_{DS} - I_L R_{ds} - U_T} C_{rss}(u_{dg}) du_{dg} \quad (17)$$

本节分析结果将用于计算 LLC 变换器在最恶劣工况下的 MOSFET 关断时间, 即 t_{dminw} 。

4.2 t_{dminw} 分阶段计算

由前述可知, t_{dminw} 是最恶劣工况下 LLC 变换器中 MOSFET 开关管的关断延时阶段、密勒效应阶段及换流阶段时间的和值。本节以图 1 中 LLC 变换器的 V_{T1} 为例, 结合第 2 节中关于以上阶段的详细描述及第 4.1 节中对 MOSFET 手册提供测试数据的分析结果, 计算各个阶段的持续时间以求得 t_{dminw} 。为便于论述, 现结合图 4、图 6 重新绘制最恶劣工况下 LLC 变换器在 3 类运行阶段内的简化电路, 如图 9 所示。

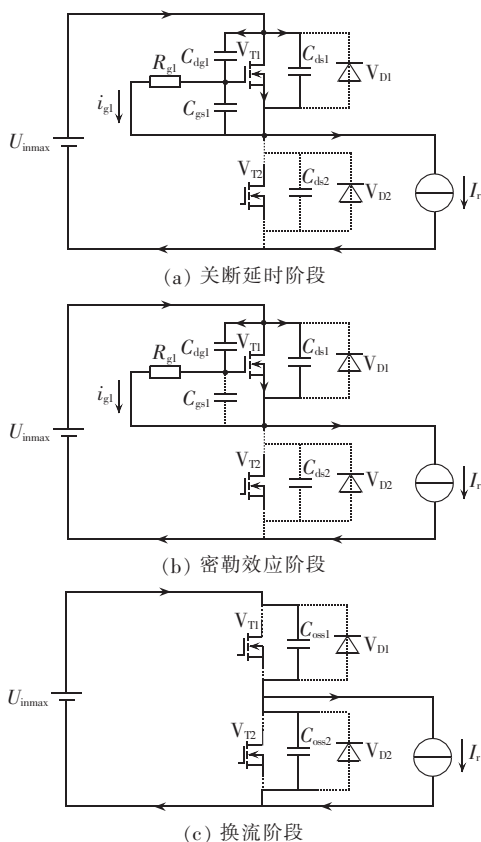


图 9 最恶劣工况下 LLC 变换器在 t_{dminw} 内各阶段的简化电路

Fig.9 Simplified circuit of LLC converter in worst operating conditions during t_{dminw} for different stages

4.2.1 关断延时阶段

本阶段的电路如图 9(a)所示。第 2 节分析表明, 此阶段内 I_r 主要经 V_{T1} 的沟道流通, 故有 $u_{\text{ds1}}(t) \approx I_r R_{\text{ds}}$, $u_{\text{dg1}}(t) \approx I_r R_{\text{ds}} - u_{\text{gs1}}(t)$; 同时 C_{gs1} 、 C_{gd1} 经电阻 R_{g1} 放电, u_{gs1} 由 U_g 降至 U_{P0} 。由此分析 V_{T1} 门极可得:

$$R_{\text{g1}}(C_{\text{gs1}} + C_{\text{gd1}}) \frac{du_{\text{gs1}}(t)}{dt} + u_{\text{gs1}}(t) = 0 \quad (18)$$

将式(13)代入式(18)求解可得关断延时阶段的持续时间 ΔT_1 如下:

$$\Delta T_1 = R_{\text{g1}} C_{\text{iss1}} \ln(U_g / U_{\text{P}}) \quad (19)$$

因 $u_{\text{gs1}} \geq U_{\text{P}}$, 故 $C_{\text{iss1}} \approx C_{\text{ISS}}$, 将式(15)代入式(19)得:

$$\Delta T_1 = R_{\text{g1}} \frac{Q_g - Q_{\text{gd}} - Q_{\text{gs}}}{U_{\text{GS}} - U_{\text{P}}} \ln \frac{U_g}{U_{\text{P}}} \quad (20)$$

4.2.2 密勒效应阶段

本阶段的电路如图 9(b)所示。由第 2 节分析知, 此时 u_{gs1} 、 i_{g1} 基本不变, $u_{\text{gs1}}(t) \approx U_{\text{P}}$, $i_{\text{g1}}(t) \approx U_{\text{P}} / R_{\text{g1}}$, 且 i_{g1} 仅流过 C_{gd1} 并使 u_{dg1} 由 $I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{P}}$ 上升至 $U_{\text{X}} - U_{\text{P0}}$ 。此过程 V_{T1} 门极耗散的电荷 Q_{P} 可计算如下:

$$Q_{\text{P}} = \int_{I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{P}}}^{U_{\text{X}} - U_{\text{P}}} C_{\text{gd1}}(u_{\text{dg1}}) du_{\text{dg1}} \quad (21)$$

由前述分析知 $U_{\text{P}} \approx I_r R_{\text{ds}} + U_{\text{T}}$ 且 $C_{\text{gd1}} = C_{\text{rss1}}$, 则式(21)可化为:

$$Q_{\text{P}} = \int_{-U_{\text{T}}}^{U_{\text{X}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}} C_{\text{rss1}}(u_{\text{dg1}}) du_{\text{dg1}} = \int_{-U_{\text{T}}}^{U_{\text{DS}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}} C_{\text{rss1}}(u_{\text{dg1}}) du_{\text{dg1}} - \int_{U_{\text{X}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}}^{U_{\text{DS}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}} C_{\text{rss1}}(u_{\text{dg1}}) du_{\text{dg1}} = Q_{\text{P1}} - Q_{\text{P2}} \quad (22)$$

对比式(22)、(17)易知 $Q_{\text{P1}} = Q_{\text{gd1}}$ 。

C_{rss} 随 u_{ds} 的典型变化曲线可见于各类 MOSFET 手册并绘于图 8。因该曲线是在 MOSFET 门、源极短接即 u_{dg} 等于 u_{ds} 时测得的, 故其实质是 C_{rss} 随 u_{dg} 的变化曲线。观察图 8 中 C_{rss} 的典型变化曲线可知, 当 $u_{\text{dg}}(u_{\text{ds}}) > 0$ 时, 该曲线类似于反比例函数曲线, 故采用式(23)所示的反比例函数对其进行逼近^[19]。

$$C_{\text{rss}} = \sqrt{U_{\text{dg}(1)}} C_{\text{rss}(1)} / \sqrt{u_{\text{dg}}} \quad (23)$$

其中, $C_{\text{rss}(1)}$ 为 $u_{\text{dg}} = U_{\text{dg}(1)}$ 时 C_{rss} 的测试数据。 $C_{\text{rss}(1)}$ 和 $U_{\text{dg}(1)}$ 是 MOSFET 手册中的常规参数, 且 $U_{\text{dg}(1)}$ 通常取 25 V。

将 $Q_{\text{P1}} = Q_{\text{gd1}}$ 及式(23)代入式(22)可推得:

$$Q_{\text{P}} = Q_{\text{gd1}} - 2\sqrt{U_{\text{dg}(1)}} C_{\text{rss}(1)} (\sqrt{U_{\text{DS}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}} - \sqrt{U_{\text{X}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}}) \quad (24)$$

由式(24)及 $i_{\text{g1}}(t) \approx U_{\text{P}} / R_{\text{g1}}$, 则本阶段即密勒效应阶段的持续时间 ΔT_2 可计算如下:

$$\Delta T_2 = \frac{R_{\text{g1}}}{U_{\text{P}}} Q_{\text{P}} = \frac{R_{\text{g1}}}{U_{\text{P}}} [Q_{\text{gd1}} - 2\sqrt{U_{\text{dg}(1)}} C_{\text{rss}(1)} \times (\sqrt{U_{\text{DS}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}} - \sqrt{U_{\text{X}} - I_r R_{\text{ds}} - U_{\text{T}}})] \quad (25)$$

4.2.3 换流阶段

本阶段的电路如图 9(c)所示。由第 2 节分析知, 在此期间 V_{T1} 沟道完全关断, I_r 对 C_{oss1} 、 C_{oss2} 进行充、放电直至 u_{dk2} 降为 0, 此时 I_r 经 V_{D2} 续流并箝位 u_{dk2} 于 0。分析图 9(c)所示电路可得:

$$I_r = (C_{\text{oss1}} + C_{\text{oss2}}) \frac{du_{\text{ds1}}(t)}{dt} \quad (26)$$

由图 8 中 C_{oss} 随 u_{ds} 的典型变化曲线可知, C_{oss} 具有较强的非线性。MOSFET 数据手册中通常给出 C_{oss} 的等效线性取值 $C_{\text{oss}(e)}$ 以便于实际应用。将 $C_{\text{oss}(e)}$ 代入式(26)可算得换流阶段的持续时间 ΔT_3 如下:

$$\Delta T_3 = 2 C_{\text{oss}(e)} \frac{U_{\text{inmax}}}{I_r} \quad (27)$$

结合本节所述, 最恶劣工况下 LLC 变换器中 MOS-

FET 开关管的关断延时阶段、密勒效应阶段及换流阶段的持续时间 ΔT_1 、 ΔT_2 及 ΔT_3 可分别由式 (20)、(25) 及 (27) 快速计算得到, 则 t_{dminw} 可计算如下:

$$t_{dminw} = \Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3 \quad (28)$$

将式 (28) 与式 (4) 结合, 则可得 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS 的死区时间设定值 t_{dset} 为:

$$t_{dset} = (1 + \eta)(\Delta T_1 + \Delta T_2 + \Delta T_3) \quad (29)$$

5 实验结果

搭建一台 130~160 V 输入, 80 V、160 W 输出的 LLC 谐振变换器实验样机, 以验证由本文所述方法求取的 t_{dminw} 的准确性及 t_{dset} 的有效性。选取意法半导体公司型号为 STW10NK60Z 的 MOSFET 作为半桥 LLC 变换器的开关管, $L_r = 50 \mu\text{H}$, $C_r = 120 \text{ nF}$, $L_m = 400 \mu\text{H}$, $n = 1$, $R_{g1} = R_{g2} = 57.5 \Omega$, 方波驱动电压幅值 $U_g = 15 \text{ V}$, $Q_g = 50 \text{ nC}$, $Q_{g1} = 25 \text{ nC}$, $Q_{gs} = 10 \text{ nC}$, $U_{CS} = 10 \text{ V}$, $U_P = 4.9 \text{ V}$, $U_{dg(t)} = 25 \text{ V}$, $U_{DS} = 480 \text{ V}$, $U_T = 3.75 \text{ V}$, $U_X = 10 \text{ V}$, $I_L = 8 \text{ A}$, $R_{ds} = 0.65 \Omega$, $C_{rss(t)} = 37 \text{ pF}$, $C_{rss(e)} = 420 \text{ pF}$ 。

由前文论述归纳可得 t_{dminw} 、 t_{dset} 计算流程如图 10 所示。将实验中参数依次代入图 10 所示流程, 易算得 $\Delta T_1 = 189.21 \text{ ns}$, $\Delta T_2 = 209.64 \text{ ns}$, $\Delta T_3 = 224.26 \text{ ns}$, $t_{dminw} = 623.11 \text{ ns}$ 。取 $\eta = 10\%$, 则 $t_{dset} = 685.42 \text{ ns}$, 由此将 LLC 变换器样机的死区时间选定为 700 ns。

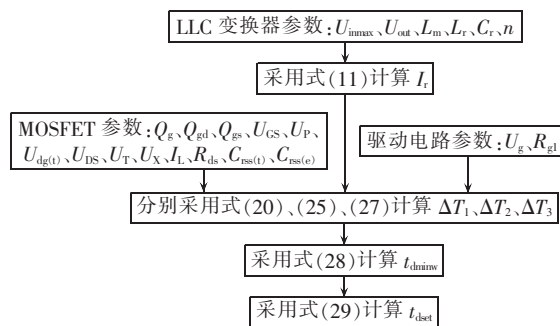


图 10 t_{dminw} 和 t_{dset} 计算流程图

Fig.10 Flowchart of calculation for t_{dminw} and t_{dset}

LLC 变换器样机工作于最恶劣工况时, 其单开周期及 V_{T1} 关断过程实验波形如图 11(a)、(b) 所示。需要注意的是, 图 11(a) 中谐振电流 i_r 存在高频振荡现象, 这是由高频变压器输入侧存在的固有寄生电容参与 LLC 变换器样机谐振腔运行造成的。由图 11(b) 知, ΔT_1 、 ΔT_2 、 ΔT_3 在实验中分别为 185 ns、160 ns、240 ns, t_{dminw} 为 585 ns。经对比可知, 采用本文所述理论计算方法得到的最恶劣工况下 LLC 变换器中开关管关断过程各阶段时间及 t_{dminw} 与实验结果基本相符, 从而验证了本文提出的 t_{dminw} 计算方法的准确性。

LLC 变换器样机工作于 160 W 额定功率且输入电压为 130 V、160 V 时死区时间 t_{dset} 内运行波形分别如图 11(c)、(d) 所示。图中 V_{T1} 均在 u_{ds1} 降至 0 后

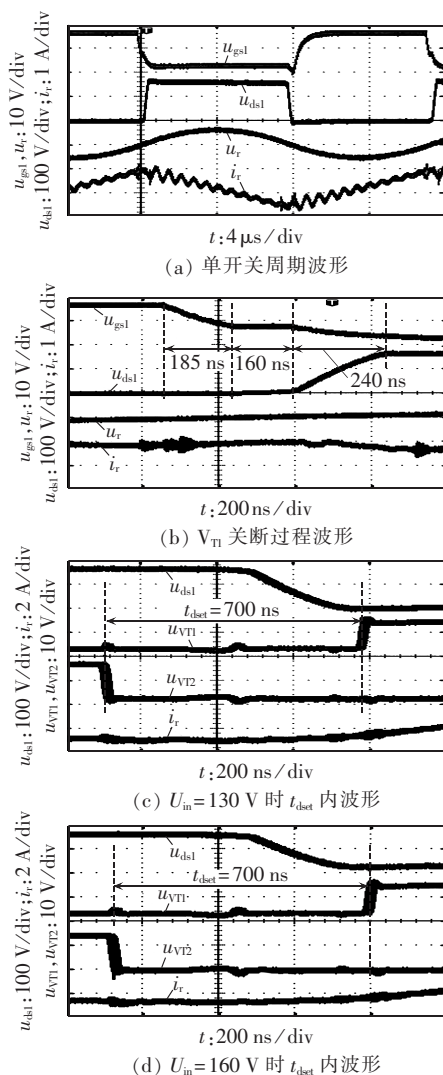


图 11 LLC 变换器样机实验波形

Fig.11 Experimental waveforms of LLC converter prototype

开通, 故样机在上述工况下均实现 ZVS, 从而证明了采用本文所提方法选取的死区时间设定值 t_{dset} 可使 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS。

6 结论

死区时间的合理设定是 LLC 变换器在宽调节范围内实现 ZVS 进而降低电磁干扰并提升运行效率的必要条件。现有死区时间计算方法忽视 MOSFET 关断过程及关断时间对死区时间的影响, 计算结果在实际应用过程中仍需调整。

本文在考虑 MOSFET 关断过程的前提下, 经理论研究给出了 LLC 变换器在最恶劣工况下实现 ZVS 所需死区时间最小值 t_{dminw} 的计算过程, 进而结合其与宽调节范围内 LLC 变换器实现 ZVS 所需的死区时间设定值 t_{dset} 间的关系, 给出 t_{dset} 的选取原则及计算方法。实验结果表明采用该方法算得的 t_{dset} 有效且可直接应用于 LLC 变换器, 无需再调整。此外仅

需借助 LLC 变换器的输入输出参数、谐振元件参数及对应 MOSFET 手册中的测量参数,便可由简单的数学表达式快速求得 t_{dset} ,这表明本文提出的 t_{dset} 计算方法具有工程实用价值。

参考文献:

- [1] 潘海燕,贺超,蒋友明,等. 高效的 LLC 谐振变换器变模式控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):71-78.
- [2] PAN Haiyan, HE Chao, JIANG Youming, et al. Efficient variant mode control of LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1):71-78.
- [3] 刘和平,李金龙,苗轶如,等. 无传感器混合式 LLC 电路同步整流数字控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):58-64.
- [4] LIU Heping, LI Jinlong, MIAO Yiru, et al. Digital synchronous rectification control of sensorless hybrid LLC circuit[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1):58-64.
- [5] FANG X, HU H, 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.
- [6] FANG X, HU H, 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.
- [7] YU R, HO G K Y, PONG B M H, et al. Computer-aided design and optimization of high-efficiency LLC series resonant converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(7):3243-3256.
- [8] FENG W, LEE F C, MATTAVELLI P. Simplified Optimal Trajectory Control (SOTC) for LLC resonant converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(5):2415-2426.
- [9] LEE I O, MOON G W. Analysis and design of a three level LLC series resonant converter for high and wide input voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6):2966-2979.
- [10] DENG J, LI S, HU S, et al. Design methodology of LLC resonant converters for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(4):1581-1592.
- [11] 陈申,吕征宇,姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报,2012,27(10):163-169.
- [12] CHEN Shen, LÜ Zhengyu, YAO Wei. Research and verification on LLC resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10):163-169.
- [13] GU Y, LU Z, HANG L, et al. Three-level LLC series resonant DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4):781-789.
- [14] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Optimizing the normalized dead-time and maximum switching frequency of a wide-adjustable-range LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2):462-472.
- [15] 任仁,张方华,刘硕. 基于 LLC 直流变压器(LLC-DCT)效率优化的死区时间与励磁电感设计[J]. 电工技术学报,2014,29(10):141-146.
- [16] REN Ren, ZHANG Fanghua, LIU Shuo. Optimal design for efficiency based on the dead time and magnetizing inductance of LLC DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10):141-146.
- [17] 张云,徐衍亮,李豹. 基于动态电源的 MOSFET 驱动优化[J]. 电工技术学报,2013,28(12):269-275.
- [18] ZHANG Yun, XU Yanliang, LI Bao. Research on optimization of MOSFET driving based on dynamic power source[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12):269-275.
- [19] 孙亚秀,孙力,聂剑红,等. 低干扰低损耗新型 MOSFET 三阶驱动电路[J]. 中国电机工程学报,2007,27(10):67-72.
- [20] SUN Yaxiu, SUN Li, NIE Jianhong, et al. A novel three stage drive circuit for MOSFET to reduce electromagnetic interference noise and switching losses[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(10):67-72.
- [21] 严骏华,牟龙华,朱国锋. 适用于光伏发电的多相并联 Boost 变换器相数调整电流的研究[J]. 电力自动化设备,2016,36(10):71-77.
- [22] YAN Junhua, MU Longhua, ZHU Guofeng. Research on phase shedding current of multiphase parallel Boost converter for PV system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(10):71-77.
- [23] 李乐,刘天琪. 基于近邻传播聚类 and 回声状态网络的光伏预测[J]. 电力自动化设备,2016,36(7):41-46.
- [24] LI Le, LIU Tianqi. PV power forecasting based on AP-ESN[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(7):41-46.
- [25] FANG Z, CAI T, DUAN S, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter in battery charging applications based on time-weighted average efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10):5469-5483.
- [26] BEIRANVAND R, RASHIDIAN B, ZOLGHADRI M R, et al. Wide adjustable range LLC resonant converter's maximum switching frequency for realizing the ZVS operation[C]//Iranian Conference on Electrical Engineering. Isfahan, Iran: [s.n.], 2010:745-752.
- [27] XIONG Y, SUN S, JIA H, et al. New physical insights on power MOSFET switching losses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(2):525-531.

作者简介:



吕正

吕正(1988—),男,吉林吉林人,博士研究生,研究方向为智能功率变换技术、中低压直流分布式系统(E-mail:lvzhengbaobao@126.com);

颜湘武(1965—),男,湖南醴陵人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子控制技术、风力发电控制技术和动力电池充放电控制技术;

孙磊(1989—),男,河北保定人,硕士,主要研究方向为新能源电力电子技术;

樊威(1993—),男,内蒙古通辽人,硕士研究生,主要研究方向为新能源发电并网技术。

Selection and calculation of LLC converter dead-time considering turn-off transient of MOSFET

LÜ Zheng¹,YAN Xiangwu¹,SUN Lei²,FAN Wei¹

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University,Beijing 102206,China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering,Agricultural University of Hebei,Baoding 071001,China)

Abstract: The rational selection of dead-time for the MOSFETs of LLC converter is essential to achieve the ZVS(Zero Voltage Switching) within a wide adjustment range for reducing the electromagnetic interference and improving the operational efficiency. The existing selection methods ignoring the influence of the MOSFET turn-off transient on the dead-time have lower applicability. Theoretical analysis is carried out to obtain the dead-time selection principles for achieving ZVS within a wide adjustment range of LLC converter,according to which,the operational behaviors of LLC converter including the turn-off transient of MOSFET in the worst operating conditions are exactly described and properly simplified. A method based on the specifications of MOSFET datasheet is presented for calculating the minimum dead-time required in the worst operating conditions to realize the ZVS within a wide adjustment range of LLC converter. The proposed method is simple and intuitive,and its correctness and validity are verified by the experimental results.

Key words: dead-time; LLC converter; worst operating conditions; MOSFET; switching transient; zero voltage switching

(上接第 119 页 continued from page 119)

Micro-analysis of valve commutation process during DC commutation failure

LI Wei¹,XIAO Xiangning¹,GUO Qi²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,
North China Electric Power University,Beijing 102206,China;

2. Electric Power Research Institute of CSG,Guangzhou 510080,China)

Abstract: The valve commutation process during the converter commutation failure is studied on the microscale of electromagnetic transient and two equivalent circuits are proposed for the short circuit state and the DC-side state under long-time line-voltage respectively,based on which,the characteristics of DC voltage variation during the HVDC commutation failure are analyzed. Results show the inverter-side DC voltage during the HVDC commutation failure will decrease and even reverse. Simulation is carried out on RTDS real-time simulation platform including actual control and protection devices,which verifies the correctness of the proposed equivalent circuits.

Key words: HVDC power transmission; commutation failure; valve; control characteristics; post-fault recovery; electric converters