

三电平LLC谐振变换器关断损耗的优化设计

袁义生,张钟艺,梅相龙,张金克

(华东交通大学 电气与自动化工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:开关管关断损耗是三电平LLC谐振变换器高频工况下的主要损耗,是一个与谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 、励磁电感 L_m 以及电压增益 G_v 密切关联的变量。首先用时域分析法,建立了开关管关断电流 I_{off} 与电感比 k 、归一化频率 f_n 和品质因数 Q 之间的解析函数;并结合开关管关断过程特点,建立了关断损耗 P_{sw-off} 与 $[k, f_n, Q]$ 之间的解析函数。然后构建出 $[I_{off}, k, f_n, Q]$ 和 $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ 2个四维图形,分析参数之间的规律。在此基础上,推导了在电压增益的需求和开关管零电压导通的实现2个约束条件下来优化 P_{sw-off} 的 $[k, f_n, Q]$ 参数取值空间,进而采用粒子群优化算法求解关断损耗优化下的 $[k, f_n, Q]$ 值。最后设计了一个200 V输入、130 V输出、负载电阻48.4 Ω 、额定功率350 W的实验样机,并对比分析了所提方法与降低谐振电流有效值来减少导通损耗的传统优化方法分别在满载与半载条件下的关断损耗,证明了所提优化方法在降低开关管关断损耗、提高变换器效率方面效果明显。

关键词:三电平LLC谐振变换器;关断损耗;优化设计;时域分析;粒子群优化算法

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202001021

0 引言

LLC谐振变换器^[1-2]能够实现开关管的零电压导通ZVS(Zero Voltage Switching)和整流二极管的零电压关断ZCS(Zero Current Switching),无需整流后的滤波电感。同时,工作效率高是其得到广泛深入的研究和应用的重要原因之一。开关管损耗的研究是LLC谐振变换器效率提升的关键所在,特别是在目前直流变换器高频化、功率密度最大化的大趋势下,对开关管的导通损耗及开关损耗的研究就显得十分重要。众所周知,ZVS的研究是关于LLC谐振变换器开关管损耗研究的重中之重,但是大多数的研究是将这个问题单独考虑,没有与其他问题建立联系。并且,LLC谐振变换器所需设计参数较多、关联复杂,使得其优化设计比传统电路困难很多。

首先是电压增益 G_v 模型问题,这是一个与电感比 k 、归一化频率 f_n 、品质因数 Q 这3个变量高度非线性的函数,其中品质因数 Q 又包含了谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和负载电阻 R_o 这3个量,这些都加大了设计难度。应用最广泛的基波分析法由于没有考虑高频谐波而存在误差,而采用时域方法推导得到的电压增益特性^[3]则更加复杂,不利于应用。故而文献^[4]提出了用基波分析法结合时域仿真的改进型谐振网络参数设计方法,参数设计更加精确,但没有考

虑效率优化问题。

其次是LLC谐振变换器中开关管实现ZVS的问题。文献^[5]提出了基本的死区时间计算方法。由于励磁电感决定了励磁电流,也就决定了ZVS实现所需能量,文献^[6]提出了满足ZVS条件下励磁电感的设计方法。文献^[7]深入研究了同时实现开关管ZVS和总损耗优化下的死区时间和励磁电感的设计问题,但没有考虑励磁电感对电压增益设计的影响。文献^[8]细化考虑了开关管关断过程对死区时间设计的影响。

再次,由于LLC谐振变换器经常用于宽范围输入或输出的场合,为了拓宽电路的电压增益并减小开关频率 f_s 的工作范围,进而减小损耗和提高效率,一些改进的电路或调制方法被提出。文献^[9]对全桥三电平TL(Three-Level)LLC谐振电路采用固定开关频率调节占空比的方法,使得谐振腔电压有两电平、三电平和混合电平3种。文献^[10]将三电平隔离全桥LLC谐振电路调制成谐振腔电压有两电平、三电平2种。文献^[11]巧妙地将2个箝位二极管换成MOSFET,采用脉冲宽度/幅度结合调制的方法,将电路分成高、中、低电压增益模式,本质上也是使谐振腔电压有两电平、三电平2种。这些方法不能提高电路最高电压增益,但能优化工作区间、降低开关频率范围等,从而提高区间优化效率。

传统LLC谐振变换器效率优化方案的研究各有千秋。文献^[12]提出了依据峰值增益配置的优化设计方法,能在要求的增益范围内实现器件导通损耗最小。文献^[13]中根据效率需求求解谐振频率 f_r 点处励磁电感 L_m 和 f_r 的解析关系,再根据最小开关频率设计优化的 L_m 得到所需的最高输出电压。文献

收稿日期:2019-05-08;修回日期:2019-11-22

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51467005);江西省自然科学基金资助项目(20181BAB206033)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51467005) and the Natural Science Foundation of Jiangxi Province(20181BAB206033)

[14]对采用 IGBT 的 LLC 谐振电路优化关断损耗下最小的谐振电容 C_r 进行了设计,但没有考虑 ZVS 的实现以及电压增益约束条件的影响。

由于 ZVS 的实现消除了开关管的开通损耗,这使得 LLC 谐振电路在高电压增益区间的开关管关断损耗成为了整体损耗的主要部分。本文推导开关管关断电流和关断损耗的精确表达式,将实现 ZVS 与减小关断损耗建立关联,划定谐振腔器件参数设计范围,通过智能算法^[15-16],在给定参数区间内找寻 $[k, f_n, Q]$ 最优解,获得开关管关断损耗的优化,并最终在一个 200 V 输入 / 130 V 输出 / 350 W 负载的样机上进行了验证。

1 TL-LLC 谐振变换器

1.1 电路结构

图 1 为 TL-LLC 谐振变换器拓扑。它由三电平桥臂、 $L_r C_r$ 谐振单元、主变压器 T_{X1} 、副边整流桥、输出电容 C_o 、等效负载电阻 R_o 构成。其中, $D_1 \sim D_4$ 、 $C_1 \sim C_4$ 分别为开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的体二极管和寄生电容; D_{11} 与 D_{12} 为箝位二极管; $D_{13} \sim D_{16}$ 为整流二极管; C_{oss1} 为飞跨电容; U_{in} 为输入电压; U_o 为输出电压; C_{in1} 和 C_{in2} 为输入电容; i_p 为谐振电流; L_s 为变压器副边电感; U_{gs1} 、 U_{gs2} 分别为 Q_1 、 Q_2 的驱动信号; U_{ds1} 、 U_{ds2} 分别为 Q_1 、 Q_2 漏源极间耐压应力。

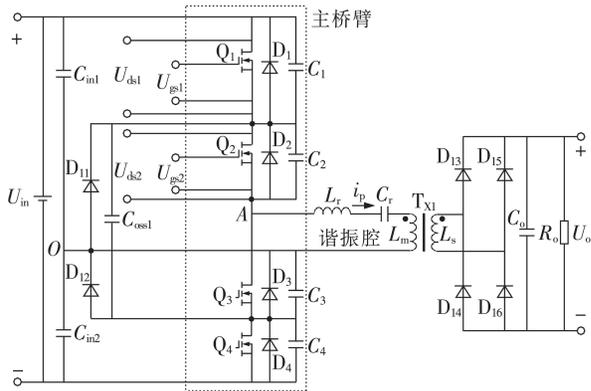


图 1 电路结构

Fig.1 Circuit structure

1.2 电压增益

TL-LLC 谐振变换器的直流电压增益 G_v 为:

$$G_v = \frac{nU_o}{U_{in}} = \frac{1}{2 \sqrt{\left[1 + \frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1)$$

$$\begin{cases} f_n = f_s / f_r, f_r = 1 / (2\pi \sqrt{L_r C_r}) \\ k = L_m / L_r, Q = Z_r / R_{eq} \end{cases} \quad (2)$$

$$Z_r = \sqrt{L_r / C_r}, R_{eq} = \frac{8n^2 R_o}{\pi^2} \quad (3)$$

其中, n 为变压器 T_{X1} 的原、副边匝比; Z_r 为谐振特征阻抗; R_{eq} 为变压器副边等效输出交流电阻负载。

图 2 为 $k=6$ 时的电压增益特性曲线。为适应大范围输出电压的需求, TL-LLC 谐振变换器通常设计为工作在区域 2 的高压输出区和区域 1 的低压输出区。

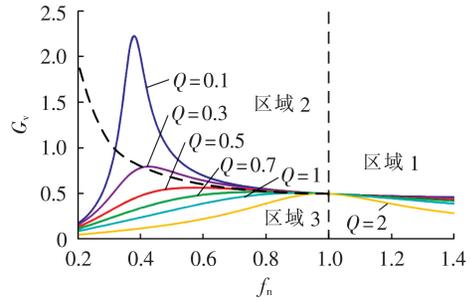


图 2 电压增益曲线

Fig.2 Voltage gain curves

2 工作区域 2 开关管关断损耗计算

开关管的关断损耗主要与其关断时刻的电流大小和开关频率有关, 以下逐步分析。

2.1 关断电流分析

为便于分析, 作如下假设: 开关管和二极管导通电阻为 0; 各开关管外并电容容值相同; C_{in1} 和 C_{in2} 均压; 忽略死区时间的影响。

在区域 2 时, 开关管处于调频工作模式, 尽管实际上为了使 Q_2 、 Q_3 更容易实现 ZVS, 会使其分别滞后 Q_1 、 Q_4 一个很小的角度再导通, 但因为此时间极短, 故简化分析认为超前管、滞后管的关断电流大小相同。

区域 2 工况主要波形如图 3 所示, 可知谐振电流

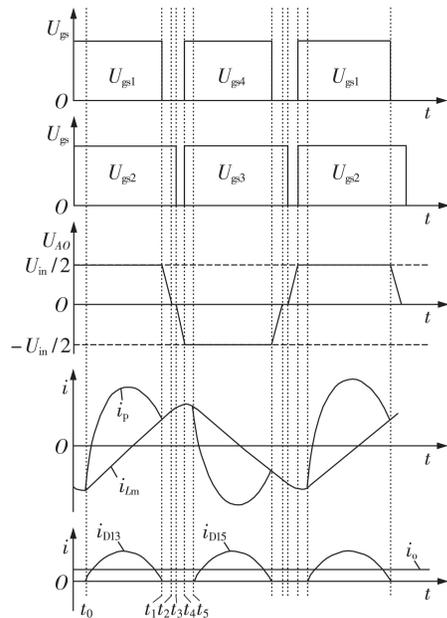


图 3 区域 2 工况主要波形

Fig.3 Main waveforms in Area 2

i_p 存在2个阶段,分别为LC谐振阶段和LLC谐振阶段。图中, $t_1=T_r/2$, T_r 为LC谐振周期; $t_5=T_s/2$, T_s 为开关周期。

(1)LC谐振阶段($0 < t \leq t_1$)。

本阶段谐振电流 i_p 包含副边折射过来的谐振电流和变压器原边励磁电流,表示为:

$$i_{p-LC}(t) = \frac{nU_o}{L_m}t - \frac{nU_o}{L_m} \frac{T_r}{4} + \frac{4nU_o}{\pi f_n R_{eq}} \sin(\omega_r t) \quad (4)$$

其中, $\omega_r = 2\pi f_r$,为本阶段的 $L_r C_r$ 谐振的角频率。当副边谐振电流到0时,本阶段结束。

(2)LLC谐振阶段($t_1 < t \leq t_5$)。

本阶段 $U_{in}/2$ 作用在LLC谐振腔上,根据时域分析法可得到谐振电流 i_p 表达式为:

$$i_{p-LLC}(t) = I_{p-LLC-0} \cos \left[\omega_m \left(t - \frac{T_r}{2} \right) \right] + \frac{U_{in}/2 - U_{Cr-LLC-0}}{Z_m} \sin \left[\omega_m \left(t - \frac{T_r}{2} \right) \right] \quad (5)$$

其中, $I_{p-LLC-0}$ 和 $U_{Cr-LLC-0}$ 分别为本阶段的初始谐振电流和电容 C_r 的初始电压,可以由式(4)推导得到; ω_m 和 Z_m 分别为本阶段的 $L_m L_r C_r$ 谐振的角频率和特征阻抗,如式(6)所示。

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}, \quad Z_m = \sqrt{(L_r + L_m)C_r} \quad (6)$$

结合式(1)的电压增益约束条件,可得最终关断电流 I_{off} 表达式,因公式复杂,详见附录中式(A1)。可见关断电流 I_{off} 与 $[k, f_n, Q]$ 有复杂关联。

2.2 关断损耗分析

结合文献[17],并简化开关管关断过程,得到图4。图中, t_{vr} 为本电路开关管关断时所承受电压 u_{ds} 从0上升到最大值 $U_{ds-max} = U_{in}/2$ 的时间; t_{cf} 为关断电流 i_{off} 由最大值 $I_{off-max}$ 降至0的时间。

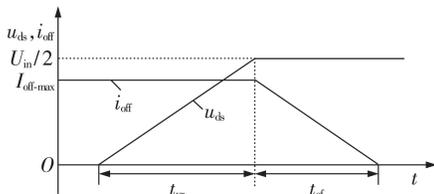


图4 开关管理想关断过程

Fig.4 Ideal switching-off process of switches

由此可以得到开关管关断损耗 P_{sw-off} 的简化表达式为:

$$P_{sw-off} = \left(\frac{1}{2K_{ti}} I_{off}^2 u_{ds} + \frac{1}{2K_{tv}} I_{off}^2 u_{ds}^2 \right) f_s \quad (7)$$

其中, $K_{ti} = I_{off-max}/t_{cf}$ 为电流下降速度; $K_{tv} = U_{ds-max}/t_{vr}$ 为电压上升速度。该类参数为元器件固有属性参数,需查表获得。

将关断电流 I_{off} 表达式(A1)代入式(7)中,得到关断损耗 P_{sw-off} 表达式见附录中式(A2)。可见,关断损耗 P_{sw-off} 仍然是与 $[k, f_n, Q]$ 有复杂关联的量。

3 参数优化设计

以下的分析和优化围绕一个200 V输入、130 V输出、负载电阻48.4 Ω 的变换器案例展开,假设变压器变比 $n=1$ 。一些分析结果也具有普适性。

3.1 关断电流及关断损耗特性分析

根据式(A1)分析 I_{off} 与 $[k, f_n, Q]$ 的关系。取 $k \in [3, 8]$, $f_n \in [0.5, 1]$,不同 Q 值下可得到四维图形关系如附录中图A1所示。

结合图A1以及图2可见:① Q 值增加, I_{off} 减小;②在 $f_n \in [0.5, 1]$ 区间内, I_{off} 存在峰值点,且该峰值点随 Q 值增加而越靠近谐振频率点;③在 $f_n > 0.57$ 的区域, k 值增加, I_{off} 减小。

进一步以型号为SPW47N60C3的MOS管为例,分析关断损耗 P_{sw-off} 与 $[k, f_n, Q]$ 之间的关系,得到四维图形关系如附录中图A2所示。其中取 $K_{ti} = 0.1175 \text{ A/ns}$, $K_{tv} = 0.95 \text{ V/ns}$, $f_r = 100 \text{ kHz}$ 。

$[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ 截面曲线图如图5所示。从图A2与图5中可以看出:① Q 值增加, P_{sw-off} 减小,但减小的幅值逐渐降低;②在 $f_n \in [0.5, 1]$ 区间内, P_{sw-off} 存在峰值点,且该峰值点随 Q 值增加而越靠近谐振频率点;③在 $f_n > 0.57$ 的区域, k 值增加, P_{sw-off} 减小,但减小的幅值逐渐降低。

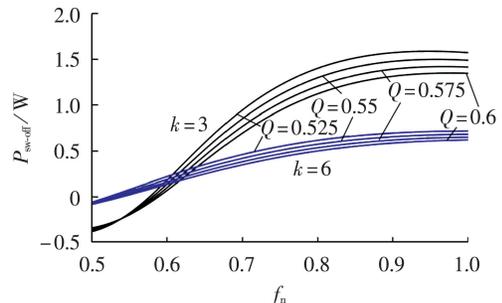


图5 $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ 截面曲线图

Fig.5 Cross curves of $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$

3.2 $[k, f_n, Q]$ 值优化区间

$[k, f_n, Q]$ 的取值范围要考虑到2个限定条件:满足电压增益要求和开关管实现ZVS。

3.2.1 电压增益约束条件

假设电压增益 $G_v = 0.65$,根据式(1)取 Q 为0.4、0.5和0.6, $f_n \in [0.5, 0.75]$, $k \in [3, 6]$,同时绘出关断损耗和电压增益约束下的特性图如附录中图A3所示。图中,水平曲面表示关断损耗特性,垂直曲面表示电压增益约束特性,两者相交的曲线就是满足电压增益约束条件下的 $[k, f_n, Q]$ 取值。

图A3中的虚线圈区域是满足增益的条件下的

关断损耗最小区域:当 $Q=0.4$ 时, $f_n \in [0.51, 0.53]$, $k \in [5.6, 5.8]$;当 $Q=0.5$ 时, $f_n \in [0.5, 0.55]$, $k \in [3.5, 4]$;当 $Q=0.6$ 时, $f_n \in [0.55, 0.60]$, $k \in [3, 3.5]$ 。上述参数范围成为了求取最小关断损耗的参数约束空间。

3.2.2 ZVS的约束条件

要实现开关管的ZVS,开关管关断电流 I_{off} 需大于0,此约束条件下的 $[k, f_n, Q]$ 关系曲线如图6所示。再结合电压增益特性,得到同时满足电压增益和实现ZVS的约束条件为: $f_n \in [0.60, 0.75]$, $k \in [3, 6]$, $Q \in [0.4, 0.6]$ 。

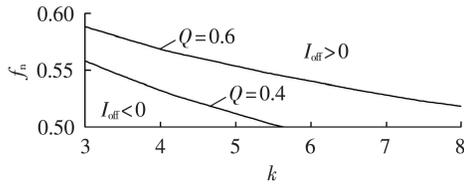


图6 ZVS约束下的 $[k, f_n, Q]$ 曲线

Fig.6 $[k, f_n, Q]$ curves limited by ZVS realization

3.3 基于粒子群优化算法的谐振腔器件参数优化设计

要在上述区间内,寻找最优的 $[k, f_n, Q]$ 值,使得关断损耗最小。本文引入了函数寻优的粒子群优化PSO(Particle Swarm Optimization)算法^[18]。

PSO算法的核心公式如下:

$$\begin{cases} v_{ij}(t+1) = wv_{ij}(t) + c_1r_1(t)(p_{ij}(t) - x_{ij}(t)) + \\ \quad c_2r_2(t)(p_{gi}(t) - x_{ij}(t)) \\ x_{ij}(t+1) = x_{ij}(t) + v_{ij}(t+1) \end{cases} \quad (8)$$

其中, c_1 和 c_2 分别为自我学习因子和社会学习因子; r_1 和 r_2 为 $[0, 1]$ 范围内的均匀随机数; $i=1, 2, \dots, N$ 代表粒子编号; $j=1, 2, \dots, D$ 代表粒子维度; v_{ij} 为粒子的速度; w 为惯性权重。

本例中,将关断损耗函数作为适应度, k, f_n, Q 各作为空间的一维,形成一个三维的目标搜索空间,则空间中的粒子就可以用三维向量来表示。再结合3.2节划定的 $[k, f_n, Q]$ 区间,使搜索空间范围缩小、初始粒子种群更加密集以及迭代收敛速度更快。同时,为了避免局部寻优陷阱,算法采用了如下原则:

(1)采用改进学习因子的方法^[19],前阶段自我学习因子 c_1 取较大值,社会学习因子 c_2 取较小值,随着搜索范围的缩小, c_1 逐渐缩小, c_2 逐渐增大;

(2)惯性权重的设置采用动态线性减小调整的方法^[20],前期惯性权重设置较大值,随着种群成熟,收敛区间减小,惯性权重线性下降。

最终采用的核心公式参数为:初始种群数 $N=50$,维数 $D=3$,迭代次数为500,学习因子 $c_1=2, c_2=1$,惯性权重最大值 $w_{\text{max}}=1.5$ 、最小值 $w_{\text{min}}=0.4$ 。

将谐振腔器件参数设计原则与PSO算法流程相结合,形成总的设计流程,如图7所示。PSO算法流

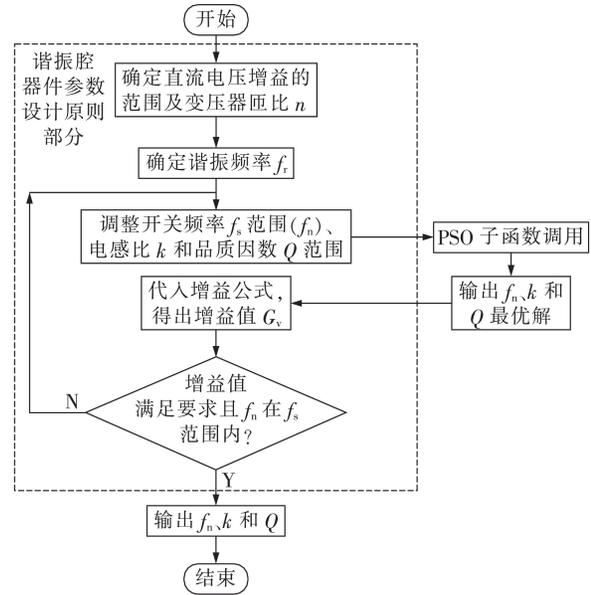


图7 谐振腔设计流程

Fig.7 Design flow of resonant tank

程此处不再赘述。

本例中,电压增益 $G_v=0.65$,可以将判断条件定为 $0.64 < G_v < 0.66$ 。涉及PSO算法的设计参数如下:维度 $f_n \in [0.6, 0.75]$, $k \in [3, 6]$, $Q \in [0.4, 0.6]$ 。粒子对应维速度 $f_{n-s} \in [0.0001, 0.15]$, $k_s \in [0.0001, 3]$, $Q_s \in [0.0001, 0.2]$ 。

最终计算得到优化关断损耗的参数值为: $f_n=0.6107$, $k=4.1536$, $Q=0.4786$ 。代入增益公式中算出 $G_v=0.6478$,符合设计要求。

4 样机实验

4.1 样机设计

根据3.3节的设计,制作了实验样机,搭建的样机平台如附录中图A4所示。主要的器件参数如下:谐振电容 $C_r=80$ nF,谐振电感 $L_r=32$ μ H,变压器励磁电感 $L_m=131$ μ H,变压器副边电感 $L_s=131$ μ H,开关管 Q_1-Q_4 型号为47N60C3,二极管 $D_{11}-D_{16}$ 型号为RHRG3060,飞跨电容 $C_{\text{oss}1}=0.2$ μ F。

4.2 实验验证分析

根据优化值,得到 $k=4.1536, Q=0.4786$ 时的关断损耗 $P_{\text{sw-off}}$ 与 f_n 的关系曲线如图8所示。

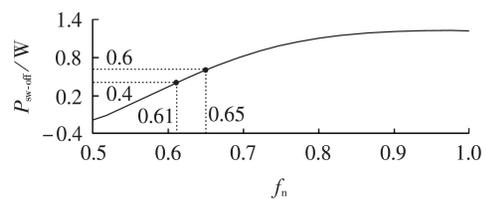


图8 理论的开关管关断损耗曲线

Fig.8 Theoretical curve of switching-off loss

理论优化的开关频率 $f_n=61$ kHz处,关断损耗最小为0.4 W。但实际为了实现滞后管的ZVS,将 f_n 提

高到了 65 kHz, 每个开关管关断损耗增加到 0.6 W, 则开关管总关断损耗达 2.4 W。

关断电流 I_{off} 与 f_n 的关系曲线如图 9 所示, 得到开关频率 f_s 下的优化关断电流 $I_{\text{off}}=1.55$ A。

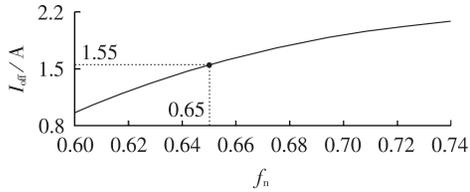


图9 理论的开关管关断电流曲线

Fig.9 Theoretical curve of switching-off current

满载下样机实验波形如图 10 所示。从图 10(a) 可看出电路工作在电压增益特性的区域 2 内, $f_s < f_r$, 且谐振电流在进入 LLC 谐振阶段后逐渐下降。从图 10(b) 可看出超前管 Q_1 与滞后管 Q_2 均实现了 ZVS, 在开关管耐压 U_{ds} 下降到 0 后, 对应的驱动电压 U_{gs} 才开始上升。

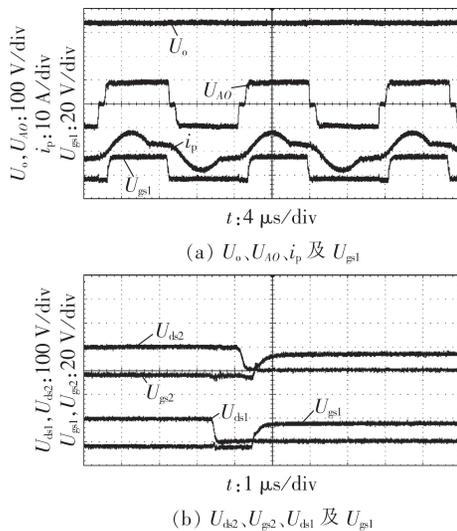


图 10 样机实验波形

Fig.10 Experimental waveforms of prototype

图 11(a) 为超前管 Q_1 关断时刻的波形图, 可以看出关断电流 $i_{Q1\text{-off}}=2$ A, 开关管关断电压 $U_{\text{ds1}}=100$ V, 电压上升时间 $t_{\text{vr}}=80$ ns, 电流下降时间 $t_{\text{cf}}=40$ ns, 因此, 在开关频率为 65 kHz 的情况下, 超前管 Q_1 的关断损耗 $P_{Q1\text{-off}}=0.78$ W。

图 11(b) 为滞后管 Q_2 关断时刻的波形图, 可以看出关断电流 $i_{Q2\text{-off}}=1.25$ A, 开关管关断电压 $U_{\text{ds2}}=100$ V, 将关断状态分成 s_1 与 s_2 这 2 个区间, 积分后得出, 在开关频率为 65 kHz 的情况下, 滞后管 Q_2 的关断损耗 $P_{Q2\text{-off}}=0.35$ W。

综上所述, 满载下开关管总关断损耗为 2.26 W, 与理论推导出的 2.4 W 接近。同时, 开关管的平均关断电流为 1.65 A, 与理论推导出的 1.55 A 也基本一致。

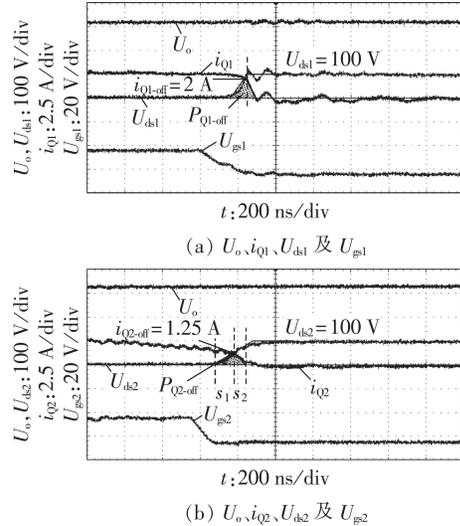


图 11 满载下开关管关断过程

Fig.11 Switching-off process with full load

半载下开关管 Q_1 和 Q_2 的关断损耗实验波形如附录中图 A5 所示。

4.3 对比实验

另外, 本文也采用文献[21]的优化方法进行了设计与优化效果对比。该方法在推导谐振电流解析式的基础上, 通过降低其有效值来降低导通损耗。设计参数为 $k=6$, $f_n=0.6$, $Q=0.3$, 对比实验的器件参数具体如下: 谐振频率 $f_r=100$ kHz, 满载下工作频率 $f_s=60$ kHz, 谐振电容 $C_r=133$ nF, 谐振电感 $L_r=19$ μ H, 变压器励磁电感 $L_m=114$ μ H, 变压器副边电感 $L_s=114$ μ H, 主变压器变比 $n=1:1$ 。

满载下开关管 Q_1 和 Q_2 的关断过程波形如图 12 所示。

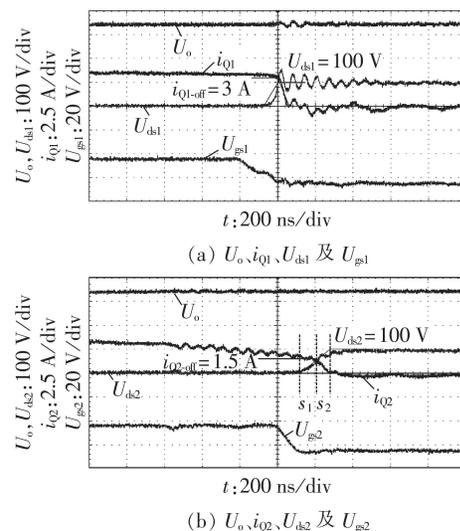


图 12 对比样机满载下开关管关断过程

Fig.12 Switching-off process of contrast prototype with full load

半载下开关管 Q_1 和 Q_2 的关断损耗实验波形如附录中图 A6 所示。

对比所提优化方法和文献[21]优化方法样机的实验结果如表1所示。可见,所提优化方法无论是在开关管关断电流,还是在开关管关断损耗,以及最终效率上都更优,在满载下比文献[21]方法的效率高2.1%。

表1 对比结果
Table 1 Contrast result

参数	样机实验		对比实验	
	满载	半载	满载	半载
i_{Q1-off} / A	2.0	2.1	3.0	3.5
P_{Q1-off} / W	0.78	1.25	1.26	1.73
i_{Q2-off} / A	1.25	1.20	1.50	1.80
P_{Q2-off} / W	0.35	0.45	0.50	0.82
所测效率 / %	95.1	95.5	93.0	93.2

5 结论

(1)推导了TL-LLC谐振电路开关管关断电流和关断损耗的时域解;

(2)提出了用时域分析法结合PSO算法求解TL-LLC谐振电路开关管最小关断损耗的 $[k, f_n, Q]$ 参数优化设计方法;

(3)所提出的方法也可以应用于其他LLC谐振电路中。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C]//The 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Dallas, USA:IEEE, 2002:1108-1112.
- [2] 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.
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] LIU T, ZHOU Z Y, XIONG A M, et al. A novel precise design method for LLC series resonant converter[C]//2006-Twenty-Eighth International Tele-communications Energy Conference(INTELEC). Rhode, USA:IEEE, 2006:1-6.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] UTASB K, KALYAN Y, PARTHASARATHI S. Accurate ZVS analysis for magnetic design and efficiency improvement of full-bridge LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3):1703-1706.
- [7] 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.
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.
- [8] 吕正, 颜湘武, 孙磊, 等. 计及MOSFET关断过程的LLC变换器死区时间选取及计算[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3):175-183.
LÜ Zheng, YAN Xiangwu, SUN Lei, et al. Selection and calculation of LLC converter dead-time considering turn-off transient of MOSFET[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3):175-183.
- [9] LIU F X, YAN J J, RUAN X B. Zero-voltage and zero-current-switching PWM combined three-level DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5):1644-1654.
- [10] HAGA H, KUOKAWA F. Modulation method of a full-bridge three-level LLC resonant converter for battery charger of electrical vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4):2498-2507.
- [11] CANALES F, LI T H, AGGELER D. Novel modulation method of a three-level isolated full-bridge LLC resonant DC-DC converter for wide-output voltage application[C]//2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference(EPE/PEMC). Novi Sad, Serbia:IEEE, 2012:DS2b.11.1-DS2b.11.7.
- [12] 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.
- [13] 徐恒山, 尹忠东, 黄永章. 考虑最大输出电压和效率的LLC谐振变流器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2):331-341.
XU Hengshan, YI Zhongdong, HUANG Yongzhang. Design method of LLC resonant converter considering maximum output voltage and efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2):331-341.
- [14] JIANG T Y, ZHANG J M, WU X K, et al. A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWAM control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3):2213-2225.
- [15] DEHDARINEJAD M, ASKARIAN ABYANEH H, RAZAVI F, et al. Optimization of SMC parameters using PSO in a full-bridge DC-DC converter with inductive load[C]//2013 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE). Oshawa, Canada:IEEE, 2013:1-6.
- [16] 王浩磊, 刘涤尘, 吴军, 等. 基于改进二级量子粒子群算法的核心骨干网架搜索[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(34):6127-6133.
WANG Haolei, LIU Dichen, WU Jun, et al. Core backbone network searching based on improved quantum binary particle swarm optimization[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(34):6127-6133.
- [17] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京:机械工业出版社, 2005:30-41.
- [18] KENNEDY J, RUSSELL E. Particle swarm optimization[C]//Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks. Washington DC, USA:IEEE, 1995:1942-1948.
- [19] IWASAKI N, YASUDA K, UENO G. Particle swarm optimization:dynamic parameter adjustment using swarm activity[C]//International Conference on System, Man and Cybernetics. Singapore:IEEE, 2008:2634-2639.
- [20] 张顶学, 关治洪, 刘新芝. 一种动态改变惯性权重的自适应粒子群算法[J]. 控制与决策, 2008, 23(11):1253-1257.
ZHANG Dingxue, GUAN Zhihong, LIU Xinshi. Adaptive particle swarm optimization algorithm with dynamically changing

inertia weight[J]. Control and Decision, 2008, 23(11): 1253-1257.

- [21] LÜ B, LIU W, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Dallas, USA:IEEE, 2006:533-538.

作者简介:

袁义生(1974—),男,江西上高人,教授,博士研究生导师,主要研究方向为电力电子系统及控制技术(E-mail: cloudstone_yuan@aliyun.com);



袁义生

张钟艺(1993—),男,江西南昌人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: 1716532149@qq.com);

梅相龙(1995—),男,江西上饶人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: 410635886@qq.com);

张金克(1993—),男,山东聊城人,硕士研究生,主要研究方向为电网潮流优化(E-mail: 758238602@qq.com)。

(编辑 李莉)

Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters

YUAN Yisheng, ZHANG Zhongyi, MEI Xianglong, ZHANG Jinke

(School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Switching-off loss is the major loss of three-level LLC resonant converter under high frequency condition, which is closely related to resonant inductance L_r , resonant capacitance C_r , magnetizing inductance L_m and voltage gain G_v . Firstly, the analytic function between switching-off current I_{off} and inductance ratio k , normalized frequency f_n and quality factor Q is built by time domain analysis method, and the analytic function between switching-off loss P_{sw-off} and $[k, f_n, Q]$ is built by combining the feature of the switching-off process. Then two four-dimension graphs about $[I_{off}, k, f_n, Q]$ and $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ are pictured and the laws among parameters are analyzed. Based on the above analysis, the solving space of $[k, f_n, Q]$ is derived under the constraints of voltage gain requirement and ZVS (Zero Voltage Switching) realization condition. Furthermore, the final $[k, f_n, Q]$ values are achieved by PSO (Particle Swarm Optimization) algorithm for optimal switching-off loss. Finally, a prototype with 200 V input voltage, 130 V output voltage and 48.4 Ω load resistance, 350 W rated power is built. Under the conditions of full load and half load, the experimental results of the switching-off loss P_{sw-off} are compared between the proposed method and the traditional optimal method of reducing the effective value of resonant current to decrease the conduction loss of the circuit, which verifies that the proposed optimal design method can effectively reduce the switching-off loss and improve the converter efficiency.

Key words: three-level LLC resonant converter; switching-off loss; optimal design; time domain analysis; PSO algorithm

(上接第27页 continued from page 27)

Speed-sensorless control method for permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding mode observer

GUO Leilei¹, WANG Huaqing¹, DAI Linwang², CAO Lingzhi¹, ZHANG Kaixuan¹, LUO Kui²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Zhengzhou University of Light Industry, Zhengzhou 450002, China;

2. State Key Laboratory of Operation and Control of Renewable Energy & Storage Systems, China Electric Power Research Institute Co., Ltd., Beijing 100192, China)

Abstract: As the back electromotive force of permanent magnet synchronous motor is small at low speed, the influence of the DC bias contained in the sampled voltage and current caused by the nonlinearity of sampling channel is more serious. To solve the problems, a super-twisting sliding mode observer based speed-sensorless control method is proposed for permanent magnet synchronous motors. Firstly, based on the concept of the equivalent feedback, a new super-twisting sliding mode observer is designed to improve the speed-sensorless control accuracy at low speed region. Secondly, the effects of the DC offset on the speed-sensorless control are analyzed in detail, and a second-order generalized integrator based DC offset elimination method is designed to further improve the speed-sensorless control accuracy. Finally, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by a 6.6 kW permanent magnet synchronous motor speed-sensorless control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; equivalent feedback; speed-sensorless; super-twisting sliding mode observer; second-order general integrator

附录

$$I_{\text{off}} = \frac{\pi \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2}}{2kQR_{\text{eq}}} \cos\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right] + \quad (\text{A1})$$

$$\frac{\pi f_n \frac{U_{\text{in}}}{2} - 4 \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2} Q}{\pi f_n QR_{\text{eq}} \sqrt{1+k}} \sin\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right]$$

$$P_{\text{sw-off}} = \left\{ \frac{1}{2K_{\text{tc}}} \left[\frac{\pi \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2}}{2kQR_{\text{eq}}} \cos\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right] + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \frac{\pi f_n \frac{U_{\text{in}}}{2} - 4 \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2} Q}{\pi f_n QR_{\text{eq}} \sqrt{1+k}} \sin\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right] \right] \right\} \frac{U_{\text{in}}}{2} + \quad (\text{A2})$$

$$\frac{1}{2K_{\text{iv}}} \left\{ \frac{\pi \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2}}{2kQR_{\text{eq}}} \cos\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right] + \right. \\ \left. \frac{\pi f_n \frac{U_{\text{in}}}{2} - 4 \frac{U_{\text{in}}}{2\sqrt{\left[1+\frac{1}{k}\left(1-\frac{1}{f_n^2}\right)\right]^2+Q^2}\left(f_n-\frac{1}{f_n}\right)^2} Q}{\pi f_n QR_{\text{eq}} \sqrt{1+k}} \sin\left[\frac{\pi}{\sqrt{1+k}}\left(\frac{1}{f_n}-1\right)\right] \right\} \left(\frac{U_{\text{in}}}{2}\right)^2 f_n f_r$$

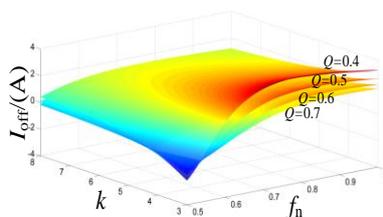


图 A1 $[I_{\text{off}}, k, f_n, Q]$ 四维图形
Fig.A1 4D graph of $[I_{\text{off}}, k, f_n, Q]$

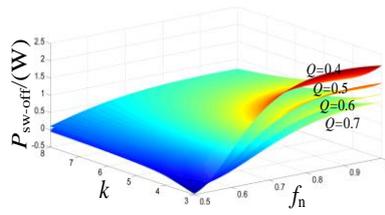


图 A2 $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$ 四维图形
Fig.A2 4D graph of $[P_{sw-off}, k, f_n, Q]$

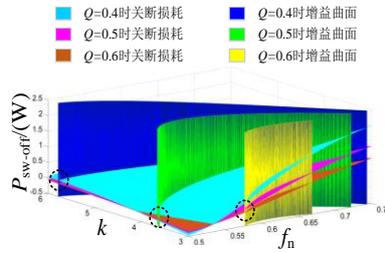


图 A3 关断损耗与电压增益合并图
Fig.A3 Combined graph of switching-off losses and voltage gain

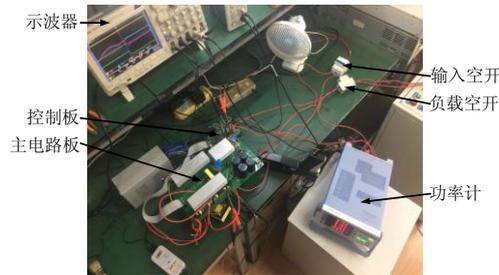
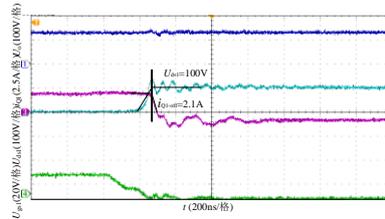
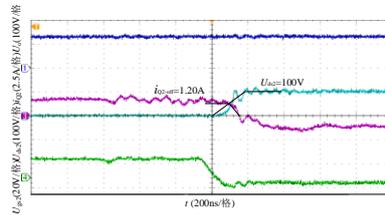


图 A4 样机平台
Fig.A4 Prototype platform

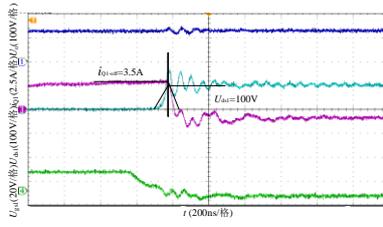


(a) U_o 、 i_{Q1} 、 U_{ds1} 及 U_{gs1}

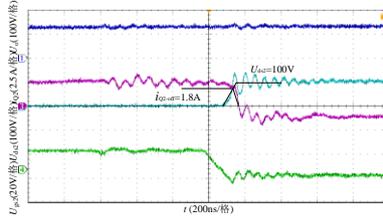


(b) U_o 、 i_{Q2} 、 U_{ds2} 及 U_{gs2}

图 A5 半载下开关管关断过程
Fig.A5 Switching-off process with half load



(a) U_o 、 i_{Q1} 、 U_{ds1} 及 U_{gs1}



(b) U_o 、 i_{Q2} 、 U_{ds2} 及 U_{gs2}

图 A6 对比样机半载下开关管关断过程

Fig.A6 Switching-off process of contrast prototype with half load