

无传感器混合式 LLC 电路同步整流数字控制策略

刘和平¹, 李金龙¹, 苗轶如¹, 彭东林²

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;
2. 重庆理工大学 机械检测技术与装备教育部工程研究中心, 重庆 400054)

摘要: 详细分析了混合式 LLC 电路移相模式下的开关损耗, 以损耗最小为依据确定了混合控制的最优转换点。根据混合式 LLC 电路整流电流为近似正弦断续的特点, 提出一种与 LLC 谐振控制共享电压检测且无需额外传感器的同步整流控制策略。该策略采用最优梯度滞环比较算法, 可较好实现混合式 LLC 电路同步整流的数字控制, 具有良好的调节速度和精确度。以一个 36~72 V 输入、3.3 V/20 A 输出的实验样机验证了所提理论的正确性和可行性。

关键词: 同步整流; 无传感器; LLC 电路; 混合控制; 最优控制; 数字控制; 谐振

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.009

0 引言

LLC 谐振电路因具有变压器原边零电压开关 (ZVS) 和次级整流零电流开关 (ZCS) 的特性^[1], 越来越多地用于高效率变换器电路中。谐振电路应用较多的控制方式可分为变频 VF (Variable-Frequency) 控制和移相 PS (Phase-Shift) 控制 2 种, 2 种控制方式的驱动信号占空比都为 50%, 以频率或相位差来调节输出电压。早期 LLC 电路的控制以变频控制为主, 当输入电压和负载变化较大时, 要求谐振主开关的开关频率变化范围大, 对变压器等磁性器件的设计不利。特别是当 LLC 电路工作于连续模式时^[2-4], 电路增益对频率的变化极不敏感, 且效率会降低。为此, 文献[5]采用定频控制, 变频器低压工作于 3L (即 3 电平) 模式, 高压时工作于 2L 模式, 然而开关数目多, 结构复杂。文献[6]提出一种新颖的混合式控制策略, 使变换器具有变频和移相模式, 适用于宽范围输入电压应用场合。

本文以谐振开关损耗最小为依据, 对文献[6]所提出的混合式 LLC 电路进行了最优模式转换点确定的优化, 并提出一种适用于混合式 LLC 电路的无需增加额外传感器的数字式同步整流控制策略。该策略通过判断输出电压的变化, 以最优梯度滞环比较算法实现同步整流驱动最优占空比的搜索。

1 LLC 电路混合式控制

图 1 所示是全桥 LLC 谐振变换器主电路。图中, $V_{Q1} - V_{Q4}$ 是谐振主开关; $V_{SR1} - V_{SR4}$ 是同步整流 MOSFET; C_r 是谐振电容; L_r 是谐振电感, L_m 是励磁电感, L_r 、 L_m 以变压器的漏感和励磁电感实现。

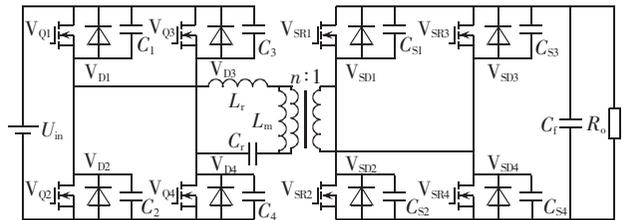
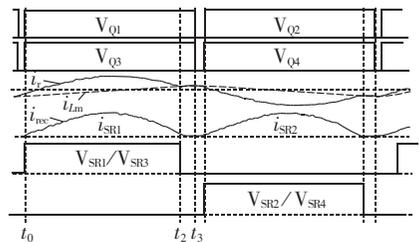


图 1 带同步整流的 LLC 电路

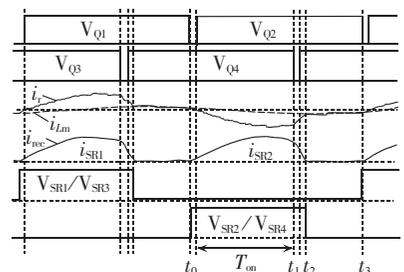
Fig.1 LLC circuit with synchronous rectification

混合式控制分为变频模式和移相模式。变频模式的主要波形如图 2(a) 所示, 在不同的主开关频率 f_s 下, LLC 电路的直流增益可表示为:

$$G_{dc} = \frac{nU_o}{U_g} = \frac{sL_m // R_{ac}}{\frac{1}{sC_r} + sL_r + (sL_m // R_{ac})} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kx^2}\right)^2 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2 Q^2}} \quad (1)$$



(a) LLC 电路 $f_s < f_r$ 工作模式



(b) LLC 电路 $f_s > f_r$ 工作模式

图 2 理想驱动波形

Fig.2 Ideal driving waveforms

收稿日期: 2014-01-11; 修回日期: 2014-12-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51127001)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51127001)

$$k = \frac{L_m}{L_s}, \quad x = \frac{f_s}{f_r}, \quad Q = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} / f_r R_{ac} \quad (2)$$

$$R_{ac} = n^2 R_{eq} = n^2 \frac{8R_o}{\pi^2}$$

其中, k 为谐振电感与励磁电感比值; x 为主开关频率 f_s 与谐振频率 f_r 比值; Q 为电路品质因数。

根据式(1)可得到输入-输出电压增益曲线,如图 3(a)所示($k=6$)。从图中可以看出,变频工作模式下 LLC 电路输入电压变化大时,主开关频率 f_s 的变化范围很宽,特别是在高频段,电路增益对频率变化极不敏感,这不利于控制和磁性器件的设计。

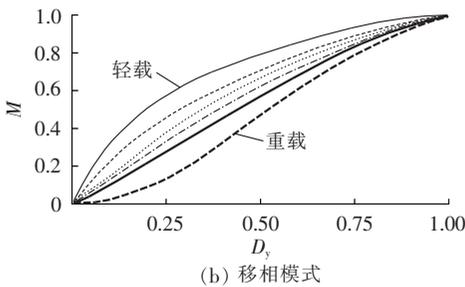
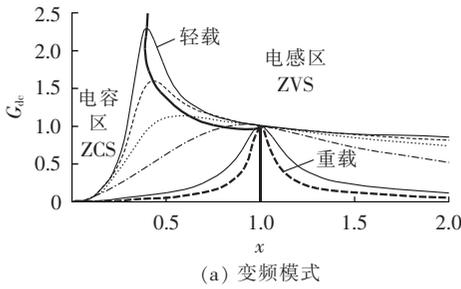


图 3 全桥 LLC 电路输入-输出电压增益曲线
Fig.3 Input-output voltage gain curve of full-bridge LLC circuit

为改善 LLC 电路频率变化大的缺点,文献[6]提出一种在高频时采用移相模式的控制策略,其主要波形如图 2(b)所示,具体工作过程详见文献[6],此处不再赘述。

移相模式下的增益表达式是关于电路参数的隐函数,由式(3)确定。

$$\begin{cases} -(1 + \cos \theta_2) - \sin \theta_2 U_{G_c}^*(0) - \sin \theta_2 M + [\sin \theta_2 - \sin(\theta_2 - \theta_1)] = 0 \\ -(\theta_2 - \theta_3 + \sin \theta_2) I_m^* + (1 + \cos \theta_2) U_{G_c}^*(0) + (\cos \theta_2 - 1) M + \cos(\theta_2 - \theta_1) - \cos \theta_2 = 0 \\ -\sin \theta_2 I_m^* + (\cos \theta_2 - 1) U_{G_c}^*(0) - \cos \theta_2 + \left(\cos \theta_2 - 1 - \frac{8\theta_3}{\pi^2} Q\right) M + \cos(\theta_2 - \theta_1) = 0 \end{cases} \quad (3)$$

其中,带“*”的量是经标么化处理的值。式中已知的参变量有:

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \omega_r(t_1 - t_0) = D_y \pi f_s^{-1}, \quad \theta_2 = \omega_r(t_2 - t_0) \\ \theta_3 &= \omega_r(t_3 - t_0) = \pi f_s^{-1}, \quad \omega_r = 1/\sqrt{C_r L_r} \\ D_y &= 2T_{on}/T_s, \quad I_m^* = M\theta_2/[2k(nU_o/U_{in})] \\ M &= (nU_o/U_{in})/G_{dc}(x) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, T_s 为谐振周期。则电路增益 M 可表示为谐振主开关重合相位占空比 D_y 的隐函数,借助于数学分析软件 Maple 进行数值计算,可以得到不同品质因数 Q 条件下电路增益与 D_y 的关系曲线($k=6$),如图 3(b)所示。

从图 3(b)可以看出,在移相工作模式下,保持频率不变,随着主开关相位的移动,电路增益可以从 0 变化到 1,改善了变频控制模式下电路增益对高频段不敏感的缺点。2 种控制模式的结合,可以使 LLC 电路在较小的频率变化范围内得到较大的电路增益,改善了 LLC 电路的设计和控制的难度。

但文献[6]未对控制模式转换点如何确定进行分析,文中实验也只是将其确定在谐振频率附近,并未提供依据,本文将开关损耗最小为依据对最优转换点进行分析,以确定最优转换点选取原则。

2 模式转换最优点的选择

开关电源的损耗可分为开通损耗、关断损耗和导通损耗 3 个部分。LLC 电路主开关管是零电压开关,可忽略其开通损耗。

2.1 导通损耗

主开关管 $V_{Q1} - V_{Q4}$ 的开关波形如图 4(a)所示,图中 U_{GS-Q1} 和 U_{DS-Q1} 分别是 V_{Q1} 驱动电压和漏源极压降, U_{dl} 是 V_{Q1} 寄生二极管压降,则导通损耗分为体二极管导通损耗和 MOSFET 导通损耗。

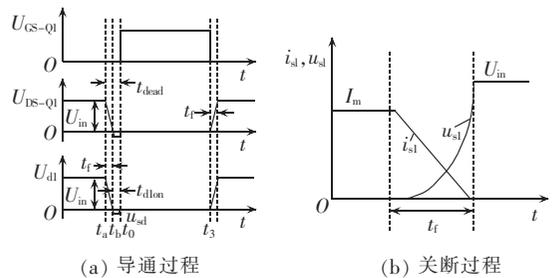


图 4 主开关管导通与关断
Fig.4 Turn-on and turn-off of main switch

a. 体二极管导通损耗。

根据图 4(a)所示的主开关管导通过程,可以得到其导通时间和导通电流。在近似认为导通压降 u_{sd} 为 0.7 V 条件下,这个阶段的功率损耗可近似表示为:

$$P_{ds1} = f_s \int_{t_b}^{t_0} i_{sd}(t) u_{sd} dt = 0.7 f_s I_m (t_{dead} - t_f) \quad (5)$$

b. MOSFET 导通损耗。

图 4(a)中的 $t_0 \sim t_3$ 时间内为 V_{Q1} 导通阶段,根据

图 2, 在此时间段内的电流可分为 $t_0 \sim t_2$ 的谐振段和 $t_2 \sim t_3$ 的恒流段。

设 V_{Q1} 的导通电阻为 R_{on} , 则导通损耗可以表示为:

$$P_{s_{on}} = f_s \int_{t_0}^{t_3} i_r^2(t) R_{on} dt \quad (6)$$

将不同时间段的电流代入可得:

$$P_{s_{on}} = f_s \int_0^{\theta_2/\omega_r} \left[\frac{U_{in} - nU_o}{Z_r} \sin(\omega_r t - \theta) \right]^2 R_{on} dt + f_s \int_{\theta_2/\omega_r}^{T_s/2} I_m^2 R_{on} dt = \frac{f_s (U_{in} - nU_o)^2 R_{on}}{Z_r^2} \left[\frac{\theta_2}{2\omega_r} - \frac{\sin(2\theta_2 - 2\theta)}{4\omega_r} \right] + f_s I_m^2 R_{on} \left(\frac{T_s}{2} - \frac{\theta_2}{\omega_r} \right) \quad (7)$$

其中, $\theta = \arcsin \frac{I_m Z_r}{U_{in} - nU_o}$ 。

2.2 关断损耗

关断过程的电流和电压波形如图 4(b) 所示, 在关断过程中, 电流不会瞬间降为 0, 而是可以看作线性降低。所以, 开关管 V_{Q1} 的关断损耗可表示为:

$$P_{s_{off}} = f_s \int_0^{t_f} i_{s1}(t) u_{s1}(t) dt = \frac{1}{48} I_m^2 t_f^2 f_s \quad (8)$$

在忽略零电压开关开通损耗的条件下, LLC 电路单管总损耗可以表示为:

$$P_{sum} = P_{ds1} + P_{s_{on}} + P_{s_{off}} = 0.7 f_s I_m (t_{dead} - t_f) + \frac{f_s (U_{in} - nU_o)^2 R_{on}}{Z_r^2} \left[\frac{\theta_2}{2\omega_r} - \frac{\sin(2\theta_2 - 2\theta)}{4\omega_r} \right] + f_s I_m^2 R_{on} \left(\frac{T_s}{2} - \frac{\theta_2}{\omega_r} \right) + \frac{1}{48} I_m^2 t_f^2 f_s \quad (9)$$

由式(9)可知, LLC 电路单管总损耗与 I_m 成正比。

由式(4)可得:

$$I_m^* = \frac{\theta_2}{G_{dc}(x) 2k} = \frac{\theta_2 \sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kx^2}\right)^2 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2 Q^2}}{2k} \quad (10)$$

对上式求导可得:

$$(I_m^*)' = \frac{\theta_2 \left[\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kx^2}\right) \frac{2}{kx^3} + \left(x - \frac{1}{x}\right) Q^2 \left(1 + \frac{1}{x^2}\right) \right]}{2k \sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kx^2}\right)^2 + \left(x - \frac{1}{x}\right)^2 Q^2}} \quad (11)$$

当 x 取值大于 1 时, 因 LLC 电路次级整流不再是零电流开关关断, 会增加额外的损耗, 因此, 混合控制模式转换频率应小于谐振频率 f_r , 即 $x \leq 1$ 。

由式(11)可知, 在 $0 < x \leq 1$ 范围内 $(I_m^*)'$ 小于 0, 说明 I_m^* 呈递减趋势, 因此选择 $x=1$, 即 $f_s=f_r$ 时 I_m 值最小, 主开关管损耗最小, LLC 谐振变换器效率最高。

3 混合控制的 LLC 同步整流数字控制策略

LLC 电路因其所具有的优良软开关特性, 在越来越多的场合得到应用。但在一些低压输出应用中, 若次级整流采用普通二极管整流会造成很大的整流损耗。为提高 LLC 电路在低压大电流输出时的效率, 同步整流被应用到 LLC 电路^[7-16]。图 1 为全桥同步整流 LLC 谐振变换器主电路。同步整流以导通电阻仅几毫欧的 MOSFET 管代替二极管进行整流, 可极大地减小整流损耗, 提高变换器效率。

从图 2 中可以看出混合式控制 LLC 电路的次级整流电流为谐振断续, 这决定了一般的同步整流方案不能适用, 例如电压型自驱动、变压器多绕组驱动等。而普遍适用的电流检测型又需增加额外的电流检测器或电流互感器, 增加了电路的复杂度, 且容易受电路电感等寄生参数的影响。

本文基于 LLC 电路输出电压与次级同步整流驱动占空比 D_{SR} 关系提出一种无传感器同步整流控制策略。

3.1 同步整流控制策略反馈量

对于整流电流断续, 同步整流驱动可分为以下 3 种情况。

a. 整流驱动时间 $T_{on,SR}$ ($T_{on,SR} = D_{SR} T_s$) 等于电流持续时间, 整流管的驱动信号与整流电流完全同步, 无整流 MOSFET 体二极管导通损耗。这种情况整流损耗最小, 整流管压降最低, 输出电压达到最大值。

b. $T_{on,SR}$ 小于电流持续时间, 则在驱动信号消失后整流电流将从整流 MOSFET 转移到体二极管, 整流管的压降 U_d 为二极管导通压降 (约 0.7 V), 这个压降远大于有驱动信号时 MOSFET 的导通压降。

在几十安电流流过导通电阻为几毫欧的 MOSFET 时产生的压降小于 0.1 V, 可近似认为:

$$U_d - \Delta u_{SR} \approx 0.6 \text{ (V)} \quad (12)$$

这个压降变化经电容滤波后, 表现为电路输出电压的下降。

c. $T_{on,SR}$ 大于电流持续时间, 将形成环流, 电流反向流动, 电能从滤波电容反向传输到输入电源, 造成输出电压的快速下降。

图 5 是图 1 所示 LLC 电路保持主开关频率 f_s 不变、初始输出电压 3.3 V 条件下, 实测的同步整流驱动占空比 D_{SR} 与输出 U_{out} 关系。

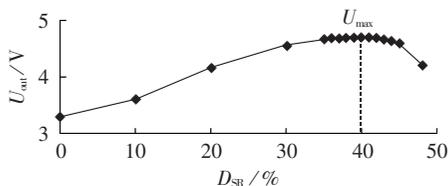


图 5 D_{SR} 与输出 U_{out} 的关系

Fig.5 D_{SR} vs. U_{out}

如图 5 所示,当 $T_{on,SR}$ 向最优驱动点改变时输出电压变化 ΔU_o 为正,向相反方向改变时 ΔU_o 为负。因此,同步整流管驱动优劣的变化会造成输出电压高低变化,可以将其作为同步整流驱动占空比调节的反馈量,它已经在 LLC 电路谐振控制中检测得到,因此无需额外传感器。系统总的控制原理图见图 6。

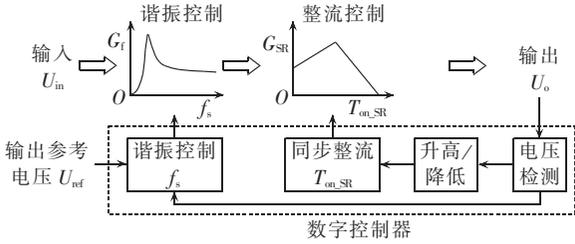


图 6 无传感器同步整流系统控制框图

Fig.6 Block diagram of sensorless synchronous rectification control

3.2 同步整流最优梯度滞环比较寻优的算法实现

LLC 混合电路的最优同步整流驱动波形如图 2 所示,当有整流电流时开通整流 MOSFET,在电流过零时关断。

从图 2 中可以看出,无论是在变频或移相模式,整流电流的开通时刻总是和主开关中滞后管相同,而关断根据电流的不同而不同。结合图 5,同步驱动占空比的调制可用最优搜索方法实现。综合比较目前较为常用的搜索法,滞环比较法较适合于本文控制。

采用滞环比较搜索最优同步驱动占空比时,选取 3 个间隔 d_{step} 的驱动占空比 (D_{SR1} 、 D_{SR2} 、 D_{SR3}),得到它们分别对应的输出电压 (U_{outA} 、 U_{outB} 、 U_{outC}),比较相邻两电压的大小,每组结果有大于、相等和小于 3 种情况,且 2 组的结果相互独立,因此会共有 9 种可能。定义 $U_{outC} > U_{outB}$ 、 $U_{outB} > U_{outA}$ 为“+”,等于记为“0”,小于记为“-”,可得图 7 的 9 种关系。

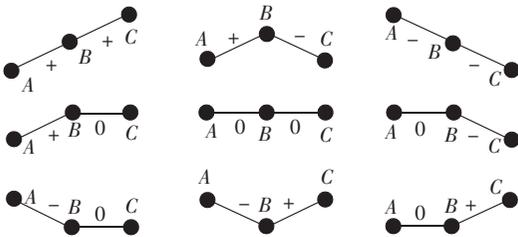


图 7 3 点之间电压比较可能出现的关系示意
Fig.7 Possible relations of voltage comparison among three points

根据图 5 和图 7,同步驱动占空比调制过程如图 8 所示,图中 (A)、(B)、(C) 是当前步 D_{SR} 点, A、B、C 是下步 D_{SR} 点。如果 2 次比较结果之和为“+”,则下一时刻 $D_{SR} = D_{SRC} + d_{step}$, 去掉 (A) 点, 并对 (B)、(C) 点及新 D_{SR} 点重新编号 A、B、C; 反之如果 2 次的比较结

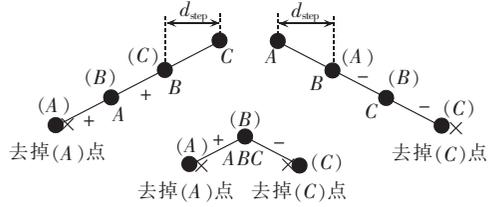


图 8 滞环比较调节示意图

Fig.8 Schematic diagram of hysteresis comparison adjustment

果之和为“-”,则 $D_{SR} = D_{SR1} - d_{step}$, 去掉 (C) 点, 并对新 D_{SR} 点及 (A)、(B) 点重新编号 A、B、C; 当 2 次比较结果之和为“0”时,取中间点即可得到最优 D_{SR} , 对其编号 A、B、C, 停止搜索。

滞环比较方法搜索的快慢与步长 d_{step} 有关, d_{step} 较小时搜索速度慢; d_{step} 较大时搜索速度快, 但可能存在较大的稳态误差。本文针对此缺点对滞环比较法进行了优化改进, 得到新的最优梯度滞环比较法。

最优搜索法的数字实现时, 一般以差分近似代替微分, 图 5 中的 2 点梯度可近似用 2 点电压差表示, 因此 D_{SR} 的搜索步长可表示为:

$$d_{step} = \alpha [(U_{SRC} - U_{SRB}) + (U_{SRB} - U_{SR1})] \quad (13)$$

其中, α 是非负常数。根据图 5 和式 (13), 在远离最优 D_{SR} 点时 2 点间的电压差大, 搜索步长大, 搜索速度快; 接近最优点时, 电压差小, 搜索步长会越来越小并趋于 0, 并最终稳定在最优点, A、B、C 3 点重合。当负载、输入电压等条件变化引起输出电压变化时, 式 (13) 不再等于 0, 将会自动启动搜索过程, 重新搜索到最优 D_{SR} 点。

根据以上分析, 同步整流驱动的系统控制流程如图 9 所示。通过数字控制器 (ADC) 模块将输出电压 U_{out} 检测值根据 d_{step} 的正负不同分别赋予 U_{outA} 或 U_{outC} , 以式 (13) 计算新的 d_{step} 值, 并以它的正负来选取新的同步驱动占空比和新的 A、B、C 点, 最后将新的占空比值和谐振控制的周期送入数字控制器的 PWM 模块, 产生同步整流驱动 PWM 信号。

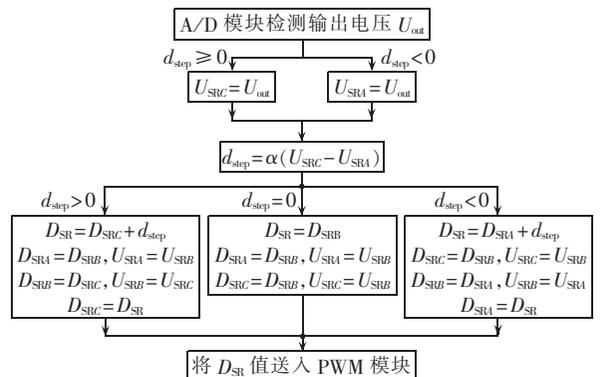


图 9 同步整流驱动的数字式系统控制流程

Fig.9 Flowchart of digital system control driven by synchronous rectification

本文所提出的改进型最优梯度滞环比较算法可以以较快的速度搜索到最优点,并稳定在最优点消除稳态误差和振荡,还可以在最优变化时自动启动最优搜索,动态调节性能好。

实验表明同步整流驱动控制与混合式 LLC 谐振数字控制之间无明显的制约关系,在 2 个子程序中分别执行,可根据实际情况选择两者不同的调节速度,若在同步整流要求严格的情况下应使同步整流控制调节速度快;若要求整个动态性好应使谐振控制调节速度快。

4 实验验证

为验证本文所提出的同步整流控制策略的正确性和可行性,进行了实验样机的验证。

本文搭建了输入 36~72 V、额定输入电压 60 V、输出 3.3 V/20 A、主开关频率范围 60~100 kHz、谐振频率 f_r 和模式转换频率 f_i 为 100 kHz 的 LLC 实验样机进行实验验证,其中整流 MOSFET 是导通电阻 4.2 m Ω 英飞凌公司的 IPB042N10N3G,数字控制器为 TI 公司的 TMS320F2808, MOSFET 驱动芯片为 ST 公司的 L6375,实验实测波形如图 10—14 所示。

图 10 是同步整流 MOSFET 漏源极电压 U_{DS} 和其驱动信号 U_{GS} 波形,图 10(a)是同步驱动未达到最优驱动波形,图 10(b)是同步驱动达到最优驱动波形。从图中可以看出,同步整流管漏源极导通电压降在有驱动和没驱动有较大的电压差(约 0.6 V)。

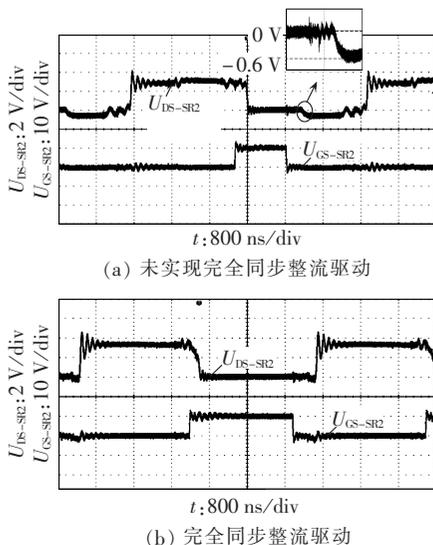


图 10 整流 MOSFET U_{DS} 和 U_{GS} 波形

Fig.10 U_{DS} and U_{GS} waveforms of rectification MOSFET

图 11(a)是为额定输入电压 60 V、满负载条件下($f_s=100$ kHz),谐振电流 i_r 、整流电流 i_{SR} 和主开关驱动波形;图 11(b)是整流管漏源极电压 U_{DS} 和同步驱动 U_{GS} 波形,展示了几者间的相位关系。

图 12(a)、(b)分别为输入电压为 36 V、满负载

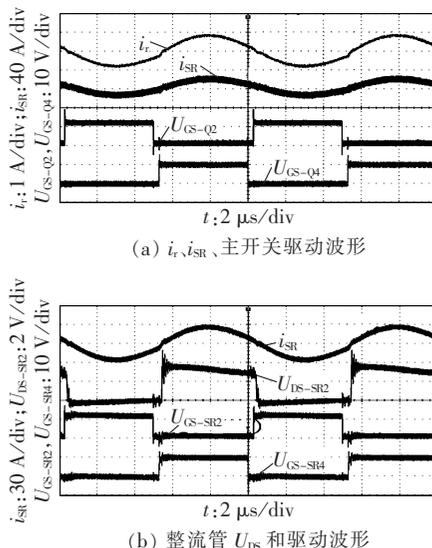


图 11 额定条件下实验波形($f_s=100$ kHz)

Fig.11 Experimental waveforms under rated conditions($f_s=100$ kHz)

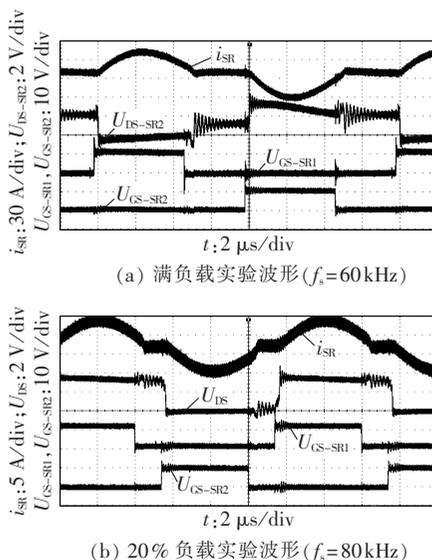


图 12 36 V 输入实验波形

Fig.12 Experimental waveforms with 36 V input

和轻载(20%满载)时的整流电流 i_{SR} 、整流管漏源极电压 U_{DS} 和其驱动信号 U_{GS} 波形,验证了变频模式下同步整流控制的正确性。

图 13(a)、(b)分别为输入电压为 72 V、满负载和轻载(20%满载)时的整流电流 i_{SR} 、整流管漏源极电压 U_{DS} 和其驱动信号 U_{GS} 波形,验证了移相模式下同步整流控制的正确性。

图 14 是 $f_s=100$ kHz、 $D_v=0.8$ 时的整流电流 i_{SR} 、整流管驱动信号 U_{GS} 和移相主开关驱动波形,得到接近于图 2 所示的理想驱动波形。

图 15 从上至下是输入电压从 72 V 变到 36 V 时的输出电压 U_{out} 、整流电流 i_{SR} 和整流管驱动 U_{GS-SR2} 、 U_{GS-SR4} 波形。左边的放大图是变化前谐振处于移相模式,右边的放大图是变化后谐振处于变频模式。从

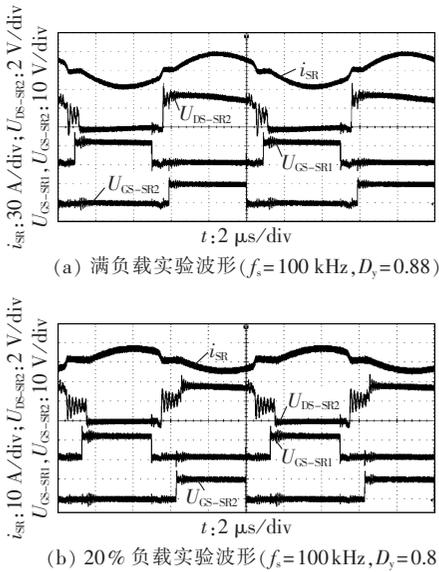


图 13 72 V 输入实验波形

Fig.13 Experimental waveforms with 72 V input

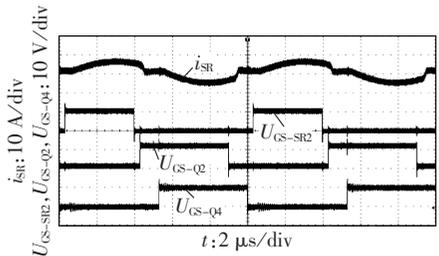


图 14 $D_y=0.8$ 时移相实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of phase-shift when D_y is 0.8

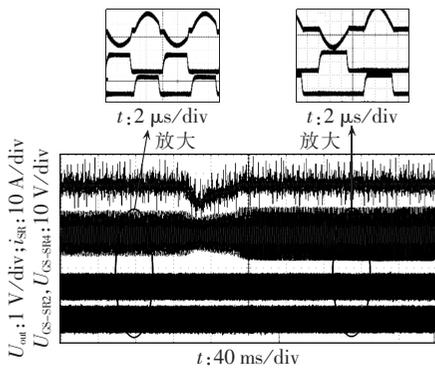


图 15 输入电压 72 V 变 36 V 动态响应

Fig.15 Dynamic response to input change from 72 V to 36 V

图中可以看出,LLC 变换器能稳定输出电压,在动态变化前后同步整流驱动都与整流电流有较好的同步关系,验证了本文方法有较好的动态调节性能。

从以上的实验波形可以看出,在不同的输入、不同负载和动态条件下,整流管漏源极间的压降都不会出现较大的体二极管导通压降(如图 10(a)所示),说明控制策略能很好地调制同步整流驱动占空比使其与整流电流保持同步,有较好的同步整流效果,与前文分析相吻合,策略能满足实现应用要求。

图 16 是输入电压为 36 V 和 72 V、模式转换点设置在 85 kHz 和 100 kHz 时,变换器效率与输出电流的关系,证明了转换频率设定低时会造成效率降低。

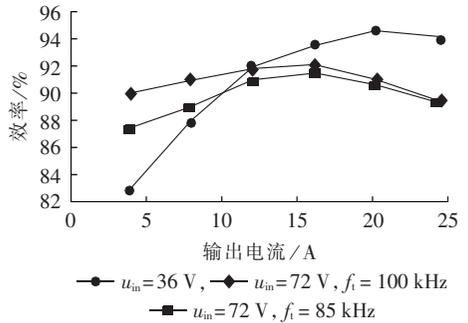


图 16 效率与负载关系

Fig.16 Relationship between efficiency and load

5 结论

本文详细分析了混合式 LLC 电路的开关管损耗,以开关损耗最低确定了模式最优转换点。基于输出电压与同步整流驱动的关系,提出一种适用于混合式 LLC 电路的无传感器同步整流自调整控制策略。以一个 36~72 V 输入、3.3 V/20 A 输出的实验样机验证了本文控制策略在不同输入、不同负载和动态条件下的正确性与可行性。本文同步整流控制策略具有以下优点:不需增加额外的传感器;改进的滞环比较搜索法能快速准确搜索到最优同步驱动;具有较好的动态调节性能;LLC 电路在不同工作模式下都有良好的同步驱动效果。

参考文献:

[1] LU B,LIU W,LIANG Y,et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition,2006. APEC'06. Orlando,FL,USA :IEEE,2006:533-538.

[2] 张治国,谢运祥,袁兆梅. 高频 LCC 谐振变换器的分析与轨迹控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(27):52-58.
ZHANG Zhiguo,XIE Yunxiang,YUAN Zhaomei. Analysis and trajectory control of LCC resonant converter for high frequency applications[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(27):52-58.

[3] 赵晨,石洋,吴新科,等. 三元件串联 LLC 谐振变换器的优化设计与策略[J]. 电工技术学报,2008,23(1):65-71.
ZHAO Chen,SHI Yang,WU Xinke,et al. Optimal design strategy for three components series LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2008,23(1):65-71.

[4] JIN K,RUAN X. Hybrid full-bridge three-level LLC resonant converter—a novel DC-DC converter suitable for fuel cell power system[C]//IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. Orlando,FL,USA :[s.n.],2005:361-367.

[5] RUAN X,CHEN Z,CHEN W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2005,20(2):395-404.

[6] 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.
- [7] FU D,LU B,LEE F C. 1 MHz high efficiency LLC resonant converters with synchronous rectifier[C]//Power Electronics Specialists Conference,2007. PESC 2007. Orlando,FL,USA:IEEE, 2007:2404-2410.
- [8] WU X,HUA G,ZHANG J,et al. A new current-driven synchronous rectifier for series-parallel resonant (LLC) DC-DC converter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,2011,58(1):289-297.
- [9] FENG Weiyi,LEE F C,MATTAVELLI P. A universal adaptive driving scheme for synchronous rectification in LLC resonant converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2012,27(8): 3775-3781.
- [10] FU D,LIU Y,LEE F C,et al. A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2009,24(5):1321-1329.
- [11] BLAKE C,KINZER D,WOOD P. Synchronous rectifiers versus Schottky diodes;a comparison of the losses of a synchronous rectifier versus the losses of a Schottky diode rectifier[C]//Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Orlando,FL,USA:IEEE,1994:17-23.
- [12] 谢小高,赵晨,郑凌蔚,等. 有源钳位反激变换器的第三绕组与电流型混合同步整流驱动方案[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33):31-36.
- XIE Xiaogao,ZHAO Chen,ZHENG Lingwei,et al. A third-winding and current-driven hybrid driving scheme for SRs of active-clamped forward-flyback converters[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(33):31-36.
- [13] 梁永春,孙林,龚春英,等. 同步整流反激逆变器研究[J]. 中国电机工程学报,2006,26(6):95-99.
- LIANG Yongchun,SUN Lin,GONG Chunying,et al. Synchronous rectification approach for flyback inverter[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(6):95-99.
- [14] 顾亦磊,黄贵松,章进法. 一种新颖的同步整流驱动电路[J]. 中国电机工程学报,2005,25(5):74-78.
- GU Yilei,HUANG Guisong,ZHANG Jinfa. A novel synchronous rectifier driving circuit[J]. Proceedings of the CSEE,2005,25(5):74-78.
- [15] 陈燕虎,杨灿军,李德骏,等. 基于模块堆叠的同步整流变换器[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):62-65.
- CHEN Yanhu,YANG Canjun,LI Dejun,et al. Synchronous rectifier converter based on module stack[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):62-65.
- [16] 蔡可健,王卫兵,俞阿龙. 一种基于双向反激 DC/DC 变换器的逆变拓扑[J]. 电力自动化设备,2009,29(9):77-80.
- CAI Kejian,WANG Weibing,YU Along. Inverter topology based on bi-directional flyback DC/DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2009,29(9):77-80.

作者简介:



刘和平

刘和平(1957—),男,河南南阳人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向为电力电子及电力拖动、汽车电子及电控技术、数字信号处理器等;

李金龙(1987—),男,四川宜宾人,硕士研究生,从事电力电子及电力拖动方向的研究(E-mail:li200615@sina.com)。

Digital synchronous rectification control of sensorless hybrid LLC circuit

LIU Heping¹,LI Jinlong¹,MIAO Yiru¹,PENG Donglin²

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & Power System Security and New Technology,Chongqing University,Chongqing 400044,China;2. Engineering Research Center of Mechanical Testing Technology and Equipment of Ministry of Education,Chongqing University of Technology,Chongqing 400054,China)

Abstract: The switching loss of hybrid LLC circuit in phase-shift mode is analyzed and the optimal converting point of hybrid control is determined according to the minimum loss. As the rectifying current of the LLC circuit is approximately sinusoidal and intermittent,a strategy of synchronous rectification control is proposed,which shares the voltage detection with the LLC resonant control and does not need additional sensors. It adopts the optimal gradient hysteresis comparison algorithm to realize the digital synchronous rectification control of LLC circuit,with better regulation speed and accuracy. An experiment with a prototype of 36~72 V input and 3.3 V/20 A output verifies the correctness and feasibility of the proposed theory.

Key words: synchronous rectification; sensorless; LLC circuit; hybrid control; optimal control; digital control; resonance