

CLLLC谐振变换器变频移相混合控制方法

邓钦瑞¹,何英杰^{1,2},雷超¹,刘进军¹

(1. 西安交通大学 电气工程学院,陕西 西安 710000;2. 奥尔堡大学 能源系,丹麦 奥尔堡 9200)

摘要:针对CLLLC谐振变换器存在脉冲频率调制的电压增益范围不足、移相调制的效率较低的问题,提出了一种可同时调节开关管占空比与开关频率的变频移相混合控制方法。该方法可以根据输入电压范围与负载功率变化范围自由切换混合控制模式以实现宽范围软开关与高运行效率,具有极高的调节自由度,且通过移相控制降低了启动时的冲击电流从而实现了软启动。最后,基于时域分析建立了CLLLC谐振变换器的模型,并搭建了一台基于碳化硅(SiC)的1 kW级CLLLC谐振变换器实验平台,实验结果验证了所提混合控制方法的可行性和优越性,整机在宽范围内效率可达96%。

关键词:CLLLC谐振变换器;宽范围软开关;时域分析法;变频移相混合控制

中图分类号:TM 46

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202110006

0 引言

近年来双向DC-DC变换器成为了研究的热点。传统的双有源桥DAB(Dual Active Bridge)DC-DC变换器利用一、二次侧开关管移相角来实现软开关,但是存在功率回流、电流应力过高等问题^[1-3]。而谐振变换器可以同时在宽电压范围与宽负载范围实现一次侧开关管的零电压开通ZVS(Zero Voltage Switching)与二次侧开关管的零电流关断ZCS(Zero Current Switching),能够降低损耗,提升效率。

LLC谐振变换器的控制方式是当前研究的热点^[4],但由于传统的LLC谐振变换器正反向运行时的谐振状态不同导致无法同时实现软开关,并且控制策略不同导致难以控制,有学者陆续提出更多的拓扑^[5-7]。其中,文献[7]提出一种双向对称的CLLC谐振变换器,在副边有额外的电感和电容,软开关可以确保在所有开关没有额外的缓冲或箝位电路,且能保证双向控制完全一致,是目前性能最优异的一种拓扑。但建模过程中忽略了谐振槽包含的励磁电感,无法保证建模的精确性。为此,在建模中考虑谐振槽包含的励磁电感,将其称为CLLLC谐振变换器。文献[8]采用基波分析法对CLLLC谐振变换器进行了分析,对其拓扑进行了简化和等效。基波分析法仅考虑基波分量,忽略了高次谐波对功率转换的影响,因而仅在谐振点附近比较精确,且不能反映电压、电流在具体某一工作点的时域状态。文献[9]

对LLC谐振变换器分别使用时域分析法与基波分析法进行建模,通过仿真与实验证明采用时域分析法进行谐振变换器的增益设计更为精确。文献[10]对LLC谐振变换器进行了时域分析,其精准的解析表达式给其他拓扑的建模提供了参考。时域分析法相对基波分析法而言,可以得到更为精确的波形表达式与增益曲线以设计谐振元件参数,并且能够准确推导出实现ZVS的边界条件,损耗计算更为精确,故可以精确地在满足限制条件的前提下进行效率优化算法的设计。但目前的研究仍缺乏针对CLLLC谐振变换器传递增益的详细、准确的时域定量分析,也就无法进行准确的损耗分析以及控制算法设计。

传统变频控制下,CLLLC谐振变换器启动时的输出电压与冲击电流仍较大,且电压增益调节范围有限,将移相调制PSM(Phase-Shift Modulation)加入脉冲调频PFM(Pulse-Frequency Modulation)控制能够给谐振变换器带来更大的电压增益范围,特别是在电池充电变换器等场合,移相控制的应用也越来越多^[11-15]。其中,文献[13]提出一种远在谐振频率前就直接从变频控制切换到移相控制的控制方法,虽扩大了电压增益范围,但没有考虑到整机效率;文献[15]提出了一种脉冲调频与单侧移相控制相结合的新型控制策略,移相控制的引入可以实现在低电压增益工况下的ZVS,但无法实现全局ZCS,且单侧移相控制只能调节功率传输比,无法实现整个电压范围内的单位电压传输比,亦无法调节软开关范围、电流应力等特性。因此本文在此基础上提出一种变频移相混合控制方法,创新地提出了同时改变占空比与开关频率的混合过渡模式。首先移相控制实现软启动,软启动结束后进行变频控制实现稳态运行,高压输入或负载突降时采用变频移相混合控制进而过渡到移相控制,保证整个装置在宽电压范围内保持在高效率运行。

收稿日期:2020-11-19;修回日期:2021-08-06

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51777158);陕西省自然科学基金资助项目(2018JM5008);台达科教发展基金资助项目(DREG2017011)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51777158), the Natural Science Foundation of Shaanxi Province(2018JM5008) and Delta Science and Education Development Fund(DREG2017011)

近年来碳化硅(SiC)在DC-DC变换器领域的应用越来越多。开关频率提升到100 kHz以上,谐振元件与变压器体积均得到缩小,提升了整机工作效率,因此本文搭建基于SiC的CLLLC谐振变换器进行相关研究。本文依据时域分析法进行建模,得到准确的变换器传递增益模型设计参数^[16],并研制了一台基于SiC的CLLLC谐振变换器以测试谐振工作特性,最后通过实验对所提控制算法进行了验证。

1 CLLLC谐振变换器拓扑结构与时域分析

1.1 CLLLC谐振变换器拓扑结构

相比传统的LLC谐振变换器,CLLLC谐振变换器在变压器副边增设了一个LC谐振网络,因此正反向完全对称,正反向的控制方法可以完全一致。CLLLC谐振变换器电路拓扑图如图1所示,2个高频H桥通过中间的高频变压器连接,变压器的变比为 n 。图中, $S_x, D_x(x=1, 2, \dots, 8)$ 分别为SiC-MOSFET开关管及其反并联二极管; V_1, V_2 分别为变换器输入、输出侧直流电压; V_{ab}, V_{cd} 分别为输入、输出侧H桥输出交流电压; L_1, L_2 分别为输入、输出侧谐振电感,且 $L_1 = n^2 L_2$; C_1, C_2 分别为输入、输出侧谐振电容,且 $C_1 = C_2/n^2$; L_m 为变压器励磁电感; C_m, C_o 分别为输入、输出侧电容。

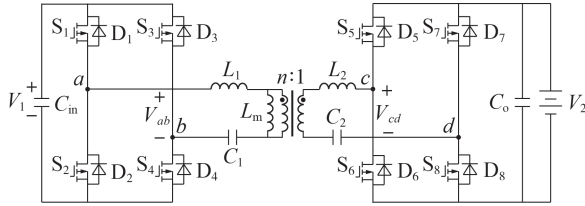


图1 CLLLC谐振变换器电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of CLLLC resonant converter

总谐振电感 $L_t = L_1 + n^2 L_2 + L_m$,总谐振电容 $C_r = (C_1 + C_2/n^2)/2$ 。基于基波近似理论,负载电阻在输出侧的交流等效电阻为 $(8/\pi^2)R_o$,折算到输入侧为 $R_{t1} = (8n^2/\pi^2)R_o$,其中 R_o 为负载电阻。双向结构完全对称,因此只需对正向分析即可,分析结果也适于反向。

1.2 CLLLC谐振变换器时域分析与参数设计

基波分析法仅考虑基波分量,忽略了高次谐波对功率转换的影响,因此结果不够精确。由于已有大量文献对基波分析法进行过阐述,本文不再赘述,而时域分析法还未应用于CLLLC谐振变换器的详细分析。对于变频移相混合控制方法,开关管上下有一定的相移,但谐振回路以及电感电流波形仍保持对称。因此,仅分析输入侧上管驱动然后类比即可。将运行模式分为正向导通、反向导通以及谐振3种模式,下面逐一进行分析。

1.2.1 正向导通

正向导通时 S_1, S_4 导通, D_5, D_8 导通,变压器励磁

电感电压箝位于 $n(V_2 + u_{L2} + u_{C2})$,其中 u_{L2}, u_{C2} 分别为输出侧谐振电感、电容两端的电压,电压与电流同向,其等效电路如附录A图A1所示。

进一步地,由电路基本定理以及状态模型可以得到正向导通模式下的状态变量方程为:

$$\begin{cases} i_{C1}(t) = C_1 \frac{du_{C1}(t)}{dt} \\ i_{C2}(t) = C_2 \frac{du_{C2}(t)}{dt} \\ V_1 = L_1 \frac{di_{C1}(t)}{dt} + u_{C1}(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} \\ i_{C1}(t) = \frac{i_{C2}(t)}{n} + i_m(t) \\ L_m \frac{di_m(t)}{dt} = nL_2 \frac{di_{C2}(t)}{dt} + nu_{C2}(t) + nV_2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{C1}, i_{C2} 和 i_m 分别为流过 C_1, C_2 和 L_m 的电流; u_{C1} 为电容 C_1 两端的电压。

在此过程中,谐振变换器谐振参数的边界条件可以设置为:品质因数、死区时间与励磁电感值。品质因数的限制是为了实现软启动,而死区时间与励磁电感值是为了保证实现全局软开关。

1) 死区时间与励磁电感值。

定义变压器励磁电感不参与谐振时的第二谐振频率 f_r 的计算公式为:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{t2}C_r}}, L_{t2} = L_1 + nL_2 \quad (2)$$

式中: L_{t2} 为变压器励磁电感不参与谐振时的谐振电感值。

考虑变压器励磁电感参与谐振时的第一谐振频率 f_1 的计算公式为:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{t1}C_r}}, L_{t1} = L_1 + nL_2 + L_m \quad (3)$$

式中: L_{t1} 为变压器励磁电感参与谐振时的谐振电感值。

额定工作点下,可以推导出励磁电流峰值 $I_{m(pk)}$ 为:

$$I_{m(pk)} = \frac{nV_2}{4L_m f_r} \quad (4)$$

定义励磁电感与谐振电感之间的比值为 k ,即 $k = L_m/L_{t1}$,得到变压器磁链守恒方程为:

$$L_m i_m = L_2 i_{C2} + u_{C2} T_p + nV_2 T_p \quad (5)$$

式中: T_p 为正向导通持续时间。

通过对CLLLC谐振变换器的开关状态分析可知,在开关管关断时刻,谐振电流的最小值等于励磁电流。因此可以得到如下关系:

$$2V_1 C_{oss} \leq \frac{nV_2}{4L_m f_r} T_{dead} \quad (6)$$

$$T_{dead} I_{m(pk)} \leq 2V_1 C_{oss} \quad (7)$$

式中: C_{oss} 为 MOSFET 的静态输出电容, 具体数值见对应型号 MOSFET 器件手册; T_{dead} 为 MOSFET 死区时间。

又因为存在寄生电容等因素, 一般死区时间都会留有安全裕度, 此处不可取等, 即:

$$T_{dead} < \frac{2V_1 C_{oss}}{I_{m(pk)}} \quad (8)$$

为保证实现完全的软开关, 励磁电感需要满足:

$$L_m < \frac{T_{dead}}{8C_{oss} f_r} \quad (9)$$

2) 品质因数。

品质因数 Q 的定义一般为:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_L} \quad (10)$$

一般而言, 品质因数与启动电流成反比, 品质因数越小则启动电流的峰值越大。因此为了避免出现过大的启动电流瞬间烧毁器件, 还必须对启动电流进行限制, 即对品质因数的边界条件进行限制。根据电路可以推算出:

$$Q \geq \frac{\pi^2 i_{c1}}{4I_{max}} \quad (11)$$

式中: I_{max} 为启动电流的最大值。

1.2.2 反向导通

由于电压与电流存在相位差, 当其反向时会出现反向导通模式。此时变压器励磁电感电压箝位于 $n(-V_2 + u_{L2} + u_{C2})$, 等效电路图如附录 A 图 A2 所示。

进一步地, 由电路基本定理以及状态模型可以得到此模式下的状态变量方程为:

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{du_{c1}(t)}{dt} \\ i_{c2}(t) = C_2 \frac{du_{c2}(t)}{dt} \\ V_1 = L_1 \frac{di_{c1}(t)}{dt} + u_{c1}(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} \\ i_{c1}(t) = \frac{i_{c2}(t)}{n} + i_m(t) \\ L_m \frac{di_m(t)}{dt} = nL_2 \frac{di_{c2}(t)}{dt} + nu_{c2}(t) - nV_2 \end{cases} \quad (12)$$

其他计算过程与正向导通模式相同。

1.2.3 谐振状态

变压器励磁电感自由振荡, 电路发生谐振, 等效电路图如附录 A 图 A3 所示。

进一步地, 由电路基本定理以及状态模型可以得到此模式下的状态变量方程为:

$$\begin{cases} i_{c1}(t) = C_1 \frac{du_{c1}(t)}{dt} \\ V_1 = L_1 \frac{di_{c1}(t)}{dt} + u_{c1}(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

2 增益分析

基于基波分析法可以非常方便地绘制增益曲线并进行相关的参数设计, 但仅考虑基波而忽略了高频分量, 无法反映电压与电流关系的时域状态, 因此为了解决基波分析法仅在谐振频率附近能够精确描述增益的问题, 基于 1.2 节的时域分析状态方程推导出电压、电流的时域波形, 根据边界条件得到增益及电压、电流瞬时值等, 准确推导软开关边界条件, 进而准确地进行损耗分析以优化传输效率。

对于状态方程的求解有多种成熟的方法, 本文直接引入文献[20]的 Cayley-Hamilton 法进行计算。

依据变压器磁链守恒, 可以得到:

$$L_m I_{T1} = nV_2 T_1 + u_{C2} T_1 + L_2 I_{T1} \quad (14)$$

式中: T_1 为一个开关周期内, 开关管从开通到谐振电流与励磁电流相等的时间; I_{T1} 为谐振电流与励磁电流相等的时刻的电感电流。

将式(14)与状态方程组一起求解, 可以得到变换器电压增益 M 的简化表达式为:

$$M = \frac{8k}{8k - \pi^2 n(1-k)(f_s/f_r - 1)} \quad (15)$$

式中: f_s 为开关频率。

在 $n=1$ 的情况下, 增益曲线如图 2 所示。 k 值根据实际工况来确定, 满足要求即可。在此基础上, 可以依据增益曲线以及边界条件进行谐振腔设计。

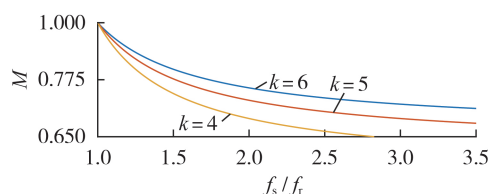


图2 频率变化时的电压增益曲线

Fig.2 Curves of voltage gain when frequency varies

3 变频移相混合控制策略

3.1 变频控制

变频控制又称扫频控制, 通过改变开关频率的方式改变负载输出阻抗来调整输出电压, 频率增大则输出电压减小, 频率减小则输出电压增大, 由于变频控制技术已经非常成熟, 本文不再赘述, 附录 A 图 A4 为典型变频控制模式下 CLLC 谐振变换器的主要工作波形。

由于 CLLC 谐振变换器拓扑存在 2 对谐振电容和电感, 相比于传统的 LLC 谐振变换器拓扑动态响应较慢, 因此本文采用输出电压反馈与输入电压前馈相结合的等效双闭环控制方法, 控制框图如图 3 所示。图中, $G_{v2}(s)$ 为输出电压闭环控制器; $G_{v1}(s)$ 为输入电压对开关信号的传递函数; $G_{rg}(s)$ 为输出电压对输入电压的传递函数; V_{1ref} 与 V_{2ref} 分别为输入与输

输出电压的参考值。

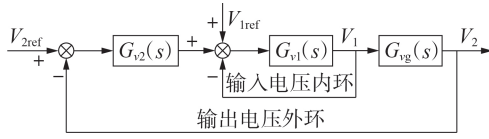


图3 闭环控制框图

Fig.3 Block diagram of closed-loop control

通过将输入电压也引入控制闭环形成等效双闭环控制结构,可以使输入偏差通过频率及时反映出来,输出偏差也就可以得到更好更快的清除,使得动态响应速度增快,这也简化了CLLLC谐振变换器拓扑的控制复杂程度,与传统LLC谐振变换器拓扑相比具有更加优良的性能。

3.2 移相软启动控制

CLLLC谐振变换器采用双重移相DPS(Dual Phase Shifting)控制时,工作波形如附录A图A5所示。图中, D_1 为输入侧H桥的内移相比,即对应于 S_1 超前于 S_4 开通,且 $0 \leq D_1 \leq 1$; D_2 为输入侧H桥相对于输出侧H桥的外移相比,即对应于 S_1 超前于 S_5 开通,且 $0 \leq D_2 \leq 1$ 。由于传统变频启动时增益调节范围有限,最高频率处启动仍会产生较大的冲击电流,因此本文引入移相控制以调节电压增益与软开关:启动时,电压增益、占空比(D_1 、 D_2)、输出电压均为0,输出电压从0开始上升就可以消除启动冲击电流;此时,算法在有限制不至于上升过快的前提下,逐步改变占空比的值,电压增益逐渐上升,输出电压随之上升直到给定输出电压值,然后软启动结束,改为变频控制方式。

3.3 变频移相混合控制

对于谐振变换器而言,电压增益宽范围与整机效率是互相矛盾的2个指标。目前的研究均是找一个最佳切换频率点,切换频率点前后分别进行变频控制与移相控制。本文提出了一种新的控制模式,在升频的同时进行移相控制,由于频率已经达到较高的水平,在一定的频率基础上,移相控制增大的环流损耗相比升频带来的开关损耗更低,因此为了综合满足整机效率与电压增益的要求,电压增益一部分由升频满足,另一部分由移相满足,这样在满足宽范围输入电压范围的前提下提升了整机效率。

图4为变频移相混合控制框图。图中, K_r 、 K_d 分别为变频控制、移相控制的比例系数。输出电压反

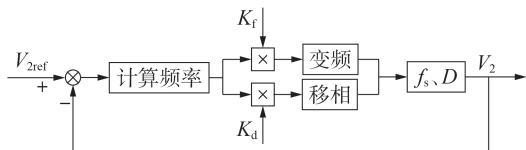


图4 变频移相混合控制框图

Fig.4 Block diagram of PFM+PSM hybrid control

馈之后经过计算可以得到维持稳定输出需要的频率变化量,然后将其与不同比例系数相乘后分别输入变频控制模块与移相控制模块,产生新的开关频率 f_s 与新的占空比 D ,这样相比传统变频控制就增大了增益范围,又因为升频的一部分改由移相替代而提升了整机运行效率。

在此过程中,由于变频控制与移相控制均同时进行,需要同时满足2种控制方式的软开关范围。对于变频控制而言,软开关范围由谐振参数的设计确定,具体内容见附录B;对于移相控制而言,软开关范围由各移相比确定,具体分析如下。

移相控制情况下共有4种模式: $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 且 $D_1 + D_2 \leq 1$; $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 且 $D_1 + D_2 \leq 1$; $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 且 $D_1 + D_2 > 1$; $0 \leq D_2 \leq D_1 \leq 1$ 且 $D_1 + D_2 > 1$ 。为简化分析,本文以 $0 \leq D_1 \leq D_2 \leq 1$ 且 $D_1 + D_2 \leq 1$ 为例进行建模。如附录C图C1所示,一个开关周期内电感两端电压均为三电平,变换器可分为10种工作模式分析。由图可知, $i_L(t) = -i_L(t + T_{hs})$,电感电流半周期近乎对称,所以只需分析半个周期的工作情况。由能量的传输与电路基本定理,可以得到各个子区间的电感电流值如下:

$$i_L = \begin{cases} i_L(t_0) + \frac{nV_2}{L_r}(t - t_0) & t_0 \leq t < t_1 \\ i_L(t_1) + \frac{V_1 + nV_2}{L_r}(t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \\ i_L(t_2) + \frac{V_1}{L_r}(t - t_2) & t_2 \leq t < t_3 \\ \frac{V_1}{L_r}(t - t_3) & t_3 \leq t < t_4 \\ i_L(t_4) + \frac{V_1 - nV_2}{L_r}(t - t_4) & t_4 \leq t \leq t_5 = T_{hs} \end{cases} \quad (16)$$

式中: T_{hs} 为半开关周期;各个时间节点的具体推导公式见式(17)。

$$\begin{cases} t_5 = t_0 + T_{hs} = 0 + T_{hs} = T_{hs} \\ t_6 = t_1 + T_{hs} = D_1 T_{hs} + T_{hs} \\ t_7 = t_2 + T_{hs} = D_2 T_{hs} + T_{hs} \\ t_8 = t_3 + T_{hs} = \frac{D_1(3k-1) - 2kD_2}{4k} T_{hs} + T_{hs} \\ t_9 = t_4 + T_{hs} = (D_1 + D_2) T_{hs} + T_{hs} \end{cases} \quad (17)$$

在开关管导通前,与其反并联的二极管已经导通,则开关管从截止到导通的过程中,两端的电压被二极管箝位于0,从而实现了此开关管的ZVS。开关管实现全局ZVS的约束条件需根据电感电流的方向与大小来判断,由时序图可以推算出各个开关管实现全局ZVS的条件,并且同一桥臂上下开关管实现的条件相同,具体如表1所示。

可以得到,全局ZVS的成立条件如式(18)所示。

$$1 < k < 1 + \frac{2D_2 k}{3D_1} \quad (18)$$

表1 开关管ZVS的约束条件

Table 1 Constraints for ZVS of switches

开关管	实现ZVS的必要条件	满足条件
S_1, S_2	$i_L(t_1) \leq 0$	$(1+k)(1-D_1)+2(D_2-1) \geq 0$
S_3, S_4	$i_L(t_4) \geq 0$	$(k-1)(1-D_1)+2D_2 \geq 0$
S_5, S_6	$i_L(t_3) \geq 0$	$(1-k)(1-D_1)+2kD_2 \geq 0$
S_7, S_8	$i_L(t_3) \geq 0$	$(1-k)(1-D_1)+2k(D_2-1) \geq 0$

因此,只要在移相控制过程中满足式(18),且谐振参数满足设计,就可以实现全局软开关。

变频移相混合控制流程如图5所示。图中, $f_1=80\text{ kHz}$; $f_2=240\text{ kHz}$,为变频控制到混合控制的切换频率。

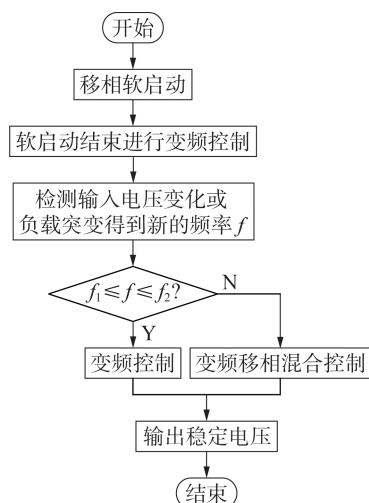


图5 变频移相混合控制流程图

Fig.5 Flowchart of PFM+PSM hybrid control

4 实验验证

为验证本文所提出的基于时域分析的SiC器件CLLLC谐振变换器混合控制策略的正确性,基于时域分析法建模结果搭建了以TMS320F28335为控制芯片的1 kW级CLLLC谐振变换器实验平台,其中驱动芯片采用W345-060E,开关管选用C2M0080120D。实验平台见附录C图C2,实验平台主要参数见附录C表C1;实验结果及其分析如下。

图6为基波分析法、时域分析法与实验得到的电压增益曲线。由图可知,实验结果与时域分析法的结果基本吻合,准确性得到大幅提升。

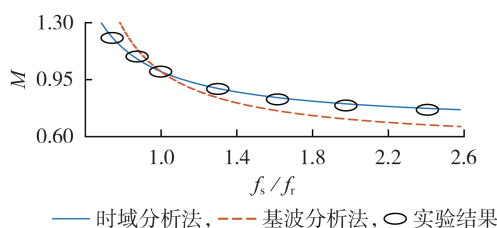


图6 2种建模方法与实验得到的电压增益对比

Fig.6 Comparison of voltage gains obtained by two modeling methods and experiment

图7为软启动波形。可以看到,使用移相控制算法的软启动效果优异,几乎没有电压、电流尖刺。

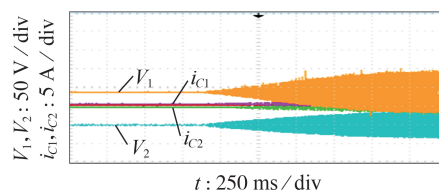


图7 软启动波形

Fig.7 Waveforms of soft start

由于接近了第一谐振频率,低于第一谐振频率时变换器进入容性工作阶段,因此电压出现稍有凹陷、尖刺现象,实验波形见附录C图C3。而当开关频率位于谐振频率附近时,电压增益为1,实验波形见附录C图C4,此时电压超前于电流达到0,因此实现了ZVS。

图8为相同电压增益下变频控制和混合控制的实验波形。图中,变压器励磁电流由输入侧电感电流减去输出侧电感电流得到。由图8可知,混合控制相比变频控制在同一增益下的频率更低,证明了在相同的电压增益下混合控制可以更接近于谐振频率的开关频率运行,整机效率更高,且在相同的频率范围内可以有更宽的电压增益范围。由图8中输入、输出侧电流和励磁电感电流以及输入、输出电压波形可知,实验波形与理论分析基本一致,并且在全范围内都保持了ZVS以保证高效率运行。

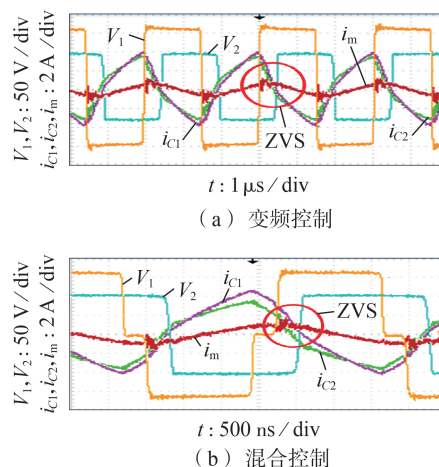


图8 相同电压增益下不同控制方法的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms of different control methods with same voltage gain

下面绘出不同控制方法下样机效率随输出功率变化、输入电压变化的曲线。图9为固定输出电压150 V工作状态下的样机效率随输出功率变化的曲线。由图可知,在到达额定输出功率前,效率先升后降,但相比变频控制方法,混合控制方法在效率降低阶段由于频率上升较缓,整机运行效率要高于变频

控制方法。

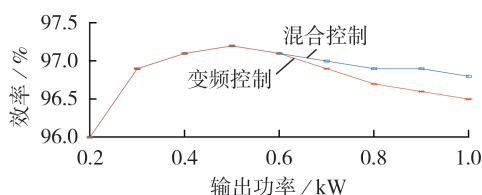


图9 效率随输出功率变化的曲线

Fig.9 Curves of efficiency vs. output power

相比变频控制,由于混合控制引入了移相控制,通过改变占空比在一定程度上延缓了开关频率升高的速率,因而在同一高功率工况下混合控制下的开关频率低于变频控制,从而得到更高的效率。并且由谐振变换器基本理论可知,当开关频率高于谐振频率时,开关频率越大则效率曲线的斜率越大,因此由图9可知,混合控制在高功率对应的高开关频率下有着优异的功率传输性能。

图10为固定输出功率为0.6 kW工作状态下的样机效率随输入电压变化的曲线。同样可以看出,混合控制在高输入电压对应的高电压增益、高开关频率下有着优异的电压传输性能。

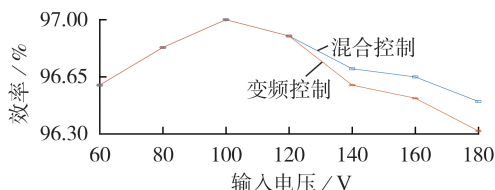


图10 效率随输入电压变化的曲线

Fig.10 Curves of efficiency vs. input voltage

2种控制方法的损耗对比如表2所示。由表可知:混合控制的开关损耗低于变频控制的开关损耗,混合控制的导通损耗高于变频控制的导通损耗;但开关损耗降低的部分高于导通损耗增加的部分,整机效率得到提升。因此,本文提出的变频移相混合控制方法的整机运行效率要高于传统变频控制方法。

表2 损耗对比分析

Table 2 Comparison and analysis of loss

单位:W

参数	参数值	
	混合控制	变频控制
开关管导通损耗	1.78	1.71
开关管开关损耗	8.02	10.28
二极管导通损耗	9.56	9.21
变压器损耗	1.20	1.25
电感损耗	6.48	6.36

5 结论

本文针对CLLLC谐振变换器,通过时域分析法进行建模,建立了各个工作模式下的状态方程,推导并绘制出电压增益曲线,在此基础上提出一种同时

进行变频和移相的混合控制方法,并制造了一台基于SiC的CLLLC谐振变换器样机以测试谐振工作特性。

本文所引入的移相控制方法实现了软启动,降低了电流应力。所提出的变频移相混合控制方法通过引入移相控制使得变换器在宽范围内保持在开关频率附近,同时进行开关频率与移相角的控制,这样整机在满足软开关的前提下保持宽电压范围、宽负载范围内高效率运行,并且可以根据实际情况改变切换频率以获得更大的输入电压范围、负载适用范围或更高的整机效率,通过实验证明了变频移相混合控制方法的正确性和高可靠性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] XUE L, DIAZ D, SHEN Z, et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple[C]//Applied Power Electronics Conference & Exposition. Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013:1920-1925.
- [2] 黄珏,王跃,李卓强,等.基于三重移相控制的双主动全桥直流变换器优化调制策略[J].中国电机工程学报,2016,36(6):1658-1666.
- [3] HUANG Jun, WANG Yue, LI Zhuoqiang, et al. Optimized modulation scheme of dual active bridge DC-DC converter based on triple-phase-shift control[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(6):1658-1666.
- [4] LI X, LI Y F. An optimized phase-shift modulation for fast transient response in a dual-active-bridge converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6):2661-2665.
- [5] JIANG T, ZHANG J, WU X, et al. A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2):757-770.
- [6] JUNG J H, KIM H S, RYU M H, et al. Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4):1741-1755.
- [7] 易灵芝,李青平,胡炎申,等.基于LLC谐振的新型软开关双向DC-DC变换器[J].电力自动化设备,2019,39(12):21-27.
- [8] YI Lingzhi, LI Qingping, HU Yanshen, et al. Novel soft-switching bidirectional DC-DC converter based on LLC resonance[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12):21-27.
- [9] 陈启超,纪延超,王建曌.双向CLLLC谐振型直流变压器的分析与设计[J].中国电机工程学报,2014,34(18):2898-2905.
- [10] CHEN Qichao, JI Yanchao, WANG Jianze. Analysis and design of bidirectional CLLC resonant DC-DC transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18):2898-2905.
- [11] WEI Y, LUO Q, DU X, et al. Analysis and design of the LLC resonant converter with variable inductor control based on time domain analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7):5432-5443.
- [12] SAFARAE A, KARIMI-GHARTEMANI M, JAIN P K, et al. Time-domain analysis of a phase-shift-modulated series resonant converter with an adaptive passive auxiliary circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11):7714-7734.
- [13] KUMAR A, AWASTHI A, SALARI O, et al. A novel time do-

- main analysis of the LLC-L resonant converter for the use of the CLL and LLC resonant converter[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Anaheim, CA, USA:IEEE, 2019:3453-3460.
- [11] 余致远,吴红飞,花文敏,等. 矩阵变压器+移相控制宽电压范围LLC变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(12):3638-3646.
YU Zhiyuan, WU Hongfei, HUA Wenmin, et al. A LLC resonant converter with matrix-transformer and phase-shift control for wide voltage range applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(12):3638-3646.
- [12] 张航,赵晋斌,屈克庆,等. 高效率LLC谐振变换器的定频混合控制策略[J]. 电力自动化设备, 2019, 39(7):92-98.
ZHANG Hang, ZHAO Jinbin, QU Keqing, et al. Fixed-frequency hybrid control strategy of high-efficiency LLC resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(7):92-98.
- [13] 陶文栋,王玉斌,张丰一,等. 双向LLC谐振变换器的变频-移相控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24):5856-5863.
TAO Wendong, WANG Yubin, ZHANG Fengyi, et al. Pulse frequency modulation and phase shift combined control method for bidirectional LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24):5856-5863.
- [14] MISHIMA T, MIZUTANI H, NAKAOKA M. A sensitivity-improved PFM LLC resonant full-bridge DC-DC converter with LC antiresonant circuitry[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1):310-324.
- [15] ZHANG Fengyi, WANG Yubin, WANG Fan, et al. Pulse frequency modulation and unilateral dual-phase-shift hybrid control strategy for bidirectional full-bridge LLC resonant converter[J]. The Journal of Engineering, 2019(16):3120-3126.
- [16] 袁义生,张钟艺,梅相龙,等. 三电平LLC谐振变换器关断损耗的优化设计[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2):28-37.
YUAN Yisheng, ZHANG Zhongyi, MEI Xianglong, et al. Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(2):28-37.

作者简介:



邓钦瑞

邓钦瑞(1996—),男,四川南充人,硕士研究生,主要研究方向为DC/DC变换器、电能质量控制技术(E-mail:915060817@qq.com);

何英杰(1978—),男,陕西西安人,副教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为DC/DC变换器、电能质量控制技术、电力电子在电力系统中的应用(E-mail:yjhe@mail.xjtu.edu.cn);

雷超(1997—),男,山西晋中人,硕士研究生,主要研究方向为多电平变换器、空间矢量调制技术(E-mail:877919385@qq.com);

刘进军(1970—),男,陕西西安人,教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向DC/DC变换器、电能质量控制技术、直流输电(E-mail:jjliu@mail.xjtu.edu.cn)。

(编辑 李莉)

PFM+PSM hybrid control of CLLC resonant converter

DENG Qinrui¹, HE Yingjie^{1,2}, LEI Chao¹, LIU Jinjun¹

(1. College of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710000, China;

2. Electrical Engineering College, Aalborg University, Aalborg 9200, The Kingdom of Denmark)

Abstract: Aiming at the problem of CLLC resonant converter, such as insufficient voltage gain range with pulse-frequency modulation and low efficiency with phase-shift modulation, a PFM+PSM (Pulse-Frequency Modulation and Phase-Shift Modulation) hybrid control method is proposed, which can adjust the duty ratio of switch tube and the switching frequency at the same time. This method can freely switch the hybrid control mode according to the input voltage range and load power variation range to achieve wide-range soft switching and high operating efficiency, with very high freedom degree of regulation. The soft start is achieved by reducing the impulse current during start-up stage with phase-shift control. Finally, the model of CLLC resonant converter is established based on time-domain analysis, and the experimental platform of 1 kW CLLC resonant converter based on SiC (Silicon Carbide) is built. Experimental results verify the feasibility and superiority of the proposed hybrid control method, and the efficiency of the whole machine can reach 96% in a wide range.

Key words: CLLC resonant converter; wide-range soft switching; time-domain analysis method; PFM+PSM hybrid control

附录 A

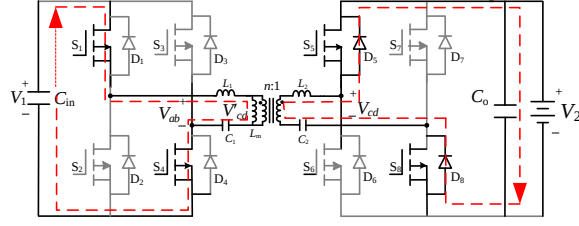


图 A1 正向导通电路状态

Fig.A1 Positive energizing state

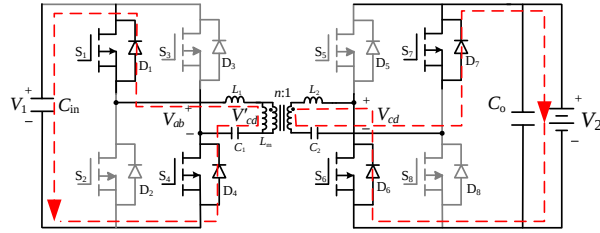


图 A2 反向导通电路状态

Fig.A2 Negative energizing state

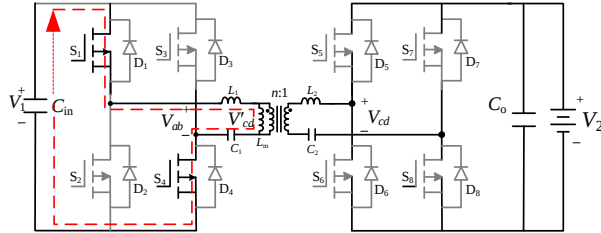


图 A3 谐振电路状态

Fig.A3 Resonant circuit state

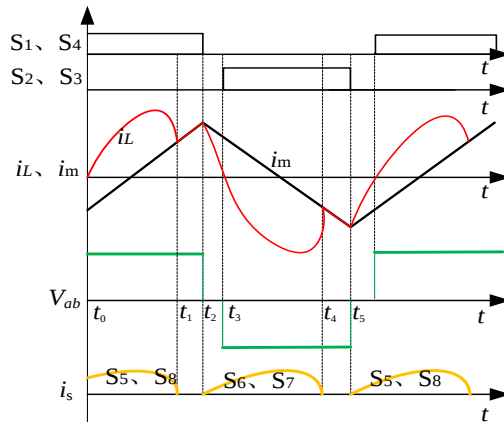


图 A4 CLLC 谐振变换器变频控制下工作波形

Fig.A4 Operating waveforms of CLLC resonant converter with PFM

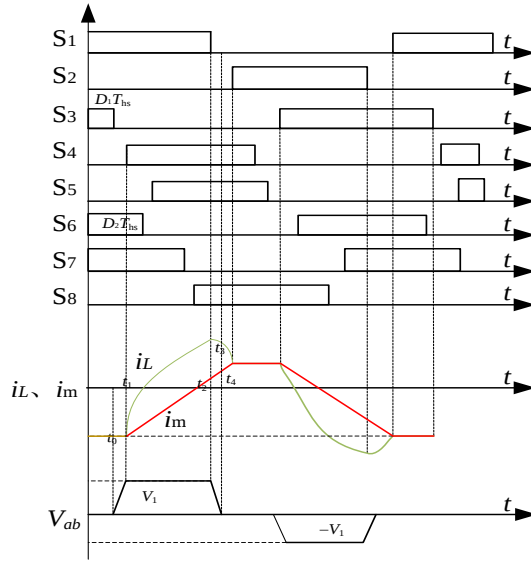


图 A5 CLLLC 谐振变换器 DPS 控制下工作波形

Fig.A5 Operating waveforms of CLLLC with DPS control

附录 B

变频控制与移相控制各有优劣，在不同的工况下对效率的影响也不尽相同。下面通过对于损耗的分析建立不同控制模式下的损耗模型，并据此最终确定各个控制模式的起止频率点。

1) 开关管开关损耗。

由于谐振变换器全局 ZVS 特性的实现和副边开关管寄生反并联二极管的近似 ZCS，开关管的开关损耗实际上是原边 4 个开关管的关断损耗：

$$P_{\text{off}} = f_s \frac{V_{\text{in}} I_{\text{off}} Q_s R_g}{2(V_{\text{GS}} + V_D)}$$

式中： f_s 为开关频率； V_{in} 为输入电压； I_{off} 为开关管关断电流； Q_s 为关断过程门极释放的电荷； R_g 为开关管驱动电阻； V_{GS} 为栅极与源极之间的电压； V_D 为开关管驱动电压。以上各参数值均可由器件手册得到。

2) 开关管导通损耗。

导通损耗主要是通态电阻 R_{DSon} 造成的，因此导通损耗为：

$$P_{\text{con}} = I_{\text{Qrms}}^2 R_{\text{DSon}}$$

在工作于变频模式时，开关管工作条件一致，此时的开关损耗为：

$$P_s = 4(P_{\text{con}} + P_{\text{off}})$$

在工作于移相变频混合控制模式与移相控制模式时，由于移相占空比的影响，超前开关管与滞后开关管的损耗是不一样的，因此应该分开计算，具体如下：

$$P_s = 2(P_{\text{confore}} + P_{\text{offore}}) + 2(P_{\text{conlag}} + P_{\text{offlag}})$$

式中： P_{confore} 、 P_{offore} 、 P_{conlag} 、 P_{offlag} 分别为超前开关管的导通损耗、超前开关管的关断损耗、滞后开关管的导通损耗、滞后开关管的关断损耗。

3) 二极管损耗。

由于 CLLLC 谐振变换器可以实现二极管的 ZCS，因此二极管损耗主要为导通损耗，且副边二极管电流平均值为负载电流。因此，二极管损耗为：

$$P_d = 2I_o V_F$$

式中： I_o 为负载电流； V_F 为二极管通态压降。

4) 变压器与电感铜损。

$$P_{cu}=I_{prms}^2R_p+I_{srms}^2R_s+I_{plrms}^2R_{plr}+I_{slrms}^2R_{slr}$$

式中： I_{prms} 、 I_{srms} 、 I_{plrms} 、 I_{slrms} 分别为变压器原边电流有效值、变压器副边电流有效值、原边谐振电感电流有效值、副边谐振电感电流有效值； R_p 、 R_s 、 R_{plr} 、 R_{slr} 分别为变压器原边交流电阻、变压器副边交流电阻、原边谐振电感交流电阻、副边谐振电感交流电阻。

因此，可以得到各个阶段中不同损耗的计算公式，而变频与移相对铜损、导通损耗、开关损耗的影响也可以分别表示出来，因此综合以上公式可以建立不同控制模式下的损耗模型，在确定输入电压波动范围与负载波动范围的情况下，可以以功率平均值最大为目标函数，选取最佳的变频移相过渡模式的起止频率点。

附录 C

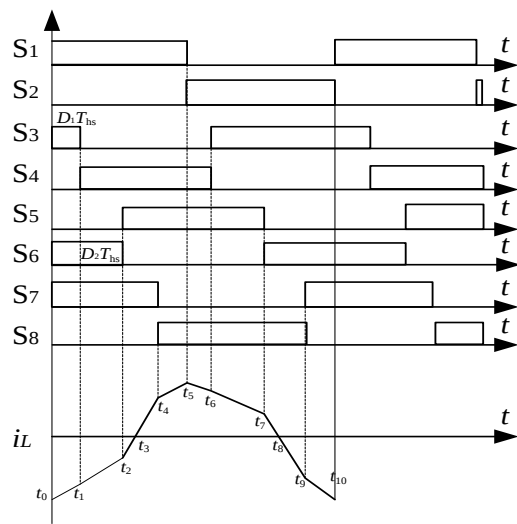


图 C1 DPS 控制下工作波形

Fig.C1 Operating waveforms of DPS control

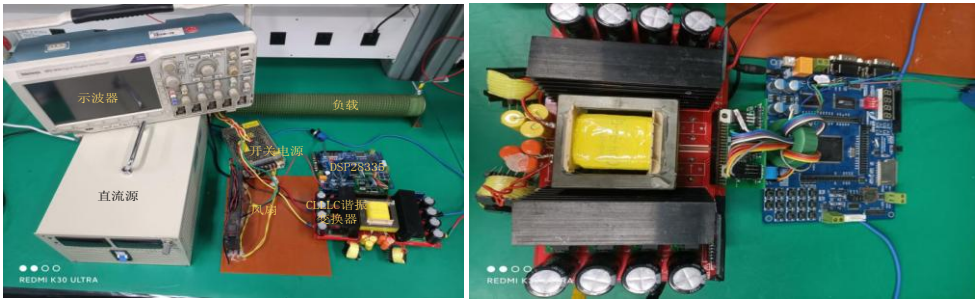


图 C2 实验平台

Fig.C2 Experiment platform

表 C1 CLLLC 实验平台关键电路参数

Table C1 Key parameters of CLLLC experiment platform

电磁参数	数值
变压器匝比 n	1:1
原边谐振电感 L_1/H	15
副边谐振电感 L_2/H	15
变压器励磁电感 L_m/H	72
原边谐振电容 C_1/nF	59
副边谐振电容 C_2/nF	59
负载电阻 R_o/Ω	40
第一谐振频率 f_1/kHz	80
第二谐振频率 f_r/kHz	170
变压器磁芯型号	EE55B
变压器匝数	19

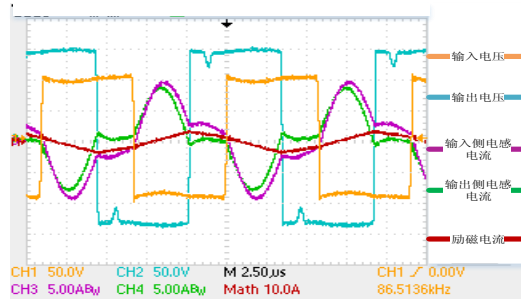


图 C3 接近第一谐振频率时的实验波形

Fig.C3 Experimental waveforms when frequency closes to first resonant frequency

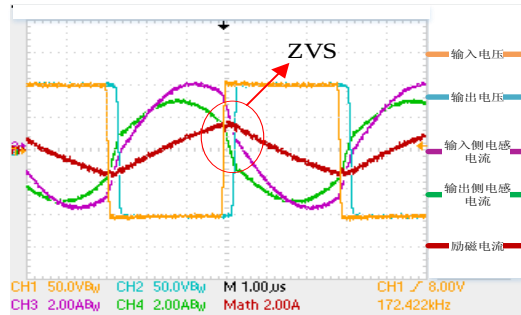


图 C4 第二谐振频率时的实验波形

Fig.C4 Experimental waveforms when frequency is second resonant frequency