

基于负载匹配的三相交错并联 LLC 谐振变换器 变模式控制策略

冯兴田¹, 万满满², 马文忠¹, 邵康¹, 陶媛媛¹

(1. 中国石油大学(华东) 信息与控制工程学院, 山东 青岛 266580;

2. 中国原子能科学研究院, 北京 102413)

摘要:针对三相交错并联 LLC 谐振变换器的负载工况,提出一种基于负载匹配的变模式控制策略。当工作在额定负载时,采用脉冲频率调制(PFM)控制方法使其发挥最大效率;当工作在轻载时,设计对称脉宽调制(PWM)控制策略,利用电压增益曲线中负载独立点的特性设计开关频率,既实现了软开关,也限制了开关频率的增大。深入研究对称 PWM 控制下的工作原理与增益特性,进一步对变换器的线性控制区和非线性控制区展开分析。当工作在极轻载与空载状态时,采用 Burst 控制方法实现对输出电压的有效控制。此外,对不同控制策略之间切换点的选择进行了详细分析与优化设计,准确可靠地实现了变模式控制。最后,基于碳化硅器件研制变换器实验样机,验证对变换器进行性能分析和变模式控制策略的正确性与合理性。

关键词: LLC 谐振变换器;软开关;对称 PWM;变模式控制;碳化硅

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2019.06.007

0 引言

LLC 谐振变换器可以实现零电压开关(ZVS)、零电流开关(ZCS),并能将谐振储能元件集成到变压器中,提高功率密度和工作效率,从而得以迅速发展^[1-2]。但仍存在一些问题有待解决,如输出电流纹波大、开关频率在高频段变化范围大、轻载以及空载时输出电压不可控等,这也成为研究热点。

文献[3-5]通过增大励磁电感与谐振电感的比值 k 降低变换器的运行损耗,提高工作效率,但会导致轻载时开关频率的变化范围增大,不利于磁性元件的集成设计和功率密度的提升。文献[6-7]通过添加辅助电路实现轻载时效率的改善,但这种方法改变了电路结构,在一定程度上会影响电路稳定性。文献[8-9]提出脉宽调制(PWM)和脉冲频率调制(PFM)混合模式,相较于只用 PFM 控制,其效率有了很大的提升,但是在极轻负载处,由于 PWM 模式为保持开关管 ZVS 环境,仍不断地向谐振槽输入能量,不利于系统效率进一步提升。文献[10-11]提出 PFM 和 Burst 混合工作模式,在额定负载时选用 PFM 控制方法,在轻载和空载时采用 Burst 控制方法,一定程度上提升了工作效率,但工作在 Burst 模式时输出纹波比较大,适用范围较窄。

本文以三相半桥交错并联、LLC 谐振腔 Y 型拓扑连接为研究对象,通过交错并联原理^[12-13]降低变

换器的输出纹波,提高变换器的功率等级。通过增大 k 的设计值从而实现变换器效率的提升,提炼出不同负载状态下最优的控制模式,将 PFM、双边对称 PWM 和 Burst 这 3 种控制方法相结合,解决变换器频率变化范围大的缺点。

1 寄生参数影响下的变换器特性

本文选择三相交错并联结构作为研究对象,三相交错并联 LLC 谐振变换器的结构如图 1 所示。每相谐振变换器拓扑包括方波发生器、谐振单元、整流单元、滤波单元。变压器原边采用 Y 型连接,当谐振网络不平衡时,利用自调节能力避免出现某相电流下降过度而其他相却超过承载负荷的现象^[14]。系统的输入、输出波形如图 2 所示。图中, u_{Cr1} 、 u_{Cr2} 、 u_{Cr3} 为对应的谐振电容电压; i_D 为输出电流。

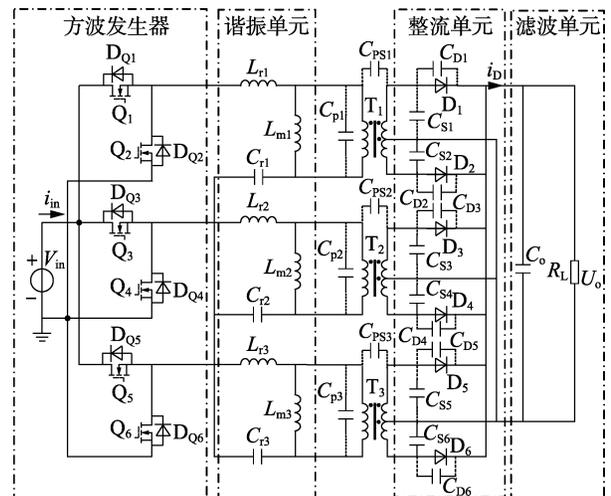


图 1 三相 LLC 谐振变换器框图

Fig.1 Block diagram of three-phase LLC resonant converter

收稿日期:2018-04-22;修回日期:2019-02-21

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51777216);中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(18CX02114A)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51777216) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(18CX02114A)

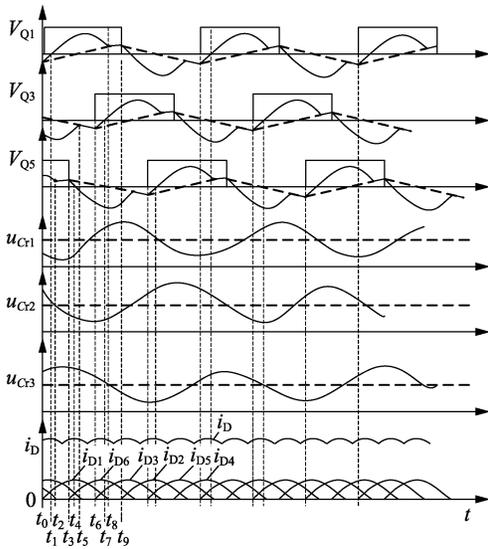


图 2 三相谐振变换器工作时序图

Fig.2 Working sequence diagram of three-phase LLC resonant converter

为精确分析变换器特性,将一些元件的寄生参数纳入研究范围,如图 1 中虚线所示。图中, C_{pi} ($i=1,2,3$) 为变压器原副边之间的寄生电容,为了减小原副边寄生电容之间耦合的影响,通常会在变压器的初级线圈和次级线圈之间加上屏蔽层,所以此处忽略其影响; C_{Si} ($i=1,2,3,4,5,6$) 和 C_{Di} ($i=1,2,3,4,5,6$) 分别为变压器副边等效电容和整流二极管结电容,分析时忽略整流二极管的个体因素和变压器的不对称因素,认为 C_{pi} ($i=1,2,3$)、 C_{Si} ($i=1,2,3,4,5,6$) 和 C_{Di} ($i=1,2,3,4,5,6$) 各自大小相等。

本文以其中一相为切入点进行研究,在额定情况下采用 PFM 控制方法,通过基波分析(FHA)法对变换器进行性能分析,等效电路如图 3 所示。

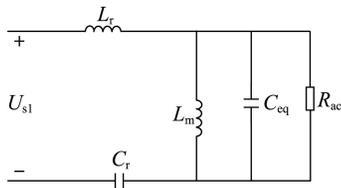


图 3 单相 LLC 谐振变换器等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of single-phase LLC resonant converter

由图 3 得变换器的等效输入阻抗为:

$$Z_{in}(j\omega_s) = \frac{1}{j\omega_s C_r} + j\omega_s L_r + \left(R_{ac} // \frac{1}{j\omega_s C_{eq}} \right) // (j\omega_s L_m) = |Z_{in}| e^{j\theta} \quad (1)$$

其中, $C_{eq} = C_p + \frac{C_s + C_D}{n^2}$, C_p 、 C_s 和 C_D 为三相中任意一相的寄生参数, n 为变压器变比; R_{ac} 为等效负载。此时变换器的电压增益为:

$$M_{LLC}(f^*, Q, k, \alpha) = k(f^*)^2 / \{ [k(f^*)^2 + (1 - (f^*)^2)(k\alpha(f^*)^2 - 1)]^2 + [f^* k Q ((f^*)^2 - 1)]^2 \}^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

其中, $f^* = f_s / f_r$, f_s 为开关频率, f_r 为谐振频率; $\alpha = C_{eq} \div C_r$; $Q = \sqrt{L_r C_r} / R_{ac}$; $k = L_m / L_r$ 。

取不同的 k 值得到电压增益曲线如图 4(a) 所示。可见当 k 值增大时,虽然利于降低变换器的运行损耗,但在高频段电压增益曲线趋于平坦;当得到相同的电压增益时,开关频率的变化范围会增大,增大了开关频率在高频段的控制难度。取不同的 Q 值得到电压增益曲线如图 4(b) 所示。可见相同电压增益下,负载越轻, Q 值越小,开关频率越高,此时由于寄生电容的影响,在高频段电压增益不仅不会降低反而会反向升高。如在轻载时,需要达到的电压增益是 0.88,电压增益曲线①—③均可实现对输出电压的调节,但是随着负载继续减轻,电压增益曲线④—⑥都与增益为 0.88 的横虚线不存在交点,此时失去了闭环调节的意义,输出电压失去控制,且负载越轻,电压失控越明显。

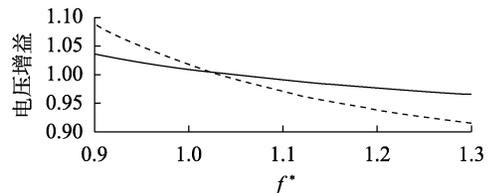
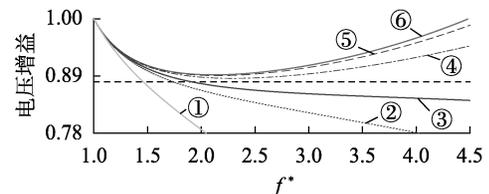
(a) 不同 k 值时电压增益特性① $Q = 0.01$, ② $Q = 0.04$, ③ $Q = 0.08$
④ $Q = 0.15$, ⑤ $Q = 0.2$, ⑥ $Q = 0.4$ (b) 不同 Q 值时电压增益特性

图 4 电压增益特性分析

Fig.4 Analysis of voltage gain characteristics

2 轻载下对称 PWM 控制模式

为了提高变换器工作效率,本文增大 k 的设计值,并且为了解决在轻载时因 k 值增大而引起开关频率变化范围大的问题,设计对称 PWM 控制策略。利用电压增益中负载独立点的特性,设计对称 PWM 模式下的开关频率,使变换器在轻载工况下实现软开关工作状态的同时,也可以限制开关频率的变化范围。此外,优化设计实现软开关的条件,详细分析了变换器的软开关和硬开关工作状态。

2.1 软开关特性

当负载由额定值逐渐减小时,为了维持输出电

压的稳定,开关频率会增大。当开关频率逐渐增大到某一切换频率 f_{\max} 时,控制模式由 PFM 模式切换到对称 PWM 模式,转换模式时主要工作波形变化过程如图 5 所示。此时工作频率为 f_r ,由于 f_{\max} 的取值逼近 f_r ,故以 $f_{\max} \approx f_r$ 进行分析。在对称 PWM 模式下,随着负载的减轻,占空比减小,谐振电流减小,当进入轻载状态时谐振电流和励磁电流的交点为 a 点,此时谐振时间为 ab 段对应的时间,电流在原边循环流动(电流路径为 MOSFET 的体二极管 \rightarrow 谐振单元的 $L_r \rightarrow L_m$ 和 C_r),不向副边传输能量,为实现 ZCS 做铺垫。

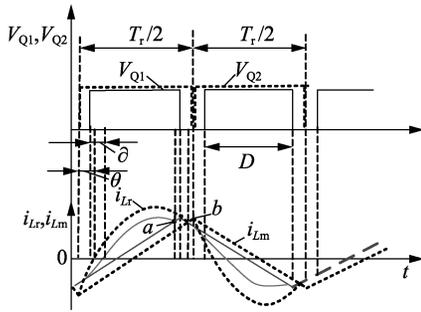


图 5 模式转换时主要工作波形变化过程
Fig.5 Changing process of main waveforms during mode switching

图 5 中, T_r 为谐振周期; V_{Q1} 和 V_{Q2} 分别为开关 Q_1 和 Q_2 的开关信号; i_{Lm} 为励磁电流; i_{Lr} 为谐振电流; θ 为谐振变换器的阻抗角(即额定状态下采用 PFM 控制时电压和电流的相位差); δ 为改变占空比后驱动脉冲触发时刻到谐振电流过零点的角度。随着负载的减轻, i_{Lr} 减小,占空比 D 逐渐减小,开关管驱动信号和谐振电流之间夹角由 θ 逐渐变化到 δ 。

当工作在 PFM 模式时 $f_m < f_s < f_r$,其中 f_m 为第二谐振频率,此时有:

$$\delta = \theta > 0 \quad (3)$$

当工作在 PWM 模式时, $f_s = f_r$,此时有:

$$\delta = \frac{2\theta - (1-2D)\pi}{2} > 0 \quad (4)$$

通过化简式(4)可以得到在 PWM 模式下占空比 D 的取值范围为:

$$0.5 - \theta/\pi < D \leq 0.5 \quad \text{软开关状态} \quad (5)$$

$$0 < D \leq 0.5 - \theta/\pi \quad \text{硬开关状态} \quad (6)$$

由于占空比 D 取值范围的不同,LLC 谐振变换器工作模式也不一样。任取一相为例进行分析,当占空比的取值范围为 $0.5 - \theta/\pi < D \leq 0.5$ 时,变换器的工作原理如图 6 所示。图中, V_{Q1ds} 、 V_{Q2ds} 分别为 Q_1 、 Q_2 的漏源电压。

图 6 中,开关管 Q_1 在 t_0 时刻给出驱动信号,此时 Q_1 应导通,但由于占空比的存在, Q_1 的驱动信号还未产生,谐振电流 i_{Lr} 以谐振频率 f_r 反向减小,此时

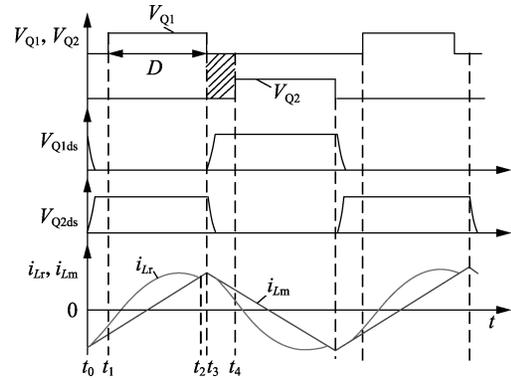


图 6 PWM 控制的工作原理

Fig.6 Working principle of PWM control

电流通过 Q_1 的寄生二极管 D_{Q1} 进行续流, $i_{Lr} > i_{Lm}$ 时变压器副边整流二极管 D_1 导通,向负载传递能量, t_1 时刻驱动信号产生。在 $t_2 - t_3$ 时间段,由于 i_{Lr} 比额定负载情况下的谐振电流小,所以 i_{Lr} 与 i_{Lm} 的交点会提前发生,此时间段内整流二极管 D_1 处于截止状态, $i_{Lr} = i_{Lm}$ 时原边停止向副边提供能量。若 Q_2 在 $t_3 - t_4$ 时间段内任意时刻给出驱动信号,得到的电流波形均和在 t_4 时刻相同,因为此阶段都是 Q_2 的体二极管在续流。当开关频率等于谐振频率 f_r 时,只要变换器能实现 ZVS,输入谐振腔的基波分量仍维持不变,传递到副边的能量均相同,输出电压保持不变,此时变换器工作在线性工作区。

2.2 硬开关特性

当谐振变换器处于重载调压时,由于非线性区输入能量保持不变,所以不能完成增益调节,此时需要调节变换器能量输入的大小,变换器会因为占空比的调节作用工作在线性区。在轻载模式时可采用对称 PWM,在重载时将产生较大的开关损耗。

在 PWM 模式下,通过傅里叶分解得到电压增益,此时 U_{in} 输入到谐振腔的基波分量为:

$$U_{in1} = \frac{U_{in} [1 - \cos(2\pi D)]}{\pi} \sin(2\pi f_s t) \quad (7)$$

其中, $0 < D \leq 0.5 - \theta/\pi$ 。

PWM 模式下电压增益为:

$$M_{LLC} = k(f^*)^2 [1 - \cos(2\pi D)] \div \left\{ [k(f^*)^2 + (1 - (f^*)^2)(k\alpha(f^*)^2 - 1)]^2 + [f^* kQ((f^*)^2 - 1)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

当谐振变换器工作在线性 PWM 模式下时,可分为线性区控制区和非线性区控制区。当工作在线性区,即当占空比小于一定值时,调节占空比对变换器有调压功能。LLC 谐振变换器在变模式下的电压增益范围为:

$$1 \leq M_{LLC} = k(f^*)^2 / \left\{ [k(f^*)^2 + (1 - (f^*)^2)(k\alpha(f^*)^2 - 1)]^2 + [f^* kQ((f^*)^2 - 1)]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \leq M_{\max} \quad (9)$$

$$f_{s\min} \leq f_s \leq f_{s\max}$$

$$M_{\min} < k(f^*)^2 [1 - \cos(2\pi D)] \div 2 \{ [k(f^*)^2 + (1 - (f^*)^2)(k\alpha(f^*)^2 - 1)]^2 + [f^* kQ((f^*)^2 - 1)]^2 \}^{\frac{1}{2}} \leq 1 \quad 0 < D \leq 0.5 - \theta/\pi \quad (10)$$

当 $f_s = f_r$ 时,有:

$$M_{\min} < \frac{1 - \cos(2\pi D)}{2} \leq 1 \quad (11)$$

整个变换器的电压增益范围为:

$$M_{\min} \leq M_{LLC} \leq M_{\max} \quad (12)$$

由于本文研究的是用于轻载时限制变换器的开关频率并维持输出能量不变,故变换器主要工作在对称 PWM 模式下的非线性控制区,当电压增益降低到一定值时,变换器将工作在调压状态。

3 变模式控制策略

当谐振变换器从 PFM 模式切换到 PWM 模式时,设计的切换频率 f_{\max} 逼近 f_r 。主要原因如下:当开关频率工作在谐振频率附近时,负载变化对电压增益产生的影响很小,轻载时既可以控制开关频率的增大,维持输出电压的稳定性,又可以工作在软开关状态;当变换器工作在对称 PWM 控制模式时, $f_s = f_r$,若切换频率 f_{\max} 远离 f_r ,控制模式切换时,由于频率变化跳跃过大,会降低动态响应的性能。

本文设计的切换开关频率 f_{\max} 是对 f_r 留有 20% 的运行裕量,并通过裕量计算得到在 PFM 模式下最小电压增益。在额定范围采用 PFM 模式,当负载减轻时采用对称 PWM 控制,既限制了开关频率的增大,又可以实现软开关。当谐振变换器的开关频率留有 20% 运行裕量时,半载下变换器的电压增益如式(13)所示。

$$M_{LLC_HL}(f^*, Q/2, k, \alpha) = k(f^*)^2 / \{ [k(f^*)^2 + (1 - (f^*)^2)(k\alpha(f^*)^2 - 1)]^2 + [f^* kQ((f^*)^2 - 1)]^2 \}^{\frac{1}{2}} \quad (13)$$

由于本文提高 k 的设计值,在高频的电压增益曲线会更加平坦,当负载变化时会引起开关频率变化范围增大,但又为了避免在 PFM 控制模式下工作范围过窄,本文以 50% 负载为切换点,故在 PFM 模式下最小电压增益 $M_{\min_PFM} > M_{LLC_HL}$ 。

LLC 谐振变换器若在极轻负载处采用对称 PWM 控制模式,为保持开关管处于 ZVS 的工作状态,仍会持续向谐振腔输入能量,且变化量随着负载变化而愈加不明显。文献[15]推导了 LLC 谐振变换器原边谐振电流 i_{Lr} 的有效值 $I_{Lr,RMS}$ 与负载电阻 R_L 之间的关系,如式(14)所示。可以看出,谐振电流有效值随着负载电阻的增大而逐渐减小;当负载电阻增大到一定范围时,谐振电流有效值随负载电阻变化而产生的变化量逐渐变小。对于本文设计的参数,当负载电流增大到额定值的 20%,即对应到负载

电阻为 100 Ω 时,谐振电流随负载电阻 R_L 变化而产生的变化量减小,循环电流增大,虽然能实现输出电压的控制但是效率不高,所以对称 PWM 不适用于极轻负载。

$$I_{Lr,RMS} = \frac{nU_o}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{6L_m^2 f_s^2} + \frac{\pi^2}{n^4 R_L^2}} \quad (14)$$

综上,以 20% 额定负载为分界线采用 Burst 模式。由变换器每一相的等效阻抗(式(1))和软开关时占空比大小(式(5)),可计算出此时变换器工作在软开关需要满足的占空比 D ;为了避免对称 PWM 模式与 Burst 模式在临界切换负载电阻周围随意切换,所以对负载电流进行滞环设计,上下环宽度分别为切换负载的 $\pm 10\%$ 。

变模式控制图如图 7 所示。由图 7 可知,LLC 谐振变换器在 PFM 模式内可以对大于 1 的电压增益进行调节;当负载逐渐减轻时,为了限制变换器的工作频率增大,变换器将工作在对称 PWM 模式的非线性控制区,通过软开关工作状态提高轻载时的变换效率,避免了开关频率变化范围过大的不足;当在对称 PWM 控制模式下实现最小电压增益调节时,变换器工作在线性控制区以实现电压增益的调节,避免了 PFM 模式下未达到所需的最小电压增益而出现失控现象。

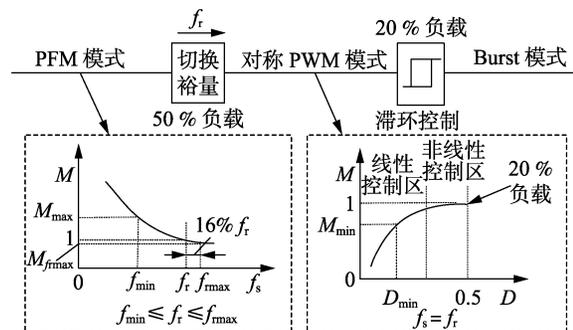


图 7 变模式控制图

Fig.7 Diagram of variable mode control

附录中图 A1 详细介绍了变模式控制策略的实现流程,从中可以看出 3 种模式间的切换条件设计和 3 种控制模式间的相互切换。

4 实验验证

为了验证本文提出的 LLC 谐振变换器变模式控制策略的有效性,设计研制了三相交错并联 LLC 谐振变换器实验样机,如附录中图 A2 所示。控制器以 DSP28035 为核心,采用碳化硅材料的 MOSFET 开关管和整流二极管,型号分别为 C2M0080120D 和 STTH30R06W,其禁带宽度大、反向恢复时间小、开关频率高,能够降低系统成本。

一般变换器中参数 k 的取值范围为 2~6,本文为了降低运行损耗,提高工作效率,增大 k 的设计

值,取 $k=8$ 。变换器电路的关键元件参数如附录中表 A1 所示。

4.1 实验分析

图 8 为额定负载时的实验波形,此时谐振变换器工作在 PFM 控制模式。由图 8(a)可以看出,三相谐振电流之间偏差甚小,验证了 Y 型拓扑自调节功能可以避免谐振变换器三相失衡的现象,具有良好的均流能力。图 8(b)为三相中的某一相的波形,触发脉冲相位相差 120° ,开关频率约为 88 kHz ,与所设计的谐振频率近似相等。由图 8(b)可以看出,谐振变换器工作在感性区,谐振电流在触发脉冲关断时并没有出现电流骤降现象,说明变换器实现了 ZCS;通过触发脉冲 V 和 MOS 管的漏源电压可判断实现了 ZVS。

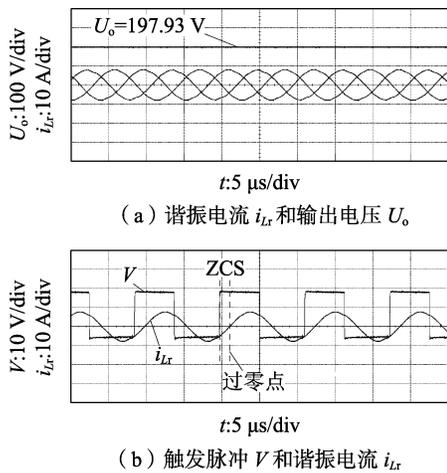


图 8 额定负载时的实验波形

Fig.8 Experimental waveforms under rated load

图 9 为工作在半载附近时的实验波形,此时变换器由 PFM 控制模式转换为 PWM 控制模式。图 9(a)为在软开关状态,占空比 D 约为 0.37,在 MOS 管的触发脉冲 V 产生之前其两端电压 V_{ds} 已经为 0,且 V_{ds} 没有出现电压尖峰或跌落,实现了软开关。为更直观地说明变换器工作在软开关状态,将变换器工

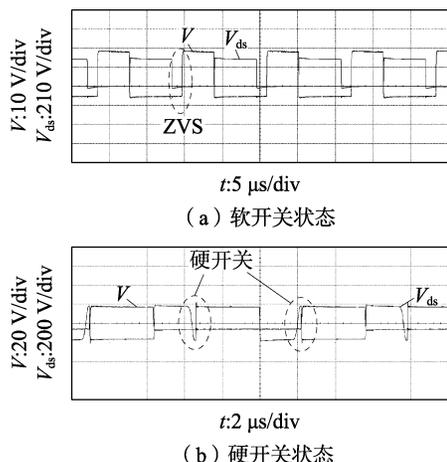


图 9 轻载时的 V 和 V_{ds}

Fig.9 V and V_{ds} under light load

作在开环状态并缩小占空比,令 $D=0.32$,输出波形如图 9(b)所示。可见在触发脉冲 V 产生之前其两端电压 V_{ds} 不为 0,此时变换器工作在硬开关状态。对比图 9(a)和 9(b),验证了本文对 PWM 控制模式设计的合理性。

本文利用负载的直接切换验证变模式控制的有效性,图 10(a)为控制模式从 PFM 切换到 PWM 模式的输出波形,通过观察输出电压 U_o 、输出电流 I_o 和某一相的谐振电流 i_{Lr} 的变化对动态响应进行分析。在切换过程中加入了延时,在延时期间虽然负载电阻完成了切换,但此时仍运行在 PFM 模式,直到延时结束完成控制模式切换。通过观察延时期间的波形可知,在 PFM 模式下切换负载时,输出电压的响应速度快,稳压效果好。但是通过对延时结束前后的谐振电流波形的观察可得,PWM 模式下谐振电流整体的波形的噪音小,且输出电压稳定。当在极轻载与空载条件下采用 Burst 控制模式时,其输出波形如图 10(b)所示。可见负载切换过程中输出电压电流的响应速度快,电压波动小;在 Burst 控制模式下,输出电压稳压效果好,但谐振电流和输出电流噪音大,输出电压纹波大。

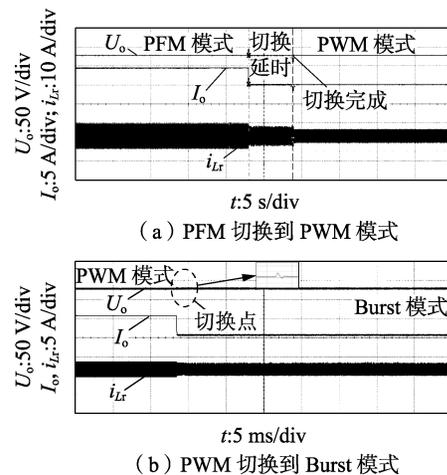


图 10 LLC 谐振变换器的动态响应

Fig.10 Dynamic responses of LLC resonant converter

4.2 效率分析

本文采用 YOKOGAWA WT500 功率分析仪进行效率分析,测量环境是同一测量点下 2 种控制模式的负载电阻和输出电压保持相同,得到的效率分析结果如图 11 所示。

从图 11 中可以看出,2 种控制模式下谐振变换器在额定负载时效率最高;当负载为 60% 额定负载时,PFM 控制模式下的效率略低于变模式控制,但是 2 种模式下的工作效率都较高;在 40% 额定负载以下时,采用 2 种模式得到的效率曲线差别逐渐明显,因为 k 值较大,在降低变压器损耗的同时会造成高频段的增益曲线比较平坦,所以当负载变化时,会

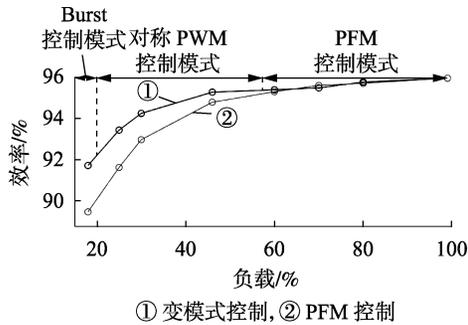


图 11 谐振变换器效率分析结果

Fig.11 Efficiency analysis result of resonant converters

引起较大的频率变化,开关损耗增大,频率调节能变差。故负载越轻,PFM 模式下的效率越低。对于变模式控制,当负载小于 50%额定负载后采用 PWM 控制并工作在软开关状态,效率高于 PFM 控制,但是随着负载减轻,循环能量不断增大,效率呈逐渐下降趋势,在 30%额定负载以下时,效率下降明显。在采用相同参数的前提下,当负载大于 50%额定负载时,2 种模式下的开关频率大小近似相等;在负载大于 20%小于 50%额定负载时,PFM 模式下的开关频率最大可达 200 kHz 甚至更大,对称 PWM 模式下的频率则与设计值 f_{mmax} 相接近,约为 100 kHz。整体分析可知,当负载大于 20%额定负载时,2 种控制模式下的效率大于 90%,工作效率高,且在轻载时变模式控制优于 PFM 控制,验证了本文设计的合理性与有效性。

5 结论

本文通过增大 k 的设计值设计变模式控制策略,基于轻载工况,深入分析了对称 PWM 控制下 LLC 谐振变换器的工作原理,优化设计其实现软开关的条件,能够有效降低变换器开关频率的变化范围,提高变换器的功率密度。对不同控制策略之间的切换条件进行了设计和优化,使得变换器具有良好的稳态和动态性能。通过实验设计与分析,验证了所提的变模式控制策略可以在轻载时有效提高变换器的工作效率。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

[1] 吴建雪,许建平,陈章勇. CLL 谐振变换器谐振电路参数优化设计[J]. 电力自动化设备,2015,35(1):79-84.
WU Jianxue, XU Jianping, CHEN Zhangyong. Parameter optimization design of resonance circuit of CLL resonant converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(1): 79-84.

[2] 刘闯,徐鑫哲,刘海洋,等. 基于电流平衡单元的输出并联型 LLC 谐振变换器模块[J]. 电工技术学报,2016,31(21):159-167.
LIU Chuang, XU Xinzhe, LIU Haiyang, et al. Current balancing cell based IPOP LLC resonant converter modules[J]. Transactions of

China Electrotechnical Society, 2016, 31(21): 159-167.

[3] 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.

[4] 周立身. 宽输出电压的半桥型 LLC 谐振变换器设计[J]. 电力电子技术,2016,50(6):71-73.
ZHOU Lishen. Design of half-bridge LLC resonant converter with wide output voltage[J]. Power Electronics, 2016, 50(6): 71-73.

[5] HAN H G, CHOI Y J, CHOI S Y, et al. A high efficiency LLC resonant converter with wide ranged output voltage using adaptive turn ratio scheme for a Li-ion battery charger[C]// Vehicle Power & Propulsion Conference. Hangzhou, China: IEEE, 2016: 1-6.

[6] LEE W, CHOI S, KIM C, et al. A new PWM-controlled quasi resonant converter for a high efficiency PDP sustaining power module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1782-1790.

[7] GU Y, HANG L, LU Z. A flexible converter with two selectable topologies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(12): 4854-4861.

[8] 王皓,朱金大,侯凯,等. 基于混合控制式交错并联 LLC 谐振变换器的充电模块研制[J]. 电力系统自动化,2017,41(7):108-113.
WANG Hao, ZHU Jinda, HOU Kai, et al. Development of charging module based on interleaving paralleled LLC resonant converter with hybrid control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(7): 108-113.

[9] PARK H P, JUNG J H. PWM and PFM hybrid control method for LLC resonant converters in high switching frequency operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(1): 253-263.

[10] CHEN J, SATO T, YANO K, et al. An average input current sensing method of LLC resonant converters for automatic Burst mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3263-3272.

[11] 赵豫京,李建兵,范卿,等. 半桥 LLC 谐振倍压变换器的混合控制策略[J]. 信息工程大学学报,2016,17(4):410-413.
ZHAO Yujing, LI Jianbing, FAN Qing, et al. Hybrid control strategy of half-bridge LLC voltage-multiplying resonant converter[J]. Journal of Information Engineering University, 2016, 17(4): 410-413.

[12] SHEN Y, ZHAO W, CHEN Z, et al. Full-bridge LLC resonant converter with series-parallel connected transformers for electric vehicle on-board charger[J]. IEEE Access, 2018(6): 13490-13500.

[13] 刘闯,齐瑞鹏,刘海军,等. 一种减小三相级联型 PET 各中间直流侧电容的方法[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):46-53.
LIU Chuang, QI Ruipeng, LIU Haijun, et al. Method of decreasing intermediate DC-link capacitors for three-phase cascaded power electronics transformers[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 46-53.

[14] ORIETTI E, MATTAVELLI P, SPIAZZI G, et al. Current sharing in three-phase LLC interleaved resonant converter[C]// Energy Conversion Congress & Exposition. San Jose, California, USA: IEEE, 2009: 1145-1152.

[15] JEONG Y, MOON G W, KIM J K. Analysis on half-bridge LLC resonant converter by using variable inductance for high efficiency and power density server power supply[C]// Applied Power Electronics Conference & Exposition. Tampa, Florida, USA: IEEE, 2017: 170-177.

作者简介:

冯兴田(1978—),男,山东东营人,副教授,博士,主要研究方向为电力电子技术应用、电能质量分析与治理技术(E-mail:topfxt@163.com);

万满满(1991—),女,山东巨野人,硕士研究生,主要研究方向为电力电子变流器的应用(E-mail:1585980240@qq.com);



冯兴田

马文忠(1968—),男,山东东营人,教授,博士,主要研究方向为电力电子技术与智能电网技术(E-mail:181652512@qq.com)。

Variable mode control strategy of three-phase staggered-parallel LLC resonant converter based on load matching

FENG Xingtian¹, WAN Manman², MA Wenzhong¹, SHAO Kang¹, TAO Yuanyuan¹

(1. College of Information and Control Engineering, China University of Petroleum(East China), Qingdao 266580, China;

2. China Institute of Atomic Energy, Beijing 102413, China)

Abstract: A variable mode control strategy is proposed for a three-phase staggered-parallel LLC resonant converter, in which the load matching for load conditions is considered. In the case of rated load conditions, the PFM (Pulse Frequency Modulation) control method is used to maximize its performance efficiency. On the light load condition, the symmetrical PWM (Pulse Width Modulation) control strategy is designed, and the switching frequency that considers the characteristics of the load-independent point in the voltage gain curve is designed, which not only realizes soft switching, but also restricts the increase of switching frequency. The working principle and gain characteristics of symmetrical PWM control are studied, and the linear and nonlinear control zone of the converter are analyzed in detail. On the extremely light load and no load conditions, the Burst control method is employed to enable an effective control of the output voltage. Besides, the selection of switching points between different control strategies is analyzed and designed in detail, and the variable mode control strategy is realized accurately and reliably. The converter experimental prototype is developed based on SiC devices to verify the effectiveness and rationality of the performance analysis and variable mode control strategy of the converter.

Key words: LLC resonant converter; soft switching; symmetrical PWM; variable mode control; SiC

(上接第 38 页 continued from page 38)

DC voltage balance strategy for cascaded H-bridge rectifier based on load current feedforward

YUAN Yisheng, MAO Kaixiang

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

Abstract: As for the output voltage balance problem of cascaded H-bridge rectifier, the proportional pulse compensation method is employed for modeling and analyzing. Then, the influence of load current disturbance on the balance link is analyzed, and the relationship curves among voltage drop value, adjustment time and dynamic indexes under disturbances are given. As for the bad dynamic characteristics of proportional pulse compensation method in large-scale load switching, a load current feedforward voltage balance control strategy based on proportional pulse compensation is proposed, which introduces the load current into the balance control link. It can greatly improve the dynamic characteristics of the balance controller without affecting the stability of the original closed-loop system, and the designing formula of parameters for the voltage balance PI controller is given. Finally, the simulation model and experimental prototype based on cascaded H-bridge rectifier are compared and tested, and the results show that the maximum voltage difference between the units is reduced by 23 V and the adjustment time is reduced by 75% under load shedding.

Key words: cascaded H-bridge rectifier; DC voltage balance; current feedforward; dynamic characteristics; compensation

附录

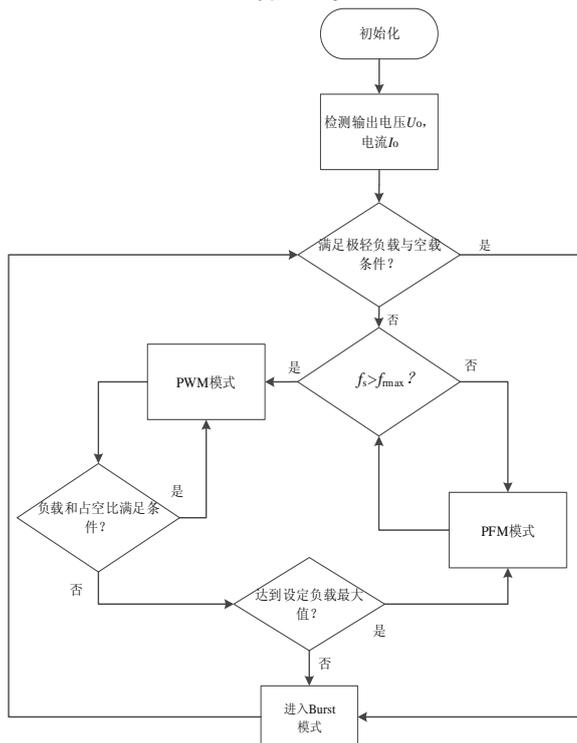


图 A1 变模式控制策略流程图
Fig.A1 Flowchart of variable mode control strategy



图 A2 LLC 谐振变换器实验样机
Fig.A2 Experimental prototype of LLC resonant converter

表 A1 LLC 谐振变换器元件参数
Table A1 LLC Resonant converter parameters

参数	值
额定输入电压 U_{in}/V	320
额定输出电压 U_o/V	200
谐振频率 f_r/kHz	90
谐振电容 C_{ri}/pF	101nF
谐振电感 L_{ri}/H	31 μ H
励磁电感 L_{mi}/H	248 μ H
额定输出 I_o/A	10A
变压器匝数比 n	4: 5: 5