

基于ZVS负载范围的移相全桥变换器参数优化设计

何俊鹏, 张润泽, 白旭峰, 郝帅, 曹虎

(中车青岛四方车辆研究所有限公司 技术中心, 山东 青岛 266000)

摘要: 移相全桥(PSFB)变换器以其零电压开通(ZVS)的软开关特性而得到广泛的应用。但在实际的工程应用中, 移相全桥变换器电路参数的设计仍然存在较大的困难。通过深入分析移相全桥变换器的工作原理, 推导出系统占空比丢失以及ZVS负载范围的数学表达式, 提出了一种基于ZVS负载范围的移相全桥变换器参数优化设计方法, 详细地介绍了隔直电容、输出滤波电感、谐振电感以及IGBT死区时间的设计方法。最后, 通过搭建45 kW的实验样机验证了理论分析的正确性。

关键词: 移相全桥; 参数设计; 占空比丢失; ZVS负载范围

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21831

Optimization Parameter Design of Phase-shifted Full-bridge Converter Based on ZVS Load Range

HE Junpeng, ZHANG Runze, BAI Xufeng, HAO Shuai, CAO Hu

(Technology Center, CRRC Qingdao Sifang Rolling Stock Research Institute Co., Ltd.,
Qingdao 266000, Shandong, China)

Abstract: The phase-shifted full-bridge (PSFB) converter is widely used because of its soft-switching characteristics of zero-voltage-switching (ZVS). However, in actual engineering applications, the design of the circuit parameters for PSFB converter still has great difficulties. The mathematical expressions of system duty cycle loss and ZVS load range were derived, and an optimization parameter design method of PSFB converter based on ZVS load range was proposed through analysing the working principle of PSFB converter in deeply. Design methods of DC blocking capacitor, output filter inductor, resonant inductor and IGBT dead time were introduced in detail. Finally, the correctness of the theoretical analysis was verified by building a 45 kW experimental prototype.

Key words: phase-shifted full-bridge(PSFB); parameter design; duty loss; ZVS load range

移相全桥变换器由于其超前和滞后臂的IGBT可实现零电压开通(zero-voltage-switch, ZVS), 使其降低了开关管的导通损耗, 提高了开关频率, 减小了系统的体积和重量, 提高了系统的转换效率^[1-6]。因此, 移相全桥ZVS变换器被广泛的应用于直流电源中。

然而在实际工程应用中, 移相全桥ZVS变换器的参数设计却存在很大的困难。移相全桥参数设计的不合理将会导致ZVS软开关负载范围窄、工作效率低、占空比丢失严重等一系列问题, 这都将影响系统的整体性能。因此, 移相全桥ZVS变换器关键参数的优化设计十分重要。

目前国内外大部分学者更多的是侧重于研究移相全桥ZVS变换器的电路拓扑以改善其本身的缺陷, 但针对其复杂的参数设计, 大部分文献并没有系统地研究与分析^[7-15]。文献[7]和文献[8]均是通过增加辅助谐振网络, 使变换器的滞后臂可以实现更宽范围的ZVS。文献[9]提出了一种用耦合电感实现零电压零电流开关的移相全桥变换器, 通过一个双绕组的耦合电感和两个二极管实现滞后臂开关管在宽负载范围的零电流关断。文献[11]提出了一种辅助电流可控的移相全桥零电压开关PWM变换器, 可以在宽电压输入和全负载范围内实现一次侧开关管的ZVS。文

献[13]和文献[14]在主电路拓扑结构上增加了一个磁芯,拓宽了变换器零电压软开关的实现范围,大大提高了轻载状况下的电源效率。这类方法既增加了电路的复杂性,同时也降低了系统可靠性。文献[15]针对移相全桥ZVS变换器,介绍了其工作原理并详细设计了谐振主电路关键元件参数,但是并没有定量分析谐振电感、IGBT死区时间等影响滞后臂ZVS的关键参数。

本文通过深入分析移相全桥ZVS变换器工作原理,推导出系统占空比丢失以及ZVS负载范围的数学表达式,并提出了一种基于ZVS负载范围的移相全桥变换器的参数优化设计方法。该方法将对移相全桥电路的设计具有十分重要的指导意义。

本文第1部分介绍移相全桥ZVS变换器的工作原理;第2部分基于ZVS负载范围,针对其关键参数进行优化设计,详细地介绍隔直电容、输出滤波电感、谐振电感以及IGBT死区时间的设计方法;第3部分通过搭建实验样机验证理论分析的正确性;最后对全文做出总结。

1 移相全桥ZVS变换器工作原理

图1为移相全桥ZVS变换器主电路结构图,其中, $Q_1 \sim Q_4$ 为4个开关管, $D_1 \sim D_4$ 和 $C_1 \sim C_4$ 分别为4个开关管的寄生二极管和寄生电容。 L_r 为谐振电感, C_b 为隔直电容, $D_a \sim D_d$ 为整流二极管, L_o 和 C_o 分别为输出滤波电感和滤波电容。同一桥臂的两个开关管以 180° 互补导通,这里称 Q_1, Q_3 为超前臂, Q_2, Q_4 为滞后臂。图2为移相全桥ZVS变换器的主要波形图。

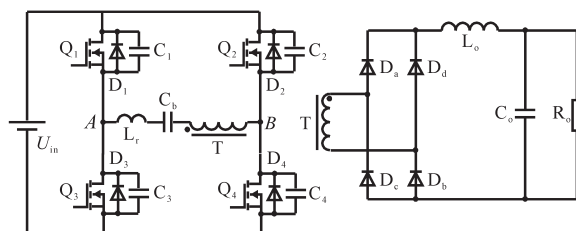


图1 移相全桥ZVS变换器主电路结构图

Fig.1 Main circuit structure of phase-shifted full-bridge ZVS converter

在1个开关周期内,变换器共有12种开关模式,由于其正负半周的对称性,这里只分析正半周6种模式。图3~图9为这几种模式下的等效电路,假设:1)所有器件为理想器件;2) $C_1=C_3=C_{lead}$, $C_2=C_4=C_{lag}$,其中 C_{lead} 为IGBT超前臂并联电容, C_{lag} 为IGBT滞后臂并联电容。

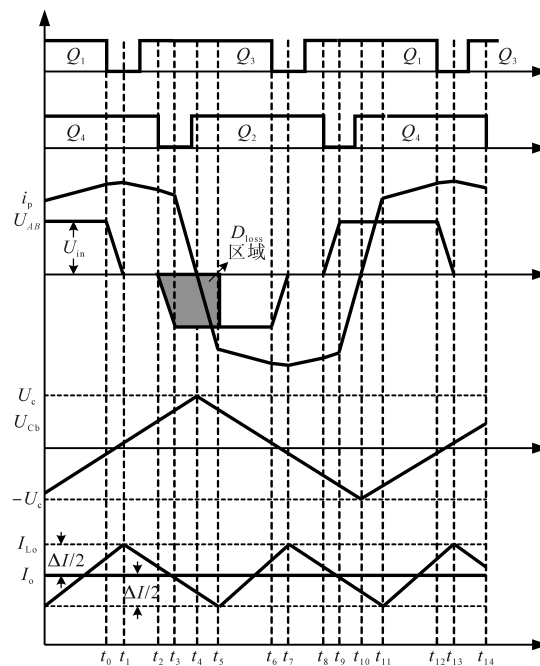


图2 移相全桥ZVS变换器的主要波形图

Fig.2 Main waveforms of phase-shifted full-bridge ZVS converter

模式0 ($0 \sim t_0$):如图3, Q_1, Q_4 导通,原边电流 i_p 流经变压器T、整流二极管 D_a 和 D_b 为负载供电。

模式1 ($t_0 \sim t_1$):如图4, t_0 时刻,关断 Q_1 ,此时 C_1 充电而 C_3 放电。电容 C_1 电压从0上升至 U_{in} ,而 C_3 电压从 U_{in} 下降至0。当 C_3 电压下降至0时, D_3 自然导通。该模式内近似认为 i_p 不变。

模式2 ($t_1 \sim t_2$):如图5, D_3 导通后, Q_3 的漏源极电压被钳位在0,此时开通 Q_3 实现零电压开通。但是由于 i_p 方向未变,所以电流仍然流经 D_3 。 Q_3 实现零电压开通的条件为: Q_1, Q_3 的死区时间必须大于模式1持续的时间,则有:

$$t_{d_lead} > \frac{2 \cdot C_{lead} \cdot U_{in}}{i_p(t_0)} \quad (1)$$

模式3 ($t_2 \sim t_3$):如图6,在 t_2 时刻关断 Q_4 ,此时 C_4 电压从0上升, C_2 电压从 U_{in} 下降。原边电流 i_p 减小,不足以提供负载电流。此时,变压器副边4个整流二极管均导通进入续流阶段。该模式内近似认为 i_p 不变。

模式4 ($t_3 \sim t_4$):如图7,在 t_3 时刻,由于 D_2 的导通, Q_2 的漏源极电压被钳位在0,此时开通 Q_2 ,实现零电压开通。但是由于 i_p 方向未变,所以电流仍然流经 D_2 。此时,变压器原副边并没有耦合, U_{in} 电压全部加在 L_r 上, i_p 线性减小。当原边电流下降至0, D_2 和 D_3 自然关断。

模式5 ($t_4 \sim t_5$):如图8, t_4 时刻, i_p 过0并流过

Q_2 和 Q_3 ,由负方向线性增大。 t_5 时刻, i_p 增大至 $-I_o(t_5)/n$,其中 I_o 为输出滤波电感的平均电流, n 为变压器原副边匝数比。此时变压器原副边耦合。 D_a 和 D_b 截止, D_d 和 D_c 继续导通。

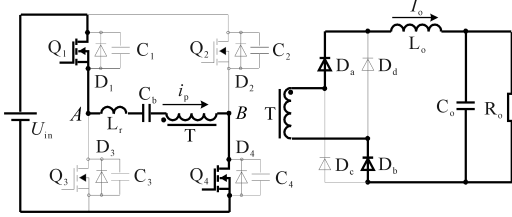


图3 移相全桥ZVS 0— t_0 时刻等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in 0— t_0

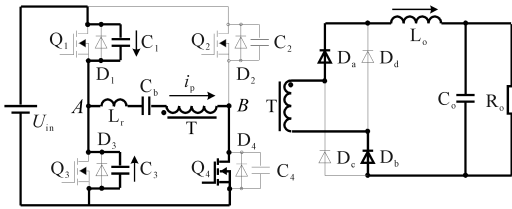


图4 移相全桥ZVS t_0 — t_1 时刻等效电路图

Fig.4 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_0 — t_1

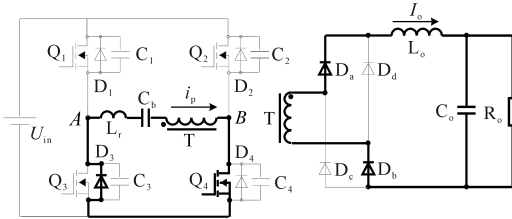


图5 移相全桥ZVS t_1 — t_2 时刻等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_1 — t_2

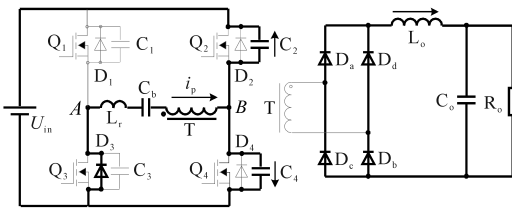


图6 移相全桥ZVS t_2 — t_3 时刻等效电路图

Fig.6 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_2 — t_3

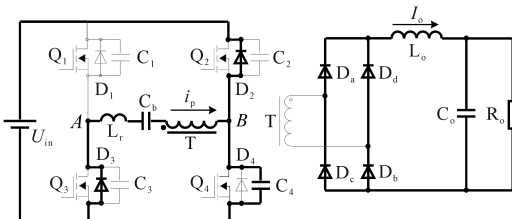


图7 移相全桥ZVS t_3 — t_4 时刻等效电路图

Fig.7 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_3 — t_4

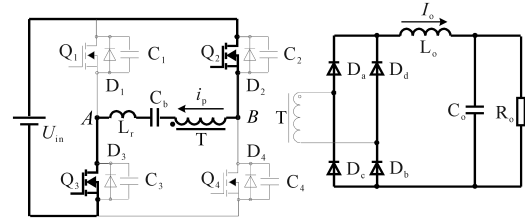


图8 移相全桥ZVS t_4 — t_5 时刻等效电路图

Fig.8 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_4 — t_5

模态6 (t_5 — t_6):如图9,在此阶段, Q_2 , Q_3 导通, i_p 反向线性增大,与输出电感电流 I_o 呈匝数比关系。

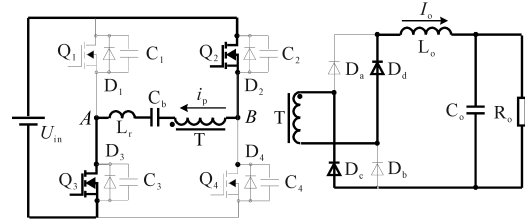


图9 移相全桥ZVS t_5 — t_6 时刻等效电路图

Fig.9 Equivalent circuit of phase-shifted full-bridge ZVS converter in t_5 — t_6

2 移相全桥ZVS变换器的参数优化设计

本节将基于ZVS负载范围对移相全桥变换器的关键参数进行优化设计,首先定义如下变量:系统容量 P ,输入电压 U_{in} ,输出电压 U_o ,开关频率 f ,IGBT超前臂并联电容 C_{lead} ,IGBT滞后臂并联电容 C_{lag} 。

2.1 变压器匝数比

移相全桥ZVS变换器输入输出电压关系可以表示为

$$U_{in} \cdot D_{eff} = n \cdot U_o \quad (2)$$

式中: D_{eff} 为系统有效占空比; n 为变压器原副边匝数比。

在网压最低的情况下,系统的占空比丢失最严重,考虑系统能够接受的最大占空比丢失为 D_{loss} ,令此时 $D_{eff} + D_{loss} = 1$,则变压器匝数比可以根据下式求出:

$$n = \frac{U_{in, \min} \cdot (1 - D_{loss})}{U_o} \quad (3)$$

2.2 隔直电容

移相全桥ZVS变换器中隔直电容 C_b 的作用主要是防止变压器偏磁饱和,因此隔直电容的引入必须尽量减小对电路的干扰,一般取其电压峰

值小于输入电压的5%。

由图2可知,变压器一个开关周期的正负半周原边电流会对隔直电容进行充放电。以原边电流的正半周为例,隔直电容电压从 $-U_c$ 减小至0,又反向增大至 U_c ,原边电流的平均值可以根据变压器副边输出电流通过匝数比等效计算。因此,根据隔直电容上电荷变化量等式,则有:

$$2 \cdot U_c \cdot C_b = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot f} \quad (4)$$

因此根据式(4),隔直电容可以求得:

$$C_b = \frac{P}{4 \cdot n \cdot f \cdot U_o \cdot U_c} \quad (5)$$

2.3 输出滤波电感

输出滤波电感 L_o 的主要作用为与输出电容构成LC低通滤波器,可以滤除前端开关器件中的高频谐波。

如图2可知,在 t_1-t_5 时间段内,输出电感电流从 $I_o + \Delta I/2$ 下降至 $I_o - \Delta I/2$,输出电感电压近似为 U_o ,该阶段的持续时间可以表示为 $(1-D_{eff})/2f$ 。根据输出电感的伏秒平衡原理可得:

$$L_o \cdot \frac{dI_o}{dt} = L_o \cdot \frac{-\Delta I \cdot 2 \cdot f}{(1-D_{eff})} = -U_o \quad (6)$$

因此,输出滤波电感可以根据式(6)计算求出:

$$L_o = \frac{(1-D_{eff}) \cdot U_o}{2 \cdot f \cdot \Delta I} = \frac{(1-D_{eff}) \cdot U_o^2}{4 \cdot \alpha \cdot P \cdot f} \quad (7)$$

式中: I_o 为输出滤波电感的平均电流; ΔI 为纹波电流峰峰值; α 为纹波系数,认为 $\Delta I = 2\alpha I_o$ 。

2.4 谐振电感

移相全桥电路中谐振电感 L_r 的主要作用就是配合滞后臂的死区时间,实现滞后臂的ZVS。但是,谐振电感的设计十分复杂,较小的谐振电感将导致系统滞后臂软开关范围窄、工作效率低;过大的谐振电感又将使得系统占空比丢失严重,变换器的输出电压不能得到保证。

由前文分析可知,在1个开关周期内,移相全桥电路占空比丢失时间即为 t_2-t_5 时间段。在此阶段内近似认为变压器原边电流 i_p 呈线性变化,则有如下关系:

$$L_r \cdot \frac{di_p(t)}{dt} = L_r \cdot \frac{2 \cdot f \cdot [i_p(t_5) - i_p(t_2)]}{D_{loss}} = -U_{in} \quad (8)$$

由于在 t_2, t_5 时刻,变压器原副边仍然存在耦合关系,因此这两个时刻的电流值可以根据输出电感的电流值折算至原边求得。

在 t_5 时刻, i_p 所对应的变压器副边电流即为输

出电感的波谷电流,其可以表示为

$$I_{o,min} = I_o - \frac{\Delta I}{2} \quad (9)$$

根据式(2)、式(7)和式(9)可以求得 $i_p(t_5)$ 为

$$i_p(t_5) = \frac{I_{o,min}}{n} = -\frac{I_o}{n} + \frac{U_o \cdot (U_{in} - n \cdot U_o)}{4 \cdot n \cdot f \cdot L_o \cdot U_{in}} \quad (10)$$

t_2 时刻输出电感的电流值仍然可以根据电流下降阶段的伏秒平衡原理求得,此时电流下降时间为占空比丢失时间,则有如下关系:

$$L_o \cdot \frac{dI_o}{dt} = L_o \cdot \frac{2 \cdot f \cdot (I_{o,min} - I_{o,t2})}{D_{loss}} = -U_o \quad (11)$$

根据式(7)、式(9)和式(11)可求出 $i_p(t_2)$ 为

$$i_p(t_2) = \frac{I_{o,t2}}{n} = \frac{U_o \cdot D_{loss}}{2 \cdot n \cdot f \cdot L_o} + \frac{I_o}{n} - \frac{U_o \cdot (U_{in} - n \cdot U_o)}{4 \cdot n \cdot f \cdot L_o \cdot U_{in}} \quad (12)$$

因此根据式(8)、式(10)和式(12),占空比丢失可以进一步求得:

$$D_{loss} = \frac{4 \cdot I_{o,min} \cdot f \cdot L_r}{n \cdot U_{in} - U_o \cdot \frac{L_r}{L_o}} = \frac{4 \cdot f \cdot L_r}{n \cdot U_{in} - U_o \cdot \frac{L_r}{L_o}} \cdot \left[I_o - \frac{U_o \cdot (U_{in} - n \cdot U_o)}{4 \cdot f \cdot L_o \cdot U_{in}} \right] \quad (13)$$

由式(13)可知,占空比丢失 D_{loss} 随负载电流 I_o 的增大而增大,随输入电压的增大而减小。因此占空比丢失最严重的情況即为负载最大且输入电压最低工况下。在占空比丢失最恶劣情况下,系统若想仍然保证所需的输出电压就必须满足如下关系:

$$D_{loss} + D_{eff} < 1 \quad (14)$$

根据式(13)可以求得谐振电感的表达式,如下所示:

$$L_r = \frac{n \cdot U_{in} \cdot D_{loss}}{\frac{U_o \cdot D_{loss}}{L_o} + 4 \cdot f \cdot I_o - \frac{U_o \cdot (U_{in} - n \cdot U_o)}{L_o \cdot U_{in}}} \quad (15)$$

由前面的理论分析可知,滞后臂实现ZVS的条件为: t_2 时刻谐振电感存储的能量必须大于等于滞后臂并联电容完成换流过程所需要的能量,因此有如下关系式:

$$\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot i_p(t_2)^2 \geq C_{lag} \cdot U_{in}^2 \quad (16)$$

考虑能量相等的临界情况,将式(12)代入式(16),可求出谐振电感的表达式为

$$L_r = \frac{2 \cdot n^2 \cdot C_{lag} \cdot U_{in}^2}{\left[\frac{U_o \cdot D_{loss}}{2 \cdot f \cdot L_o} + I_o - \frac{U_o \cdot (U_{in} - n \cdot U_o)}{4 \cdot f \cdot L_o \cdot U_{in}} \right]^2} \quad (17)$$

假设 λ 为负载系数,取值范围为0~1(例如:半载情况 $\lambda=0.5$), I_o 代表满载时的负载电流,则在某一负载情况下,将式(15)和式(17)写成两个函数的形式,则有:

$$\lambda_1(L_r, D_{\text{loss}_\lambda}) = \frac{n \cdot U_{\text{in}} \cdot D_{\text{loss}_\lambda}}{4 \cdot f \cdot I_o \cdot L_r} - \frac{U_o \cdot D_{\text{loss}_\lambda}}{4 \cdot f \cdot I_o \cdot L_o} + \frac{U_o \cdot (U_{\text{in}} - n \cdot U_o)}{4 \cdot f \cdot I_o \cdot L_o \cdot U_{\text{in}}} \quad (18)$$

$$\lambda_2(L_r, D_{\text{loss}_\lambda}) = \sqrt{\frac{2 \cdot n^2 \cdot C_{\text{lag}} \cdot U_{\text{in}}^2}{L_r \cdot I_o^2} - \frac{U_o \cdot D_{\text{loss}_\lambda}}{2 \cdot f \cdot L_o \cdot I_o}} + \frac{U_o \cdot (U_{\text{in}} - n \cdot U_o)}{4 \cdot f \cdot L_o \cdot U_{\text{in}} \cdot I_o} \quad (19)$$

式中: λ_1, λ_2 为因变量; $D_{\text{loss}_\lambda}, L_r$ 为自变量; D_{loss_λ} 为 λI_o 情况下的占空比丢失。

根据式(18)和式(19),画出 λ_1, λ_2 两个函数的曲面图,这两个曲面的交集即为该系统满足临界软开关条件所有点的集合,记为 $M(\lambda, D_{\text{loss}_\lambda}, L_r)$ 。该集合表示的意义为:在已知参数条件下,当谐振电感选为 L_r 时,滞后臂实现ZVS的范围为 $(\lambda \sim 1)I_o$,在 λI_o 负载条件下的占空比丢失为 D_{loss_λ} 。

根据系统的散热能力,确定本系统实现ZVS软开关负载范围 λ ,在集合 $M(\lambda, D_{\text{loss}_\lambda}, L_r)$ 中将该点提取出来。值得注意的是:在选取 $M(\lambda, D_{\text{loss}_\lambda}, L_r)$ 集合中某一个点之后,需要验证在该谐振电感 L_r 的情况下,总占空比是否小于1,即式(14)是否成立。若不成立,需要适当减小谐振电感值进行重新选择,直至满足式(14)条件为止。

2.5 IGBT死区时间

为了使超前臂实现ZVS,需要使超前臂的死区时间满足式(1), t_0 时刻的原边电流可以通过输出滤波电感峰值折算值原边计算,因此超前臂死区时间可以根据下式选取:

$$t_{d_{\text{lead}}} > \frac{2 \cdot C_{\text{lead}} \cdot U_{\text{in}}}{i_{p_\lambda}(t_0)} = \frac{2 \cdot C_{\text{lead}} \cdot U_{\text{in}}}{\lambda \cdot I_o + \frac{U_o \cdot (U_{\text{in}} - n \cdot U_o)}{4 \cdot f \cdot L_o \cdot U_{\text{in}}}} \quad (20)$$

式中: $i_{p_\lambda}(t_0)$ 为 λI_o 负载情况下 t_0 时刻的原边电流。

滞后臂死区时间必须大于 Q_4 断开后其并联电容 C_{lag} 完成换流过程所需要的时间,则有:

$$t_{d_{\text{lag}}} > \frac{2 \cdot C_{\text{lag}} \cdot U_{\text{in}}}{i_{p_\lambda}(t_2)} = \frac{2 \cdot C_{\text{lag}} \cdot U_{\text{in}}}{\frac{U_o \cdot D_{\text{loss}_\lambda}}{2 \cdot n \cdot f \cdot L_o} + \frac{\lambda \cdot I_o}{n} - \frac{U_o \cdot (U_{\text{in}} - n \cdot U_o)}{4 \cdot n \cdot f \cdot L_o \cdot U_{\text{in}}}} \quad (21)$$

式中: $i_{p_\lambda}(t_2)$ 为 λI_o 负载情况下 t_2 时刻的原边电流。

同时, Q_2 应该在原边电流 i_p 下降至0前开通,即 Q_2 和 Q_4 的死区时间应该小于原边电流 i_p 下降至0所需的时间。原边电流 i_p 下降至0所需的时间可以表示为

$$T^* = \frac{L_r \cdot i_{p_\lambda}(t_2)}{U_{\text{in}}} = \frac{L_r}{U_{\text{in}}} \cdot \left[\frac{U_o \cdot D_{\text{loss}_\lambda}}{2 \cdot n \cdot f \cdot L_o} + \frac{\lambda \cdot I_o}{n} - \frac{U_o \cdot (U_{\text{in}} - n \cdot U_o)}{4 \cdot n \cdot f \cdot L_o \cdot U_{\text{in}}} \right] \quad (22)$$

因此,根据式(21)和式(22)可知,滞后臂死区时间应该满足如下条件:

$$\frac{2 \cdot C_{\text{lag}} \cdot U_{\text{in}}}{i_{p_\lambda}(t_2)} < t_{d_{\text{lag}}} < \frac{L_r \cdot i_{p_\lambda}(t_2)}{U_{\text{in}}} \quad (23)$$

2.6 参数设计流程

综上分析,绘制移相全桥ZVS变换器关键参数优化设计流程框图,如图10所示。

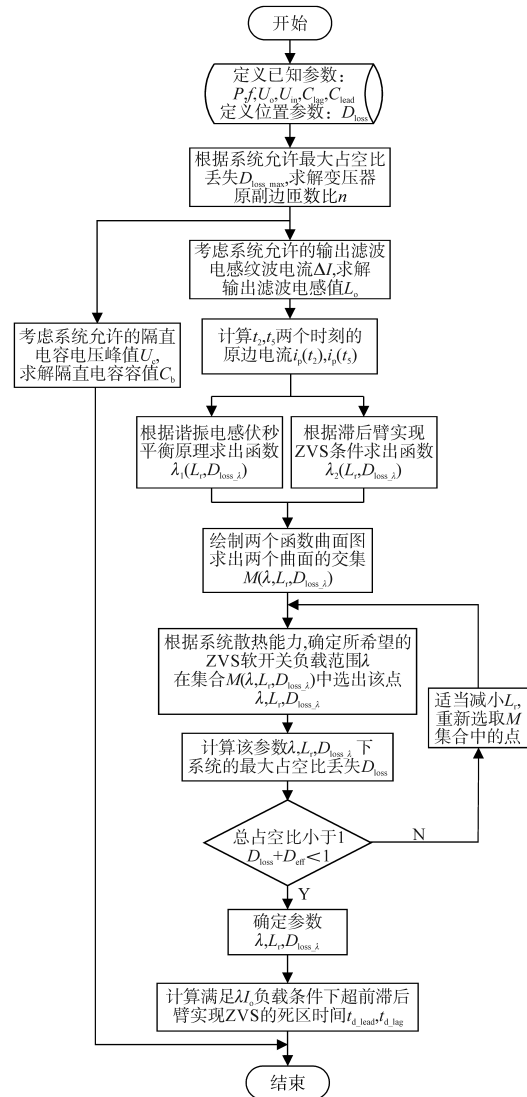


图10 移相全桥ZVS变换器关键参数优化设计流程框图

Fig.10 Optimized design flow diagram of main parameter based on phase-shifted full-bridge ZVS converter

3 实验结果与分析

根据前文的理论分析,本小节将通过搭建 45 kW 的实验样机,验证其正确性。

表 1 为系统的电气参数。

表 1 系统电气参数
Tab. 1 System electrical parameters

变量名称	变量代号	变量数值
系统容量	P	45 kW
输入电压	U_{in}	DC 500~900 V
额定电压		DC 750 V
输出电压	U_o	DC 600 V
开关频率	f	20 kHz
IGBT 并联电容	C_{lead}, C_{lag}	10 nF

下面根据图 10 所示流程框图进行本系统的关键参数设计。

3.1 变压器匝数比

考虑在网压最低 DC 500 V 时,系统能够允许的最大占空比丢失为 15%,则根据式(3)可以求得变压器原副边匝数比为 0.7。为了降低副边整流二极管的电压应力,这里采用变压器副边双绕组型式,匝数比取 4:3:3,等效匝数比为 $n=2/3$ 。

3.2 隔直电容

考虑隔直电容的峰值电压 U_c 为输入电压的 3%,则根据式(5)可以计算出隔直电容容值为 84 μF ,这里取 $C_b=80 \mu\text{F}$ 。重新计算隔直电容电压峰值 $U_c=16.7 \text{ V}$ 。

3.3 输出滤波电感

考虑额定输入电压、10% 满载条件下,输出滤波电感电流呈临界连续模式状态,即电感电流纹波系数 $\alpha=0.1$,则根据式(2)和式(7)可以计算出输出滤波电感值为 485 μH ,这里取 $L_o=400 \mu\text{H}$ 。重新计算输出滤波电感电流纹波为 $\Delta I=17.3 \text{ A}$ 。

3.4 谐振电感

系统的额定输出电流 I_o 可以根据输出功率和输出电压求得: $I_o=P/U_o=71.4 \text{ A}$ 。将表 1 中的已知参数以及前文计算的 $n, L_o, \Delta I$ 代入式(18)和式(19),同时令 L_r 单位为 μH ,可以求得:

$$\lambda_1(L_r, D_{loss_A}) = 0.87535 \cdot \frac{D_{loss_A}}{L_r} - 0.2757 \cdot D_{loss_A} + 0.1213 \quad (24)$$

$$\lambda_2(L_r, D_{loss_A}) = \frac{0.99}{\sqrt{L_r}} - 0.5515 \cdot D_{loss_A} + 0.1213 \quad (25)$$

根据式(24)和式(25)绘制出两个函数的曲面图如图 11 所示。图 11 中深黑色空间曲线即为两个曲面的交线。根据本系统的散热能力,这里考虑 ZVS 软开关负载范围为 40%,即 $\lambda=0.4$ 。在空间曲线上选出相应的参数点 $M(0.42, 10, 0.03)$,该点的意义为:在已知参数下,谐振电感 L_r 选取 10 μH 时,系统可以实现 0.42 倍满载以上的 ZVS,此时的占空比丢失为 0.03。

最后通过计算在此谐振电感条件下系统的总占空比是否小于 1,来验证参数选取的合理性。根据式(2)、式(13)以及式(14)可以求得有效占空比 D_{eff} 、占空比丢失 D_{loss} 分别为 0.79, 0.14, 总占空比为 0.93,满足小于 1 的条件,因此谐振电感参数设计合理。在此参数条件下,系统滞后臂实现 ZVS 的临界负载为 $45 \text{ kW} \times 0.42 = 19 \text{ kW}$ 。

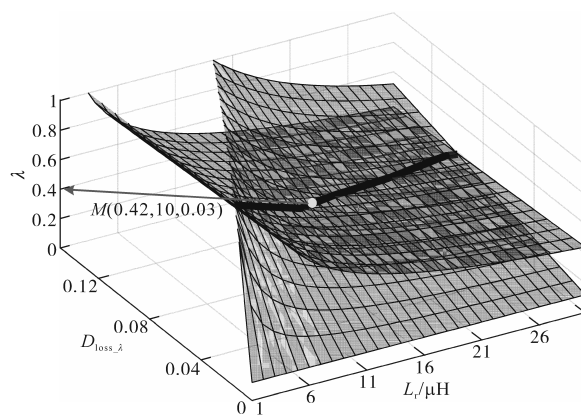


图 11 λ_1 和 λ_2 函数的曲面图

Fig.11 Surface plot of λ_1 and λ_2 function

3.5 IGBT 死区时间

为了使超前臂实现 ZVS,需要使超前臂的死区时间满足式(20),可以通过求出不等式右侧的最大值来确定超前臂死区时间的范围。根据式(18)和式(19),当 $L_r=10 \mu\text{H}$ 时,可以求出:DC 500 V 输入电压条件下的 $\lambda=0.26$;DC 750 V 输入电压条件下的 $\lambda=0.42$;DC 900 V 输入电压条件下的 $\lambda=0.5$ 。因此,不等式右侧的最大值可以计算为 0.47 μs ,这里取超前臂死区时间 $t_{d_lead}=1 \mu\text{s}$ 。

滞后臂死区时间可以根据式(21)~式(23)进行选取计算。将已知参数代入式(21)求得其最小值为 0.42 μs ;同理,根据式(22)可以计算其最大值为 0.56 μs 。这里取滞后臂死区时间 $t_{d_lag}=0.5 \mu\text{s}$ 。

综上分析,该系统的关键参数如表2所示。

表2 系统关键电气参数

Tab. 2 Key electrical parameters of system

变量名称	变量代号	变量数值
变压器原副匝数比	n	4:3:3 (2/3)
隔直电容	C_b	80 μF
输出滤波电感	L_o	400 μH
谐振电感	L_r	10 μH
超前臂死区时间	t_{d_lead}	1 μs
滞后臂死区时间	t_{d_lag}	0.5 μs

下面搭建45 kW移相全桥电路实验平台,实验参数如表1和表2所示,实验结果如下:

1)在网压DC 750 V、输出功率40 kW工况下,观察系统隔直电容电压 U_c 和输出滤波电感电流 I_{L_o} 的情况,如图12所示。

由图12可知,隔直电容电压峰值 U_c 为16 V,输出滤波电感纹波电流 $\Delta I=17.6$ A。

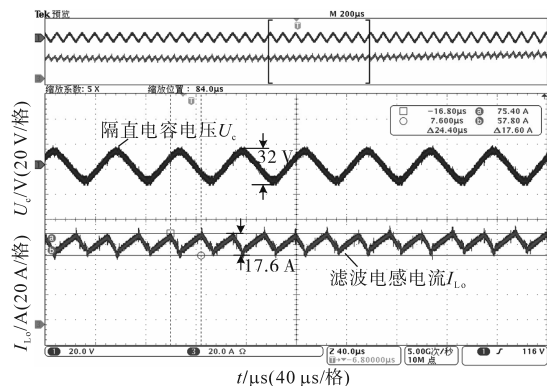


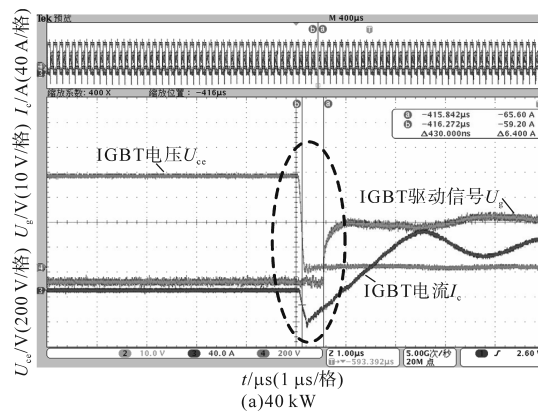
图12 网压DC 750 V、输出功率为40 kW工况下,隔直电容电压 U_c 和输出滤波电感电流 I_{L_o} 的实验波形图

Fig.12 Test waveforms of U_c , I_{L_o} under the conditions of $U_{in}=750$ V and $P=40$ kW

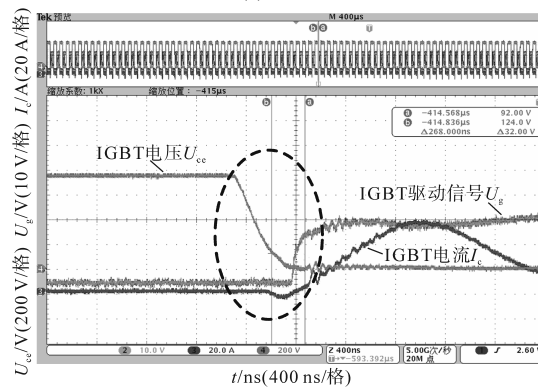
2)在网压DC 750 V,输出功率40 kW、19 kW以及10 kW三种工况下,观察移相全桥滞后臂实现ZVS的情况,如图13所示。

由图13可知:在负载40 kW时,滞后臂的并联电容电压下降至0后,经过一小段时间滞后臂开通,很好地实现了ZVS软开关;同理,在负载19 kW时,滞后臂的并联电容电压下降至0的时刻与滞后臂开通时刻基本重合,可以近似判断该工况下系统滞后臂处于临界ZVS软开关状态;在负载为10 kW时,滞后臂在其并联电容电压下降至0之前就已经导通,因此该工况下滞后臂没有实现ZVS软开关。

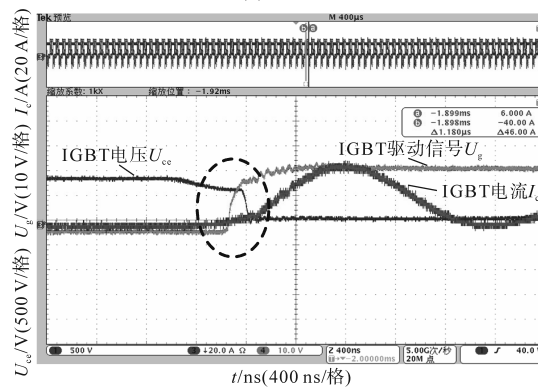
3)在网压最低DC 500 V、输出功率40 kW时,观察移相全桥输出电压及占空比丢失情况,如图14和图15所示。



(a)40 kW



(b)19 kW



(c)10 kW

图13 不同负载下滞后臂驱动信号及电压电流实验波形图

Fig.13 Test waveform of lag arm gate signal, voltage and current in different load

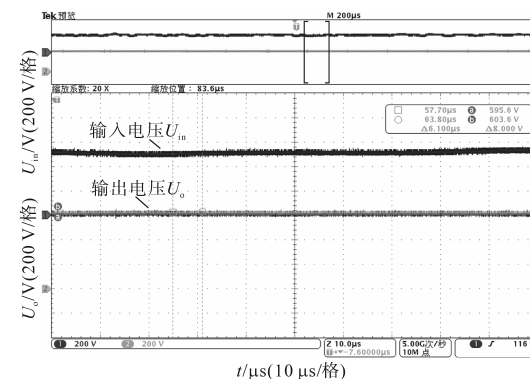


图14 输入电压为500 V、输出功率为40 kW工况下的输入、输出电压实验波形图

Fig.14 Test waveforms of input and output voltage under the conditions of $U_{in}=500$ V and $P=40$ kW

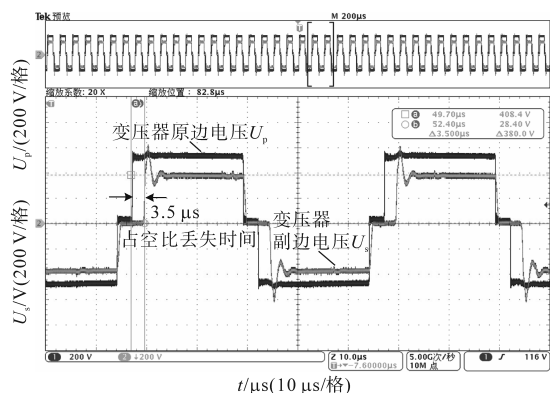


图15 输入电压为500 V、输出功率为40 kW工况下的变压器原副边电压实验波形图

Fig.15 Test waveforms of primary and secondary voltage of transformer under the conditions of $U_{in}=500$ V and $P=40$ kW

由图14和图15可知,在输入电压为DC 500 V、输出功率为40 kW工况下,输出电压可以达到DC 600 V;同时占空比丢失时间为3.5 μ s,占空比丢失为0.14。

综上所述,实验结果与理论分析基本保持一致,验证了理论分析的正确性。

4 结论

本文针对移相全桥ZVS电路复杂的参数设计问题,提出了一种基于ZVS负载范围的移相全桥变换器的参数优化设计方法。实验结果表明,该方法可以根据系统所希望实现的软开关负载范围,确定谐振电感、IGBT死区等关键参数的最优解,这将为实际工程应用中移相全桥的参数设计提供十分重要的指导与帮助。

参考文献

- [1] 苏威,杨向宇,赵世伟.移相全桥变换器无源性控制研究[J].电气传动,2018,48(8):37-40.
- [2] 郝振宇,王洪庆.基于DSP的移相全桥变换器的研究[J].电

气传动,2007,37(1):26-29.

- [3] Chen Z, Liu S S, Shi L C. A soft switching full bridge converter with reduced parasitic oscillation in a wide load range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 801-811.
- [4] 陈乾宏,殷兰兰,王健,等.二极管加电流互感器箝位的移相全桥DC/DC变换器[J].中国电机工程学报,2008,28(15):23-31.
- [5] 沙德尚,李斌,袁文琦,等.基于负载自适应的辅助LC网络宽范围零电压开通的输入串联输出并联移相全桥DC-DC变换器[J].中国电机工程学报,2016,36(13):3558-3564.
- [6] 陈仲,汪洋,李梦南.一种低环流损耗的宽范围ZVS移相全桥变换器[J].电工技术学报,2015,30(22):71-79.
- [7] 袁进行,马瑞卿,樊平.带辅助谐振的移相全桥ZVS DC/DC变换器研究[J].电力电子技术,2008,42(5):23-25.
- [8] 张沛然,李敏远.一种加辅助网络的移相全桥ZVS PWM变换器[J].电力电子技术,2013,47(2):67-69,100.
- [9] 张强,林维明,徐玉珍.一种用耦合电感实现零电压零电流开关的移相全桥变换器[J].电工技术学报,2016,31(21):142-149.
- [10] Zhao L, Li H Y, Wu X, et al. An improved phase-shifted full-bridge converter with wide-range ZVS and reduced filter requirement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3):2167-2176.
- [11] 张欣,陈武,阮新波.一种辅助电流可控的移相全桥零电压开关PWM变换器[J].电工技术学报,2010,25(3):81-88.
- [12] Tran D D, Vu H N, Yu S H, et al. A novel soft-switching full-bridge converter with a combination of a secondary switch and a nondissipative snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2):1440-1452.
- [13] 姬军鹏,胡雪利,华志广,等.基于可控谐振电感技术的移相全桥变换器[J].电气传动,2015,45(7):31-37.
- [14] 陈桂涛,郭辉,孙强.一种宽范围零电压开关移相全桥变换器的研究[J].电气传动,2017,47(12):44-47.
- [15] 史永胜,刘言新,王喜峰,等.移相全桥ZVS变换器的优化及参数设计[J].电子器件,2016,39(3):650-654.

收稿日期:2020-04-24

修改稿日期:2020-05-25

(上接第13页)

- 网功率控制策略研究[J].电气工程学报,2018,13(5):14-20.
- [54] 叶佳卓,杨力,伍诗雨,等.孤岛微电网自适应虚拟阻抗控制策略[J].电工能新技术,2019,38(12):1-9.
- [55] An R, Liu Z, Liu J. Modified adaptive virtual impedance method to compensate mismatched line impedances in microgrids [C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019:1109-1114.
- [56] An R, Liu Z, Liu J, et al. A communication-independent reac-

tive power sharing scheme with adaptive virtual impedance for parallel connected inverters [C]//2018 International Power Electronics Conference(IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia),Niigata, 2018:3692-3697.

收稿日期:2020-02-05

修改稿日期:2020-03-12