

# 飞机全电刹车机电系统供电电源余度设计

相里康, 马瑞卿

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710072)

**摘要:**提出了一种飞机全电刹车机电系统供电电源余度设计方法,在双有源半桥隔离双向 DC-DC 变换器的基础上采用 PWM 加移相控制方法,限制了不同输入电压下变压器漏感电流幅值,从而扩大了输入电压的波动范围。推导了输出增益公式,通过分析不同相位差下,一个周期内的漏电流,得出了不同相位差下输出平均功率和漏电流均方根值,并通过对比两者的关系,得出了相位差的最佳调制范围。通过分析该范围内的软开关情况,得出所有开关管,均可实现零电压开通。为了确保电压稳定以及漏电感两端电压平衡,设计了闭环控制方法,通过调节 PWM 占空比控制输出电压,利用相位差平衡了漏电感两端的电压,可抑制输出功率波动对输出电压的影响。设计了 1 台 28 V/270 V 功率 1 kW 的原理样机,验证了理论分析和计算的正确性。

**关键词:**全电刹车;供电电源;余度优化;双有源桥;双向变换器;闭环控制

**中图分类号:**V240.2

**文献标志码:**A

**文章编号:**1000-2758(2018)01-0110-07

飞机的起飞和降落是飞机事故的多发阶段,全电刹车系统具有更好的安全性、可靠性以及更优良的刹车效率,使其成为未来飞机刹车系统的发展方向。全电刹车系统利用电机驱动装置代替原有的液压阀,来压缩刹车盘输出刹车力。因此系统不仅需要 28 V 低压直流电为防滑刹车控制盒供电,而且需要 270 V 高压直流电为电机作动系统供电,任何一种供电电源出现问题,均会使系统无法完成刹车任务。飞机在着陆过程中,机电作动器及连接电缆均裸露在起落架外,飞机着陆时,动能全部由刹车盘吸收,会产生大量的热,容易引起供电线路故障,从而造成电源故障,因此进行供电电源的余度设计来提高系统的安全性十分必要。

供电电源的余度设计应保证高压和低压之间相互备份,当 28 V 低压直流电源出现故障时,由 270 V 高压直流电源转化为 28 V 电压后为低压侧负载供电,而当 270 V 高压直流电源出现故障时,则由低压侧电源升压为电机运行提供 270 V 高压。而且高压和低压直流电源之间应保证电流隔离,以防止任何一路电源故障时,对另一路产生冲击。因此,可采用带有高频变压器的双向隔离 DC-DC 变换器(isolated

bidirectional DC-DC converter, IBDC) 来实现高低压端双向功率流动。

文献[1]提出了一种全桥双向 DC/DC 变换器,但这类变换器在升压时需要启动电路,而且次级开关管工作在二极管状态,存在反向恢复现象,使开关管损耗增大。文献[2]提出采用箝位电路,来吸收电压尖峰和实现原端开关管零电压开通(zero voltage switching, ZVS),但增加了电路的复杂度。文献[3]提出了双有源桥(dual active bridge, DAB)隔离变换器,通过移相控制(phase shift, PS)调节功率流动,并借助变压器漏感,可在特定运行区域内,实现所有开关管的 ZVS,无需箝位和吸收电路。然而,由于漏感两端电压只在特定情况下相等,当电压不等时,会产生比较大的环流,增加导通损耗,而且在轻载下无法实现 ZVS。

文献[4]提出了一种移相控制双半桥 IBDC,其中低压侧采用电流馈电型半桥,高压侧采用电压馈电型半桥,无需箝位电路或额外的开关器件或谐振器件便可实现双向开关管 ZVS,低压侧采用输入电感,限制了电流脉动。这些特性决定了该变换器具有高功率密度,高效的功率传输和紧凑的结构。然

而采用移相控制,无法避免变压器两端电压不平衡时,所带来的大的环流。

文献[5]提出了一种脉宽调制+移相控制(PWM plus phase-shift, PPS)的IBDC,采用PWM控制保证漏感两端电压相等,并采用移相控制实现能量流动。该方法可以增大ZVS区域,减小漏电感电流以及扩大输入电压范围。这一控制方式也被推广至其他双向隔离DC-DC变换器中<sup>[6-7]</sup>。

由于该冗余设计旨在提高刹车系统的可靠性,应尽量简化冗余电路,避免过多元器件对系统可靠性的降低,结合航空航天器对于功率密度和可靠性的要求,为保证尽量少的元器件数目和采用简单的电路结构,本文采用双有源半桥隔离式双向DC-DC变换器作为全电刹车机电系统供电电源的冗余管理电路,并将PPS控制方式应用于该变换器中。对比不同相位下,漏电流有效值与输出功率关系以及各功率管的ZVS状态,得出低导通损耗工作区域,并设计了闭环控制方法,最后通过功率1kW的原理样机实验,验证了分析和计算结果的可行性。该供电电源冗余管理方法也适用于其他飞机高可靠机电作动系统中。

## 1 全电刹车供电电源设计

全电刹车系统包括刹车控制单元(brake control unit, BCU),机电作动控制器(electromechanical actuation controller, EMAC)以及机电作动器(electromechanical actuator, EMA),其中EMAC与EMA组成机电作动系统。

图1为全电刹车机电作动系统供电电源分布,其中BCU由28V直流供电,EMAC中既包含28V直流负载,也包含270V高压直流供电的逆变器,EMAC中逆变器输出的三相电压为EMA中的电机供电。28V直流电与270V直流电之间通过双向DC-DC变换器互为冗余备份。

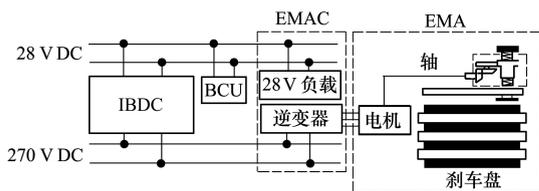


图1 全电刹车机电作动系统供电分布图

该冗余设计为功能冗余,相对于直接冗余,降低了系统成本和复杂性,且该冗余设计在系统正常工作时,处于休眠状态,不会对系统原有可靠性产生影响,而当供电发生故障时才激活,可有效提高机电系统的容错能力。

当变换器功率由低压侧向高压侧流动时,定义为升压模式,反之,当功率由高压侧向低压侧流动时,定义为降压模式。以升压模式为例,图2所示为双半桥隔离式双向DC-DC变换器,电流方向如图2中箭头所示。采用PPS控制,低压侧:开关管 $S_1$ 和 $S_2$ 驱动信号互补,设置 $S_1$ 的占空比为 $D$ ,范围为 $0 \sim 1$ 。输入电感 $L$ 用于减小输入电流波动。设置 $L$ 上流过的电流为 $i_L$ ,其两端电压为 $v_L$ 。电容 $C_1$ 和 $C_2$ 容值相同,设置为 $C_L$ , $L_S$ 为折算至原端的漏电感。设置漏电感两端电压为 $V_{L_S}$ ,流过漏电感的电流为 $i_{L_S}$ 。高压侧: $S_3$ 和 $S_4$ 的驱动信号互补,其占空比与低压侧相同,设置 $S_1$ 与 $S_3$ 之间的相位差与一个周期 $2\pi$ 的比值为 $\Phi$ ,其范围为 $-0.5 \sim 0.5$ ,电容 $C_3$ 和 $C_4$ 容值相同,设置为 $C_H$ 。 $V_1$ 和 $V_2$ 分别为高压侧电压和低压侧电压, $v_{ab}$ 和 $v_{cd}$ 分别为漏电感前后电压。相比于移相控制中,开关管占空比固定在0.5,加入了PWM控制,可使 $t_1 \sim t_2$ 以及 $t_3 \sim t_4$ 时间段内 $v_{ab} = v_{cd}$ , $v_{L_S} = 0$ ,从而使该时间段内漏电流不变,减小漏电流峰值。

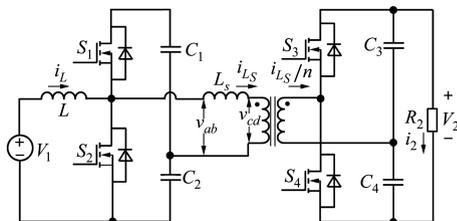


图2 双半桥隔离式双向DC-DC变换器

根据 $D$ 与 $\Phi$ 之间的关系以及不同的漏电流波形,可将升压模式分为a, b, c 3种运行状态,如表1所示。其对应的开关管驱动信号、电压波形以及漏电流波形如图3中a)~c)所示。降压模式与升压模式波形类似。

表1 变换器运行模式

$D$ 和 $\Phi$ 之间关系	模式
$0 < \Phi < D < 0.5$ 或 $0 < \Phi < 1 - D < 0.5$	a
$0 < D < \Phi < 0.5$	b
$0 < 1 - D < \Phi < 0.5$	c

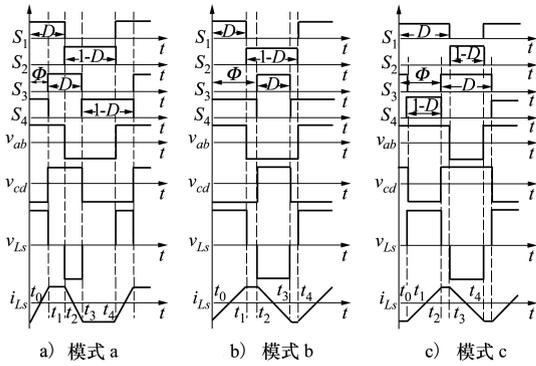


图3 PPS控制波形

## 2 双半桥 IBDC 稳态分析

### 2.1 输出增益

以升压模式 a 为例,如图 3a)所示,在  $t_0 \sim t_2$  时间段内,  $S_1$  导通,  $S_2$  关断,  $S_2$  上的电压为低压侧电容之和( $V_{C1} + V_{C2}$ ),其输入电感上的电压为

$$v_L = V_1 - (V_{C1} + V_{C2}) \quad (1)$$

在  $t_2 \sim t_4$  时间段内,  $S_2$  导通,  $S_1$  关断,  $S_1$  上的电压为( $V_{C1} + V_{C2}$ ),输入电感电压为

$$v_L = V_1 \quad (2)$$

由于输入电感的伏秒平衡,有

$$D(V_1 - (V_{C1} + V_{C2})) + (1 - D)V_1 = 0 \quad (3)$$

由(3)式可得,电容电压之和的稳态值为

$$V_{C1} + V_{C2} = \frac{V_1}{D} \quad (4)$$

$v_{ab}$  的峰峰值  $V_{ab-pp}$  为

$$V_{ab-pp} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{V_1}{D} \quad (5)$$

而  $v_{cd}$  的峰峰值  $V_{cd-pp}$  为

$$V_{cd-pp} = \frac{V_{C3} + V_{C4}}{n} = \frac{V_2}{n} \quad (6)$$

PPS 控制在  $t_0 \sim t_1$  和  $t_2 \sim t_3$  段内实现能量流动,而在  $t_1 \sim t_2$  及  $t_3 \sim t_4$  时间段内保持  $v_{ab} = v_{cd}$ ,以限制  $i_{Ls}$  峰值,故  $V_{ab-pp} = V_{cd-pp}$  可得高压侧增益为

$$V_2 = \frac{n}{D}V_1 \quad (7)$$

### 2.2 漏电流分析

漏电流  $i_{Ls}$  直接影响变换器的导通损耗和变压器损耗<sup>[8]</sup>,为了获得效率高的运行区域,需要研究漏电流有效值较低的运行区域。

如图 2 所示,漏电流可表示为

$$\frac{di_{Ls}(t)}{dt} = \frac{v_{ab} - v_{cd}}{L_s} \quad (8)$$

将不同时刻的  $v_{ab}$  和  $v_{cd}$  带入,并求积分可得

$$i_{Ls}(t) = \begin{cases} i_{Ls}(t_0) + \frac{V_{C1} + \frac{V_{C4}}{n}}{L_s}t & (t_0 \leq t < t_1) \\ i_{Ls}(t_1) + \frac{V_{C1} - \frac{V_{C3}}{n}}{L_s}(t - t_1) & (t_1 \leq t < t_2) \\ i_{Ls}(t_2) - \frac{V_{C2} + \frac{V_{C3}}{n}}{L_s}(t - t_2) & (t_2 \leq t < t_3) \\ i_{Ls}(t_3) - \frac{V_{C2} + \frac{V_{C4}}{n}}{L_s}(t - t_3) & (t_3 \leq t < t_4) \end{cases} \quad (9)$$

时间  $t_1 \sim t_2$  和时间  $t_3 \sim t_4$  内  $v_{ab} = v_{cd}$ ,故

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{V_{C3}}{n} \\ V_{C2} = \frac{V_{C4}}{n} \end{cases} \quad (10)$$

由于  $i_{Ls}(t_0) = i_{Ls}(t_4)$ ,故

$$\frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{V_{C3}}{V_{C4}} = \frac{1 - D}{D} \quad (11)$$

由于一个周期内,漏电流平均值为零,并根据(10)式和(11)式可得

$$i_{Ls}(t_0) = -\frac{D\Phi V_2}{nL_s f_s} \quad (12)$$

式中,  $f_s$  为开关管的开关频率。

定义漏电流的基准值为

$$I_{Ls(\text{base})} = \frac{V_2}{nL_s f_s} \quad (13)$$

将(12)式代入(9)式中,可得漏电流在一个周期内的标么值  $i_{Ls}^*$ ,如表 2 所示。

表 2 一个周期内漏电流表达式

$i_{Ls}^*(0 \sim \Phi)$	$i_{Ls}^*(\Phi \sim D)$	$i_{Ls}^*(D \sim (D+\Phi))$	$i_{Ls}^*((D+\Phi) \sim 1)$
$-D\Phi + \theta$	$(1-D)\Phi$	$(1-D)\Phi + D - \theta$	$-D\Phi$

注:表中  $\theta$  为运行时刻占整个周期的比值。

通过表 2,计算出漏电流均方根值的标么值为

$$I_{L_S}^* (\text{RMS}) = \sqrt{-D^2 \Phi^2 + D\Phi^2 - \frac{\Phi^3}{3}} \quad (14)$$

假设电路中不存在损耗,则其输出功率为

$$P = f_s \left( \int_{t_0}^{t_2} i_{L_S} V_{C1} dt + \int_{t_2}^{t_4} i_{L_S} (-V_{C2}) dt \right) \quad (15)$$

定义输出功率的基准值为

$$P_{(\text{base})} = \frac{V_2^2}{n^2 L_S f_s} \quad (16)$$

将(6)式、(10)式、(11)式以及表 1 数据代入(15)式,则输出功率的标么值  $P^*$  为

$$P^* = \Phi \left[ D(1-D) - \frac{\Phi}{2} \right] \quad (17)$$

采用相同的计算方法,可计算出升压模式 b 对应的漏电流均方根值和输出功率值分别为

$$I_{L_S}^* (\text{RMS}) = \sqrt{-\frac{D^3}{3} - D^2 \Phi^2 + D^2 \Phi} \quad (18)$$

$$P^* = D^2 \left( \frac{1}{2} - \Phi \right) \quad (19)$$

同理,升压模式 c 对应的  $I_{L_S}^* (\text{RMS})$  和  $P^*$  分别为

$$I_{L_S}^* (\text{RMS}) =$$

$$\sqrt{-(D-1)^2 \Phi^2 + (D-1)^2 \Phi + \frac{D^3}{3} - D^2 + D - \frac{1}{3}} \quad (20)$$

$$P^* = (1-D)^2 \left( \frac{1}{2} - \Phi \right) \quad (21)$$

降压模式与升压模式的标么值  $P^*$  关于  $\Phi = 0$  中心对称,  $I_{L_S}^* (\text{RMS})$  关于  $\Phi = 0$  轴对称,根据上述分析,可画出漏电流均方根值,以及输出功率的标么值,在不同相位差下的分布图如图 4 所示。

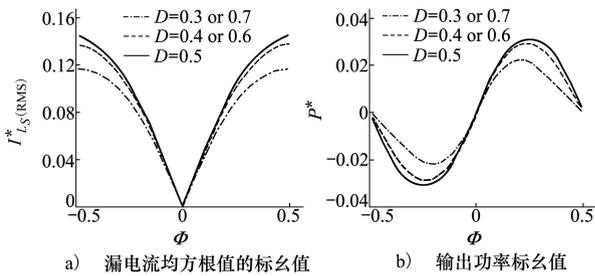


图 4 不同相位差  $\Phi$  下漏电流及输出功率曲线

当  $\Phi > 0$  时,  $P^* > 0$  变换器工作在升压模式下,当  $\Phi < 0$  时,  $P^* < 0$  变换器工作在降压模式下。升压模式时,  $I_{L_S}^* (\text{RMS})$  相对于  $\Phi$  单调增加,而  $P^*$  先增加后减小,故变换器应工作在零到功率最大值

$P_{\text{max}}^*$  区间内,以保证相同输出功率下,变压器漏电流的电流最小。

通过对(17)式关于  $\Phi$  求导,可得

$$P_{\text{max}}^* = \frac{D^2(1-D)^2}{2} \quad (22)$$

$$\text{此时 } \Phi = (1-D)D \quad (23)$$

降压模式可类似分析,故变换器相位差应工作在区间  $-(1-D)D < \Phi < (1-D)D$  内,这一区间处于模式 a 中。

### 2.3 软开关分析

除了导通损耗外,开关损耗也是变换器效率必须考虑的内容。当开关管开通,其漏源极电流为负时,可实现 ZVS。故在模式 a 中,当变换器满足(24)式时,所有开关管可实现 ZVS<sup>[8]</sup>。

$$\begin{cases} S_1: i_{s_1}(t_0) = i_L - i_{L_S}(t_0) > 0 \\ S_3: i_{s_3}(t_1) = \frac{i_{L_S}(t_1)}{n} > 0 \\ S_2: i_{s_2}(t_2) = i_L - i_{L_S}(t_2) < 0 \\ S_4: i_{s_4}(t_3) = \frac{i_{L_S}(t_3)}{n} < 0 \end{cases} \quad (24)$$

由于输入电流  $i_L$  的波动范围相对于漏电流很小,故可认为其不变,保持在稳态值,结合(7)式、(16)式和(17)式,可得其稳态值为

$$I_L = \frac{P}{V_1} = \frac{V_2 \Phi}{n L_S f_s D} \left[ D(1-D) - \frac{\Phi}{2} \right] \quad (25)$$

根据图 3a) 以及表 2 可得出,各时刻漏电流值如表 3 所示。

表 3 各时刻漏电流表达式

$i_{L_S}^*(t_0)$	$i_{L_S}^*(t_1)$	$i_{L_S}^*(t_2)$	$i_{L_S}^*(t_3)$
$-D\Phi$	$(1-D)\Phi$	$(1-D)\Phi$	$-D\Phi$

根据(24)式、表 1 和表 3 数据,可得

$$i_{s_1}(t_0) = \frac{V_2 \Phi}{n L_S f_s D} \left( D - \frac{\Phi}{2} \right) > 0 \quad (26)$$

$$i_{s_2}(t_2) = \frac{V_2 \Phi}{n L_S f_s D} \left( -\frac{\Phi}{2} \right) < 0 \quad (27)$$

从而得出在模式 a 内,所有开关管均可实现 ZVS。

## 3 闭环控制

为了确保升/降压模式下输出电压稳定,且漏感

两端电压平衡,需要设计闭环系统。

升压模式下其反馈控制框图如图 5 所示。

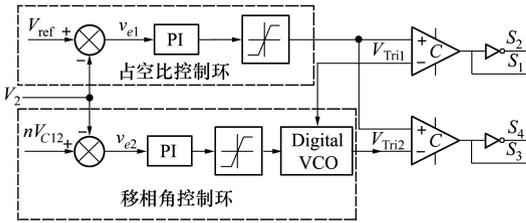


图 5 升压模式下反馈控制框图

它由占空比控制回路和移相角控制回路 2 部分组成。电压控制振荡器 (voltage-controlled oscillator, VCO) 用于产生  $S_1$  和  $S_3$  之间的相位差。  $\Phi$  的范围根据 2.2 节的分析,需限定在  $-(1-D)D < \Phi < (1-D)D$  之间。

设置低压侧电容电压之和为  $V_{C12}$ , 开始工作时,  $V_2$  和  $V_{C12}$  均为零, 产生信号  $v_{e1}$ , 进而产生占空比, 由于占空比的存在会产生  $V_{C12}$ , 从而产生信号  $v_{e2}$ , 使相位差控制回路工作, 最终使输出电压稳定, 且漏感两端电压保持平衡。在降压模式下的反馈控制类似, 仅需将反馈量由  $V_2$  变为  $V_1$ , 电压参考  $V_{ref}$  应由 270 V 变为 28 V。

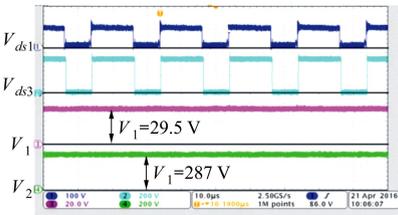


图 6 开关管漏源极电压及输入输出电压

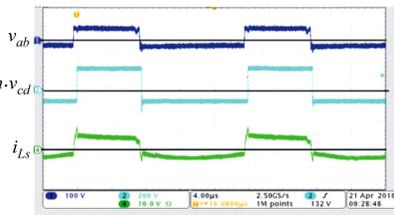


图 7 漏电感两端电压和漏电流

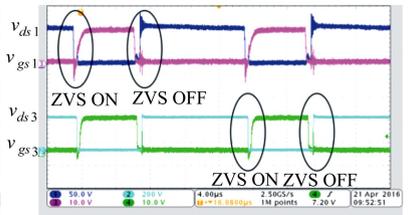


图 8 开关管和 ZVS 状态

设置占空比  $D = 0.4$ , 相位差基于  $2\pi$  的比例  $\Phi = -0.06$ , 负载电阻  $R = 8.3 \Omega$ , 变换器工作在降压模式时。图 9 所示为开关管  $S_1$  和  $S_3$  漏源极电压以及高压侧电压和低压侧电压, 通过 PPS 控制, 可实现功率的反向流动。图 10 所示为  $v_{ab}, v_{cd}$  以及  $i_{L_s}$  波形, 通过 PWM 控制也可实现降压模式下的电压平衡, 从而抑制漏电流。

## 4 试验验证

为了验证本文所提出变换器理论研究的正确性, 制作了 1 台 1 kW 的原理样机。具体的系统参数为: 高压侧额定电压  $V_2 = 270 \text{ V}$ , 低压侧额定电压  $V_2 = 28 \text{ V}$ , 变压器匝数比 1 : 4, 输入电感  $L = 100 \mu\text{H}$ , 变压器漏感  $L_s = 2.3 \mu\text{H}$ , 低压侧分压电容  $C_1 = C_2 = 10 \mu\text{F}$ , 高压侧分压电容  $C_3 = C_4 = 15 \mu\text{F}$ , 开关频率  $f_s = 50 \text{ kHz}$ 。

设置  $D = 0.4, \Phi = 0.033$ , 负载  $R = 640 \Omega$ , 变换器工作在升压模式。图 6 所示为  $S_1$  和  $S_3$  漏源极电压以及高/低压侧电压, 此时高/低压侧电压分别为 29.5 V 和 287 V, 与 (7) 式中的分析一致,  $S_1$  漏源极电压峰值为 74 V, 与 (4) 式分析一致,  $S_2$  漏源极电压的峰值与输出电压一致且与分析相符。图 7 所示为  $v_{ab}, v_{cd}$ , 以及漏电流波形。  $v_{ab}$  和  $v_{cd}$  均为交流电压, 通过 PPS 控制, 使其幅值相等, 从而抑制电流尖峰, 使电流应力减小。

为了验证软开关性能, 需要检测开关管的门极驱动电压和漏源极电压, 图 8 所示为开关管  $S_1$  和  $S_3$  的 ZVS 状态, 从图中可以看出, 当  $S_1$  和  $S_3$  开通前, 其漏源极结电容上的电压已降为零, 实现了 ZVS。开关管  $S_2$  和  $S_4$  的 ZVS 状态类似。

图 11 所示为升压模式时负载由  $320 \Omega$  切换至  $160 \Omega$  时的动态试验波形, 高压侧电压在切换前后保持在 270 V, 其动态响应时间为 12 ms。图 12 所示为降压模式时, 负载由  $5.6 \Omega$  切换至  $3 \Omega$  时的动态响应波形, 低压侧电压保持在 28 V, 其动态响应时间为 10 ms。以上实验结果验证了该闭环控制方法具有良好的稳态和动态特性。

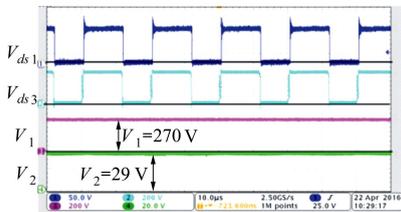


图 9 开关管漏源极电压及输入输出电压

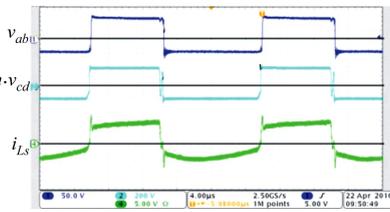


图 10 漏电感两端电压和漏电流

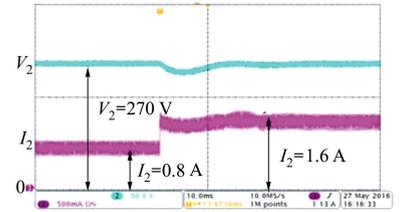


图 11 升压模式闭环控制负载切换

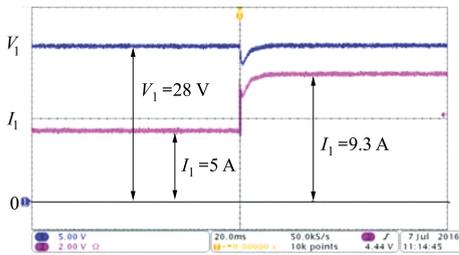


图 12 降压模式闭环控制下负载切换波形

## 5 结 论

本文针对飞机全电刹车系统提出的供电电源余

度设计方法,采用结构简单的双有源半桥隔离双向 DC-DC 变换器,并引入 PPS 控制方法,解决了传统 PS 控制下变压器漏电感两端电压不平衡时漏电流幅值高的问题,降低了漏电流的幅值,扩大了输入电压波动范围。

推导了双有源半桥隔离双向 DC-DC 变换器电压增益公式,漏电流有效值以及输出功率。

通过对比不同相位差下漏电流有效值以及输出功率的关系,给出了低导通损耗下的相位差调制范围,并证明了在该范围内,双向 DC-DC 变换器所有开关管均可实现 ZVS。

设计了闭环控制方法,同时控制占空比和相位 2 个变量,在确保升压和降压模式下输出电压稳定的同时,保证变压器漏电感两端电压平衡。

## 参考文献:

- [1] Wang K, Lee F C, Lai J. Operation Principles of Bi-Directional Full-Bridge DC-DC Converter with Unified Soft-Switching Scheme and Soft-Starting Capability [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, Fifteenth Annual IEEE, 2000: 111-118
- [2] Wu T F, Yang J G, Kuo C L, et al. Soft-Switching Bidirectional Isolated Full-Bridge Converter with Active and Passive Snubbers[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1368-1376
- [3] De Doncker D E, Divan D M, Kheraluwala M H. A Three-Phase Soft-Switched High-Power-Density DC/DC Converter for High-Power Applications[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1991, 27(1): 63-73
- [4] Peng F Z, Li H, Su G J, et al. A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(1): 54-65
- [5] Xu D, Zhao C, Fan H. A PWM Plus Phase-Shift Control Bidirectional DC-DC Converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(3): 666-675
- [6] Xiao H, Xie S A. ZVS Bidirection-Al DC-DC Converter with Phase-Shift Plus PWM Control Scheme[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23(2): 813-823
- [7] Li W, Wu H, Yu H, et al. Isolated Winding-Coupled Bidirectional ZVS Converter with PWM Plus Phase-Shift(PPS) Control Strat-Egy[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2011, 26(12): 3560-3570
- [8] Krismer F, Kolar J W. Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 59(7): 2745-2760

# Power Supply Redundancy Design of Aircraft's Electric Braking Electro-Mechanical Actuation System

Xiangli Kang , Ma Ruiqing

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** In this paper, a power source redundancy-optimization approach for aircraft electrical brake electromechanical actuation system was proposed. The PWM plus phase-shift (PPS) control method was introduced in Dual active half bridge, which limited the amplitude of transform's leakage inductance current, thus expanding the fluctuation range of input voltage. Then, the voltage gain formula was deduced. By analyzing the leakage current under different phase shift in one period, the average power and root-mean-square (RMS) value of leakage current can be compared. Then, the optimum modulation range of phase shift can be obtained. By analyzing the soft-switching operation in this range, all switches can realize zero-voltage-switching (ZVS). To ensure the output voltage stability and voltage balance across the leakage inductance, a closed loop control method is designed. Finally, a prototype of 28V/270V-1kW was built to verify the theoretical analysis and calculation.

**Keywords:** electric brakes; power source; redundancy-optimization; DAB; bidirectional converters; closed loop control; controllers; DC-DC converter; design of experiments